

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE ESTUDIOS SUPERIORES ARAGÓN



TESIS PARA OBTENER EL TÍTULO DE :

INGENIERO EN COMPUTACIÓN

CON EL TÍTULO DE:

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA
RED DE LÁMPARAS PARA INTERIORES
BASADAS EN TECNOLOGÍA LED,
MONITOREADAS Y CONTROLADAS POR
TRANSCEIVERS DE ALTA FRECUENCIA**

PRESENTADA POR:

SOFIA ROSSANA LEYVA CARMONA

ASESOR:

M. EN I. JESÚS ALVAREZ CASTILLO



AGOSTO 2013
NEZAHUALCOYOTL, EDO DE MEX



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a Dios por protegerme durante todo mi camino y darme fuerzas para superar obstáculos y dificultades, sin permitir que desista de mis objetivos, a lo largo de toda mi vida.

A mi casa de estudios por permitirme ser una pequeña parte de ella y ofrecerme toda una vida.

A mis tesoros más preciados; mis hijas Sabrina Miztli y Samantha Xanat; por todo su apoyo, cariño y comprensión; además de ser mis mejores compañeras y amigas.

A mis nietos Aarón, Tlaloc Rodrigo por ser una inspiración y representar tanto cariño en mi vida. Y en la espera de la llegada de un nuevo integrante de la familia.

A mi Madre (Carmen Carmona) y a mis hermanas (María del Carmen y María Isabel) por estar siempre a mi lado, por su apoyo, ayuda y animo en todas mis decisiones.

A todos mis familiares y amigos que han acompañado mis pasos y gracias a todas las personas que ayudaron directa e indirectamente en la realización de este proyecto.

A mis profesores por todas sus enseñanzas; en particular a mis sinodales (Mtro. Juan Gastaldi Pérez, M. en I. David Jaime González Maxines, Ing. Narciso Acevedo Hernández y Mtra. María Angélica Feria Victoria) y a mi director de tesis (Jesús Álvarez Castillo); por ofrecerme esta oportunidad.

EN MEMORIA:

De mi padre (Crescencio Leyva) por ser el mejor padre, amigo y maestro del planeta, por todo su cariño, enseñanzas, apoyo, ayuda, por todos los momentos que me dedico y por que gracias a él no solo aprendí a utilizar herramientas sino aprendí el cariño y amor que le tengo a la ingeniería.

De mi abuelo (Francisco Carmona) por enseñarme que se puede aprender muchas áreas de conocimiento y ser bueno en todas ellas; músico, pintor, mecánico, carpintero, diseñador de moda, albañilería, decoración, plomería y otras más.

De mi abuela (Carmen Carmona) por las mañanas de lectura bajo la sombra del chayote que me enseñaron el cariño y amor a los libros.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	i
METODOLOGÍA	vii
1. SISTEMAS DE ILUMINACIÓN	10
1.1 ESPECTRO VISIBLE	11
1.1.1 FACTORES DE LA VISIÓN	12
1.2 TECNOLOGÍAS CONVENCIONALES DE ILUMINACIÓN	13
1.2.1 LÁMPARAS INCANDESCENTES	13
1.2.2 LÁMPARAS DE INDUCCIÓN MAGNÉTICA	14
1.2.2.1 CARACTERÍSTICAS DE LA LÁMPARA DE INDUCCIÓN MAGNÉTICA	14
1.2.3 LÁMPARAS FLUORESCENTES	15
1.2.4 LÁMPARAS DE BAJO CONSUMO (AHORRADORAS)	20
1.2.5 LÁMPARAS DE SODIO DE BAJA Y ALTA PRESIÓN	22
1.2.5.1 VENTAJAS	23
1.2.6 LÁMPARAS DE VAPOR DE SODIO DE BAJA PRESIÓN (SBP)	26
1.2.7 LÁMPARAS DE HALÓGENO	27
1.3 TECNOLOGÍA DE ESTADO SÓLIDO	27
1.3.1 TIPOS DE DIODOS	29
1.4 COMPARATIVO DE DIVERSAS TECNOLOGÍAS	30
2. SISTEMAS DE ILUMINACIÓN CON LED'S DE POTENCIA	32
2.1 LUMINARIAS Y LÁMPARAS LED	32
2.2 ÁREAS DE APLICACIÓN	33
2.3 TECNOLOGÍAS DE ILUMINACIÓN CON LED'S	34
2.3.1 TECNOLOGÍA RGB	34
2.3.2 TECNOLOGÍA LED (LUZ BLANCA)	37
2.4 VENTAJAS DE LA TECNOLOGÍA	38
2.5 PROTECCIÓN DEL LED EN DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS	39
2.5.1 LA DISIPACIÓN DE CALOR	40
2.5.2 LA PROTECCIÓN ELECTROSTÁTICA	41
2.5.3 EL PROCESO DE SOLDADURA	42
2.6 LED'S DE POTENCIA	43
2.6.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS LED'S DE POTENCIA	43
2.6.1.1 CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS	46
A) INTENSIDAD LUMINOSA	46
B) FLUJO LUMINOSO	47
C) ILUMINANCIA	50
D) ÁNGULOS DE EMISIÓN DE LUZ	52
E) LONGITUD DE ONDA	53
F) COORDENADAS DE COLOR	54
G) ENCAPSULADOS	55
H) ÓPTICAS SECUNDARIAS	56
2.6.1.2 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS	57
A) TENSIONES DE ENTRADA/SALIDA	58
B) CORRIENTE DE ENTRADA/SALIDA	58
C) CORRIENTE INVERSA	58
D) DISTORSIÓN ARMÓNICA	58
E) FACTOR DE POTENCIA (FP)	60
2.6.1.3 CARACTERÍSTICAS TÉRMICAS	60
A) TEMPERATURA DE JUNTURA	61
B) RESISTENCIA TÉRMICA	64

C) POTENCIA DISIPADA	67
D) RENDIMIENTO TÉRMICO	68
E) GESTIÓN TÉRMICA	70
F) TEMPERATURA DE OPERACIÓN	70
2.6.1.4 CARACTERÍSTICAS PARTICULARES RELACIONADAS CON EL COLOR	70
A) ÍNDICE DE REPRODUCCIÓN DEL COLOR (CRI)	71
B) TEMPERATURA DE COLOR CORRELACIONADA (CCT)	71
C) EFICACIA LUMINOSA (η_v)	72
D) EFICIENCIA RELATIVA	73
E) VIDA ÚTIL	74
F) PUREZA DEL COLOR	74
2.6.1.4 CARACTERÍSTICAS DE SUSTENTABILIDAD	74
A) PROTECCIÓN DEL MEDIO AMBIENTE	74
B) SEGURIDAD Y RAPIDEZ	75
C) TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN	75
3. CONTROLADORES PARA LÁMPARAS DE LED'S	76
3.1 FUENTES DE ALIMENTACIÓN	76
3.2 FUENTES DE ALIMENTACIÓN LINEALES	77
3.2.1 ETAPA DE TRANSFORMACIÓN	78
3.2.2 ETAPA DE RECTIFICACIÓN	79
3.2.3 ETAPA DE FILTRADO	80
3.2.3.1 FACTOR DE RIZO	81
3.2.3.2 CÁLCULO DEL FACTOR DE RIZO	81
3.2.3.3 TIPOS DE FILTROS	82
3.2.4 ETAPA DE REGULACIÓN	84
3.2.4.1 REGULACIÓN CON REGULADORES LINEALES	84
3.2.4.2 REGULACIÓN CON DIODO ZENER	85
3.3 FUENTES CONMUTADAS Ó REGULADORES EN FORMA DE CONMUTACIÓN	87
3.3.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN REDUCTORA	89
3.3.2 PRINCIPIO DE OPERACIÓN ELEVADORA	90
3.4 CLASIFICACIÓN DE CONMUTADORES	91
3.5 TOPOLOGÍAS DE LAS FUENTES CONMUTADAS	95
3.5.1 REGULADORES REDUCTORES	95
3.5.2 REGULADORES ELEVADORES	100
3.5.3 REGULADORES REDUCTORES/ ELEVADORES	102
3.5.4 REGULADORES CÚK	104
4. RED INALÁMBRICA DE RADIOFRECUENCIA UTILIZANDO TRANSCEIVERS	107
4.1 SISTEMAS DE COMUNICACIÓN	107
4.2 TOPOLOGÍAS PARA REDES	109
4.2.1 TIPOS DE TRANSMISIÓN DE DATOS	111
4.2.2 FRECUENCIA DE TRANSMISIÓN DE DATOS	112
4.3 SISTEMA DE TRANSMISIÓN-RECEPCIÓN(TIPO DE MODULACIÓN)	113
4.3.1 MODULACIÓN ANALÓGICA	114
4.3.1.1 MODULACIONES LINEALES	114
4.3.1.2 MODULACIÓN EN AMPLITUD (AM)	114
4.3.2 MODULACIONES ANGULARES	115
4.3.2.1 MODULACIÓN EN FRECUENCIA (FM)	115
4.3.2.2 MODULACIÓN DE FASE	117
4.3.3 MODULACIÓN DIGITAL	118
4.3.3.1 MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE AMPLITUD (ASK)	120
4.3.3.2 MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)	120
4.3.3.3 MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK)	121
4.3.3.4 MODULACIÓN DE AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM)	121
4.4 PROTOCOLOS DE COMUNICACIÓN	122
4.4.1 PROTOCOLO UNIVERSAL SERIAL BUS (USB)	123
4.4.2 PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN SERIE	124

4.4.2.1	CARACTERISTICAS DE LA COMUNICACIÓN SERIE	125
4.4.2.2	NORMAS DE COMUNICACIÓN SERIE	127
4.4.2.3	TIPOS DE TRANSMISIÓN SERIE	129
a)	TRANSMISIÓN SERIE ASÍNCRONA	129
b)	TRANSMISIÓN SERIE SÍNCRONA	131
4.5	LOS TRANSCEIVERS	132
4.5.1	PARÁMETROS GENERALES	132
4.5.2	CONFIGURACIÓN E INTERFACES FÍSICAS	133
4.6	SOFTWARE DE APLICACIÓN	134
4.6.1	LENGUAJES PARA LA PROGRAMACIÓN EN LA COMUNICACIÓN	134
4.6.2	CONFIGURACIONES	135
5.	DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA	136
5.1	CONSIDERACIONES	136
5.2	MODELO GLOBAL DE LA RED DE LUMINARIOS	137
5.2.1	DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA RED DE LUMINARIOS	137
5.3	ESTRUCTURA DEL LUMINARIO	138
5.3.1	DIAGRAMA DEL LUMINARIO	139
5.4	DESCRIPCIÓN DE CADA MÓDULO DEL LUMINARIO	139
5.4.1	MÓDULO 1 CONVERTIDOR AC/DC	140
5.4.1.1	CONVERTIDOR DC/DC DE SUBIDA (BOOST)	140
5.4.2	MÓDULO 2 CONVERTIDOR DC/DC DE BAJADA (BUCK)	144
5.4.3	MÓDULO 3 CONTROLADOR	148
5.4.3.1	SENSOR	148
5.4.3.2	DIMMER	149
5.4.3.3	CONTROL REMOTO	149
5.4.3.4	PROGRAMACIÓN DEL CONTROLADOR	149
5.4.4	MÓDULO 4 DE COMUNICACIONES	151
5.4.4.1	CONFIGURACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS QUE INTEGRAN LA RED	153
5.4.4.2	INTERFACE GRÁFICA PARA MONITOREO Y CONTROL DE LA RED UTILIZADA	155
5.4.4.3	RED PARA EL MONITOREO Y CONTROL DEL SISTEMA	156
5.4.5	MÓDULO 5 DE ILUMINACIÓN	158
5.4.5.1	CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS	159
	CONCLUSIONES	161
	TRABAJO FUTURO	162
	BIBLIOGRAFÍA	163
	REFERENCIAS	164
	ANEXOS	165
	ANEXO A. NORMA OFICIAL MEXICANA PARA LÁMPARAS LED	166
	ANEXO B. RESOLUCIÓN DEL DIARIO OFICIAL DE LA FEDERACION DEL 28 DE ENERO DEL 2010	173
	ANEXO C. HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS	178
	LED DE POTENCIA DE 1 WATT	179
	MICROCONTROLADOR PIC 12F510	180
	TRANSCEIVER HC-11	186
	CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA MC34262	189
	REGULADORES LM 7805 Y LM7815	195
	CONVERTIDOR DC/DC DE BAJADA (BUCK) LM5116	199
	ANEXO D. ÍNDICES	219
	ÍNDICE DE IMÁGENES	220
	ÍNDICE DE TABLAS	223
	ÍNDICE DE GRÁFICAS	224
	ÍNDICE DE CIRCUITOS	224

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UNA
RED DE LÁMPARAS PARA INTERIORES
BASADAS EN TECNOLOGÍA LED,
MONITOREADAS Y CONTROLADAS POR
TRANSCEIVERS DE ALTA FRECUENCIA

INTRODUCCIÓN

La incursión de la tecnología en nuestra vida cotidiana nos ha hecho dependientes de ella; y lamentablemente ha sido la causante de la destrucción paulatina de nuestro medio ambiente. En los últimos años se han visto efectos adversos en la naturaleza provocados tales como:

El consumo indiscriminado de recursos naturales que ha generado un gran desgaste de nuestro planeta. La contaminación del agua, el aire y la tierra se puede hablar de todo el medio ambiente en general y que ha ocasionado grandes cambios en los ecosistemas y como una consecuencia de esto se puede ver claramente en el cambio climático y el calentamiento global; ante este problema se ha generado a nivel mundial una preocupación para revertir esos daños; sin embargo existen muchos problemas para lograrlo pues cada país tiene una perspectiva propia de la situación y de acuerdo a ella toma sus propias medidas de solución. Una de las alternativas para revertir los daños ocasionados se trata básicamente del cuidado del medio ambiente para tratar de revertir algunos daños y de recuperar parte de lo que se ha perdido; para tal efecto algunos países destinan parte de su gasto público en investigación y desarrollo tecnológico; pero también como otra parte de la solución se han creado organismos que se encargan de verificar que la tecnología tome como criterios principales la sustentabilidad del ambiente; de ahí el término de tecnologías sustentables o tecnologías verdes. Cada país da prioridad a cada sector y ve de qué forma ataca la problemática del medio ambiente; algunos en el sector educativo mediante la concientización y campañas educativas, o bien en el sector de salud para dirigir el uso de tecnologías para el bienestar de la población; entre todas estas soluciones existe una amplia preocupación en cuanto al sector energético debido a que la producción y el consumo energético ocasionan grandes desequilibrios ambientales y es en esta área en la se dirige este trabajo.

Y podemos decir que tanto otros países como en México, uno de los factores más importantes es el consumo energético, las fuentes de producción energética se distribuyen en todo el país dando abasto a casi todo el territorio y una gran parte del gasto presupuestal es destinado a este rubro; desgraciadamente el consumo tiene ciertas características que determinan factores tales como: la producción, distribución y consumo;

el consumo es predestinado para varios usos tanto a nivel gubernamental como particular; el gasto energético es debido al consumo en las áreas de transporte, calefacción, refrigeración e iluminación entre otras. En el rubro de iluminación mantiene un alto rango de gasto de manera que se vuelve importante generar opciones que permitan disminuir el gasto energético, optimizar los recursos y dar un servicio de calidad.

En materia de energía se han desarrollado diferentes estudios a nivel mundial tratando de establecer lineamientos para detener y revertir las consecuencias del cambio climático y el deterioro ambiental. Actualmente en términos de iluminación se han presentado varias prerrogativas al respecto y se considera a la tecnología de estado sólido como una de las mejores opciones para la generación de luz. En México la secretaria de energía (SENER) en colaboración con la agencia internacional de energía AIE) en 2011 publica los indicadores de eficiencia energética en México; como parte de un proyecto internacional en el que se tiene como objetivo evaluar los resultados de las políticas públicas y acciones implementadas en la materia, ya que describen e indican de forma detallada cómo se está empleando la energía en los distintos sectores de la economía.

El Fondo europeo de desarrollo regional, de la unión europea indica en un estudio que la iluminación representa el 19% del consumo mundial de electricidad y el 14% del de la Unión Europea (UE), este alto nivel de consumo implica a su vez un elevado coste, tanto económico como ecológico. Es por esto que la tendencia en Europa es ir sustituyendo el alumbrado con nuevas tecnologías de iluminación más ecológicas con el medio ambiente y de menor consumo energético.

El aumento del precio de la energía y el problema del cambio climático son factores a tener en cuenta a la hora de elegir un alumbrado eficiente. En la actualidad, aproximadamente 2/3 de la iluminación instalada en la Unión Europea utiliza una tecnología anticuada e ineficiente, y aunque en los últimos 15 años se ha producido un cambio importante en el mundo de la iluminación, la renovación del alumbrado es demasiado lenta.

El desarrollo tecnológico algunas veces lamentablemente conlleva al desgaste paulatino de nuestra naturaleza es nuestra obligación desarrollar nuevas tecnologías dirigidas a la conservación del ambiente y de la vida misma; por tal razón organizaciones a nivel mundial han desarrollado diferentes propuestas para que en todos los países se realicen

campañas, programas y lineamientos encaminando el desarrollo tecnológico a la creación de procesos que permitan el cuidado de nuestra naturaleza; generando las conocidas tecnologías verdes o tecnologías sustentables.

La manipulación de la tecnología a través del tiempo ha sido una tarea muy ardua y en este trabajo se pretende documentar la línea de desarrollo al respecto de la iluminación y las problemáticas que han originado la búsqueda de nuevas alternativas, pero cabe destacar que una de las cuestiones más importantes por el momento ha sido el calentamiento global; pues esa fue la causa para que la unión europea decidiera eliminar del mercado el uso de la bombilla eléctrica de luz incandescente por la gran cantidad de pérdida energética convertida en calor; las bombillas desaparecerían del mercado en forma paulatina en primera instancia las de 100 watts, posteriormente las de 75 watts y el siguiente paso sería eliminarlas por completo, pensando en la sustitución por lámparas ahorradoras; lamentablemente cuando se tomó esta decisión no se habían terminado los estudios correspondientes de dichas lámparas y al tener los resultados era demasiado tarde para detener las acciones tomadas y ahora también había que realizar campañas para manipulación de las lámparas ahorradoras, de los efectos nocivos que tiene su uso y de la forma de desecharlas; además de determinar cómo se van a manipular los desechos tóxicos generados por estas lámparas.

En México se adopta la misma decisión que la unión europea y por orden del presidente en turno se publica en el diario oficial de la federación publicado el 28 de enero del 2010 (ANEXO B), la iniciativa en la que indica la desaparición de las bombillas de 100 watts y se declara que para finales del 2013 se sacan del mercado todas las bombillas incandescentes para lo cual se realizan campañas en todo el país por medio de CFE (Comisión Federal de Electricidad) para que la población del país realice el cambio de bombillas incandescentes por lámparas ahorradoras. Esta misma decisión de eliminar las lámparas incandescentes se realiza desde el 2008 en diferentes países tales como Australia, Nueva Zelanda, Taiwán, China, Japón, entre otros.

Podemos decir que el estado del arte, actualmente en referencia a iluminación; implica en primera instancia; a las lámparas incandescentes que usan entre el 5 y el 10 % de energía en iluminación y el 95 o 90 % restante se convierte en calor; posteriormente a las lámparas halógenas tienen una problemática similar aunque es más eficiente el sistema de

producción de luz. Por otra parte tenemos alternativas de iluminación como la lámpara denominada ahorradora que es de bajo consumo energético, altamente dañinas para el ser humano, durante su operación emite gases tóxicos y en mayor escala cuando alguna de estas bombillas llegase a fracturarse o romperse; puesto que el gas contenido en ella es altamente tóxico ya que contienen mercurio, y se han asociado a varios problemas de salud derivados del uso de este tipo de lámparas. Las lámparas fluorescentes y las de inducción magnética que también utilizan gases como el mercurio para la producción de la luz y aunque tienen una menor cantidad por lo que no deja de ser tóxica y altamente contaminante; Los resultados obtenidos en la Unión Europea al respecto de las lámparas ahorradoras y su toxicidad ocasionaron una gran preocupación por lo que la unión europea promueve un comunicado en el cual ofrece un premio a quien desarrollara una lámpara que consuma 10 watts y de una iluminación equivalente a 100 watts; llegado el plazo el premio fue para Phillips que llego a los valores más aproximados al objetivo; sin llegar a cumplirlo.

La tecnología de estado sólido se considera más segura porque carece de la emisión de gases contaminantes, y los procesos de fabricación cada vez son más seguros, se ha ido mejorando la tecnología de producción de fotones, los primeros led's no tenían la intensidad lumínica ni los colores que se producen hoy en día, por tales razones se pretende utilizar tecnología de estado sólido para la generación de luz.

Y aunque la tendencia es el uso de los oled que son diodos con componentes orgánicos que emiten luz a ciertas frecuencias, su vida útil no es muy larga sobre todo los de color azul mientras que los rojos y los verdes tienen una duración mayor, pero iluminan menos; en cuanto a energía tienen la ventaja de que para lograr un color negro no se consume energía por que los diodos permanecen realmente apagados y solo se iluminan y consumen cuando es necesario; sin embargo, aun no son lo suficientemente eficientes, ni sus costos, razones que nos permiten tomarlos en este momento como opción idónea.

Para el desarrollo de este proyecto se toma como antecedente principal la problemática actual del cambio climático y los problemas del medio ambiente que han ocasionado las actividades del ser humano y que en respuesta de dicha problemática es necesario que los desarrollos de ingeniería actuales tengan la capacidad suficiente de ofrecer una mejor calidad de vida para nuestro planeta. De acuerdo a esto se derivan otros factores que se

toman como antecedentes y que fundamenten este trabajo; algunos de estos son referenciados en la Norma Oficial Mexicana publicada en enero del 2012; en la cual se establece las especificaciones para las lámparas de LED integradas para iluminación general, los métodos de prueba, las de características técnicas esenciales de acuerdo al uso destinado, que deben llevar los productos que se comercialicen dentro del territorio de los Estados Unidos Mexicanos y estos productos propicien el uso eficiente y el ahorro de energía.

Y que fue desarrollada en el Comité Consultivo Nacional de Normalización para la Preservación y Uso Racional de los Recursos Energéticos (CCNNPURRE) con la colaboración de un grupo interdisciplinario formado por los siguientes organismos, instituciones y empresas:

- Asociación de Normalización y Certificación, A.C.
- Cámara Nacional de Manufacturas Eléctricas
- Cámara Nacional de la Industria Electrónica, de Telecomunicaciones y Tecnologías de la Información
- Centro Nacional de Metrología
- Electro mag, S.A. de C.V.
- Fideicomiso para el Ahorro de Energía Eléctrica
- GE Commercial Materials, S. de R.L. de C.V.
- Grupo Dipralight S.A. de C.V.
- Havells México, S.A. de C.V.
- Laboratorio de Alumbrado Público del Gobierno del Distrito Federal
- Normalización y Certificación Electrónica A.C.
- Osram, S.A. de C.V.
- Philips Mexicana, S.A. de C.V.
- Procuraduría Federal del Consumidor

De tal forma que el objetivo de este proyecto consiste en utilizar varias lámparas led's prototipo para conectarlas en una red que pueda ser controlada y monitoreada por vía internet; donde cada lámpara es atenuable por medio de un control remoto, un atenuador manual (dimmer) y además es sensible a los niveles de luz ambiental.

Ya que se pretende que formar lámparas prototipo, en las que cada una de estas supere las expectativas actuales en lámparas comerciales; de acuerdo a los parámetros de iluminación que se integran dentro de la Norma Oficial Mexicana para en la que establece las especificaciones para las lámparas de LED integradas para iluminación general, los métodos de prueba, las de características técnicas esenciales de acuerdo al uso destinado. Considerando que además de realizar procedimientos de optimización de energía; la integración de procesos de comunicación que permitan su conexión en una red; como una innovación al uso de estos dispositivos.

El alto costo de la energía; la problemática de los energéticos así como el cambio climático hace necesaria el desarrollo de nuevas tecnologías que permitan el ahorro de energía; el uso de materiales más económicos y eficientes. Que den un mejor servicio y tengan una mayor duración. Y que se encuentren dentro de las tecnologías sustentables.

PHILIPS indica en sus estudios que 19% del consumo mundial de electricidad se utiliza para la iluminación. Con el aumento de la demanda de energía y los nuevos mercados emergentes, es esencial para encontrar soluciones nuevas y sostenibles para los sistemas de iluminación actuales. Y estas nuevas soluciones también abrirán nuevas oportunidades, como la incorporación de la luz en los edificios u objetos. Así mismo establece que su programa de investigación en el área de iluminación juega un papel importante en la identificación y desarrollo de oportunidades como esta. Y plantea que apenas se ha comenzado a entender el impacto completo de la luz. Los efectos de la iluminación en la salud y el bienestar de la gente es en gran medida inexplorado, pero prometedora. Y por lo tanto el programa de investigación de iluminación se dirige a entender el potencial de la luz, y su objetivo es traducir estas ideas en propuestas posibles. Y enfoca de la siguiente manera, las áreas de atención de su programa de iluminación:

- Conversión y sistemas LED
- Suministro de luz avanzada
- Gestión de la luz y la energía
- Servicios de Iluminación
- Luz para la salud y el bienestar

METODOLOGÍA

Para el desarrollo de este trabajo se utilizó una metodología realizada por métodos deductivos que van de lo general a lo particular; de manera que los primeros capítulos se habla de los aspectos técnicos generales que se tomaron en consideración para el desarrollo del proyecto y por último se plantea el desarrollo del proyecto técnico en base a un análisis estructurado que obedece la siguiente secuencia:

ANÁLISIS E INVESTIGACIÓN.- Se lleva a cabo un análisis, así como la investigación correspondiente, mediante la cual se establecen los sistemas de iluminación que nos dan un panorama de la situación del mundo real para determinar la presencia y naturaleza de los problemas en referencia a la iluminación.

RECOLECCIÓN DE INFORMACIÓN.- Esta etapa del proceso técnico implica buscar todo aquello que nos ayude a dar forma a la solución esbozada en la etapa anterior, es decir, buscar en revistas, periódicos, enciclopedias, y empresas todo aquello que nos ayude a encontrar una solución adecuada al problema. En este caso una gran parte de la información fue obtenida de las fichas técnicas de los fabricantes de los insumos requeridos en el proyecto; así como, aquellos insumos que nos permitieron realizar la selección de productos a emplear.

DISEÑO BREVE DEL PROYECTO TÉCNICO.- Éste radica en un diseño de un proyecto técnico, donde se describe la solución específica del problema; es así mismo el paso previo a la recolección de información este proceso se lleva a cabo tomando en consideración el objetivo y la hipótesis planteada en este trabajo.

PRODUCCIÓN DE SOLUCIONES ALTERNATIVAS.- La producción de alternativas para la elección de la solución implica generar varias respuestas potenciales y variadas al problema. Así, para llegar a una solución que satisfaga mejor los criterios del diseño breve ideado, se necesita analizar varias posibilidades siempre tomando en cuenta las características técnicas de los componentes y los parámetros que se pretenden abatir.

La producción de soluciones alternativas implica dos elementos:

A) APARICIÓN DE LAS OPCIONES: Esto es la presencia de dos o más alternativas de productos y/o componentes, entre las cuales se debe decidir de acuerdo a sus características técnicas. Para el desarrollo de los prototipos y posteriormente del producto final (la red de lámparas).

B) DELIBERACIÓN. Implica considerar detenidamente las ventajas y desventajas de las decisiones antes de adoptarlas.

ELECCIÓN DE LA SOLUCIÓN: De acuerdo a la investigación se toman en cuenta factores que determinen la tecnología que se va a seleccionar para desarrollar el producto. El criterio de selección que se tomara en cuenta es en base a los parámetros necesarios y los parámetros obtenidos.

TRABAJO EXPERIMENTAL: En este punto se debe experimentar la solución en condiciones reales; esto quiere decir que las lámparas se realizaran en protoboard antes de realizar los impresos de las lámparas.

CONSTRUCCIÓN DE PROTOTIPOS: Es el producto final de carácter experimental debe ser la red de lámparas y el primer ejemplar de una lámpara del proyecto que se toma como modelo de alta capacidad de ejecución para realizar varios ejemplares y así realizar la conexión en red.

PRUEBA Y EVALUACIÓN: La prueba de los prototipos frente a los criterios de diseño breve, se pone en práctica en calidad de la razón o argumento para demostrar la eficiencia o ineficiencia del proyecto técnico; la evaluación de los resultados de las pruebas, por su parte tiene la finalidad de enfatizar las áreas deficientes y señalar los métodos para mejorarlas.

REDISEÑO/REIMPLEMENTACIÓN: Esta etapa final implica una nueva construcción y prueba del prototipo para aplicar las mejoras sugeridas.

A continuación se describe cada uno de los capítulos que forman parte de este trabajo:

En el capítulo 1 se plantean como antecedentes tres aspectos de la iluminación; en primera instancia las características de la luz visible y la forma en que el ojo humano percibe la luz, los diferentes tipos de iluminación y finalmente se realiza una comparación de estas tecnologías.

El capítulo 2 se selecciona como alternativa de este trabajo a la tecnología led y se replantean todos los parámetros por medio de los cuales se analizan los sistemas de iluminación; en base a parámetros eléctricos, parámetros térmicos, parámetros ópticos y parámetros generales.

En el capítulo 3 se describen aspectos relacionados con los controladores para lámparas de led's; entre estos las fuentes de alimentación y los reguladores en forma de conmutación.

El capítulo 4 trata las bases teóricas sobre los sistemas de comunicación y describe el uso de transceivers de alta frecuencia para la transmisión de datos.

Finalmente el capítulo 5 describe como utiliza los aspectos teóricos manejados en los capítulos anteriores para plantear el modelo global de la red de luminarios y los cinco módulos que conforman el proyecto (Módulo 1 convertidor ac/dc, Módulo 2 convertidor dc/dc de bajada (buck), Módulo 3 controlador, Módulo 4 de comunicaciones, Módulo 5 de iluminación).

1. SISTEMAS DE ILUMINACIÓN

A través del tiempo el ser humano ha desarrollado diferentes tecnologías para satisfacer sus necesidades; una de estas es la iluminación; así que desde épocas muy antiguas, el tratado de buscar alternativas para obtener luz y controlarla durante el tiempo de oscuridad.

Estudios de antiguas civilizaciones han indicado que encontraron vestigios de que indican la existencia de posibles lámparas que ofrecían luz y que funcionaban por principios similares al de una pila fotovoltaica; una de ellas fue la pila de Bagdad entre otras de funcionamiento similar encontradas en parte de Europa y Asia; De la misma forma se habla de sistemas de iluminación complejos que fueron utilizados por los egipcios y otras culturas de esos tiempos, uno de ellos era el uso de espejos para iluminar el interior de las habitaciones; principalmente usado en las pirámides; sin embargo, existe un periodo de obscurantismo, por decirlo de alguna manera, en el que se pierden esos conocimientos y se da un retroceso en cuanto estos sistemas de iluminación y se abre brecha para los sistemas que utilizaban como el uso de las velas, lámparas de aceite y otros sistemas de combustión, posteriormente al dominar los efectos de la electricidad para producir luz, se desarrollaron diferentes sistemas de iluminación; a lo largo de este capítulo podremos conocer los aspectos más importantes de los principales sistemas de iluminación; pero es importante establecer cuáles son los primeros aspectos de la luz y como los percibe el ojo humano.

1.1 ESPECTRO VISIBLE

La visión humana solo es capaz de percibir una región del espectro electromagnético; al que se le conoce como espectro visible, luz visible o luz y que a final de cuentas es la radiación electromagnética en un rango de longitudes de onda que van desde los 400 a 700 nm aunque algunas personas llegan a percibir rangos más amplios que van desde 380 a 780 nm, ver FIGURA 1.1.

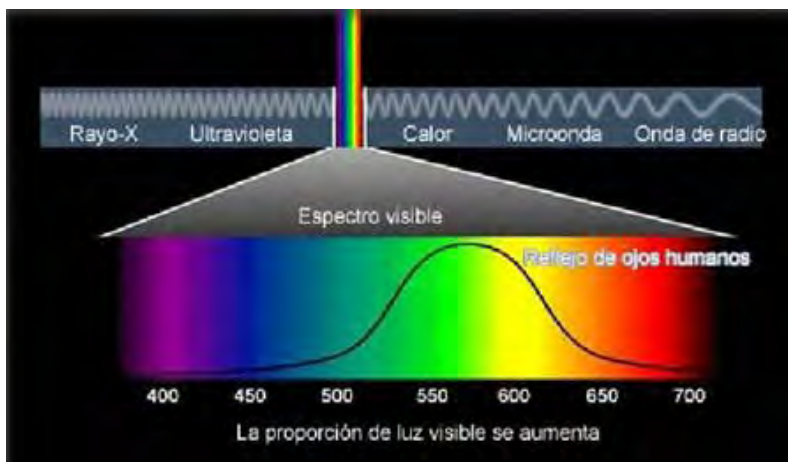


FIGURA 1.1 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO DE LA LUZ. OBTENIDA EL 3 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.arqhys.com/arquitectura/color-rendimiento.html>

El ojo absorbe la luz y la transmite a través del nervio óptico al cerebro; dando lugar al sentido de la visión, como se puede observar en la FIGURA 1.2, esto permite lo siguiente:

- La adquisición de información visual cualitativa y cuantitativa.
- La apreciación de las características de los objetos.
- La captación e interpretación de movimientos y otros cambios físicos en el ambiente que nos rodea.
- La identificación de señales.
- La orientación y creación de impresiones espaciales.

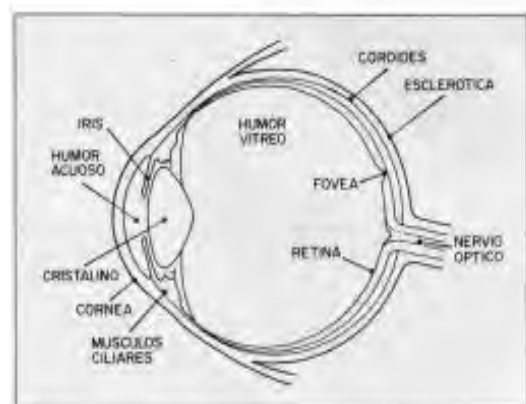


FIGURA 1.2 ESTRUCTURA DEL OJO HUMANO. MUTUA DE ACCIDENTES DE TRABAJO Y ENFERMEDADES PROFESIONALES DE LA SEGURIDAD SOCIAL NUMERO 61. OBTENIDA EL 3 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.icv.csic.es/prevencion/Documentos/breves/FR-EMAP/iluminacion.pdf>

1.1.1 FACTORES DE LA VISIÓN

Cuando la iluminación es deficiente produce efectos dañinos para la vista; tales como fatiga visual y del sistema nervioso central debido al esfuerzo realizado para interpretar la realidad percibiendo señales insuficientes o erróneas que ocasionan una posición incómoda y por lo tanto una fatiga muscular; esta a disminución de la eficacia visual ocasiona errores en tareas y accidentes.

El caso contrario existe cuando hay un desequilibrio luminotécnico que se produce cuando la cantidad de luz procedente de uno o varios objetos que aparecen en el campo visual y esta es muy elevada; a este efecto se le llama deslumbramiento. Existen dos tipos de deslumbramiento; el perturbador que solo causa efectos temporales y se corrigen cuando la luz se corrige y el molesto.

Los factores que conforman la visión son los siguientes:

- La acomodación visual: es la capacidad del ojo para enfocar a diferentes distancias.
- La adaptación visual: proceso de adaptación del ojo a distintos niveles de luminosidad. Es más rápida de niveles de iluminación bajos a altos que viceversa.
- La agudeza visual: capacidad de percibir y discriminar visualmente los detalles más pequeños.

Por tal razón se pretende que la iluminación sea correcta para que se genere un estado de confort visual, este está asociado a la armonía o equilibrio de diferentes factores tales como: el ambiente, la estabilidad, la cantidad de luz en relación a las exigencias visuales y factores individuales.

1.2 TECNOLOGÍAS CONVENCIONALES DE ILUMINACIÓN

Tomando en consideración a la luz como un fenómeno electromagnético y estableciendo que su longitud de onda varía desde 380 a 750nm para ser sensibles al ojo humano. Actualmente se han desarrollado varios procedimientos para generar luz, entre estos tenemos los siguientes:

- **Termo-radiación:** Los materiales sólidos o líquidos se calientan a temperaturas superiores a 1000 K emiten radiación visible (**incandescencia**).
- **Descarga eléctrica** Cuando una corriente eléctrica pasa a través de un gas emite radiación (**luminiscencia**).

De ahí que un sistema de iluminación se define como una forma de producir luz.

1.2.1 LÁMPARAS INCANDESCENTES

En una lámpara incandescente el proceso de producción de luz se genera dentro de un tubo de cristal lleno de gas (FIGURA 1.3); cuando la corriente que fluye en su interior pasa a través de un filamento ultra delgado de tungsteno o wolframio en un circuito cerrado, el cable se comporta como un termo-radiador y convierte entre el 5 y el 10 % de la energía en luz y lo demás en calor (efecto Joule), de manera que se genera una resistencia al paso de la corriente produciendo una fricción entre los electrones en movimiento que se va incrementando hasta el punto en que la temperatura del alambre se eleve a 2 500 °C

(4 500 °F) aprox., entonces la gran excitación en el átomo de tungsteno o wolframio (W), produce un efecto que permite al electrón salir momentáneamente de su órbita para ocupar una órbita más externa o nivel superior de energía dentro del propio átomo; la fuerza de

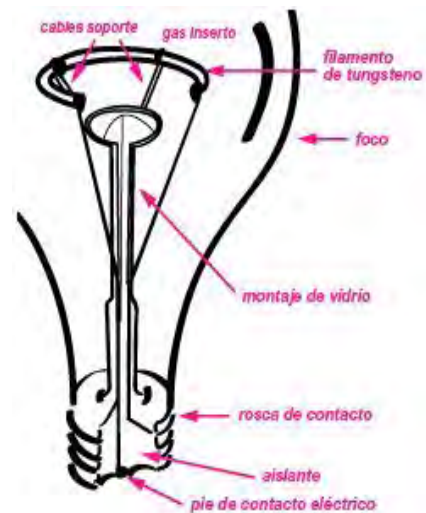


FIGURA 1.3 ESTRUCTURA DE UN FOCO INCANDESCENTE. OBTENIDA EL 3 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.energizer.com.pr/como-funcionan-las-linternas/como-funcionan-los-focobombillos>

atracción ejercida por el núcleo sobre el electrón para evitar que deje su órbita hace que regrese de inmediato y al reincorporarse emite fotones de luz blanca visible liberando la energía extra adquirida al ocupar momentáneamente una órbita superior; en resumen esto es conocido como el fenómeno físico de la incandescencia.

1.2.2 LÁMPARAS DE INDUCCIÓN MAGNÉTICA

Como se muestra en la FIGURA 1.4, la luz es generada mediante una descarga magnética en un gas; dicha descarga se genera por medio de transformadores electromagnéticos formados por un par de anillos con embobinado metálico conectados a un balastro electrónico; que al crear un campo electromagnético de alta frecuencia alrededor del tubo de vidrio que contiene el gas. La trayectoria de la descarga, inducida por las bobinas, forma un bucle cerrado que causa la aceleración de los electrones libres, que chocan con los átomos de Mercurio y los excitan. Esta excitación produce luz visible al pasar a través del recubrimiento de fósforo.



FIGURA 1.4 LÁMPARA DE INDUCCIÓN MAGNÉTICA. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.venalsol.com/?gclid=CK352eCx-7QCFSemPAodfxYA7g>

1.2.2.1 CARACTERÍSTICAS DE LA LÁMPARA DE INDUCCIÓN MAGNÉTICA

- Larga vida útil: vida media de más de 60.000 horas, sin necesidad de mantenimiento. En los productos que llevan balastro electrónico externo, la vida media puede alcanzar 100 000 horas.
- Eficiencia lumínica: 80-85 lm/W.
- Índice de rendimiento cromático: Ra > 80.

- Excelente rendimiento de encendido y re-encendido en caliente.
- Factor de potencia. $FP > 0.98$
- Libre de parpadeos: Luz más confortable para los usuarios y que previene lesiones en los ojos cuando se observa directamente.
- Temperaturas de color a elegir: 2700-6500K.
- Potencia de salida constante: la potencia de la lámpara varía menos del 3% cuando la fluctuación de la tensión de alimentación se encuentra en el rango $\pm 20\%$.
- Resistencia de auto-extinción: la lámpara no se apagará cuando la tensión de alimentación caiga un 40%.
- Baja distorsión armónica: distorsión armónica total $<10\%$.
- Tolerancia de temperatura: puede operar entre -40°C y $+50^{\circ}\text{C}$.
- Compatibilidad electromagnética: Frecuencia de operación: 250K HZ, cumple con el estándar internacional EMC/EMI.
- Contiene una amalgama de mercurio mediante una fórmula sólida que indica ser fácilmente reciclable pero no indican los procedimientos de reciclaje

1.2.3 LÁMPARAS FLUORESCENTES

Las lámparas fluorescentes, FIGURA 1.5 son un medio de iluminación muy común, tiene como característica emitir luz con un bajo calor desarrollando más lúmenes por watt con un menor consumo de energía eléctrica.

Las partes principales de una lámpara fluorescente básica son las siguientes:

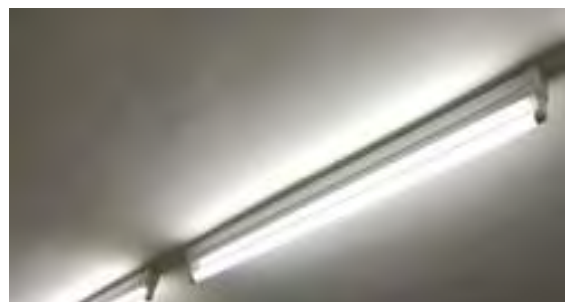
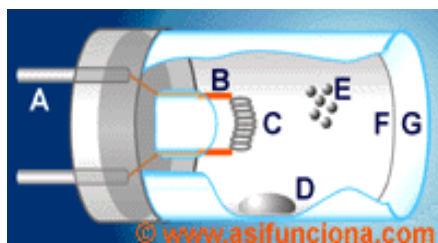


FIGURA 1.5 LÁMPARA FLUORESCENTE. GARCÍA ÁLVAREZ, JOSÉ ANTONIO E .2004-2013. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE: http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af_fluorescentes/af_fluorescentes_5.html

Tubo de descarga:

Tubo de vidrio la longitud y diámetro indica la potencia en watt (w) que desarrolle la lámpara, su interior se encuentra relleno con un gas inerte, generalmente argón (Ar) y una pequeña cantidad de mercurio (Hg) líquido y las paredes internas están recubiertas de una sustancia de fosforescente o fluorescente que convierten los rayos ultravioletas invisibles al ojo humano, generados dentro de la lámpara; en radiaciones de luz visible, FIGURA 1.6. El gas argón se encarga de producir el arco eléctrico que posibilita el encendido de la lámpara, así como de controlar también la intensidad del flujo de electrones que atraviesa el tubo.



- A. Patillas o pines de contacto.
- B. Electrodo.
- C. Filamento de tungsteno.
- D. Mercurio (Hg) líquido.
- E. Átomos de gas argón (Ar).
- F. Capa o recubrimiento fluorescente de fósforo (P).
- G. Tubo de descarga de cristal.

FIGURA 1.6 TUBO DE DESCARGA. GARCÍA ÁLVAREZ, JOSÉ ANTONIO E .2004-2013. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE: http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af_fluorescentes/af_fluorescentes_5.html

B) Casquillos con los filamentos:

En cada extremo tienen un casquillo con dos patillas o pines de contactos eléctricos externos, conectadas interiormente con los filamentos de caldeo o de precalentamiento. Estos filamentos están fabricados con metal de tungsteno, conocido también por el nombre químico de wolframio (W), recubiertos de calcio (Ca) y magnesio (Mg) y su función principal en los tubos de las lámparas fluorescente es calentar previamente el gas argón que contienen en su interior para que se puedan encender. El recubrimiento de calcio y magnesio que tienen los filamentos origina el flujo de electrones necesario para que se efectúe el encendido de la lámpara. En medio de este proceso los filamentos se apagan y se actúan como electrodos, a través de los cuales se establece el flujo de corriente o de electrones.

C) Arrancador (*starter*):

Es un pequeño dispositivo que trabaja durante el proceso inicial del encendido está compuesto por una lámina bimetalica encerrada en una cápsula de cristal rellena de gas neón (Ne), FIGURA 1.7. La lámina tiene la propiedad de curvarse al recibir el calor del gas neón cuando se encuentra encendido; de manera que cierra un contacto que permite el paso de la corriente eléctrica a través del circuito en derivación donde se encuentra conectado el arrancador



FIGURA 1-7 ARRANCADOR. GARCÍA ÁLVAREZ, JOSÉ ANTONIO E .2004-2013. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE: http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af_fluorescentes/af_fluorescentes_5.html

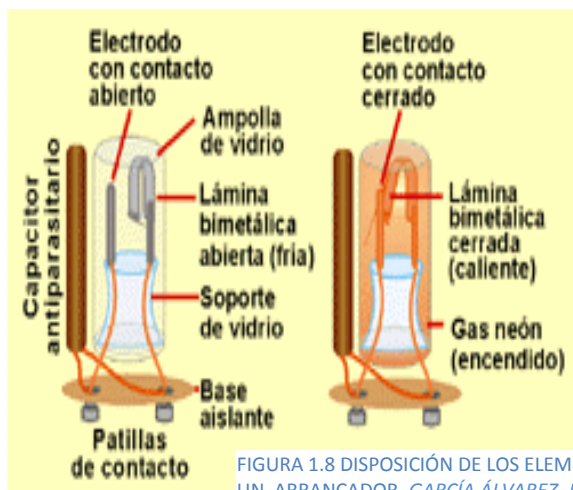


FIGURA 1.8 DISPOSICIÓN DE LOS ELEMENTOS INTERNOS DE UN ARRANCADOR. GARCÍA ÁLVAREZ, JOSÉ ANTONIO E .2004-2013. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE: http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af_fluorescentes/af_fluorescentes_5.html

Así mismo se conecta en paralelo con la lámina bimetalica, un capacitor antiparasitario, que evita se produzcan interferencias audibles durante el proceso de encendido en dispositivos cercanos a la lámpara que cuenten con receptor de radio, bocinas y altavoz o ruidos visibles en la pantalla de algún televisor, FIGURA 1.8.

D) Balastro (*ballast*):

Este dispositivo se encarga de proveer la energía suficiente para encender la lámpara; de manera que genera el arco eléctrico que enciende la lámpara y después limita el paso de la corriente; pueden trabajar conectados a una línea de suministro eléctrico de 110 ó a una de 220 volt de tensión de corriente alterna y 50 ó 60 hertz (Hz) de frecuencia dependiendo de las características de suministro electrico de cada país; a través del

tiempo se han desarrollado diferentes tipos de balastos entre estos tenemos los siguientes:

- a. Por precalentamiento (*El sistema más antiguo*)
- b. Rápido
- c. Electrónico (*El sistema más moderno*)
- d. Instantáneo
- e. Electromagnético

Pero actualmente los más utilizados son:

a) Balastro electromagnético:

Consta de un transformador de corriente o reactancia inductiva, compuesto por un enrollado único de alambre de cobre. Como lo muestra en la FIGURA 1.9, los balastos tienen las siguientes partes:

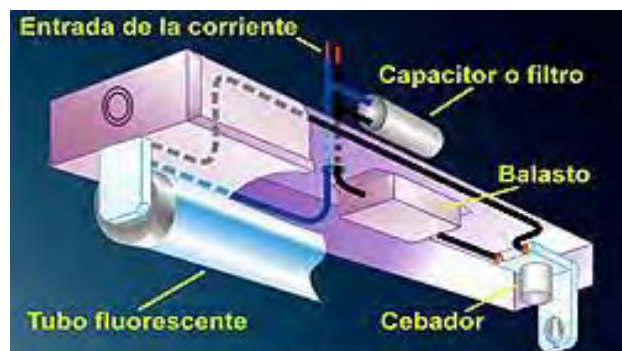


FIGURA 1.9 BALASTRO ELECTROMAGNÉTICO. GARCÍA ÁLVAREZ, JOSÉ ANTONIO E .2004-2013. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE: http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af_fluorescentes/af_fluorescentes_5.html

- **Núcleo.** Conjunto de chapas metálicas que forman el cuerpo o parte principal del transformador, donde va colocado el enrollado de alambre de cobre.
- **Carcasa.** Envoltura metálica protectora del balastro. Del enrollado de los balastos magnéticos comunes salen dos o tres cables (dependiendo de la potencia de la lámpara), que se conectan al circuito externo, mientras que de los balastos electrónicos salen cuatro.
- **Sellador.** Es un compuesto de poliéster que se deposita entre la carcasa y el núcleo del balastro. Su función es actuar como aislante entre el enrollado, las chapas metálicas del núcleo y la carcasa.
- **Capacitor o filtro.** Se utiliza para mejorar el factor de potencia de la lámpara, facilitando que pueda funcionar más eficientemente.

b) Balastro electrónico:

Está constituido básicamente por una fuente conmutada y un inversor resonante con las mismas funciones del balastro electromagnético. Funcionando a alta o baja frecuencia dependiendo del diseño de este.

La ventaja que tiene sobre los balastos electromagnéticos es que tiene una eficiencia mayor ahorrando más energía. Esto se debe a múltiples factores; entre ellos:



FIGURA 1.10 BALASTRO ELECTRONICO. DAISALUX
©COPYRIGHT 2010. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE:
<http://www.daisalux.com/pages/productos/soluciones.aspx?Cest=6&GAsp=41&Asp=76&Sol=8482>

Menores pérdidas en el balastro debido al manejo de altas frecuencias y a los dispositivos electrónicos que lo integran, FIGURA 1.10.

Otro factor se debe al mejor rendimiento de la lámpara pues la frecuencia de trabajo al encontrarse en un rango superior al rango audible ($>20\text{kHz}$) permite que el flujo luminoso aumente y esto se ve reflejado en un ahorro de energía ya que en una lámpara de vapor de sodio es necesario mantener la tensión para sostener la ionización del vapor y que la lámpara no se apague; al mantener una frecuencia alta los cruces por cero son tan cortos que permiten que la ionización sea constante en la lámpara y la demanda de tensión sea menor, de tal forma que no se observa ningún parpadeo en la luz producida por la lámpara. La temperatura de funcionamiento del balastro desciende puesto que las pérdida de energía se traducen en calor por lo puede marcarse una baja de calor superior a 10°C .

En el proceso de rectificación de la señal de corriente alterna que recibe el balastro se obtiene un señal deformada en la entrada, que genera armónicos en las terminales de alimentación del balastro y que es la distorsión armónica, además de verse reflejada en el factor de potencia y de esta forma en la entrada del balastro se coloca un circuito electrónico que se encargue de disminuir la distorsión armónica y por lo tanto corregir el factor de potencia.

1.2.4 LÁMPARAS DE BAJO CONSUMO (AHORRADORAS)

Son lámparas fluorescentes compactas autobalastadas que contienen un gas que ioniza y provoca un flujo luminoso ayudándose de la pintura blanca especial que tiene en las paredes interiores del tubo.

Los diámetros de los tubos indican avances en su tecnología y en la cantidad de iluminación y mientras menor sea el número que sigue a la “T” el foco es de una tecnología más avanzada e ilumina más con un menor tamaño, ver TABLA 1.1 y TABLA 1.2

TABLA 1.1 DIAMETRO DE LOS TUBOS.
VOLTECH®. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE:
<http://www.voltech.com.mx/focos.php>

Tipo	Plgs.	Milímetros
T2	1/4"	6.3500
T3	3/8"	9.5250
T4	1/2"	12.7000
T5	5/8"	15.8750
T9	1 1/8"	28.5750

TABLA 1.2 AVANCE TECNOLÓGICO.
VOLTECH®. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE:
<http://www.voltech.com.mx/focos.php>

Tipo	Forma
T2	Espirales mini
T3	Espirales
T4	Triples y cuádruples
T5	Circulares mini
T9	Circulares

En la TABLA 1.3 se muestra la temperatura del color medida en grados kelvin e indica si se trata de una iluminación fría o cálida basada en el tono de luz que va desde un tono amarillento a un azul.

TABLA 1.3 TEMPERATURA DEL COLOR.
VOLTECH®. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE:
<http://www.voltech.com.mx/focos.php>

Luz cálida o amarilla:
Crea ambientes de descanso y relajamiento, se usa en salas, recámaras, comedores, etcétera. La temperatura de color es de 2,700°K a 3,500°K.

TEMPERATURA DE COLOR			
Luz de día: Temperatura: 6 500 K Limpia y fresca			
	Baño / Cocina	Oficinas	Consultorios
Luz blanca suave: Temperatura: 4 100 K Hogareña y relajante			
	Estancia	Recámara	Recepción
Luz cálida: Temperatura: 2 700 K Tranquilidad y confort			
	Comedor	Librerías	Restaurantes

Luz fría, de día o blanca:
Crea ambientes más dinámicos se utiliza principalmente en oficinas, cocinas y baños. La temperatura de color es de 4,100°K en adelante.

Varian de acuerdo a su forma podemos como podemos observar en la FIGURA 1.11



FIGURA 1.11 FORMA DE LAS LAMPARAS. VOLTECH®. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE:
<http://www.voltech.com.mx/focos.php>

1.2.5 LÁMPARAS DE SODIO DE BAJA Y ALTA PRESIÓN

La luz se obtiene por la emisión producida por el choque de los electrones libres contra los átomos del vapor contenido en el tubo de descarga.

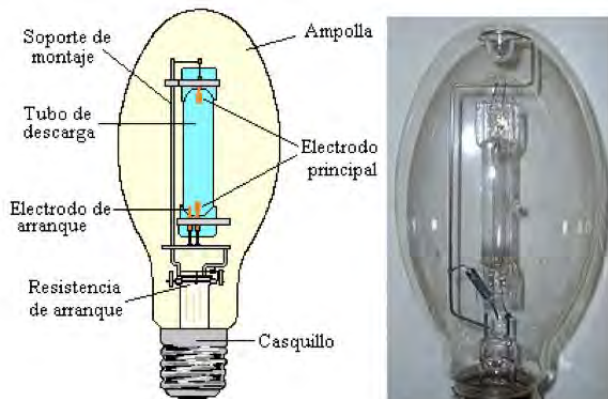


FIGURA 1.12 LAMPARAS DE SODIO DE ALTA PRESION. KRPO'S SOFTWARE.
©COPYRIGHT RONGORRANGO. ES. 2012. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE:
www.ringorrango.es

En este proceso, los choques producen la excitación de los electrones de los átomos del vapor, que pasan a ocupar orbitales de mayor energía. Cuando los electrones regresan a su órbita de origen, se produce la emisión de fotones y en consecuencia ocurre la radiación lumínica.

Son fabricadas con una ampolla externa de vidrio transparente o con recubrimiento según el modelo de tal forma que pueda ser instalada en cualquier luminaria diseñada para lámparas MAP; la ampolla o bulbo en algunos casos tiene una capa de polvo de recubrimiento en la pared interior que mejora la distribución del espectro luminoso, pero también sirve de protección ya que reduce la emisión de calor, estabiliza la temperatura y evita variaciones en el flujo luminoso que son fácilmente apreciables. En la FIGURA 1.12 podemos observar que en la parte interna tiene un elemento tubular recto, donde se genera la descarga y que está separado de la ampolla por un espacio que se encuentra al vacío. El tubo de descarga está construido con óxido de aluminio sinterizado contiene sodio, además de otros materiales como neón, xenón y mercurio, que actúa como corrector de color y control de tensión y está hecho en ese material para soportar el sodio a temperaturas elevadas, una presión de servicio de casi 0.98 bar además de su acción corrosiva.

Cuando se conecta la lámpara hay una descarga inicial a través del gas auxiliar (neón), que produce una luz rojiza típica de ese gas, y por acción del arco comienza a calentarse, esto produce la evaporación del sodio metálico y la emisión de luz amarillenta, hasta que

se completa el ciclo de encendido. En el encendido absorben hasta 1,5 veces la intensidad nominal, alcanzando su flujo luminoso máximo a los 5 - 6 minutos de producido el mismo, y requiriendo un tiempo de enfriamiento para efectuar el reencendido.

La conexión al circuito externo generalmente se dispone de un casquillo de bronce o de aluminio, que se fabrica con diferentes ejecuciones a rosca (E27, E40).

1.2.5.1 VENTAJAS

- Su eficacia luminosa está comprendida entre los 90 y los 130 lm/W,
- La variación en la temperatura ambiente no le afecta
- Vida útil superior a las 20.000 hs.
- Proveen una visión de alto contraste
- Reproducción cromática regular, con valores del índice de reproducción del color cercanos a $Ra = 30 / 50$ - luz predominantemente amarilla, aunque en los últimos años se ha mejorado mucho su espectro luminoso (color corregido)
- Generan un efecto estroboscópico, pues se alimentan con corriente alterna.
- Debe proveer la tensión de circuito abierto necesaria para el encendido, debe controlar la intensidad de manera que la potencia de la lámpara ni sobrepase el límite superior admitido, ni sea tan baja que el flujo luminoso quede por debajo del valor mínimo económicamente aceptable; y además debe proveer una corriente de trabajo con el menor contenido poliarmónico posible y el factor de potencia adecuado.

En general, las lámparas de sodio a alta presión se aplican en alumbrado público, naves industriales, estacionamientos, grandes áreas, fachadas, parques, depósitos industriales.

Estas fuentes de luz tienen una característica de resistencia negativa, ya que la tensión de arco disminuye con el aumento de la corriente, y por lo tanto requieren una impedancia limitadora (balastro) para lograr una operación estable al alimentarse desde una fuente de tensión.

Además necesitan un ignitor (arrancador) que provea un pulso de alta tensión de encendido, y generalmente se les conecta un capacitor para corregir el factor de potencia. Cabe destacar la significativa importancia que reviste el equipo auxiliar necesario para la operación de estas lámparas, pues de su correcto funcionamiento dependen todos los parámetros eléctricos, y fundamentalmente, la vida útil de las mismas.

Como la tensión de arco de la lámpara no es constante, el diseño de los balastos requiere un mayor cuidado, por lo que actualmente se fabrican balastos autorregulados. En efecto, en una lámpara de vapor de mercurio a alta presión, la caída en el arco no varía con la potencia de funcionamiento ($P = f(V)$ es una recta vertical), pues como todos los iones disponibles intervienen en la descarga, la potencia que se inyecta en la lámpara no modifica su caída de tensión. Además dicha tensión se mantiene prácticamente constante a lo largo de la vida útil.

En cambio, en una lámpara de vapor de sodio a alta presión, la caída en el arco varía marcadamente con la potencia de funcionamiento ($P = f(V)$ es una recta inclinada) y además va aumentando con el transcurso de su vida.

De esta manera se obtiene una zona de trabajo que adopta la forma de un trapecio FIGURA 1.13 en razón del desplazamiento "paralelo" de la recta de operación a lo largo del tiempo.

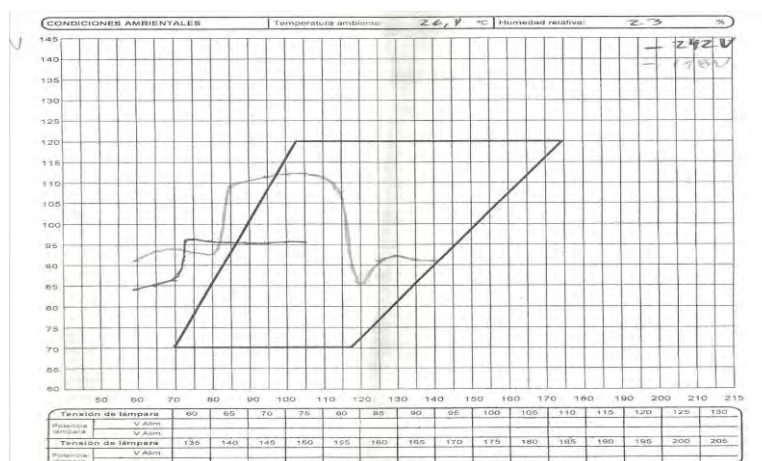


FIGURA 1. 13 TRAPECIO DE POTENCIA. LABORATORIO DE PRUEBAS DE ALUMBRADO PÚBLICO DEL GOBIERNO DEL DISTRITO FEDERAL. HOJA DE PRUEBAS DE UN PROTOTIPO. 2013

Este aumento de la caída de tensión se origina por un lado por las fugas de sodio del tubo de descarga, que provocan un aumento en el porcentual de mercurio, cuya tensión de

ionización es mayor. Además los electrodos al oscurecerse con el envejecimiento aumentan la temperatura del tubo de descarga, la presión y en consecuencia, la tensión de la lámpara.

Esta diferencia resulta fundamental, pues en el caso del balastro para SAP (sodio de alta presión), el mismo deberá operar en distintas condiciones conforme vaya envejeciendo la lámpara. Debido a este comportamiento, los fabricantes de lámparas acotan el “trapecio” admisible de la característica de trabajo $P = f(V)$ de las mismas a lo largo de su vida útil.

Cabe aclarar que los trapecios de las lámparas de tipo europeo son ligeramente diferentes a los de las lámparas de tipo americano, por lo que los balastros asociados también resultan distintos. Por lo anterior, un balastro correctamente diseñado no deberá hacer que la lámpara trabaje en puntos situados fuera de dicha zona admisible.

Para verificar tal condición, se efectúa un ensayo que simula las condiciones de envejecimiento de la lámpara, trazando las curvas correspondientes al conjunto balastro más lámpara para el 105, el 100 y el 95 % de la tensión nominal aplicada, y comprobando que ninguna de las tres curvas resultantes corte los límites de potencia superior e inferior del trapecio.

Por otro lado, el encendido de estas lámparas SAP requiere un pico de tensión comprendido entre los 2500 y los 4000 V, según la potencia de la misma. Estos pulsos de alta tensión se obtienen por medio de un pequeño ignitor electrónico externo que puede ser del tipo derivación o serie (salvo en lámparas muy pequeñas, que tienen el ignitor incorporado). Existen algunos modelos de lámparas SAP (sodio de alta presión) diseñadas para operar con el mismo equipo auxiliar que las MAP (mercurio de alta presión), pero con menor rendimiento.

En un modelo similar se tiene un circuito que comprueba que la lámpara esté apagada, midiendo la tensión en la misma, y una llave electrónica, que por lo menos una vez por ciclo de la onda de tensión, conecta la fuente RC de pulsos del ignitor a una derivación intermedia del bobinado del balastro, el cuál opera como transformador de impulsos para generar los picos de tensión. Una vez encendida la lámpara, no se siguen produciendo pulsos.

Como la capacidad de los cables de conexión entre el equipo auxiliar y la lámpara produce una marcada atenuación de los pulsos, con este ignitor (arrancador) no se pueden instalar equipos a más de 4 m de las lámparas. Esta limitación siempre debe tenerse en cuenta al proyectar y realizar instalaciones de alumbrado con SAP.

En el ignitor serie, el transformador de impulsos se encuentra integrado dentro del conjunto del ignitor, de manera que no se necesita emplear ninguna derivación del balastro. De esta manera sólo es necesario que el ignitor se encuentre cerca de la lámpara, pudiendo estar más alejado el balastro que en el caso anterior. Esto resulta útil para instalar los balastos al pie de las torres de iluminación.

1.2.6 LÁMPARAS DE VAPOR DE SODIO DE BAJA PRESIÓN (SBP)

Su funcionamiento es muy similar a las lámparas de vapor de sodio de alta presión a diferencia que estas emiten una luz de color amarillento, su período de estabilización es mayor pues varía entre 7 y 14 minutos mientras que su eficiencia luminosa llega a ser de 185 lm/W y su vida útil varía entre 14 000 y 18 000 horas. FIGURA 1.14



FIGURA 1. 14 HALOGENUROS METÁLICOS (HM), VAPOR DE SODIO DE ALTA (SAP) Y BAJA PRESIÓN (SBP). ©COPYRIGHT VULCANO ENERGÍA 2012. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.vulcanoenergia.com/alumbrado-interior.php>

1.2.7 LÁMPARAS DE HALÓGENO

Al encender la lámpara, el filamento de tungsteno aumenta su temperatura; al llegar a la temperatura máxima comienza un proceso de evaporación en los átomos de tungsteno que al tocar la superficie interior del cristal de cuarzo, se combina con el gas halógeno que está dentro de la cápsula convirtiéndose en un halogenuro de tungsteno que fluye hacia el filamento, donde la alta temperatura lo convierte de nuevo en metal de tungsteno reconstruyendo el filamento desgastado y liberando el halógeno a su posición inicial. En la FIGURA 1.15 podemos observar varias lámparas de halógeno.

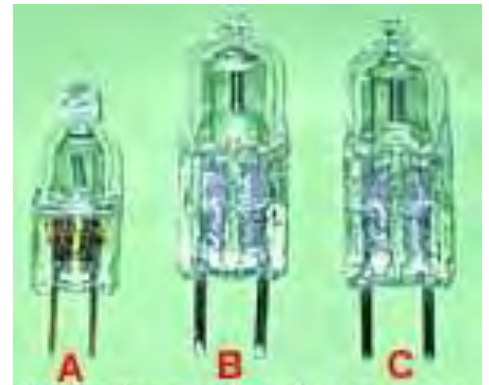


FIGURA 1. 15 LAMPARAS DE HALOGENO.
ASIFUNCIONA S.L. C.I.F. B-849 88 369. MARZO 2012.
OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE:
http://www.asifunciona.com/electrotecnia/af_halogenas/af_halogena_3.htm

1.3 TECNOLOGÍA DE ESTADO SÓLIDO

La tecnología de estado sólido abarca una gran cantidad de componentes; pero en términos de iluminación nos centramos en los Diodos Emisores de Luz (LED'S); estos ofrecen grandes ventajas sobre otras tecnologías por su eficiencia, solides y longevidad.

Diodo Emisor de Luz (LED) : Este diodo es un dispositivo que da luz de ahí su nombre de emisor de luz a este proceso se le llama electroluminiscencia que consiste en el efecto generado en una unión p-n cuando está en polarización directa dentro de la estructura y en forma primaria cerca de la unión se da una recombinación de huecos y electrones. La recombinación requiere que la energía de un electrón libre se transfiera a otro estado y como esta energía una parte se emite como calor y la otra en forma de fotones. En el silicio y el germanio el mayor porcentaje de energía se genera en calor y la luz es insignificante; por tal razón se utilizan también otros materiales que dan una mayor cantidad de luz visible tales como el fosfuro arseniuro de galio (GaAsP) o fosfuro de Galio (GaP).

La superficie más pequeña es de material P y eso permite la emisión de un número máximo de fotones de energía lumínica; la recombinación de portadores inyectados debido a la unión con la polarización directa va a generar luz y aunque exista alguna absorción de los paquetes de energía de los fotones en la superficie un gran porcentaje se va a encontrar disponible para salir.

Y después se coloca una cubierta de resina epóxica que funciona como un lente que dirige la luz producida y le da las características ópticas dependiendo de su diseño. La luz generada utiliza corriente continua; la cual circula a través de las dos capas de material semiconductor en un rango de frecuencias que logran emitir fotones de luz; el color se determina de acuerdo a dos variables, el material semiconductor y el tipo de dopante (impurezas) que se le agreguen. En la FIGURA 1.16 podemos observar la estructura de un led de montaje superficial (SMD).

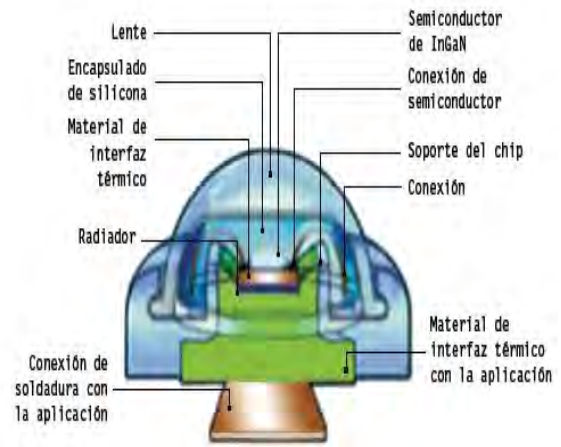


FIGURA 2.16 ESTRUCTURA CONSTRUCTIVA DE UN LED PARA SMD. DAISALUX S.A. 2012. OBTENIDA EL 9 DE JULIO, 2013 DE: http://pdf.archiexpo.es/pdf/daisalux/serie-lens-tecnologia-led/2193-103377-_6.html

En un inicio los led's se utilizaron en luces decorativas en diferentes aplicaciones; sin embargo su desarrollo tecnológico ha ido ofreciendo otras alternativas, en cuanto a colores, diseño, tamaño y características eléctricas. Actualmente la tendencia es aprovechar la potencia que están manejando y la capacidad de generar luz blanca para ser utilizada en iluminación.

Pero se requiere de la generación de los controladores electrónicos y convertidores de voltaje para cada sistemas de iluminación; y que en otras fuentes convencionales de luz no se utilizaban; sin embargo, esto nos la opción de hacer más eficientes los sistemas de iluminación y así conseguir la disminución del consumo energético además de las pérdidas energéticas en calor.

1.3.1 TIPOS DE DIODOS

Existen varios tipos de led's de acuerdo a sus características que los definen aun que no se establece muy claramente cuál es la tipología ya que cada fabricante indica las diferencias en sus productos; a través de la experiencia podemos concluir que; en referencia a las características de los led's es posible realizar la siguiente clasificación:

- a. Por su forma: LEDS DIP con cubiertas de sombrero, normal, cuadrado
- b. Por medidas: Led de 3mm, 5mm, 8mm y 10 mm
- c. Por tipo de iluminación: Para estándar o común, Alto brillo, ultra brillante, potencia. La FIGURA 1.17 muestra la clasificación para led's de potencia de este fabricante
- d. Por su uso: Para señalización, iluminación, laser, infrarojo, receptor, de potencia
- e. Por el tipo de montaje: dip, smd, agrupados, matriz de led, tira de led
- f. Por el tipo de material semiconductor: arseniuro de galio (GaAsP) o fosforo de Galio (GaP), etc.
- g. Diodos Orgánicos Emisores de Luz (OLEDs): Consisten en dos láminas delgadas orgánicas superpuestas entre dos conductores electrodos y se comportan como un panel de luz.



FIGURA 1.17 TIPOS DE DIODOS .PAQUETES DE DIODOS MINIATURA. OSRAM, OPTO SEMICONDUCTORS. 01/2012. PRODUCT SELECTION GUIDE.

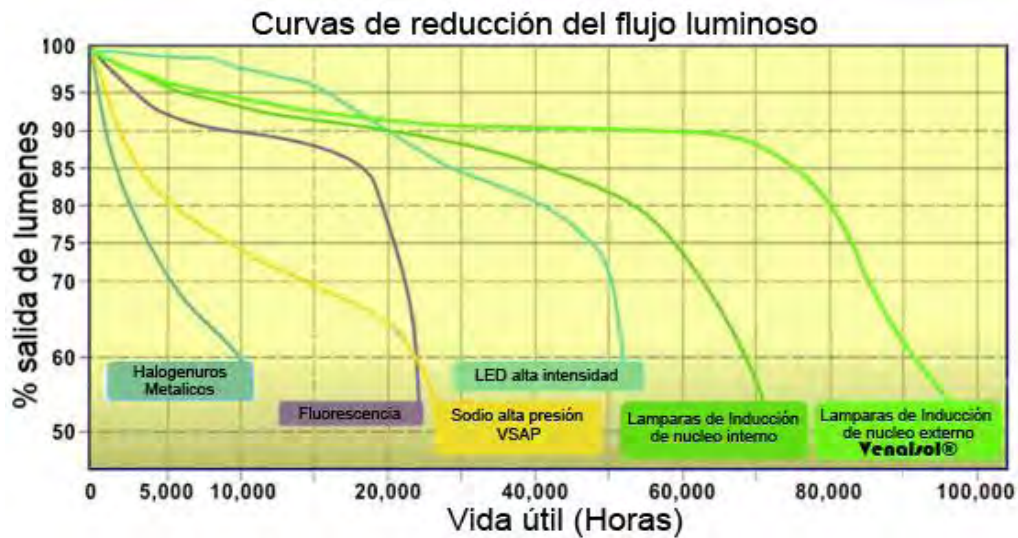
1.4 COMPARATIVO DE DIVERSAS TECNOLOGÍAS

Es muy importante tener en claro la diferencia entre las diversas tecnologías utilizadas para la iluminación y las características de cada una de ellas; pues eso nos ofrece un amplio panorama sobre el cual determinar los tipos de iluminación necesario para un área específica, incluso realizar combinaciones que nos provean de la solución adecuada.

En la TABLA 1.4 se puede observar las características de varios tipos de iluminación y en la GRÁFICA 1.1 vemos las curvas de reducción del flujo luminoso también en varios tipos de iluminación; de forma que podemos compararlas para establecer cuál es el tipo de iluminación más eficiente. Aunque esto no signifique que sea la que cumple nuestras necesidades y que por tal razón podamos elegir otro tipo de iluminación o alguna combinación.

TABLA 1.4 COMPARATIVO DE DIVERSAS TECNOLOGÍAS. INFORMACION OBTENIDA POR: COMUNIDAD SOSTENIBLE S.L. Venasol ®.2010. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.venasol.com/lampara-de-induccion-magnetica.html> E INFORMACION OBTENIDA EN EL LABORATORIO TRANSDUCTORES Y ACTUADORES.UNAM POSGRADO DE INGENIERIA, LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

CARACTERÍSTICAS PRINCIPALES	LÁMPARA INDUCCIÓN	HALOGENURO METÁLICO	VAPOR DE SODIO ALTA PRESIÓN	VAPOR DE MERCURIO ALTA PRESIÓN	INCANDESCENTES	FLUORESCENTES	LED
Garantía	5 años	2 años	2 años	2 años			
Vida útil	60.000-100.000 hrs	6.000-20.000 hrs	24.000-30.000 hrs	3.000-6.000 hrs	1000 hrs	15 000	50,000hrs
Ahorro Energético	Excelente	Pobre	Medio	Escaso			
Eficiencia lumínica	75-85 lm/W	75-90 lm/W	110 lm/W	45 lm/W	15 a 22 lm/W	60 a 105 lm/W	90 lm/W
CRI	Ra: > 80	Ra: 65-90	Ra: 60	Ra: 45	100	90	80
Temperatura Operativa	80°C	> 300°C	> 350°C	> 300°C			< 70 °C
Rango de Color (K)	2700-6500K	4000K	2200K	3300-4300K			
Estabilidad de Tª Color	Sí	No	Sí	Sí	CÁLIDA	CÁLIDA/NEUTRA/FRÍA	CÁLIDA/NEUTRA/FRÍA
Potencia de conjunto (lámpara+balastro)	200W	200w	200W	200W	200W	200W	
Factor de Potencia	Conjunto 215W	Conjunto 224W	Conjunto 233W	Conjunto 235W			
Estabilidad luminosa	> 0.98	0.43	0.43	0.43			
Re-encendido	Sí	No	No	No	INSTANTÁNEO	INSTANTÁNEO	INSTANTÁNEO
Parpadeo	Instantáneo	No	No	No			
Deslumbramiento	No	Sí	Sí	Sí			
RADIACIÓN UV/IR	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí	No
REGULACIÓN					Sí	Sí	Sí



GRÁFICA 1.1 CURVA DE REDUCCION DEL FLUJO LUMINOSO. COMUNIDAD SOSTENIBLE S.L. Venasol ®.2010. OBTENIDA EL 5 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.venasol.com/lampara-de-induccion-magnetica.html>

Los comparativos de las diversas tecnologías nos ofrecen un panorama que nos permite determinar la forma apropiada para satisfacer nuestras necesidades; pero de la misma forma podemos darnos cuenta de las problemáticas que traen cada una de ellas principalmente en cuanto a consumo energético y a deterioro del ambiente.

En el capítulo siguiente se analizan los parámetros mencionados en la comparación de las tecnologías de iluminación; se redireccionan e incrementan para anteriormente sobre los cuales estas tecnologías, se especifican; además se selecciona como opción la tecnología led y se establecen todos los parámetros necesarios para analizarla modificarla y controlarla.

2. SISTEMAS DE ILUMINACIÓN CON LED'S DE POTENCIA

El uso de LED en un inicio fueron colocados en dispositivos únicamente para señalización, posteriormente para elementos de decoración y al ir incrementando sus capacidades y gamas de colores; también fueron incrementando sus aplicaciones hasta el punto en que se desarrollan led's de alta potencia que debido a sus características se ha abierto la posibilidad de utilizarlos en iluminación; diferentes compañías han desarrollado aplicaciones al respecto con diferentes resultados ofreciendo grandes beneficios es en este punto donde se plantea este trabajo; aprovechando las características de esta nueva tecnología.

Los Led's de alta potencia se pueden encontrar con potencias que van desde de 1 W a otros diseños en potencias de 3, 5, 10, 20 y 30 W.; dependiendo el fabricante y son diseños más completos por lo que suelen ser óptimos para realizar diferentes aplicaciones que permitan incluir alternativas de ópticas de control del flujo luminoso.

2.1 LUMINARIAS Y LÁMPARAS LED

Dentro de los rubros de iluminación se han desarrollado aplicaciones para interiores en lo que se refiere a iluminación, decoración, publicidad y exhibidores; en cuanto a iluminación de exteriores se realizan a nivel decoración exterior permitiendo generar amplias posibilidades de diseño y efectos de color, publicidad y alumbrado público; como se puede observar en la FIGURA 2.1. De tal forma que podemos clasificar los artículos de iluminación en las siguientes ramas:



FIGURA 1.1 ILUMINACIÓN DE SUPERFICIES VERTICALES CON TECNOLOGÍA RGB .PARA EXTERIORES CON LEDS DE ALTA POTENCIA DE 1W. FOTO EXPERTO EN LUMINARIOS © ILUMINET. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.iluminet.com.mx/wp-content/uploads/2008/10/leds-torres>

2.2 ÁREAS DE APLICACIÓN

Las áreas de aplicación se diversifican en cuanto a sitios que se requiere iluminar en primera instancia podemos separarla en dos grandes rubros:

a) Alumbrado Exteriores

Este tipo de alumbrado puede variar; ya que existe alumbrado público, el alumbrado de particulares, el alumbrado comercial; entre otros.

b) Alumbrado de Interiores

En cuanto a iluminación de interiores se refiere hay que tomar en consideración el área que se requiera iluminar ya que dependiendo de esto se determinan los niveles de iluminación, la cantidad de luz requerida, el grado de confort, la variación en el color de la luz, la ubicación de las fuentes de luz entre otras variables; y por eso (FIGURA 2.2); entre estas tenemos las siguientes posibilidades:

- Iluminación bibliotecas
- Iluminación en escuelas
- Iluminación habitacional
- Iluminación de hoteles
- Iluminación en tiendas
- Iluminación de aparadores
- Iluminación en publicidad
- Iluminación decorativa
- Iluminación recreativa
- Iluminación de oficinas
- Iluminación de centros de investigación
- Iluminación de pasillos y aéreas de esparcimiento

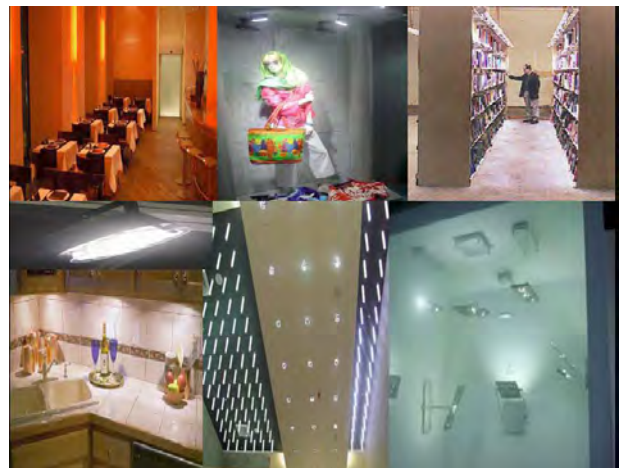


FIGURA 2.2 APLICACIONES EN ILUMINACIÓN. OSRAM. OPTO SEMICONDUCTORS. 2008. MANUAL DE ILUMINACIÓN.AL_LED.

Sin embargo existen otras posibilidades en iluminación de interiores que tiene que ver más con aspectos más característicos pues son utilizados para crear condiciones específicas ambientales que generalmente se utilizan para:

Invernaderos, reproducción y criaderos ecológicos de algunas especies de animales.

Conservación de obras de arte y piezas de museo que requieren una iluminación especial que no permita el desgaste de las piezas como es el caso de la iluminación en las áreas arqueológicas en donde los frisos y pinturas pueden ser dañadas por los sistemas de iluminación y los flashes de las cámara fotográficas.

De esta forma podemos ver que la grama de áreas de aplicación tiende a diversificarse de acuerdo a necesidades específicas de los usuarios.

2.3 TECNOLOGÍAS DE ILUMINACIÓN CON LED'S

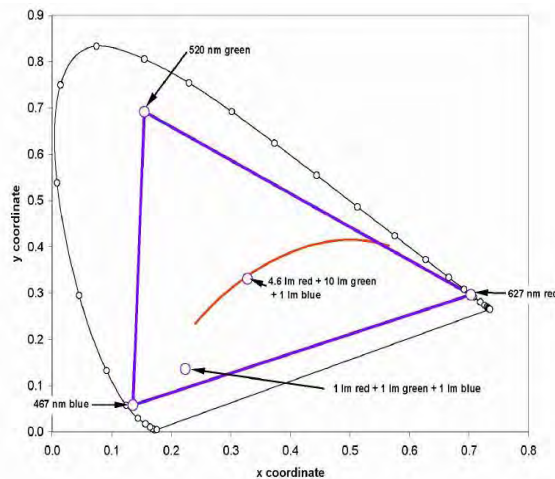
La iluminación a partir de la tecnología led ha tomado varias perspectivas de acuerdo a la generación de la luz y del espectro de luz visible. Y existen varios métodos para producir el efecto de la luz blanca; cada uno de estos métodos tiene cualidades específicas que nos permiten seleccionar el método adecuado a nuestra aplicación. Entre estos podemos ver los siguientes métodos:

2.3.1 TECNOLOGÍA RGB

El término RGB proviene del idioma inglés (Red, Green, Blue) ya que esta tecnología considera los tres colores primarios (rojo, verde y azul) para generar el espectro de luz visible como se muestra en la FIGURA 2.3 por lo que la cantidad total de diodos emisores de

luz (led's), está en función directa con múltiplos de estos tres colores básicos, y permite generar una infinita cantidad de combinaciones de colores incluyendo la luz blanca.

El color blanco se define por una coordenada (X,Y) debido a que es un color no saturado con una emisión espectral amplia y no es caracterizada por la longitud de onda dominante como puede observarse en la GRÁFICA 2.1



GRÁFICA 2.1 EMISION DE LUZ BLANCA CON TECNOLOGÍA RGB. PHILLIPS. ALUMBRADO DE INTERIORES.2010. MANUAL DE ILUMINACIÓN.AI_LED.

Por lo tanto se usa para múltiples aplicaciones que van desde la producción de luz blanca para iluminación, como aplicaciones de iluminación con variación de tonalidades de luz o bien para otras aplicaciones como sistemas de iluminación para centros de esparcimiento y fiestas en los que se varían las tonalidades y los efectos de la luz mediante un sistema de control; uno de los sistemas más conocidos son las memorias DMX que se pueden programar para realizar efectos de desvanecimiento, intermitencia ó secuencialización; a continuación veremos un par de ejemplos de estas aplicaciones.

Red + Green + Blue LEDs

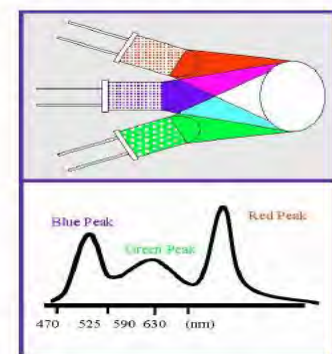


FIGURA 2.3 LED RGB. PHILLIPS. ALUMBRADO DE INTERIORES.2010. MANUAL DE ILUMINACIÓN.AI_LED.

Podemos tomar los siguientes ejemplos un luminarios con tecnología RGB para uso exterior:

- Tipo lineal para 9, 15, 27,30 ó 36 unidades. FIGURA 2.4



FIGURA 2.4 LUMINARIO RGB EXTERIOR LINEAL DE 30 LEDS DE ALTA POTENCIA DE 1W.
FOTO: EXPERTO EN LUMINARIOS © ILUMINET. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE:
<http://www.iluminet.com.mx/wp-content/uploads/2008/10/leds-torres>

- Tipo proyector para 18, 36, 48, 72 o 96 unidades se utilizan para aplicaciones de iluminación concentrada en superficies verticales obteniendo múltiples efectos de ambientación mediante colores saturados con un control preciso de su flujo luminoso, lo cual permite el diseño de conceptos de iluminación arquitectónica más dinámicos y versátiles. FIGURA 2.5



FIGURA 2.5 LUMINARIO RGB EXTERIOR TIPO PROYECTOR DE 36 LEDS DE ALTA POTENCIA DE 1W. FOTO EXPERTO EN LUMINARIOS © ILUMINET. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.iluminet.com.mx/wp-content/uploads/2008/10/leds-torres>

En ambos casos la compañía plantea las características de montaje de sus diseños entre los que podemos contar los siguientes datos obtenidos del fabricante:

- Carcasa con disipador de temperatura, fabricada en fundición de aluminio inyectada en alta presión.
- Acabado de la carcasa con pintura poliéster en polvo, aplicada mediante proceso electrostático.
- Refractor plano de vidrio claro termotemplado.
- Conjunto óptico totalmente hermético al ingreso de partículas sólidas y líquidas (IP65).
- Operación a temperatura ambiente de -40 a $+50^{\circ}\text{C}$ y humedad relativa 0-95%.
- Montaje sobrepuesto direccional en luminarios tipo lineal y montaje sobrepuesto articulado en luminarios tipo proyector.
- Voltaje de entrada de 100 -240 Volts de corriente alterna.
- Controlador electrónico (driver) para operar conjuntos de unidades de diodos emisores de luz (Led's) y memoria DMX para crear efectos de color.

2.3.2 TECNOLOGIA LED (LUZ BLANCA)

Actualmente se fabrican dos tipos de led en luz blanca marcados por diferencias de tonalidad y los denotan como luz fría que tiene un tono blanco puro que tiende al azul mientras que la otra tonalidad llamada como blanco cálido es un tono ligeramente tendiente al amarillo o ámbar. FIGURA 2.6. En ambos casos el manejo es igual; solo por diferencia de valores mínimos en sus características más básicas y que podemos identificar en las hojas de datos de cada led; los tipos de montaje y características de cada led fabricado dependen del fabricante sin embargo podemos hablar de algunos términos comunes que los hacen entrar dentro de una norma.

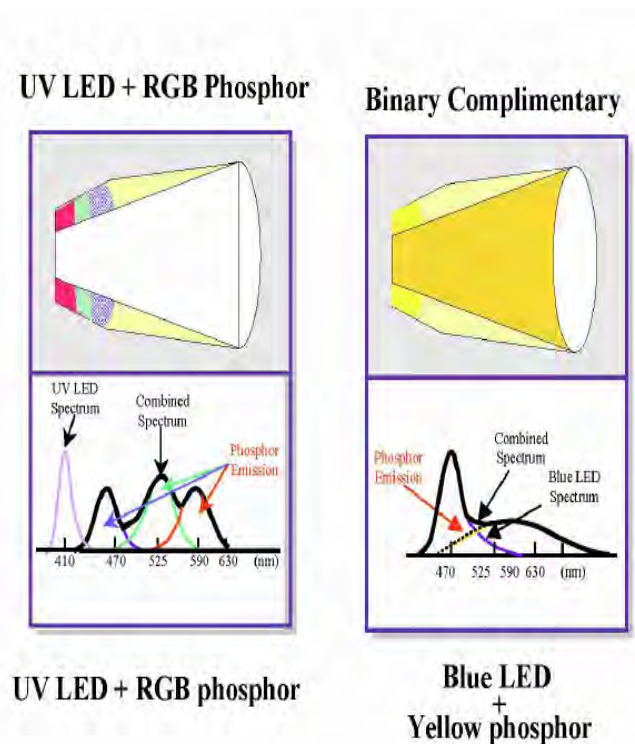


FIGURA 2.6 TECNOLOGÍA DE LEDS DE LUZ BLANCA. PHILLIPS. ALUMBRADO DE INTERIORES.2010. MANUAL DE ILUMINACIÓN.AI_LED.

2.4 VENTAJAS DE LA TECNOLOGÍA

Esta tecnología ha logrado superar en cuestiones de contaminación a otros tipos de generadores de luz; debido a que no emiten gases tóxicos, ni rayos ultravioletas ni tampoco infrarrojos; además no calientan la superficie a la que iluminan, y aunque esto es de vital importancia otra cosa que nos hace creer que son la solución al problema de iluminación es su reducido consumo y su alta eficiencia; además de que dependiendo el fabricante los led's utilizan mayor porcentaje de energía en iluminación y un la perdida energética convertida en calor es menor.

Alta eficiencia: superior a las fuentes convencionales de luz por su rendimiento lumínico.

Se denomina de larga vida pues se calcula hasta de 50,000 horas, o sea 24 horas de luz continua utilizada durante 5.7 años.

Control cromático: utilizando la tecnología RGB se puede generar una gran variedad de colores pues con el uso adecuado de un sistema de control que gradúa la intensidad y la mezcla de colores de forma que se producen diseños en color y forma que son ampliamente utilizados para diseños decorativos en edificios exteriores.

Mayor porcentaje de iluminación y un menor porcentaje de calor ya que maneja una baja temperatura tanto en operación como al generar la luz no se pierde tanta energía al generar la luz pues el gasto energético que tiene se va a mayor emisión de luz y por lo tanto menos se convierte en calor o algún otro tipo de corrientes parasitas.

Respuesta y control: De gran rapidez, no requieren calentarse y su control direccional lumínico permite que se pueda decidir hacia donde y como se quiere alumbrar además de que se puede lograr una atenuación completa o parcial o simplemente atenuarla.

Son menos dañinos al ser humano y al medio ambiente ya que no contiene mercurio ni se ha detectado riesgo toxicológico; no hay riesgo de emisión de rayos UV en led's blancos y en cuanto a su reciclado es más fácil; debido a que el galio es uno de los principales

componentes de los semiconductores y puede estar presente tanto en desechos electrónicos y cenizas de industrias de carbón y fosfatos como en fuentes naturales que hace atractivo comercialmente su reciclado.

La luz puede ser dirigida a la zona que queremos iluminar con una eficiencia del 90%. Y no tiene pérdidas por la reflexión.

Se pretende llegar a la iluminación natural como un estándar de esta forma la luz se acercara más a los ritmos circadianos además de que previene trastornos afectivos estacionales (TAE) promoviendo la productividad en las oficinas.

Ya que no tienen filamentos, no se funden como lo hacen las tradicionales bombillas y son muy resistentes a los golpes.

Esta nueva tecnología permite que se utilice como iluminación además de señalización.

Es posible realizar sistemas electrónicos más eficientes en donde el remplazo o modernización de los componentes sea en forma parcial ó por medio de componentes individuales que puedan ser remplazados en cualquier instante de esta forma solo se tendría que reciclar una sola parte.

2.5 PROTECCIÓN DEL LED EN DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS

El brillo o luminosidad de un led de alta potencia, se ve comprometido por varias cuestiones que tiene impacto sobre sus propiedades por tal razón es necesario que para que los led's cumplan su función correctamente y no se generen daños en el dispositivo que ocasionen que baje su luminosidad o que definitivamente la pierda es necesario utilizar diferentes recomendaciones de instalación en cuanto a los siguientes rubros:

2.5.1 LA DISIPACIÓN DE CALOR

La tecnología de fabricación de un Diodo Emisor de Luz tiene limitaciones en el chip semiconductor pues la conversión fotoeléctrica no es tan eficiente y requiere ser mejorada, especialmente en led's de mayor voltaje de alimentación por que en su mayor potencia se acerca al 60% y el resto se libera en calor y la garantía que se requiere en los productos es un mejor trabajo en estado normal aun aplicando una potencia máxima.

Sobre esta base, se realizan pruebas del producto simulando un largo plazo en el cual el led envejezca, y esto ocasiona que se realicen sugerencias sobre el manejo de la disipación de calor como requisito pues se ha notado que el calor tiende a aumentar; aunque el diseño puede contrarrestar esto de acuerdo a la apariencia y al material de fabricación; pues podría ocurrir que el diseño permitiera el flujo de aire del medio ambiente o bien parte del diseño sea realizada con aluminio o cobre y estos a su vez tengan el efecto secundario de disipar el calor.

Una superficie eficaz en cuanto a refrigeración; en un led de potencia de cualquier tono de 1w; se recomienda que la superficie del disipador de calor tenga una área aproximada a 5 o 6 cm²; en productos de 3w disipadores de un área aproximada a 15 cm² y aumentar en esa proporción en la medida que sea posible para garantizar que la temperatura no exceda de los 60 °C.

Para garantizar que los led's de alta potencia tengan un buen contacto con el disipador de calor y aumentar su grado de integración, se propone utilizar entre la parte inferior del led y el disipador de calor un revestimiento uniforme de grasa térmica; así como en el tornillo sujetador si es que existiera; por otro lado la grasa térmica recomendada para obtener una conductividad térmica adecuada es una resina de silicona térmica con conductividad de 3.0 W/mK.

2.5.2 LA PROTECCIÓN ELECTROSTÁTICA

Los led's son dispositivos semiconductores altamente sensibles a la corriente estática y especialmente los colores blanco, verde, azul y purpura, por lo tanto hay que prevenirla tanto durante su proceso de montaje como en su proceso de funcionamiento.

La generación de la corriente estática proviene de varias fuentes y que se tienen que tomar en cuenta para evitarlas; entre estas tenemos:

La fricción: Produce esta corriente al estar dos cuerpos de diferentes materiales en contacto y con movimiento físico o bien de sus partículas por lo que una forma de aislarlos es colocando una superficie aislante que no permita el movimiento de partículas.

La inducción: Los conductores eléctricos tienden a tener sobre su superficie una cantidad de electrones libres dentro de su campo eléctrico, y se mueven de acuerdo a la ley de las cargas que implica el atraer o repeler a los iones opuestos y transferirlos a la superficie del conductor generando la corriente estática.

La transmisión: Al están en contacto el material conductor con otro dispositivo los electrones pueden fluir libremente en la superficie de estos y por lo tanto puede existir una transferencia de cargas

Peligro que puede tener el led ante la corriente electrostática:

Si el led se encuentra dentro de un campo eléctrico el calor generado instantáneamente puede generar daños en el led y muestra un aumento muy rápido de la fuga de energía y aun que el led funcione el brillo va a ir disminuyendo paulatinamente y produciendo un cambio de color y la vida del led se verá afectada.

Debido al campo eléctrico se producen daño en la capa de aislamiento del led y el led comienza por variar sus valores de funcionamiento que se pueden ver si son medidos y posteriormente dejar de funcionar.

Medidas de protección para la eliminación de la corriente electrostática:

Durante todo el proceso de producción, pruebas, envases, etc. Todo el personal en contacto directo con los led's debe utilizar ropa anti estática, correas antiestáticas ya sea en la muñeca, en el pie o guantes.

El piso del lugar y la colocación de aire acondicionado y de tierras físicas

Las mesas de trabajo deben tener una tierra física

Al aire acondicionado debe ser un soplador de iones y las estaciones de soldadura deben estar aterrizadas

El embalaje de los led debe realizarse usando materiales anti-estáticos

2.5.3 EL PROCESO DE SOLDADURA

La temperatura de soldado debe ser constante 260° c/led y únicamente por 3 seg.

La energía de uso es de alta potencia por lo tanto debe ser lo más constante o regulada que sea posible para evitar el desgaste del led

La finalidad de estos procesos es realmente lograr que nuestras aplicaciones tengan un ahorro de energía, la protección al medio ambiente, mantener su efecto de larga vida y desempeñar una mayor eficiencia de la luz.

2.6 LED'S DE POTENCIA



FIGURA 2.7 LED DE ALTA POTENCIA DE 1W CON DISIPADOR Y SIN DISIPADOR. Z-LIGHT. Technical Datasheet Rev. B (2006.5). OBTENIDA EL 15 DE JULIO, 2013 DE: [http://www.casadelled.com.ar/Xpower%201%20%20data%20sheet\(English\)%202.pdf](http://www.casadelled.com.ar/Xpower%201%20%20data%20sheet(English)%202.pdf)

La FIGURA 2.7 muestra led's de alta potencia de 1w. todos los led's tienen características que nos permiten referenciarlos como: Diodos emisores de luz; de alta potencia

2.6.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS LED'S DE POTENCIA

Las nuevas fuentes de iluminación de estado sólido han alterado los conceptos tradicionales de medición fotométrica; de tal forma la comercialización de productos eficientes ha dado un nuevo punto de vista a las entidades gubernamentales y federales por lo que han establecido patrones mínimos de eficiencia energética; en conjunto con estos patrones mínimos existen requisitos de desempeño y seguridad que son creados por una comunidad conjunta de funcionarios de estado, comunidad científica nacional e internacional sobre estos productos.

Para que la medición realizada pueda atender los requisitos mínimos de eficiencia energética, seguridad y desempeño que determinen su credibilidad y rastreabilidad; por tal razón se han creado una red de laboratorios acreditados por los órganos nacionales en metrología.

En la FIGURA 2.8 podemos ver una esfera integradora con la que se realizar diferentes pruebas y mediciones sobre iluminación.



FIGURA 2.8 ESFERA INTEGRADORA SISTEMAS DE ILUMINACIÓN. GIL OLIVERA JOSÉ., 2010. CAPÍTULO VII. APLICACIONES DE LED'S Y FOTOMETRÍA.

Aún, que hay muchos fabricantes de led; cada uno determina las características fundamentales de su producto que lo determinan como tal y que hacen las diferencias que nos ayudan a tener la diversidad suficiente para poder seleccionar entre varias alternativas.

Actualmente compañías como Illuminet que es una de las empresas asociadas dentro de Phillips, compiten por tener los mejores productos led; fabricantes europeos, rusos, orientales y de otros países producen led con características muy similares de tal forma que cubran los parámetros fundamentales para iluminación y que pueden observarse en las hojas de datos técnicos correspondientes a cada producto.

La tecnología led como fuente de generación de luz artificial debe generar los efectos fotométricos necesarios para sustituir una fuente convencional de luz y depende de la forma en que sea utilizado para garantizar la eficacia de la lámpara; sin embargo, parámetros que antes no tenían importancia en el pasado ahora se tornan relevantes y por lo tanto dichos parámetros deben ser tomados en cuenta cuando se pretende utilizar estas tecnologías.

Para el correcto manejo de dichos parámetros los clasificamos de la siguiente forma:

TABLA 2.1 CARACTERÍSTICAS DEL LED DE POTENCIA. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 20013

PARÁMETROS	CARACTERÍSTICA	SÍMBOLO	UNIDAD DE MEDIDA
ÓPTICAS	INTENSIDAD LUMINOSA	I_v	candela=mcd
	FLUJO LUMINOSO	Φ_v	Lm = cd(sr)
	ILUMINANCIA	I_v	Lux=lm/m ²
	ÁNGULO DE EMISIÓN	θ	
	LONGITUD DE ONDA	λ	nm
	COORDENADAS DE COLOR	C_x, C_y	
	ENCAPSULADOS		
	ÓPTICAS SECUNDARIAS		
ELÉCTRICAS	TENSIONES DE ENTRADA/ SALIDA	V_e, V_s	volts (min/typ/max)
	CORRIENTE DE ENTRADA/SALIDA	i_e, i_s	amperes(max/typ)
	CORRIENTE INVERSA	i_r	
	DISTORSIÓN ARMÓNICA	Da	%
	FACTOR DE POTENCIA	FP	W/VA
TÉRMICAS	TEMPERATURA DE JUNTURA	T_j	°c/w
	RESISTENCIA TÉRMICA	R_θ	K/W
	POTENCIA DISIPADA	P_d	W
	RENDIMIENTO TÉRMICO	T_{MAX}	°c
	GESTION TÉRMICA		
	TEMPERATURA DE OPERACIÓN	T_o	°c
PARTICULARES RELACIONADAS CON COLOR	ÍNDICE DE RENDIMIENTO DE COLOR	CRI	°k
	TEMPERATURA DE COLOR CORRELACIONADA	CCT	°k
	EFICACIA LUMINOSA	η	lm/w
	EFICIENCIA RELATIVA	V_λ	nm
	VIDA ÚTIL	t	horas
	PUREZA DEL COLOR	L_1/L_2	
CARACTERÍSTICAS DE SUSTENTABILIDAD	PROTECCIÓN DEL MEDIO AMBIENTE		
	SEGURIDAD Y RAPIDEZ		
	TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN	t	seg

2.6.1.1 CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS

Se trata de aquellas características que se relacionan con la forma en la que se emite la luz y como se propaga, su interpretación física, matemática y la forma en la que se aplica en esta tecnología.

a) INTENSIDAD LUMINOSA

En fotometría, se define como la cantidad de flujo luminoso que emite una fuente por unidad de ángulo sólido. Su unidad de medida en el Sistema Internacional de Unidades es la candela (CD). En la FIGURA 2.9 podemos ver la diferencia entre flujo e intensidad luminosa. Matemáticamente la intensidad luminosa se define como:

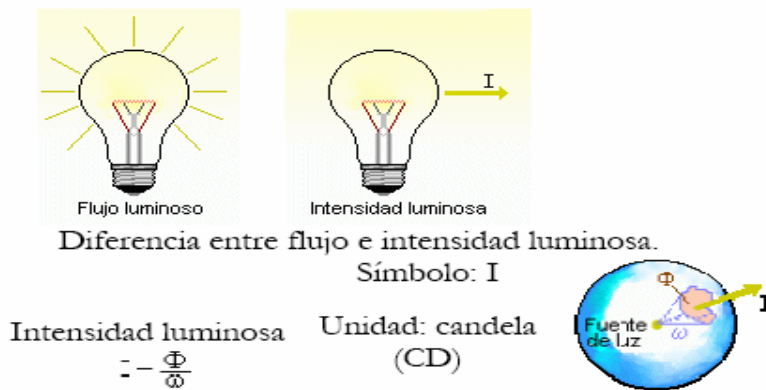


FIGURA 2.9 DIFERENCIA ENTRE FLUJO E INTENSIDAD LUMINOSA FLORES ROCIO, FLORES MAGDALENA, FLORES ARAMIS,SANTA OLALLA DALIA. OBTENIDA EL 6 DE AGOSTO. 2013 DE: <http://angelitosfisica.blogspot.mx/2012/01/intencidad-luminosa->

$$I_v = \frac{dF}{d\Omega}$$

ECUACIÓN 2.1

Donde:

$I_v \rightarrow$ Intensidad luminosa, medida en candelas.

$F \rightarrow$ Flujo luminoso, en lúmenes.

$d\Omega \rightarrow$ Elemento diferencial de ángulo sólido, en estereorradianes.

Otra forma de definirla es a partir de la magnitud radiométrica de la intensidad radiante en la que se pondera de acuerdo a cada longitud de onda por la curva de sensibilidad del ojo; también llamada ángulo sólido y que podemos ver en la FIGURA 2.10. Así, si I_V es la intensidad luminosa, $I(\lambda)$ representa la intensidad radiante espectral y $V(\lambda)$ simboliza la curva de sensibilidad del ojo, entonces:

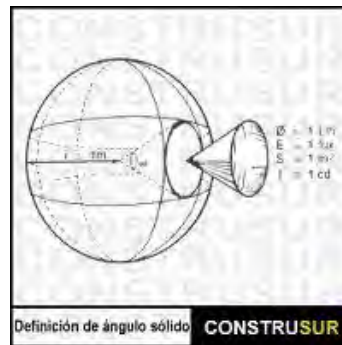


FIGURA 2.10 ÁNGULO SÓLIDO. CONSTRUSUR.ORG.1998. OBTENIDA EL 6 DE AGOSTO. 2013 DE: <http://www.construsur.com.ar/News-sid-98-file-article-pageid-4.html>

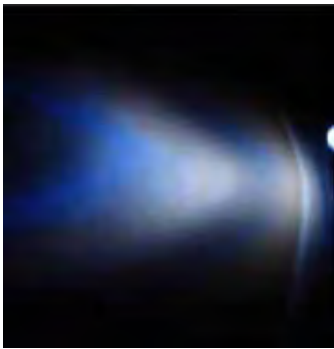
$$I_V = K \int_{\text{visible}} I(\lambda)V(\lambda) d\lambda$$

ECUACIÓN 2.2

b) FLUJO LUMINOSO

De la medición fotométrica del flujo luminoso se obtiene la curva de distribución de intensidad lumínica y los resultados son presentados en candelas y posteriormente se calcula en lúmenes; sin embargo, la fotometría de las luces convencionales y las de estado sólido difieren por lo que surge un concepto llamado fotometría absoluta donde se mide el total de iluminación generada por la lámpara aunque esté compuesta de varios led's independientes; el análisis de los sistemas de iluminación se torna más complicado por la forma en que se distribuye la luz y eso se puede ver en las imágenes que muestran la luz led desde una vista frontal y desde una vista lateral como se muestra en la FIGURA 2.11

VISTA LATERAL DE UN LED BLANCO
(aparición de líneas amarillas)



VISTA FRONTAL DEL UN LED BLANCO
(puntos azules preponderantes)



FIGURA 2.11 VISTA DE ESPECTROS DE UNA LUZ LED SISTEMAS DE ILUMINACIÓN. GIL OLIVERA JOSÉ. ,2010.CAPÍTULO VII. APLICACIONES DE LED'S Y FOTOMETRÍA

La respuesta del espectro angular del haz de luz de la luminaria es un parámetro extremadamente relevante; pues algunas luminarias emiten un espectro con temperatura de color más azul y en otros con un espectro que en los bordes la temperatura de color es más amarillenta.

En la TABLA 2.2 se muestra la curva de distribución de intensidad producida por la esfera integradora en la que se muestran los resultados de las pruebas y si existe una falla de color en el led se llegan a ver manchas en la imagen.

TABLA 2.2 CURVAS DE DISTRIBUCIÓN DE INTENSIDAD PRODUCIDAS EN UNA MEDICIÓN CON ESFERA INTEGRADORA SISTEMAS DE ILUMINACIÓN. GIL OLIVERA JOSÉ. ,2010.CAPÍTULO VII. APLICACIONES DE LED'S Y FOTOMETRÍA

CURVA DE DISTRIBUCIÓN DE INTENSIDAD LUMÍNICA EN UNA LÁMPARA CONVENCIONAL	CURVA DE DISTRIBUCIÓN DE INTENSIDAD LUMÍNICA EN UNA LÁMPARA LED
<p>The graph shows a polar plot with concentric circles representing intensity levels (100, 300, 450, 600) and radial lines for angles (0°, 90°, 180°). Two curves are shown: a red curve for 0°-180° and a black curve for 90°-270°. Both curves show a sharp peak at 0° and a very low intensity at 90° and 180°.</p>	<p>The graph shows a polar plot with concentric circles representing intensity levels (1000, 2000, 3000, 4000, 5000, 6000) and radial lines for angles (0°, 90°, 180°). Two curves are shown: a red curve for 0°-180° and a black curve for 90°-270°. Both curves show a broad peak centered at 0° and a secondary peak at 180°, with significantly higher intensity at 90° and 270° compared to the conventional lamp.</p>

En fotometría, la emitancia luminosa (M), o exitancia luminosa es la cantidad de flujo luminoso que se emite una superficie por unidad de área; el caso de las lámparas led integradas (contiene un arreglo de led's), para determinar el mantenimiento del flujo luminoso total se debe aplicar la siguiente ecuación:

$$M\Phi = \frac{\Phi_f}{\Phi_i} \times 100$$

ECUACIÓN 2,3

Donde:

$M\Phi$ → Mantenimiento del flujo luminoso total

Φ_i → flujo luminoso total inicial. (PARA EL CÁLCULO DEL FLUJO LUMINOSO TOTAL INICIAL SE DEBE UTILIZAR EL MÉTODO DE PRUEBA ESTABLECIDO EN EL ANEXO A. APÉNDICE A DE LA NOM-030-ENE-2012)

Φ_f es el flujo luminoso total final. (PARA EL CÁLCULO DEL FLUJO LUMINOSO TOTAL FINAL SE DEBE DE UTILIZAR EL MÉTODO DE PRUEBA ESTABLECIDO EN EL ANEXO B. APÉNDICE A DE LA NOM-030-ENE-2012)

La unidad de medida tanto de la Emitancia Luminosa como de la Iluminancia en el Sistema Internacional es el lux: 1 lux = 1 Lumen/m².

Para determinar la variación del **flujo luminoso total nominal**, en lámparas de led integradas se debe aplicar la siguiente ecuación:

$$\Delta\Phi_n = \frac{\Phi_i}{\Phi_n} \times 100$$

ECUACIÓN 2.4

Donde:

$\Delta\Phi_n$ → variación del flujo luminoso total nominal

Φ_i → flujo luminoso total inicial de la lámpara. (PARA EL CÁLCULO DEL FLUJO LUMINOSO TOTAL INICIAL SE DEBE UTILIZAR EL MÉTODO DE PRUEBA ESTABLECIDO EN EL ANEXO A. APÉNDICE A DE LA NOM-030-ENE-2012)

Φ_n → flujo luminoso total nominal marcado en el producto

Se denomina de alto brillo debido a que el flujo luminoso es de 55 lúmenes y de ahí en adelante dependiendo de la potencia que maneje el led pero se calcula aproximadamente del 75%

c) ILUMINANCIA

La iluminancia (E) es la cantidad de flujo luminoso que incide sobre una superficie por unidad de área. Se mide en [Lux], de manera que [1Lux = 1 Lumen/m²]. En la FIGURA 2.12 podemos observar como la luz ilumina una superficie y que área afecta dadas dos distancias diferentes

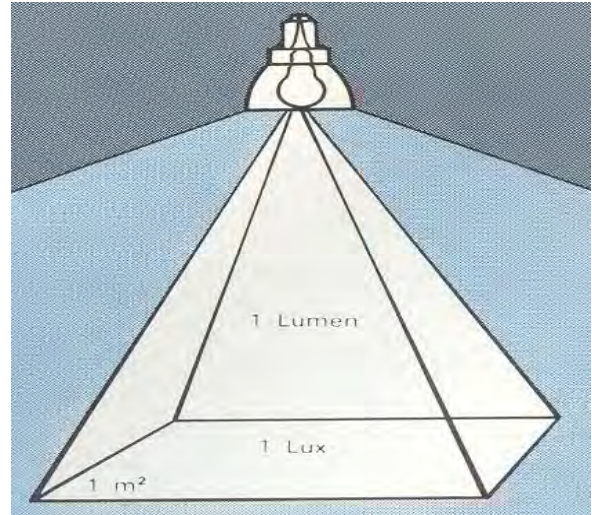


FIGURA 2.12 ILUMINANCIA. MARTINFT. 26/NOVIEMBRE/2012 OBTENIDA EL 9 DE AGOSTO, 2013 DE: http://sistemaselectricosdefuerzayalumbra.do.blogspot.mx/2012_11_01_archive.html

De tal forma que es importante definir el área que se requiere alumbrar; para poder decidir el tipo de luminario adecuado y establecer los rangos de iluminancia media en el cual se determinan que tanta luz es la mínima necesaria para un lugar y una aplicación en especial.

En la TABLA 2.3 podemos observar los niveles de iluminancia recomendados según las actividades que se realicen en las diferentes áreas.

TABLA 2.3 CANTIDAD DE ILUMINACIÓN POR HÁBITAT. ESPACIO SOLAR TECNOLOGÍA GEOCLIMÁTICA. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE:
<http://espaciosolar.blogspot.mx/2009/10/iluminancia.html>

Tareas y clases de local	Iluminancia media (lux)		
	Mínimo	Recomendado	Óptimo
Zonas generales de edificios			
Zonas de circulación, pasillos	50	100	150
Escaleras, escaleras móviles, roperos, lavabos, almacenes y archivos	100	150	200
Centros docentes			
Aulas, laboratorios	300	400	500
Bibliotecas, salas de estudio	300	500	750
Oficinas			
Oficinas normales, mecanografiado, salas de proceso de datos, salas de conferencias	450	500	750
Grandes oficinas, salas de delineación, CAD/CAM/CAE	500	750	1000
Comercios			
Comercio tradicional	300	500	750
Grandes superficies, supermercados, salones de muestras	500	750	1000
Industria (en general)			
Trabajos con requerimientos visuales limitados	200	300	500
Trabajos con requerimientos visuales normales	500	750	1000
Trabajos con requerimientos visuales especiales	1000	1500	2000
Viviendas			
Dormitorios	100	150	200
Cuartos de aseo	100	150	200
Cuartos de estar	200	300	500
Cocinas	100	150	200
Cuartos de trabajo o estudio	300	500	750

d) ÁNGULOS DE EMISIÓN DE LUZ

La luz de un led es emitida en forma radial; por tal razón es importante tomar en consideración el Ángulo de apertura del haz luminoso que dependiendo de la construcción de cada dispositivo y puede variar desde 80° - 120° sin óptica secundaria, dicha información debe ser visualizada en la hoja de datos técnicos de cada dispositivo y tomar en cuenta el mapa de distribución de luz para ver la curva de distribución luminosa. FIGURA 2.13

Curva de Distribución luminosa

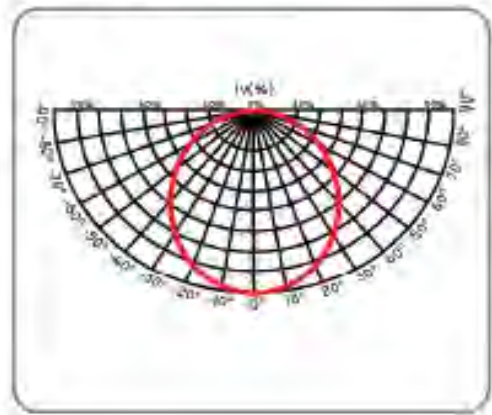


FIGURA 2.13 ÁNGULO DE APERTURA DE LA LUZ DE UN LED. SILED INTERNACIONAL. COPYRIGHT ©. 2011. http://www.siled.com.mx/info/ledspdf/LED-P1YLLLL-120-41/process_product.php?title=Ledspotencia%20-%20LED-P1YLLLL-120/41

El tipo de lente en que es encapsulado el led es de gran importancia pues de este depende el ángulo de emisión de luz FIGURA 2.14; entre estos tipos de lentes tenemos los siguientes:

- B, Tipo Batwing (120° Ángulo 2θ 1/2)
- L, Tipo Lambertian (140° Ángulo 2θ 1/2)
- S, Tipo de emission lateral (80° Ángulo θ peak)
- N, Sin tipo de lente (120° Ángulo 2θ 1/2)

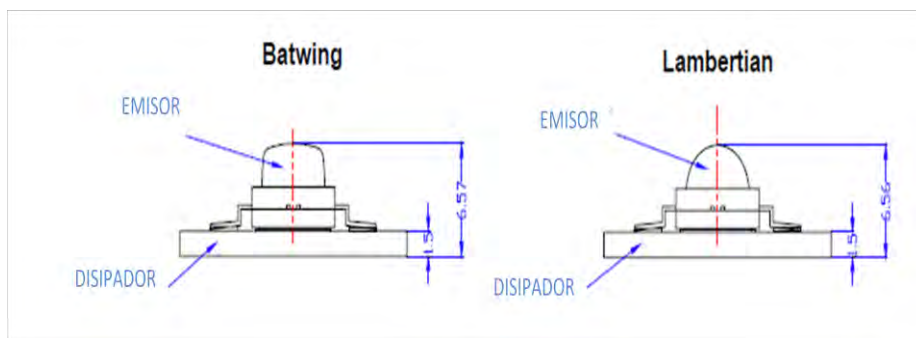


FIGURA 2.14 TIPOS DE ENCAPSULADO EN UN LED. Z-LIGHT. TECHNICAL DATASHEET REV. B (2006.5). OBTENIDA EL 15 DE JULIO, 2013 DE: [http://www.casadelled.com.ar/Xpower%20%20%20data%20sheet\(English\)%202.pdf](http://www.casadelled.com.ar/Xpower%20%20%20data%20sheet(English)%202.pdf)

e) LONGITUD DE ONDA

Diferentes longitudes de onda de la luz producida en el led ofrece diferentes de colores y esto se determina con el tipo de material semiconductor que se utilice ; de esta manera podemos tener algunas diferencias en la luz como un brillante saturado, sin filtro y la formación de una variedad de diferentes colores, formas, tamaño; disponibles en rojo, verde y azul considerados como los colores primarios para producir una gama completa de color o bien realizar degradado de color y efectos; pero logrando siempre una uniformidad de color porque este no depende de una cantidad de color sino de la longitud de onda del haz de luz emitido. En la FIGURA 2.15 podemos ver como se correlaciona el material de fabricación con la longitud de onda de la luz en el espectro de luz visible.

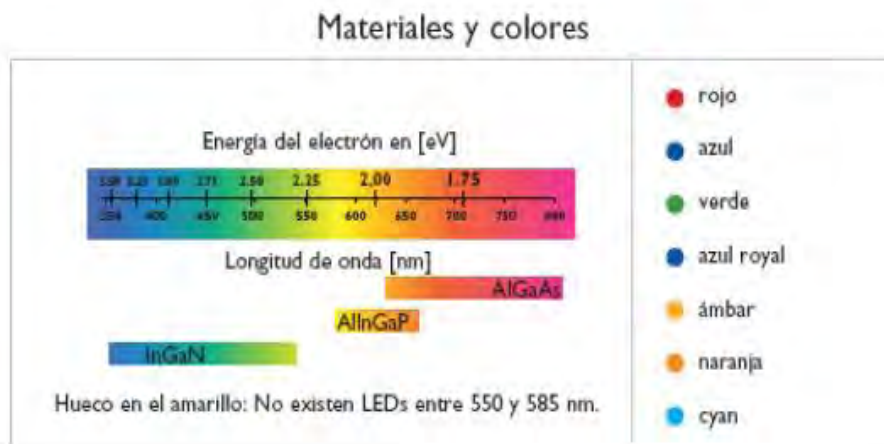


FIGURA 2.15 MATERIALES Y COLORES DE ACUERDO AL ESPECTRO LUMINOSO. MANUAL TÉCNICO. PHILIPS Y LA TECNOLOGÍA LED. DOSSIER LED. 2012

En la FIGURA 2.16 se muestra el mapa de distribución de colores donde se pueden observar las coordenadas que corresponden a cada matiz de color y aun lado la grafica en la que se puede ver la distribución de la longitud de onda de acuerdo al color. A la derecha se muestra la TABLA 2.4 con la disponibilidad de colores que tiene osram en relación a la longitud de onda

FIGURA 2.16 MAPA DE DISTRIBUCIÓN DE COLORES DE ACUERDO A LA LONGITUD DE ONDA. HOJA DE DATOS DEL FABRICANTE. LED DE ALTA POTENCIA DE 1 WATT. SHENZHEN LEDWORKER LIGHTING CO., LIMITED.2010.CHINA

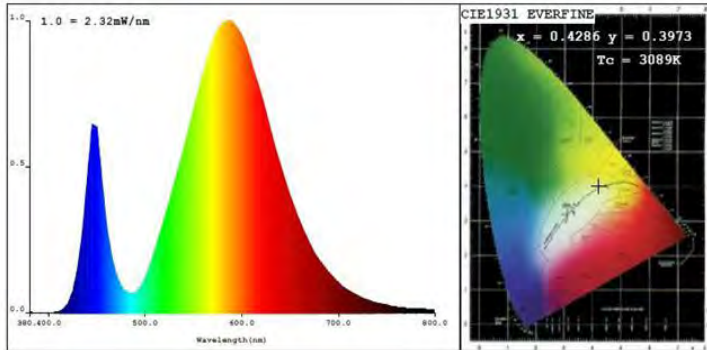


TABLA 2.4 LONGITUDES DE ONDA ASOCIADOS A LOS COLORES DE LED'S DE POTENCIA DE 1 WATT.OSRAM, OPTO SEMICONDUCTORS. 01/2012. PRODUCT SELECTION GUIDE.

COLORES DISPONIBLES Y	LONGITUD DE ONDA (nm)
R	600-650
G	490-540
B	450-500
Y	550-600

f) COORDENADAS DE COLOR

Si bien la FIGURA 2.17 es un poco repetitiva; cabe aclarar, que la importancia de ella es la relación existente entre la formula química asociada al color del led, la longitud de onda y su ubicación dentro del mapa de color.

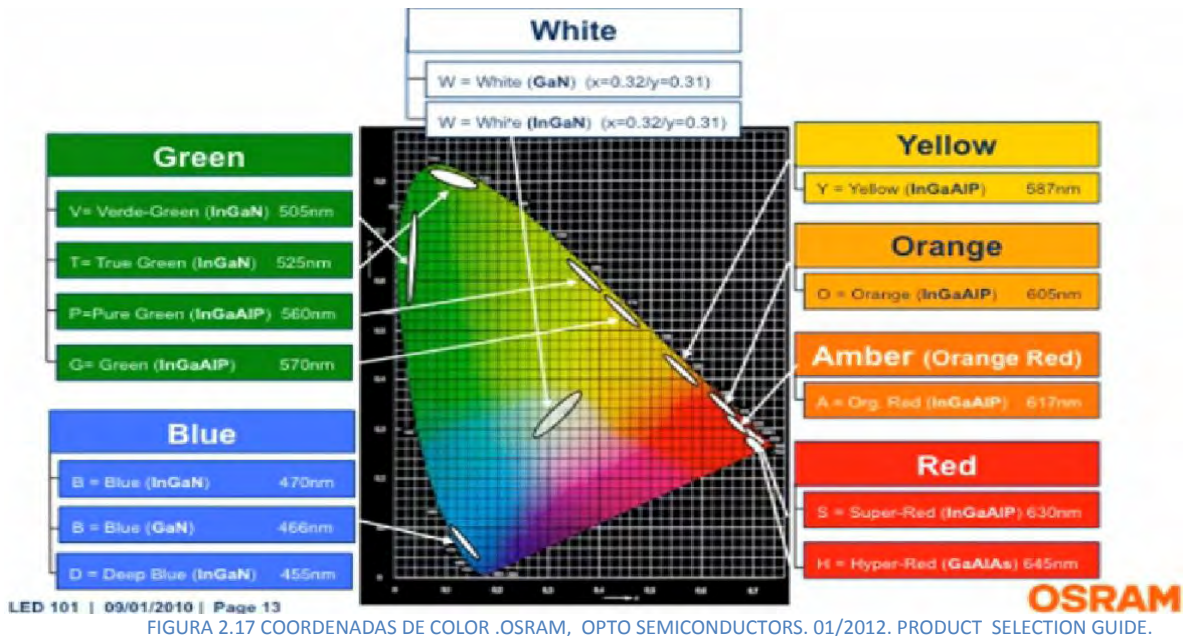


FIGURA 2.17 COORDENADAS DE COLOR .OSRAM, OPTO SEMICONDUCTORS. 01/2012. PRODUCT SELECTION GUIDE.

g) ENCAPSULADOS

Chips on board (COB), multiled's: son encapsulados juntos en un solo modulo lumínico, con una buena distribución del calor que permite una mejor disipación térmica y por lo tanto mayor eficiencia y duración. FIGURA 2.18. En cuanto a calidad lumínica no tiene efecto cebra, ni puntos deslumbrantes por lo que se ve la luz pareja como un panel. FIGURA 2.19

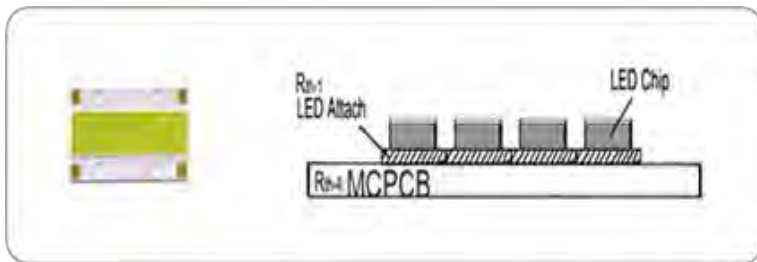


FIGURA 2.18 ENCAPSULADO DE COB LED'S. COB-LED.2012. OBTENIDA EL 6 DE AGOSTO DE 2012 DE: <http://www.cob-led.com/What-is-cob-LED-chips-on-board.html>



FIGURA 2.19 EFECTO DE LUZ CON ENCAPSULADO COB. COB-LED.2012. OBTENIDA EL 6 DE AGOSTO DE 2012 DE: <http://www.cob-led.com/What-is-cob-LED-chips-on-board.html>

Los leds individuales FIGURA 2.20, los SMD , alta potencia (HP) heavi dizzy, tiras de led, etc se ve como puntos deslumbrantes con un gran efecto cebra y cuando se iluminan se ven los puntos y si son cubiertos se puede disminuir el efecto pero tambien se pierde una gran cantidad de iluminacion. FIGURA 2.21

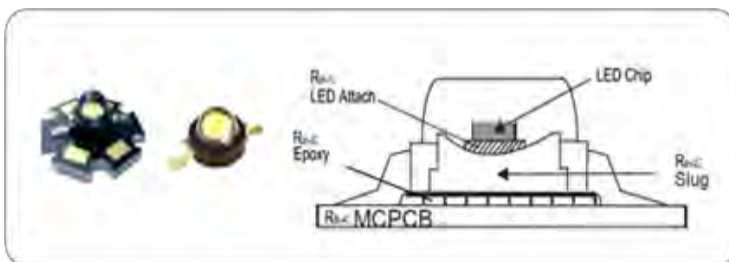


FIGURA 2.20 ENCAPSULADO DE LED'S DE ALTA POTENCIA. COB-LED.2012. OBTENIDA EL 6 DE AGOSTO DE 2012 DE: <http://www.cob-led.com/What-is-cob-LED-chips-on-board.html>



FIGURA 2.21 EFECTO DE LUZ PRODUCIDO POR LEDS DE POTENCIA. cob-led.2012. OBTENIDA EL 6 DE AGOSTO DE 2012 DE: <http://www.cob-led.com/What-is-cob-LED-chips-on-board.html>

h) OPTICAS SECUNDARIAS

Óptica secundaria integrada por diversas opciones en cuanto a tipo de lentes que permiten manipular el flujo luminoso; ya sea concentradoras, reflectoras, refractora, amplificadoras, esto va a depender del tipo de aplicación que se requiera. Por tal razón podemos decir que los ángulos de apertura del haz luminoso de 5-15 ° se denominan (cerrados), 20-40° (medios) y de 40-140° (abiertos); con ópticas secundarias.

Los lentes utilizados pueden tener variaciones de acuerdo a su forma, material y aplicación; sin embargo, la decisión de utilizar ópticas secundarias para mejorar la calidad de la iluminación depende de las características de nuestra aplicación, ya que pueden ser ópticas que se utilicen para un solo led (FIGURA 2.22) o bien para realizar lámparas integradas (FIGURA 2.23); que es una decisión importante ya que todas las características que hemos visto son funcionales para un led así como para una lámpara integrada.



FIGURA 2.22 ÓPTICAS SECUNDARIAS INTEGRADAS POR LENTES FOTO EXPERTO EN LUMINARIOS © ILLUMINET. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.illuminet.com.mx/wp-content/uploads/2008/10/leds-torres>



FIGURA 2.23 CUPULA PARA UNA LAMPARA LED INTEGRADA. HONGWEIDECORALIVELIGHTING.2012. CATALOGO DE ÓPTICAS SECUNDARIAS. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: HONGWEIDECORALIVELIGHTING.COALIBABA.COM

La selección de la óptica secundaria también debe tomar en cuenta el material que se utilice pues cada uno ofrece características técnicas particulares que pueden ser aprovechadas o bien por el contrario pueden ser los detalles que originen la búsqueda de nuevos materiales; a continuación se muestra un ejemplo de las diferentes características técnicas que puede tener un material:

En la figura 2.24 se muestran ópticas secundarias realizadas con cristal "Pyrex" que no contiene burbujas de aire y que son procesadas de acuerdo a los requerimientos ópticos de forma que hasta ahora son mejores que los borosilicatos y tiene las siguientes propiedades físicas:



Índice de refracción: 1.473@587.6nm
 Densidad: 2.23+/-0.02 g/cm³
 Modulo de elasticidad: 64 x 10³ n/mm³
 Coeficiente de expansión térmica: 3.3+/-0.1 x 10⁻⁶/K
 Transmisión óptica en el rango de uso (descomposición longitud de onda): 90-92%
 Punto de trabajo: 1260+/-20 °C
 Temperatura de reblandecimiento: 820+/-10°C
 Punto de templado: 560+/-10°C
 Punto de deformación: 510+/-10°C
 Temperatura de transformación: 525+/-1.5°C
 Constante dieléctrica: 4.6

SECUNDARIAS. DATOS DEL FABRICANTE. SHANGHAI LONGWAY SPECIAL GLASS CO., LTD. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: [Http://www.specialglass-china.com](http://www.specialglass-china.com) Email: info@specialglass-china.com

2.6.1.2 CARACTERÍSTICAS ELÉCTRICAS

Estos parámetros son definidos desde la construcción del led, pero son muy importantes a la hora de diseñar las fuentes de alimentación pues será determinante en funcionamiento óptimo del led. De acuerdo a las características del led elegido para la aplicación correspondiente los resultados pueden optimizarse, esta información debe obtenerse de la hoja de datos del led seleccionado pues podría encontrarse con características que cumplan solo algún tipo de led y los valores eléctricos deben ser contemplados en el diseño de la aplicación. A continuación se indican cuales son estos valores:

a) TENSIONES DE ENTRADA/SALIDA

Las Tensiones de entrada y salida que requieren estos dispositivos; están indicadas en la hoja de datos que debe proporcionar cada fabricante; aunque es importante aclarar que generalmente los proveedores de este tipo de material no ofrecen este tipo de información; de tal forma que al adquirir un dispositivo de este tipo se tiene que saber con anterioridad cuales son los dispositivos que se adaptan a nuestras necesidades (ANEXO C. HOJA DE DATOS DE LOS LED'S DE POTENCIA DE 1 WATT CON DISIPADOR).

b) CORRIENTE DE ENTRADA/SALIDA

Al igual que las tensiones son datos obtenidos de las hojas de datos del fabricante por lo que es recomendable tenerlas siempre a la mano, cuando se están desarrollando aplicaciones (ANEXO C. HOJA DE DATOS DE LOS LED'S DE POTENCIA DE 1 WATT CON DISIPADOR).

c) CORRIENTE INVERSA

El caso de las corrientes inversas para led's. Podemos decir que no hay mucho al respecto dado que por definición los led's no funcionan con polarización inversa; sin embargo existen algunos tipos de diodos con características particulares de polarización; sobre todo cuando hablamos de diodos de más de un color donde tienen más de un pin para polarizar. De la misma forma es necesario contar con las hojas de datos del producto.

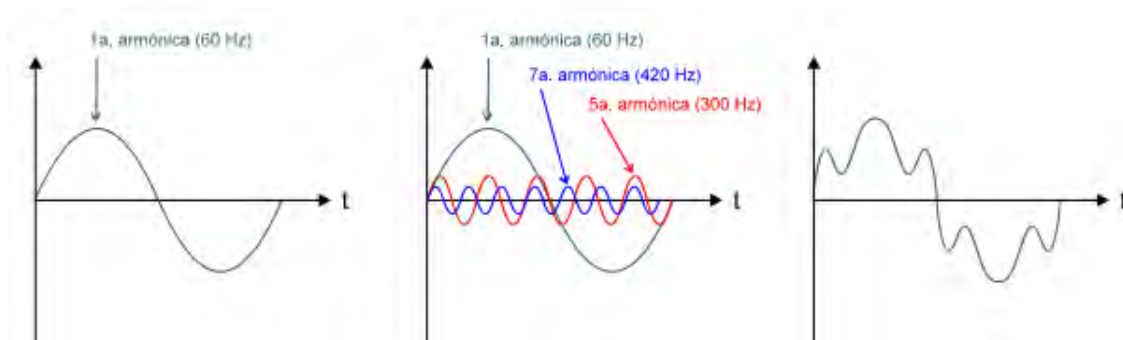
d) DISTORSIÓN ARMÓNICA

En condiciones normales de operación un dispositivo electrónico produce corrientes no senoidales compuesta por armónicas que son señales de tensión y/o corriente con una frecuencia que es un múltiplo entero de la fundamental que sumada a la señal fundamental produce una señal periódica no senoidal distorsionada; por ejemplo en las gráficas posteriores se muestra una señal fundamental de 60 Hz y sus armónicas se darían de la siguiente forma:

GRÁFICA 2.2. La 1ª armónica es una señal de 60 Hz.

GRÁFICA 2.3. La 2ª armónica es una señal de 120 Hz (2X60Hz).

GRÁFICA 2.4. La 3ª armónica es una señal de 180 Hz (3X60Hz), etc.



GRÁFICA 2.2 SEÑAL SENOIDAL

GRÁFICA 2.3 COMPONENTES ARMÓNICAS

GRÁFICA 2.4 SEÑAL DISTORCIONADA POR ARMÓNICAS

GRUPO ENERTEM. REASA POWER QUALITY. 2010. DISTORSIÓN ARMÓNICA. FICHA TÉCNICA. REA00410.

Aunque todos los aparatos eléctricos y electrónicos produzcan distorsión armónica; no quiere decir que funcionen mal; pero es necesario tomarla en cuenta pues algunos dispositivos son más sensibles que otros y por lo tanto pueden tener algunos efectos secundarios tales como:

- Sobrecarga de los conductores neutros
- Sobrecalentamiento de los transformadores
- Disparos intempestivos de los interruptores automáticos
- Sobrecarga de los condensadores de corrección del factor de potencia
- Distorsión a la línea de alimentación

Para reducir los armónicos se pueden utilizar varios métodos por ejemplo; filtros pasivos, transformadores de aislamiento o soluciones activas. El problema con los led's con la distorsión armónica es en realidad la distorsión generada por la fuente de alimentación y el tipo de conexión que tengan los led's ya que la magnitud de los armónicos producidos por el diseño y la impedancia de la fuente y el sistema de distribución. Causando en menor o mayor medida la distorsión de la forma de onda de la tensión y afecta en diferentes formas a las cargas o dispositivos, dependiendo de su conexión, ya sea en serie o paralelo.

En cuanto a la distorsión armónica en lámparas de led's integradas la norma oficial mexicana establece que si el producto o en el empaque se estipula la distorsión armónica total en la intensidad de corriente eléctrica. Ésta debe ser igual o menor que lo marcado en el mismo, midiéndose de acuerdo con lo establecido en el Apéndice E de la Norma Oficial Mexicana y que se encuentra referido en el ANEXO A de este trabajo.

e) FACTOR DE POTENCIA (FP)

Según la norma oficial mexicana para determinar el factor de potencia (FP) de las lámparas de LED integradas (LA POTENCIA ELÉCTRICA, TENSIÓN ELÉCTRICA Y LA INTENSIDAD DE CORRIENTE ELÉCTRICA SE MIDEN A LA ENTRADA DEL ESPÉCIMEN DE PRUEBA, DE ACUERDO A LO ESTABLECIDO EN EL APÉNDICE A. INCISOS 6.1.7., 6.2.7. DE LA NORMA), se debe aplicar la siguiente ecuación:

$$FP = \frac{P}{V \times I} \quad \left[\frac{W}{VA} \right]$$

ECUACIÓN 2.5

Donde:

FP → factor de potencia;

P → potencia eléctrica de entrada, expresada en watts;

V → tensión eléctrica de entrada, expresada en volts; y

I → intensidad de corriente eléctrica de entrada, expresada en amperes.

2.6.1.3 CARACTERÍSTICAS TÉRMICAS

La temperatura es un aspecto de vital importancia para un led; los efectos sobre el pueden ser:

En su construcción: Ya que se realiza bajo ciertas condiciones y los parámetros usados son específicos y se esto determina algunas características de funcionamiento por lo que se agrupan para el diseño de aplicaciones.

En su operación: Los efectos de la temperatura en su funcionamiento causa efectos en el led; tales como baja de la intensidad de la luz, baja en el voltaje, variaciones en las coordenadas de color y cambios en la longitud de onda del espectro lumínico.

a) TEMPERATURA DE JUNTURA

El funcionamiento de un LED por encima de la temperatura máxima recomendada por el fabricante puede reducir la eficiencia del dispositivo y la salida de luz y puede conducir a un fallo prematuro.

El punto de unión de los semiconductores que forman el led (la juntura) debe tener una temperatura específica; el cálculo de esta temperatura es importante para determinar si es posible superar el límite superior especificado o por el contrario establecer un límite menor esto se debe a que por las variaciones de temperatura ocasionadas al convertirse la energía eléctrica en luz por la recombinación de portadores de carga en electrones y/o huecos o en forma adyacente a la unión del LED (FIGURA 2.25). Y aunque los Led's son relativamente eficientes, la energía eléctrica consumida todavía genera calor en lugar de luz hablando de un aproximado del 65 a 75 por ciento que se eleva con el incremento de la temperatura del chip. Por lo tanto es necesario tomar en cuenta que:

TEMPERATURA MENOR → PROLONGA LA VIDA ÚTIL

TEMPERATURA MÁXIMA → FUNCIONAMIENTO NORMAL

TEMPERATURA MAYOR → DISMINUYE LA VIDA ÚTIL, DISMINUYE EL BRILLO,
DEJA DE FUNCIONAR

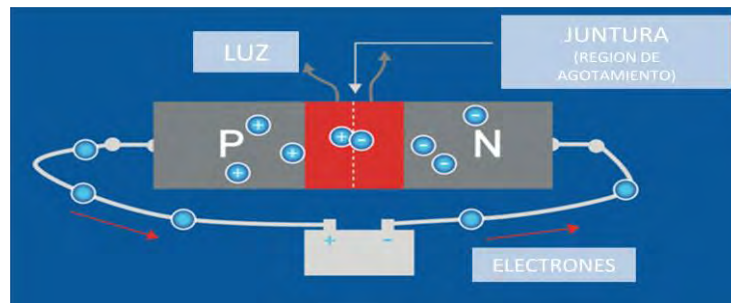


FIGURA 2.25 TEMPERATURA DE JUNTURA EN UN LED. DIGI-KEY CORPORATION. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013. <http://www.digikey.com/us/en/techzone/lighting/resources/articles/calculating-led-junction-temperature.html>

La temperatura máxima de la unión (T_j) alcanzado con una potencia de entrada dada SE determina por tres factores:

- La temperatura ambiente
- Resistencia térmica entre la unión de LED y sus alrededores. (VEASE RESISTENCIA TÉRMICA SE PUEDE VER EN EL INCISO B DE ESTE CAPÍTULO)
- La potencia disipada por el chip (POTENCIA DISIPADA SE PUEDE VER EN EL INCISO C DE ESTE CAPÍTULO)

De tal forma que para realizar los cálculos correspondientes a las temperaturas y las resistencias térmicas es necesario tomar en cuenta como condiciones inicial la temperatura ambiente y en determinados casos suponemos un valor de acuerdo a las condiciones ambientales que sean necesarias:

Por ejemplo suponer una Temperatura ambiente (T_a) de 23 grados Celsius ($^{\circ}$ C). Para calcular la Temperatura de la unión de la aplicación led, utilizamos la siguiente fórmula:

$$T_j = T_a + (R_{th\ ja})(P_d)$$

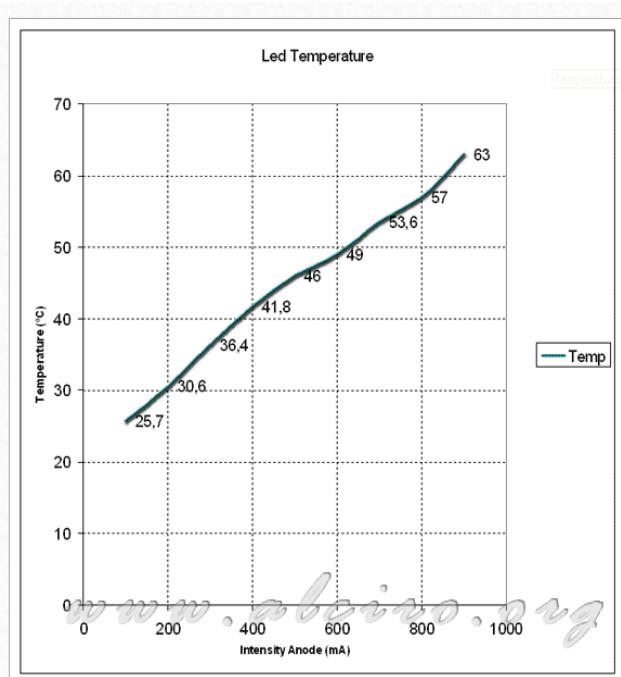
ECUACIÓN 2.6

Donde:

T_a → temperatura ambiente

$R_{th\ ja}$ → resistencia de juntura

P_d → potencia disipada



GRÁFICA 2.5 RESISTENCIA TÉRMICA. ALCIRO.ORG. copyright © 2007-2014.OBTENIDA DE http://www.alciro.org/alciro/diodo-LED_21/potencia-diodo-led_306.htm

En la GRÁFICA 2.5; se puede observar la temperatura del diodo en función de la intensidad de ánodo ya que es muy importante para determinar la vida del dispositivo y evitar el deterioro del diodo, en esta prueba se ha colocado sobre un disipador con un coeficiente de transmisión térmica de $5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. La temperatura se ha medido directamente sobre las orillas del mismo; en la GRÁFICA 2.5 muestra una curva prácticamente lineal equivalente a la potencia suministrada.

Entre los 100mA y los 600mA la temperatura del sistema es baja, de 25°C a 50°C , entre los 600mA y los 900Ma; las temperaturas ascienden hasta los 63°C . La temperatura máxima alcanzada no se considera una temperatura crítica para un semiconductor de potencia dadas características en la hoja de datos. Si la temperatura superase los 70°C se tendrían que adoptar medidas para refrigerar el diodo de una forma más eficiente.

Condiciones de prueba:

- Resistencia térmica del disipador: 5°C/W
- Temperatura ambiente: 20°C

Cada fabricante en su hoja de datos indica la temperatura máxima de junta de manera que puede ser considerada y calculada en nuestras aplicaciones; sin embargo una forma de reducir la temperatura de unión en aplicaciones de led's de alta potencia, los fabricantes, recomiendan el uso de disipadores de calor entre el punto de soldadura y el ambiente para mantener la temperatura de la unión baja. La FIGURA 2.26 muestra un dispositivo de iluminación led con un disipador de calor integrado.



FIGURA 2.26 LUMINARIO LED CON DISIPADOR DE ALUMINIO. ALCIRO.ORG. copyright © 2007-2014 OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: [HTTP://WWW.ALCIRO.ORG/ALCIRO/DIODO-LED_21/POTENCIA-DIODO-LED_306.HTM](http://www.alciro.org/alciro/diodo-led_21/potencia-diodo-led_306.htm)

Para fabricar un disipador de calor más sofisticado se deben hacer los cálculos correspondientes para realizar su diseño, de forma que permita al led funcionar a temperaturas altas y aun así mantenerse mejor, extendiendo su vida y su efectividad.

b) RESISTENCIA TÉRMICA

El aire, plástico, madera y son malos conductores del calor y por lo tanto aislantes efectivos mientras que los metales tienen una baja resistencia térmica eso permite que sean disipadores de calor eficaces, de tal forma que podemos definir a la **Resistencia térmica** (R_{θ}) como el aumento de la temperatura de un componente por unidad de potencia disipada ($^{\circ}\text{C} / \text{W}$). Es la inversa de la conductividad térmica. Y lo podemos expresar matemáticamente con la siguiente ecuación:

$$R_{\theta} = \frac{T_s - T_a}{W}$$

ECUACIÓN 2.7

Donde:

T_s → Temperatura del disipador en $^{\circ}\text{C}$

T_a → Temperatura ambiente en $^{\circ}\text{C}$

W → Potencia disipada en Watts → P_d

Para determinar la resistencia térmica total de un conjunto de iluminación es necesario considerar la resistencia térmica de cada elemento involucrado y sumar cada elemento; un ejemplo podemos ver el que corresponde al modelo mostrado en la FIGURA 2.27.

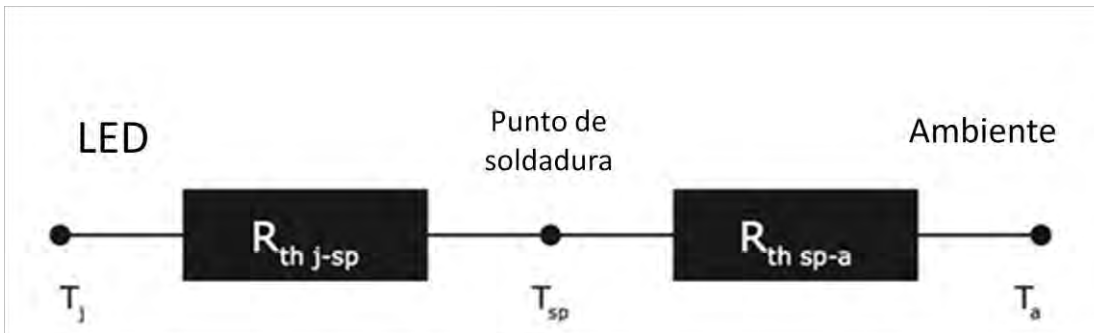


FIGURA 2. 27 RESISTENCIA TÉRMICA TOTAL EN UN LED. DIGI-KEY CORPORATION. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: "CREE XLAMP LED THERMAL MANAGEMENT," NOTA DE APLICACIÓN: CLD-AP05.002, CREE INC. DESARROLLADO POR PRODUCTOS ELECTRÓNICOS CONSORCIO EDITORIAL

Entonces lo podemos representar matemáticamente en la siguiente expresión:

$$R^{a ja} = R^{a j-sp} + R^{a SP-A}$$

ECUACIÓN 2.8

Donde:

$(R^{a ja})$ → Resistencia térmica de junta del LED a temperatura ambiente

$(R^{a j-sp})$ → Resistencia térmica de junta (j) del primer elemento (led ó paquete de led) desde la unión (J) para el punto de soldadura (sp) en el sustrato de soporte.

$(R^{a SP-A})$ → Combinación de las resistencias térmicas entre el punto de soldadura y el exterior del conjunto de iluminación a temperatura ambiente (a).

Cabe aclarar que generalmente se construyen lámparas integradas las cuales están formadas por un conjunto de led's; de manera que se considera que están en un mismo punto de soldadura ya que se conectan a la misma placa y por lo que las resistencias térmicas actúan en paralelo y por lo tanto se calcula de la siguiente forma:

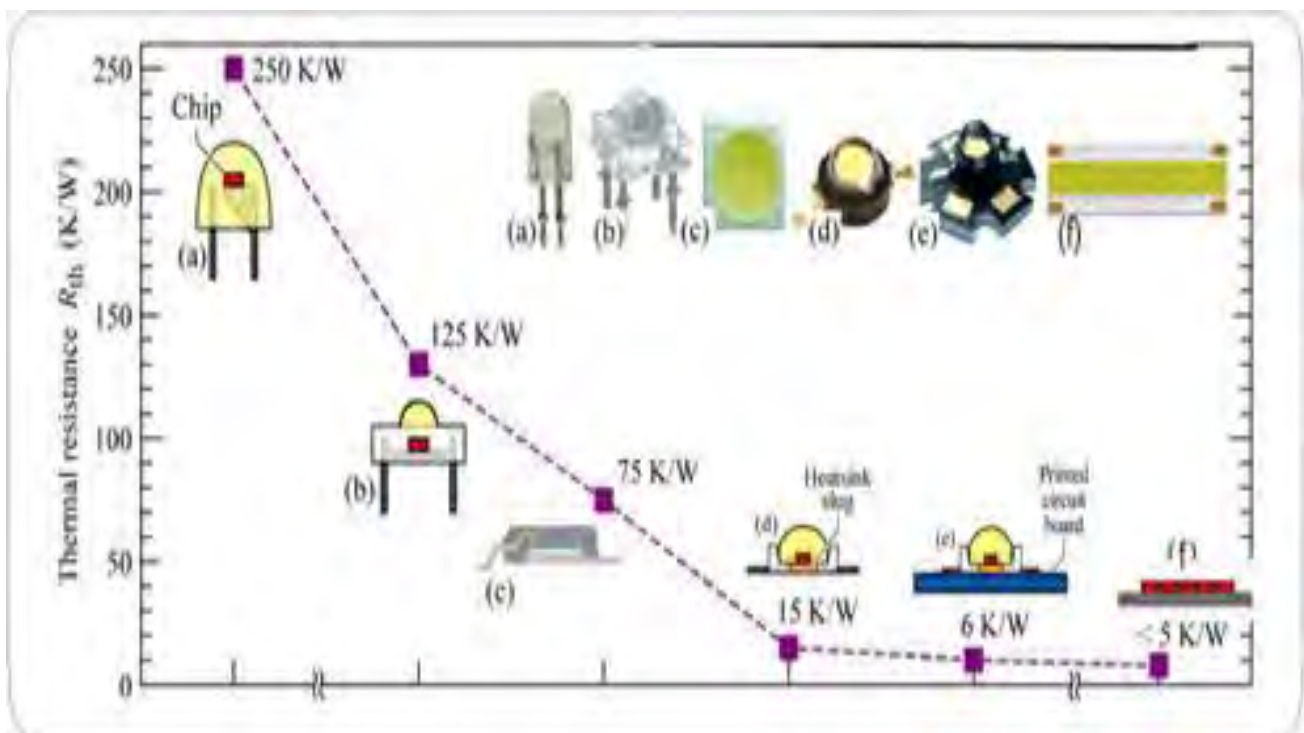
$$R_{th\ j-a} = (R_{j-sp} / NI) + R_{sp-a}$$

ECUACIÓN 2.9

Donde:

El valor de R_{sp-a} depende de factores como la planitud y acabado de la soldadura en la placa; la placa y la cubierta exterior del ensamblaje y en ocasiones será necesario tomar en cuenta las técnicas de gestión térmica.

Los led's se pueden utilizar en bajas temperaturas (hasta -40°C) debido a que tienen una alta eficacia en ambientes fríos. Y además tienen un sellado de por vida en luminarias estancadas. En la GRÁFICA 2.6 podemos observar diferentes led's y su relación con la resistencia térmica.



GRÁFICA 2.6 RESISTENCIA TÉRMICA POR TIPO DE LED. OBTENIDA EL 6 DE AGOSTO, 2013 DE:
<http://imageshack.us/a/img543/9541/emisintermicaleled.jpg>

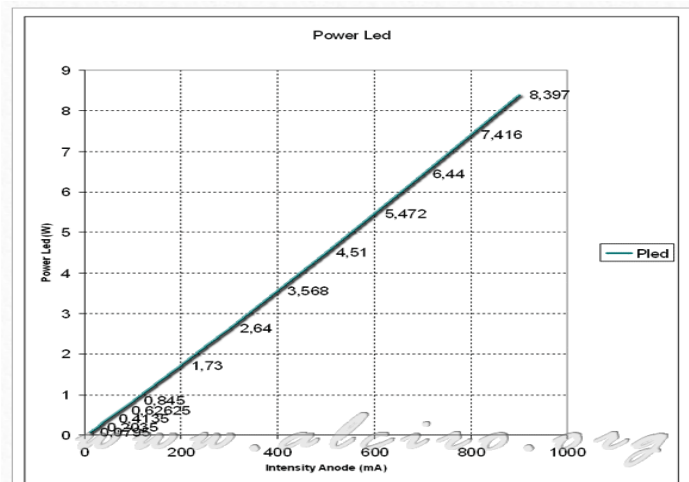
c) POTENCIA DISIPADA

La **potencia del diodo led** está determinada por la caída de tensión en los bornes y la corriente del dispositivo según la expresión:

$$P_{Diodo} = I_{Anodo} * V_{AK}$$

ECUACIÓN 2.10

La GRÁFICA 2.7 muestra la potencia del diodo led en función de la corriente de ánodo con una alimentación de corriente constante. Si varía la corriente entre 0 y la intensidad nominal **900mA**, la potencia disipada muestra una evolución lineal debido a que la caída de tensión en el diodo es prácticamente constante.



GRÁFICA 2.7 POTENCIA DISIPADA ALCIRO.ORG. ALCIRO.ORG. copyright © 2007-2014 OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: [HTTP://WWW.ALCIRO.ORG/ALCIRO/DIODO-LED_21/POTENCIA-DIODO-LED_306.HTM](http://www.alciro.org/alciro/diodo-led_21/potencia-diodo-led_306.htm)

La potencia disipada por el LED (P_d) se calcula de la siguiente forma:

$$P_d = (V_f) (I_f)(N_l)$$

ECUACIÓN 2.11

Donde:

V_f → tensión directa del LED

I_f → corriente directa

N_l → número de led's, para lámparas integradas

Aunque para calcular el valor de la potencia disipada en función de la temperatura

$$W = \frac{T_s - T_a}{R_\theta}$$

ECUACIÓN 2.12

Donde:

T_s → Temperatura del disipador en °C

T_a → Temperatura ambiente en °C

W → Potencia disipada en Watts → P_d

d) RENDIMIENTO TÉRMICO

En el CIRCUITO 2.1 podemos ver como se relacionan los componentes para explicar cómo se interpreta el rendimiento térmico; que no es otra cosa, sino, la habilidad para disipar el calor de un cierto dispositivo y se expresa matemáticamente como:

$$T_{max} = T_a + R_\theta * P_d$$

ECUACIÓN 2.13

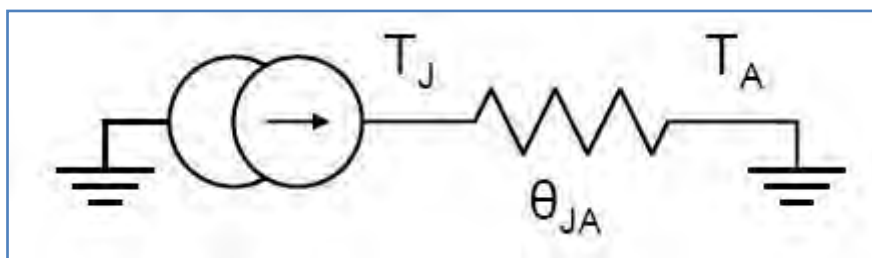
Donde:

P_d → Potencia Disipada [w]

R_θ → Resistencia Térmica [Ω]

T_{max} → Temperatura Máxima

T_a → Temperatura Ambiente



Dos aspectos térmicos importantes son Cavity – Up y Cavity – Down; mostrados en la FIGURA 2.28; FIGURA 2.29 Y FIGURA 2.30.

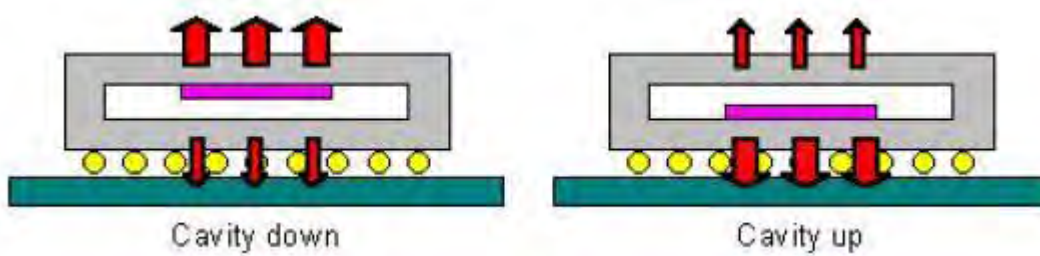


FIGURA 2.28 ASPECTOS TÉRMICOS. TECNOLOGÍA DE MONTAJE SUPERFICIAL. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://tecnologiademontajesuperficial.es.tl/rendimiento-termico.htm>

Donde:

Cavity – Down → la refrigeración se hace hacia la parte exterior del encapsulado.

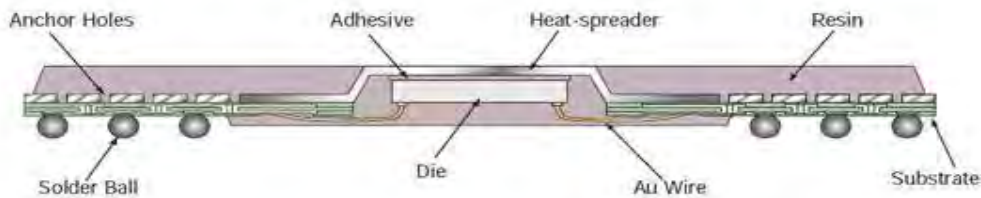


FIGURA 2.29 REFRIGERACIÓN AL EXTERIOR DEL LED. TECNOLOGÍA DE MONTAJE SUPERFICIAL. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://tecnologiademontajesuperficial.es.tl/rendimiento-termico.htm>

En Cavity – Up → la refrigeración se hace hacia la parte inferior del encapsulado

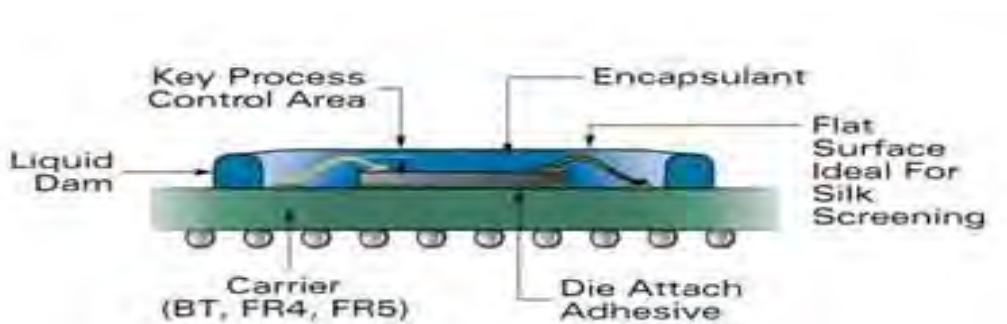


FIGURA 2.30 REFRIGERACIÓN AL INTERIOR DEL LED. TECNOLOGÍA DE MONTAJE SUPERFICIAL. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://tecnologiademontajesuperficial.es.tl/rendimiento-termico.htm>

e) GESTIÓN TÉRMICA

El led transmite el calor hacia la parte posterior desde el semiconductor a través del sustrato y del interfaz térmico hacia la base donde se encuentre colocado; por lo que no produce radiación infrarroja hacia la zona iluminada. Entonces el calor es generado en la unión del semiconductor y los efectos negativos del aumento de temperatura se ven reflejados en la reducción del rendimiento del led; es decir, que disminuye la cantidad de lúmenes emitidos con respecto a la potencia consumida (lm/W) y a su vez esto se traduce a un menor ciclo de vida del led debido a que el flujo luminoso se reduce hasta en un 70% y se considera que un LED ha llegado al final de su vida útil cuando su flujo luminoso nominal se reduce al 70% (L70).

f) TEMPERATURA DE OPERACIÓN

El led debe operar dentro del rango de temperatura adecuado para no sufrir alguna degradación del color o del brillo en forma permanente o bien que deje de funcionar; por tal razón se utilizan disipadores de calor; el fabricante indica su temperatura de operación pero un rango adecuado para un led de potencia de 1 watt es de **35 a 60 °C** y entonces se considera que existen **Bajas pérdidas por disipación de calor**.

2.6.1.4 CARACTERÍSTICAS PARTICULARES RELACIONADAS CON COLOR

Las características particulares relacionadas con color, también conocidas como colorimetría; se define como la ciencia que describe los colores en términos de números. Dentro de ella se analizan diferentes aspectos que son manipulados en la construcción del led y que permite determinar el color exacto que va a emitir, la longitud de onda de su espectro y entre otros aspectos los cuales serán delimitados a continuación.

a) ÍNDICE DE REPRODUCCIÓN DEL COLOR (CRI)

Es una medida cuantitativa para evaluar la capacidad de la fuente luminosa para reproducir fielmente los colores de diversos objetos, comparándolo con una fuente de luz ideal. La comparación con una fuente patrón del mismo CCT y con un excelente CRI es lo que se busca para conseguir una iluminación lo más parecida a la luz solar, cuyo CRI es 100. En la TABLA 2.5 se observan los índices de reproducción de color para led's de 1watt de potencia en color blanco frio (WW) y blanco cálido (W).

TABLA 2.5 ÍNDICE DE REPRODUCCIÓN DEL COLOR SILED INTERNACIONAL. COPYRIGHT ©. 2011. OBTENIDO EL 15 DE JULIO 2012 DE: http://www.siled.com.mx/info/ledspdf/LED-P1YLLLL-120-41/process_product.php?title=Ledspotencia%20-%20LED-P1YLLLL-120/41

COLORES DISPONIBLES Y	LONGITUD DE ONDA (nm)
ww	3000-5000 K
w	5000-7000 K

El CRI varía entre 0 y 100. Un CRI menor, indica una desviación mayor en la reproducción del color y generalmente se obtiene este indica de acuerdo a patrones establecidos dentro de la norma para que se consideren como temperaturas (CCT) similares.

b) TEMPERATURA DE COLOR CORRELACIONADA (CCT)

Se utiliza para medir el grado de blancura de una fuente de luz, que establece una comparación entre la fuente bajo estudio, contra la temperatura en grados Kelvin, que debería alcanzar un cuerpo teórico, llamado CUERPO NEGRO, para igualar el de la fuente estudiada. FIGURA 2.31

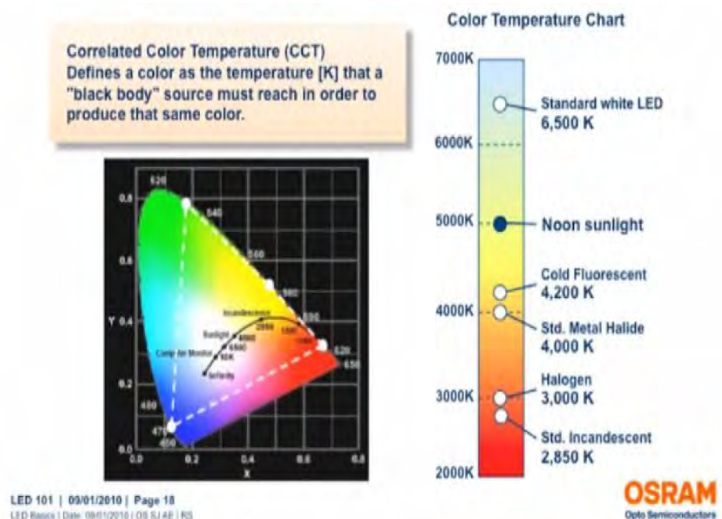


FIGURA 2.31 ESCALAS Y COORDENADAS DE LA TEMPERATURA DE COLOR CORRELACIONADA.OSRAM, OPTO SEMICONDUCTORS. 01/2012. PRODUCT SELECTION GUIDE.

Cuando se tiene un bajo CCT indica longitudes de onda mayores (rojos) y por tanto, se considera un color cálido. Si por el contrario se obtiene un valor alto, significa longitudes de onda menores (azules) y se considera un color frío. FIGURA 2.32

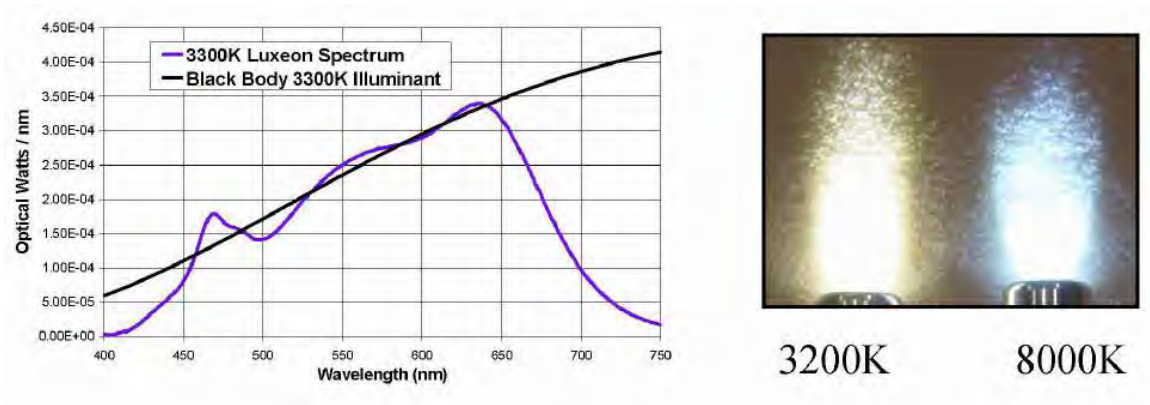


FIGURA 2.32 COMPARATIVO DE LA TEMPERATURA DE COLOR Y LA LONGITUD DE ONDA CORRESPONDIENTE. PHILLIPS. ALUMBRADO DE INTERIORES. 2010. MANUAL DE ILUMINACIÓN. AI_LED.

Los valores típicos de las fuentes luminosas que se producen, varían entre: 2100°K y 6500°K. Aunque actualmente en la tecnología led cada diodo tiene un valor específico según su fabricación y este va en aumento de acuerdo a la integración de la lámpara.

c) EFICACIA LUMINOSA (η_v)

Cada sistema de iluminación posee características de acuerdo a la forma en que se genera la luz y esto determina su eficacia, su manejo y los beneficios agregados; La **Eficacia luminosa** se determina por la relación del flujo luminoso total emitido por la(s) fuente(s) entre la potencia total consumida por el sistema, expresada en lumen por watt (lm/W) y se calcula con la siguiente ecuación.

$$\text{Eficacia Luminosa} = \frac{\text{Flujo luminoso total inicial}}{\text{Potencia eléctrica consumida}} \quad \left[\frac{\text{lm}}{\text{W}} \right] \quad \text{ECUACIÓN 2.14}$$

Donde:

La potencia eléctrica consumida y el flujo luminoso total inicial, se deben determinar de acuerdo con el método de prueba establecido en el ANEXO A. Apéndice A NORMA OFICIAL MEXICANA PARA LÁMPARAS LED.

De esta misma forma se puede calcular la eficacia luminosa de la radiación (LER) si se sustituye el valor de la potencia por el valor del flujo radiante. O bien si lo que se requiere es el rendimiento luminoso (LES) entonces el valor de la potencia debe ser el valor de la potencia eléctrica de la fuente.

Actualmente la necesidad del aumento eficiencia energética en dispositivos de iluminación debido a la escases cada vez mayor de recursos naturales hace que este tipo de tecnología sea más interesante pues su bajo consumo de energía permite que su eficiencia lumínica de 75 lm/w aprox. Y que en consumo de energía incandescente equivale a un brillo, pero con consumo reducido de un 80%, comparativamente con otras fuentes de iluminación, La forma en que se produce la luz en led permite que existan menos perdidas energéticas, principalmente en calor lo que permite una mayor eficiencia en luz, comparada con las anteriores formas de producción de luz que han precedido al uso de la tecnología led. FIGURA 2.33

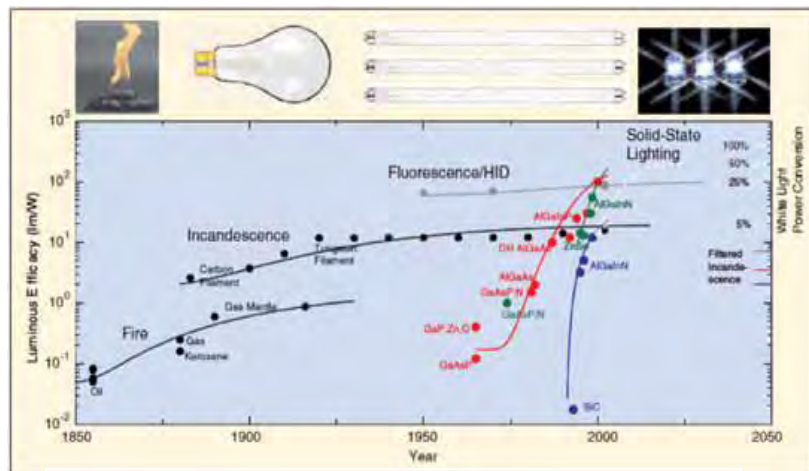


FIGURA 2.33 EFICIENCIA LUMINICA SISTEMAS DE ILUMINACIÓN. GIL OLIVERA JOSÉ. 2010. CAPÍTULO VII. APLICACIONES DE LED'S Y FOTOMETRÍA

d) EFICIENCIA RELATIVA

La Eficiencia Relativa se define como la intensidad lumínica por unidad de corriente. La intensidad de la luz se mide en candelas. Una candela emite flujo de luz de 4π lúmenes y establece una iluminación de 1 candela pie en un área de 1 pie^2 a 1 candela como unidad de medida. La intensidad relativa de cada color contra longitud de onda.

e) VIDA UTIL

Alta longevidad y bajo costo en mantenimiento: La vida útil de los led se espera supere las 50 000 horas que equivale a 5.7 años en uso ininterrumpido, el led falla en una forma diferente en cuanto a las otras fuentes de luz ya que reduce su intensidad en forma gradual que va desde un 30 a un 50% en potencia de luz; este proceso es llamado depreciación del lumen, tal vez en cuando a cantidades se refiera podemos hablar de una diferencia pero en realidad el ojo humano no responde linealmente a los cambios de intensidad de luz, entonces se considera aceptable en términos de rendimiento.

f) PUREZA DEL COLOR

La pureza de color de una luz es la relación L_1/L_2 , donde L_1 es la luminancia del componente de frecuencia simple que se debe mezclar con un estándar de referencia para que aparezca el color de la luz y L_2 es la luminancia de la luz.

2.6.1.5 CARACTERÍSTICAS DE SUSTENTABILIDAD

Un aspecto de vital importancia en el desarrollo de sistemas de iluminación con tecnología led; es el cuidado del medio ambiente pues esto da solución a la problemática planteada a nivel mundial respecto a aspectos básicos referentes a la reducción de contaminación, cuidado de la naturaleza y conservación del medio ambiente entre los factores de importancia incluye la seguridad y el cuidado de la vida. De forma que las compañías a nivel mundial dirigen sus esfuerzos de sustentabilidad en los siguientes rubros:

a) PROTECCIÓN DEL MEDIO AMBIENTE

Una de las preocupaciones a nivel mundial es el cuidado del medio ambiente y precisamente esa es una de las características de mayor interés que nos ofrece el uso de la tecnología led; ya que se habla de diseños sostenibles por su respeto al medio ambiente; derivado del bajo uso de energía, la reducción de residuos, el reciclaje, el menor uso de materiales y recursos, así como sus efectos en la construcción, el diseño y las aplicaciones a la ciencia, tecnología y desarrollo de la naturaleza.

Otra de sus garantías es el que no se utilicen metales tóxicos como el mercurio, además de que su luz no produce rayos infrarrojos, ni radiación ultravioleta.

b) SEGURIDAD Y RAPIDEZ

Su tecnología de bajo voltaje permite que la instalación sea relativamente fácil pues se puede decir que es sencilla y segura además de ofrecer características que permite tener un control digital dinámico y preciso que ofrece una gran flexibilidad en el diseño aprovechando el brillo del led, los colores saturados sin filtro que en luz directa aumenta la eficacia del sistema pues permite una regulación total sin cambio color con un arranque instantáneo 100% de luz y sin pérdidas en los filtros. Y proporcionando robustez y seguridad frente a vibraciones; o bien realizar una gama de colores por medio de filtros digitales que permiten una regulación y direccionalidad del flujo luminoso emitido.

c) TIEMPO DE ESTABILIZACIÓN

Aun cuando los led's no requieren de gran tiempo para estabilizarse; en ocasiones podemos ver que las mediciones varían en un inicio esto se debe no exactamente a las características del led; sino más bien a la arquitectura de la electrónica de control que se esté utilizando.

Una vez analizadas todas las variables que interactúan en un sistema de iluminación con tecnología led podemos establecer las necesidades eléctricas para lograr obtener el efecto lumínico deseado con los componentes seleccionados para posteriormente determinar las características del controlador que se requiere para esta aplicación por tal razón en el siguiente capítulo a conocer el tipo de controladores que existen y cómo funcionan para posteriormente hacer la selección para nuestro prototipo.

3. CONTROLADORES PARA LAMPARAS DE LED'S

Los controladores o driver's para lámparas de led, consisten básicamente en determinar las fuentes de energía que van a polarizar al led o bien al conjunto de led's; estos controladores van a depender específicamente de las características energéticas de los led's, involucrando los voltajes mínimos y máximos de polarización, la cantidad de corriente que se pretende que pase a través del led (s) así como la temperatura y los porcentajes de operación que de requieran según el diseño.

Una vez determinados estos aspectos deben considerarse otros que derivan de las decisiones tomadas sobre el diseño; esto se refiere a la potencia para determinar si se encuentra dentro de la norma y en caso de ser necesario establecer los mecanismos para manipular el factor de potencia, la distorsión armónica y las pérdidas del circuito; de esto dependerá el uso de correctores de factor de potencia y las consideraciones necesarias para eliminar el factor de rizo.

De tal forma que en el presente capítulo se establece los principios necesarios para la realización de las fuentes de alimentación; así como las condiciones necesarias para la obtención de un dispositivo que provea la energía adecuada a la lámpara de led's prototipo que se utilizara en la construcción de una red.

3.1 FUENTES DE ALIMENTACIÓN

Un aspecto de vital importancia es el desarrollo de la fuente de energía que va a alimentar nuestro circuito; de manera que es necesario establecer cuáles son las características de funcionamiento de nuestro circuito para saber qué condiciones energéticas requerimos, su sensibilidad a las variaciones de voltaje, sobretensiones, la eliminación del ruido y de un

mejor factor de potencia y una distorsión armónica menor; así como establecer niveles de voltaje, corrientes necesarios.

Las fuentes de alimentación pueden ser de dos tipos:

- Fuentes de alimentación lineales
- Fuentes de alimentación conmutadas

Cada una de estas tiene características especiales y de ahí nosotros podemos decidir qué tipo de fuente requerimos y hacer los cálculos necesarios para delimitar los valores energéticos que requerimos a la salida.

3.2 FUENTES DE ALIMENTACIÓN LINEALES

Este tipo de fuentes son más veloces y tienen mejor regulación que las fuentes conmutadas; además de otras características; una fuente de poder requiere de varias etapas; cada una cumple con una función específica y podemos especificarla de acuerdo a las siguientes etapas:

- Etapa de Transformación
- Etapa de Rectificado
- Etapa de Filtrado
- Etapa de Regulación

El analizar cómo van variando las señales de entrada y salida de cada etapa es importante ya que se esta forma se seleccionan los componentes adecuados y los valores que permitan obtener las características especiales de la fuente cubriendo la necesidad de la carga. En base a la FIGURA 3.1 podemos ver cada una de las etapas que conforman a este tipo de fuente. Y posteriormente revisaremos cada una de estas etapas.

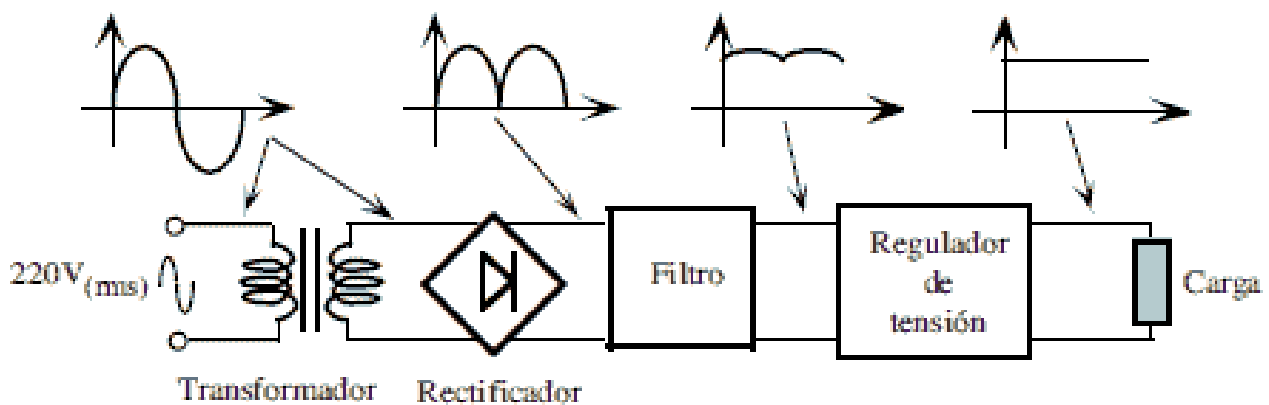


FIGURA 3.1 DIAGRAMA A BLOQUES DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN REGULADA. GUSTAVO A. RUIZ ROBREDO. OBTENIDA EL 9 DE AGOSTO, 2013 DE: http://www.unicrom.com/Tut_regulador_voltaje.asp.

3.2.1 ETAPA DE TRANSFORMACIÓN

En esta etapa se recibe una señal de corriente alterna y dependiendo de nuestras necesidades se utiliza un componente que nos ayude a bajar el voltaje o subirlo de acuerdo a nuestras necesidades; además de adaptar los niveles de tensión nos va a proporcionar aislamiento galvánico; en este caso se utiliza un transformador como el de la FIGURA 3.2; que consta de dos bobinas o devanados (primario y secundario respectivamente), la cantidad de voltaje que nos entregue en el devanado secundario depende de la relación de cantidad de vueltas que tenga con el primario ver la TABLA 3.1 en la que vemos dichas relaciones y su función de transformación. En cuanto a la potencia es la misma (no se amplifica ni se reduce como en divisores de tensión).

TABLA 3.1 RELACIÓN DE VUELTAS EN LOS DEVANADOS DEL TRANSFORMADOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

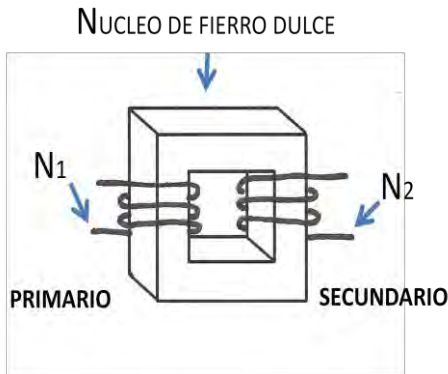


FIGURA 3.2 TRANSFORMADOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

TRANSFORMADOR	NUMERO DE VUELTAS PRIMARIO	RELACIÓN	NUMERO DE VUELTAS SECUNDARIO	FUNCIÓN
SUBIDA	N_1	$<$	N_2	AUMENTA EL VOLTAJE
BAJADA	N_1	$>$	N_2	BAJA EL VOLTAJE
AISLAMIENTO Ó PASO	N_1	$=$	N_2	AISLA EL SECUNDARIO DE LA LINEA DE ENTRADA
MÚLTIPLE	N_1	$>=<$	$N_2 + \dots + N_n$	ENTREGA VARIAS SALIDAS EN LA RELACIÓN QUE SE DESEE

3.2.2 ETAPA DE RECTIFICACIÓN

Esta etapa toma la señal de salida del transformador que es una señal de tensión alterna y la somete a un proceso llamado rectificación en el cual vamos a obtener una corriente y una tensión unidireccional; este proceso se realiza utilizando las características de los diodos de conducir en un solo sentido; sin embargo es necesario definir:

- La forma de onda de la corriente y la tensión sobre la carga.
- La eficiencia del sistema rectificador, que es la relación entre potencia de salida y la potencia de entrada.
- El valor máximo o de cresta de la corriente que pasa por el diodo.
- El valor máximo de la tensión a través del diodo en el sentido inverso (Tensión de pico ó cresta inversa).

De acuerdo a esto podemos utilizar diferentes configuraciones para rectificar la señal como lo muestra la TABLA 3.2.

TABLA 3.2 CONFIGURACIÓN DE LOS RECTIFICADORES. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

TIPO DE RECTIFICADOR	DIAGRAMA DEL CIRCUITO	SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA	CARACTERÍSTICAS
RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA			<p>VOLTAJES DE SALIDA Y DE ENTRADA SON IGUALES, LA INTENSIDAD DE LA CORRIENTE PUEDE CALCULARSE MEDIANTE LA LEY DE OHM</p>
RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA			<p>$V_o = V_i = V_s/2$</p>
RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA			<p>$V_o = V_i = V_s$ MAYOR POTENCIA</p>

3.2.3 ETAPA DE FILTRADO

Esta etapa es de vital importancia porque la señal al salir de la etapa de rectificación no es completamente lineal; es decir que se encuentra ondulada; es decir que tiene una forma llamada rizo; y este se le conoce como factor de rizo; y es necesario hacer el cálculo necesario para eliminar el factor de rizo ya que este se ve reflejado en la distorsión armónica.

3.2.3.1 FACTOR DE RIZO

Factor de rizado (en adelante **ripple**): El cálculo del factor de ripple se realiza en forma aproximada asumiendo:

- Resistencia interna del transformador muy baja
- Tiempo de carga del capacitor despreciable
- Resistencia de carga constante
- El capacitor se descarga linealmente sobre la resistencia de carga durante un semiperiodo del ciclo de la tensión de entrada
- La forma de onda del ripple (factor de rizo) se puede aproximar a una triangular

Para eliminar el rizo generado por la rectificación; se tiene que implementar un filtro que elimine ese rizo de tal forma que la señal quede lo mas lineal que pueda ser posible acercándonos a una distorsión armónica muy cercana al 0 %.

3.2.3.2 CÁLCULO DEL FACTOR DE RIZO

Factor de rizo de un rectificador $r \equiv \frac{\text{valor de rms de la componente de la señal}}{\text{valor medio de la señal}}$

ECUACIÓN 3.1

Y se puede expresar como:

$$r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{cd}}$$

ECUACIÓN 3.2

Puesto que la componente de voltaje CA de una señal que contiene un nivel CD es:

$$v_{ca} = v - V_{cd}$$

ECUACIÓN 3.3

El valor de la componente CA es:

$$V_{r(rms)} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ca}^2 d\theta \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v - V_{cd})^2 d\theta \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v^2 - 2vV_{cd} + V_{cd}^2) d\theta \right]^{1/2}$$

$$V_{r(rms)} = [V^2(rms) - 2V_{cd}^2 + V_{cd}^2]^{1/2} = [V^2(rms) - V_{cd}^2]^{1/2}$$

ECUACIÓN 3.4

Donde

$V^2(rms)$ → valor de rms del voltaje total.

Para la señal rectificada de media onda

$$V_{r(rms)} = [V^2(rms) - V_{cd}^2]^{1/2} = \left[\left(\frac{V_p}{2}\right)^2 - \left(\frac{V_p}{\pi}\right)^2 \right]^{1/2} = V_p \left[\left(\frac{1}{2}\right)^2 - \left(\frac{1}{\pi}\right)^2 \right]^{1/2}$$

ECUACIÓN 3.5

$$V_{r(rms)} = 0.383V_p \text{ Media onda}$$

Para la señal rectificada de onda completa

$$V_{r(rms)} = [V^2(rms) - V_{cd}^2]^{1/2} = \left[\left(\frac{V_p}{\sqrt{2}}\right)^2 - \left(\frac{2V_p}{\pi}\right)^2 \right]^{1/2} = V_p \left[\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} \right]^{1/2}$$

ECUACIÓN 3.6

$$V_{r(rms)} = 0.308V_p \text{ Onda completa}$$

3.2.3.3 TIPOS DE FILTROS

Existen diferentes tipos de filtros; de acuerdo a las necesidades de nuestras aplicaciones; debido a que estas trabajan en el dominio de las frecuencias hay que discriminar señales en términos de su contenido espectral dentro del rango de operación definido por la aplicación misma; de ahí se elije el tipo de filtros que se va a implementar. En la TABLA 3.3 mostramos los diferentes tipos de filtros.

TABLA 3.3 TIPOS DE FILTROS. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

TIPOS DE FILTROS				
FILTROS PASIVOS: COMBINACIÓN DE COMPONENTES PASIVOS (RESISTENCIAS, CAPACITORES E INDUCTORES DISEÑADOS PARA DEJA PASAR UN RANGO DE FRECUENCIAS				
NOMBRE	CARACTERÍSTICAS	CIRCUITO	GRÁFICA	FUNCIONES DE TRANSFERENCIA
PASO BAJAS	Pasan frecuencias inferiores a la frecuencia de corte y atenúa todas las frecuencias superiores a la frecuencia de corte			<p>FRECUENCIA DE CORTE</p> $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ <p>GANANCIA</p> $G_v = \frac{X_c}{\sqrt{R^2 + X_c^2}}$ <p>ÁNGULO DE DEFASE</p> $\varphi = -90^\circ + \arctan \frac{X_c}{R}$
PASO BANDA	Deja pasar un rango medio de frecuencias delimitadas por la frecuencia de corte inferior (f_{ci}) y la frecuencia de corte superior (f_{cs})			<p>FRECUENCIA DE CORTE</p> $f_{cs} = \frac{R}{2\pi L}$ $f_{ci} = \frac{1}{2\pi RC}$ $C_1 = \frac{1}{2\pi f_{cs} X_{c1}}$ $C_2 = \frac{1}{2\pi f_{cs} X_{c2}}$
PASO ALTAS	Deja pasar las frecuencias superiores y atenúa todas las frecuencias menores a la frecuencia de corte			<p>FRECUENCIA DE CORTE</p> $f_c = \frac{R}{2\pi L}$ <p>GANANCIA</p> $G_v = \frac{X_L}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$ <p>ÁNGULO DE DEFASE</p> $\varphi = 90^\circ - \arctan \frac{X_L}{R}$
RECHAZABANDA	Discrimina un rango medio de frecuencias delimitadas por una frecuencia de corte superior y una frecuencia de corte inferior este intervalo entra ambas frecuencias se le llama ancho de banda			<p>Frecuencias de corte determinadas por las frecuencias de resonancia de L y C</p> $f_{cs} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$ $f_{ci} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$
PASATODO FILTRO NOTCH	No modifica el espectro en magnitud, solo afecta la fase; pues es selectivo en el tiempo ocasionando un retardo analógico; se usa para derivar o integrar una señal en $\pm 90^\circ$			<p>IMPEDANCIA</p> $Z_{serie} = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$ <p>FRECUENCIA DE RESONANCIA</p> $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$ <p>ADMITANCIA</p> $Y_{paralelo} = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$ <p>ANCHO DE BANDA</p> $B_\omega = \omega_2 - \omega_1$ <p>En -3dB la amplitud de la función de transferencia es $\frac{1}{\sqrt{2}}$</p>

FILTROS ACTIVOS : USAN ELEMENTOS PASIVOS PER ADEMÁS UTILIZAN ELEMENTOS ACTIVOS COMO TRANSISTORES, O AMPLIFICADORES OPERACIONALES
ESTE TIPO DE FILTROS NO SE ANALIZARON; PUESTO QUE LAS APLICACIONES SOBRE LAS QUE SE DESTINO ESTE TRABAJO SON APLICACIONES DE POTENCIA Y ESTOS FILTROS SON PARA APLICACIONES DE BAJO VOLTAJE; PERO ES DE VITAL IMPORTANCIA MARCAR SU EXISTENCIA.

3.2.4 ETAPA DE REGULACIÓN

Cuando la señal sale del filtro aun tiene un factor de rizo; el cual se espera sea eliminado en la etapa de regulación; ya que esta se va a encargar de entregar una señal con un valor de corriente y tensión sin variaciones; esto es una fuente de alimentación fija y se utiliza en aplicaciones que requieren de una señal especifica durante todo el tiempo de operación.

3.2.4.1 REGULACIÓN CON REGULADORES LINEALES

Existen diferentes formas de regular la señal; embargo para aplicaciones sencillas podemos utilizar reguladores lineales que son circuitos integrados como los de la serie MC78XX, (ANEXO C. HOJA DE DATOS. FAIRCHILDSEMI. 2010. MC78XX/LM78XX/MC78XXA.) Que tienen la ventaja de que la tensión entre los terminales V_{out} y GND es de un valor fijo, no variable, que dependerá del modelo de regulador que se utilice; la corriente que entra o sale por la terminal de tierra es prácticamente nula por lo que puede ser despreciable al realizar los cálculos aproximados de nuestro circuito; sin embargo, funciona simplemente como referencia para el regulador. Por otra parte tenemos la seguridad de que la tensión de entrada (V_{in}) deberá ser siempre unos 2 o 3 V superior a la tensión de salida (V_{out}) que permite que nos aseguremos del funcionamiento correcto.

Un aspecto importante es el manejo de la temperatura en nuestro circuito; puesto que cuando el regulador está funcionando se calienta; esto se debe a que parte de la potencia tomada del rectificador es disipada en el regulador y aunque la potencia depende de la corriente que se entregue a la carga también depende de la caída de tensión en los bornes del regulador; como lo vemos en la FIGURA 3.3; y como sabemos que $V_{in} > V_{out}$; la caída de tensión en el regulador (V_r) está dada por:

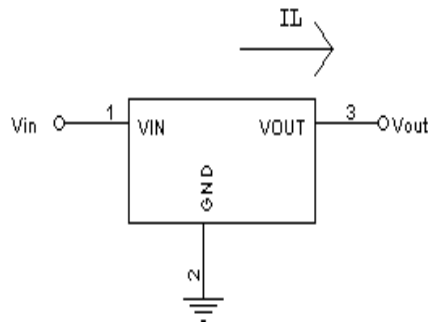


FIGURA 3.3 DIAGRAMA DE UN REGULADOR LINEAL. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

$$V_r = V_{in} - V_{out}$$

ECUACIÓN 3.7

Y la potencia disipada la podremos calcular con la siguiente ecuación:

$$P_d = V_r * I_L$$

ECUACIÓN 3.8

Donde:

P_d → Potencia disipada

V_r → Tensión en el regulador

I_L → Corriente de carga

Los reguladores disipan entre 2 ó 3 watts por si solos; sin embargo a veces es necesario colocarles un disipador para asegurar nuestros dispositivos.

3.2.4.2 REGULACIÓN CON DIODO ZENER

El diodo Zener ha sido diseñado para trabajar en el codo de la polarización inversa, llamada región Zener. La corriente en la región Zener tiene una dirección opuesta a la de un diodo polarizado directamente como se puede ver en la FIGURA 3.4.

Mientras que en la zona directa o zona de disrupción lo podemos considerar como un generador de tensión continua (tensión de codo) por que logra tener una gran estabilidad; de manera que podemos decir que $V_f = -V_z$. En la zona entre la tensión de codo y la tensión zener (V_{znom}) lo podemos considerar un circuito abierto.

Las características de funcionamiento de un diodo zener, lo hace un elemento ideal para efectos de regulación en fuentes; ya que ha sido diseñado para trabajar con voltajes negativos (con respecto a él mismo). Y la región Zener se controla o se manipula variando los niveles de dopado.

De esta forma el incremento en el número de impurezas agregadas, disminuye el potencial o el voltaje de Zener (V_z). De forma que cuando el diodo Zener alcanza su potencial (V_z) se comporta como un corto y por lo tanto es como un "switch" o interruptor que se activa con (V_z) volts.

Para que un zener trabaje en forma adecuada tenemos que verificar que esté funcionando dentro de sus rangos nominales, de tal importancia es tener la hoja de datos del fabricante y poder verificar los siguientes valores:

- Tensión nominal (V_z)
- Corriente máxima inversa I_{zmax}
- Potencia nominal P_z
- Corriente mínima inversa I_{zmin}

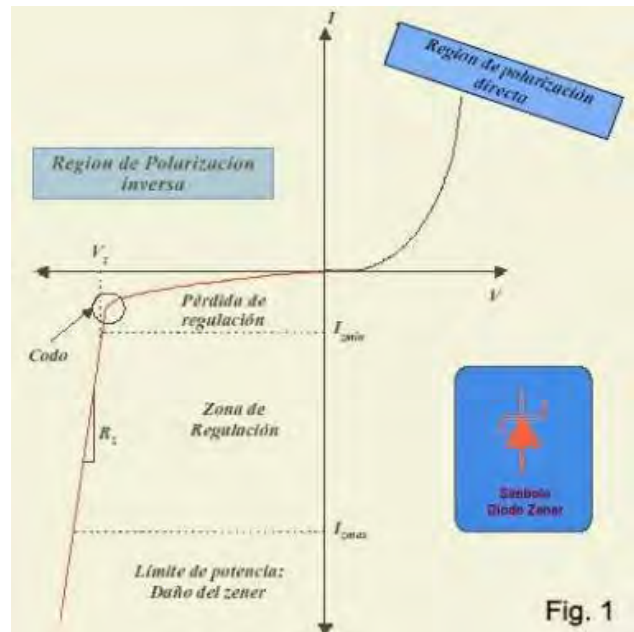
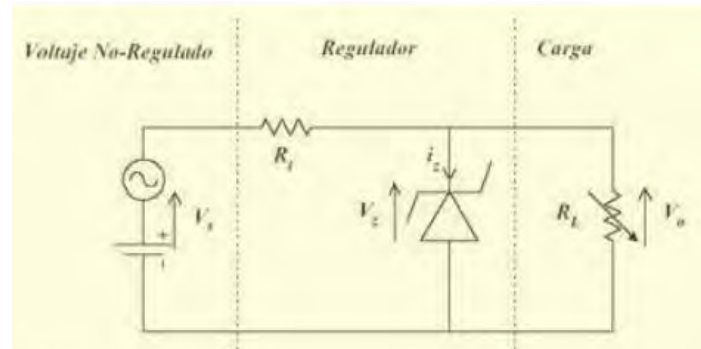


FIGURA 3.4 CURVA CARACTERÍSTICA DEL DIODO ZENER. ONILDO PLASENCIA, ALBERTO. 2009. CURSO DE ELECTRÓNICA. CAPÍTULO 2. UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL. FACULTAD REGIONAL RESISTENCIA (CHACO)- ARGENTINA. FUENTES DE ALIMENTACIÓN

En el CIRCUITO 3.1 se puede ver un ejemplo de conexión, en una configuración típica utilizando un diodo zener.



CIRCUITO 3.1 CONFIGURACIÓN TÍPICA CON UN DIODO ZENER. ONILDO PLASENCIA, ALBERTO. 2009. CURSO DE ELECTRÓNICA. CAPÍTULO 2. UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL. FACULTAD REGIONAL RESISTENCIA (CHACO)- ARGENTINA. FUENTES DE ALIMENTACIÓN

3.3 FUENTES CONMUTADAS Ó REGULADORES EN FORMA DE CONMUTACIÓN

En el diseño de fuentes de alimentación; tenemos que estar claro de cuáles son las necesidades de nuestro circuito y darle la energía correcta para polarizarlo. En el caso de tener un circuito de gran sensibilidad eléctrica, tenemos que buscar que la fuente de alimentación de una corriente limpia y sin ruidos que mantenga una señal de onda adecuada para evitar el daño de los componentes ya que esto minimizaría la distorsión armónica lo que nos permitiría controlar el factor de potencia; entonces una vez teniendo una señal CD manipularla por medio de conmutadores ya que mientras el oscilador es continuo el conmutador depende de un switch, el cual puede ser controlado esto es debido a sus características de conversión de CD a CD; y su consideración de equivalencia con un transformador de CA con una relación de vueltas que varía de forma continua y que al igual que un transformador puede utilizarse como una fuente de CD que aumenta o reduce el voltaje.

Una de las principales aplicaciones de este tipo de configuraciones es el control de motores de tracción. Otra aplicación es el desarrollo de reguladores que permitan entregar señales adecuadas para el consumo sin estropear dispositivos o aparatos y que en el proceso de regulación las corrientes y voltajes de entrada sean los mismos (sin pérdidas).

Los dispositivos semiconductores de potencia requieren de un tiempo mínimo para activarse y desactivarse de manera que el ciclo de voltaje k solo puede controlarse entre un valor mínimo de k y uno máximo de tal suerte que el valor mínimo y el máximo del voltaje de salida queden limitados, así como su frecuencia de conmutación.

La corriente de la componente ondulatoria de la carga depende inversamente de la frecuencia f y por lo tanto la frecuencia debe ser lo más alta posible para reducir la componente ondulatoria de la carga y para minimizar el tamaño de cualquier inductor adicional en serie en el circuito de carga.

En el caso de una conversión de energía AC- CD; obtenemos una señal que no está regulada y para efectos de regulación podemos utilizar reguladores de conmutación ó fuentes conmutadas. O sea que, se usan para convertir voltaje CD no regulado en voltaje de salida regulado. La regulación se consigue mediante modulación del ancho de pulso en una frecuencia fija y generalmente se usa para esto un BJT, MOSFET o un IGBT de potencia como podemos ver en la FIGURA 3-5.

A la salida de los conmutadores pueden ser cargas resistivas, inductivas y/o capacitivas, y es discontinua y contiene armónicos; el contenido de la componente ondulatoria normalmente se reduce mediante un filtro LC.

El voltaje de control se obtiene de la comparación entre el voltaje de salida y el voltaje deseado; En la FIGURA 3.6 vemos como las señales pueden compararse con un voltaje de diente de sierra y generan la señal de control PWM para el pulsador de CD.

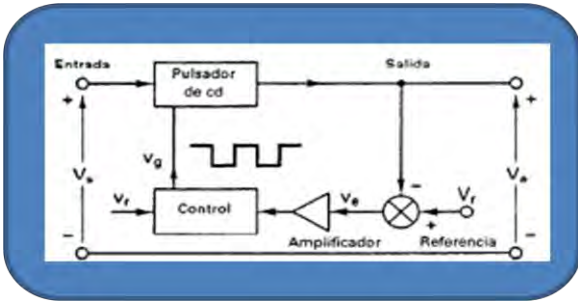


FIGURA 3.5 DIAGRAMA A BLOQUES. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA

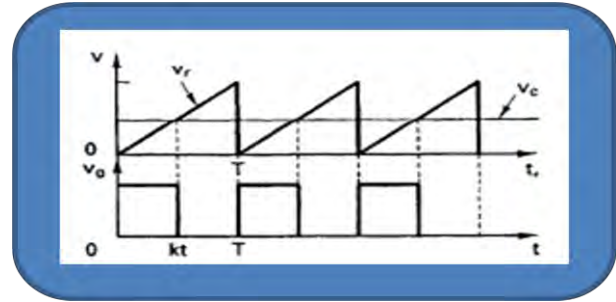


FIGURA 3.6 SEÑALES DE CONTROL. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA

En su funcionamiento básico un pulsador puede operar bajo dos principios fundamentales:

- Principio de operación reductora
- Principio de operación elevadora

3.3.1 PRINCIPIO DE OPERACIÓN REDUCTORA

En un circuito con carga resistiva; cuando el interruptor se cierra durante un tiempo, el voltaje de entrada llega a la carga y cuando el interruptor se mantiene abierto el voltaje a través de la carga es cero como se ve en la FIGURA 3.7.

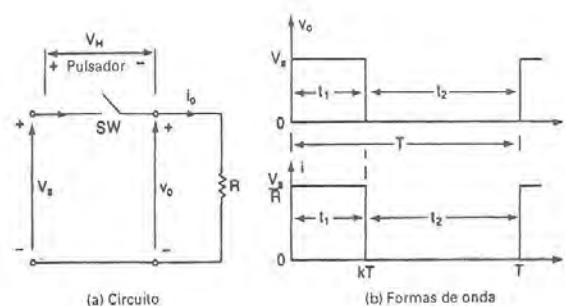


FIGURA 3.2 OPERACIÓN REDUCTORA. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

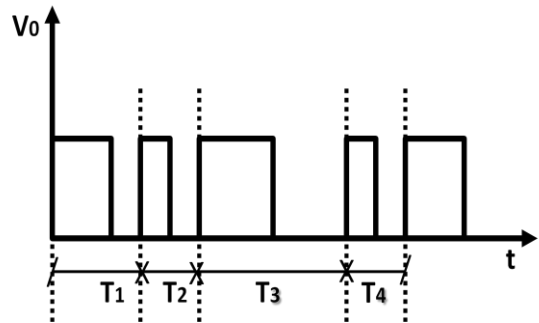
En estos conmutadores el ciclo de trabajo se puede variar; por lo tanto el tiempo; en otras palabras, la frecuencia, es decir, de tal forma que existen dos tipos de operación:

- *Operación en frecuencia constante:* La frecuencia del pulso f (periodo de pulsación T) se mantiene constante y solo varia el tiempo activo t_1 por lo que el ancho de pulso varia; a este tipo de control se le conoce como control de modulación por ancho de pulso (PWM) una señal de salida la podríamos ver como en la GRÁFICA 3.1



GRÁFICA 3.1 OPERACIÓN EN FRECUENCIA CONSTANTE. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

- *Operación a frecuencia variable:* Varia la frecuencia del pulso f (o periodo de pulsación T) ya sea el tiempo activo o el inactivo por lo tanto varia la frecuencia como se ve en la GRÁFICA 3.2; a este tipo de control se le conoce como modulación por frecuencia, pero tiene el problema de generar armónicas a frecuencias no predecibles y su diseño es más difícil.



GRÁFICA 3.2 OPERACIÓN A FRECUENCIA VARIABLE. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

3.3.2 PRINCIPIO DE OPERACIÓN ELEVADORA

Eleva un voltaje de CD que se almacena por un pequeño período de tiempo en un inductor; si el interruptor se abre la energía del inductor se libera se transfiere la carga a un diodo y la corriente en el inductor se abate. Si el flujo de corriente es continuo la forma de la corriente la podemos observar en la FIGURA 3.8.

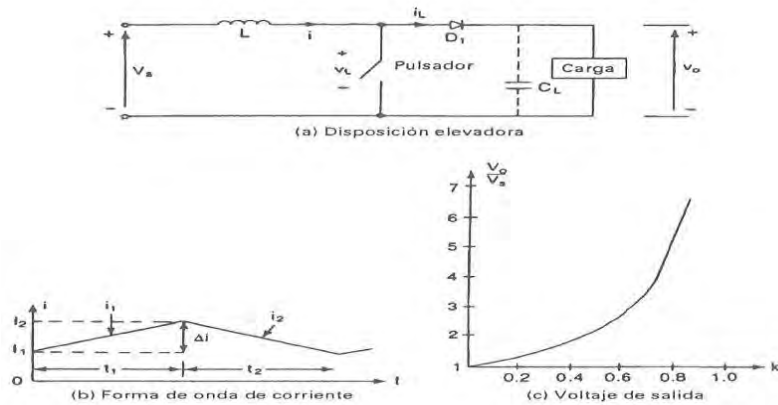


FIGURA 3.3 OPERACIÓN ELEVADORA. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES. SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA

3.4 CLASIFICACIÓN DE CONMUTADORES

Como podemos ver en la FIGURA 3.9 hay varios tipos de conmutadores; cada uno de ellos tiene características particulares que nos dan alternativas para diferentes diseños según la aplicación a realizar; de tal forma podemos clasificarlos de la siguiente forma:

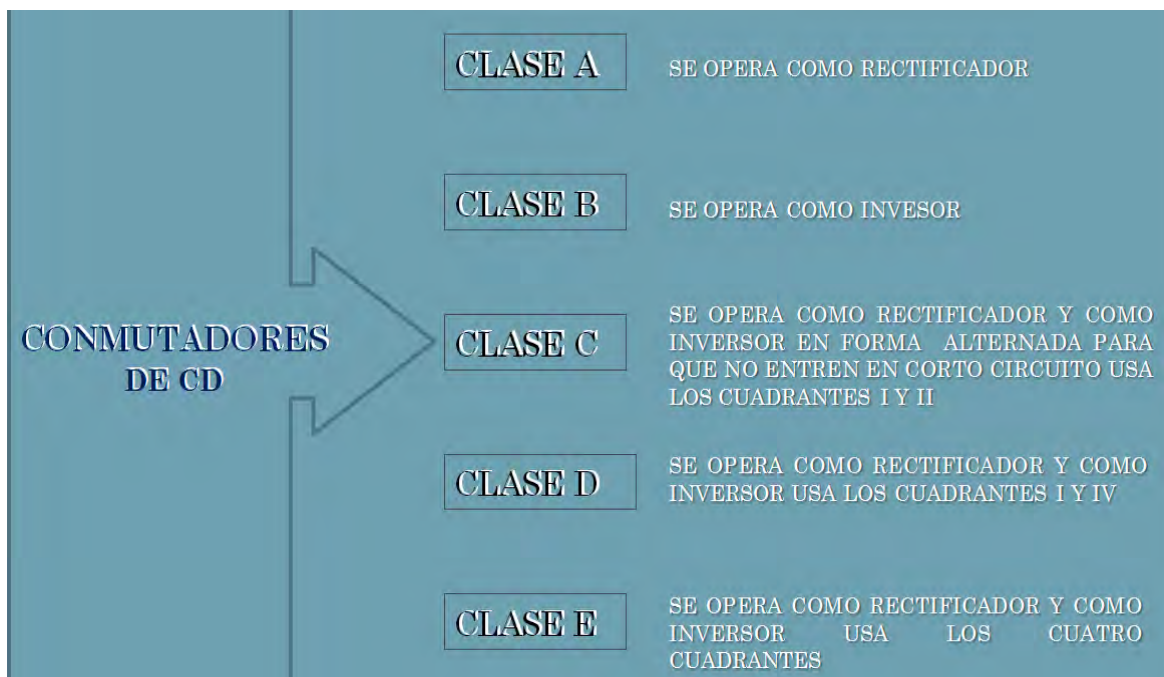


FIGURA 3.9 CLASIFICACIÓN DE CONMUTADORES. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

La dirección en que fluye la corriente y el voltaje indica el cuadrante en que se está moviendo y de esa puedo clasificarlos en cinco tipos; como lo muestra la FIGURA 3.10.

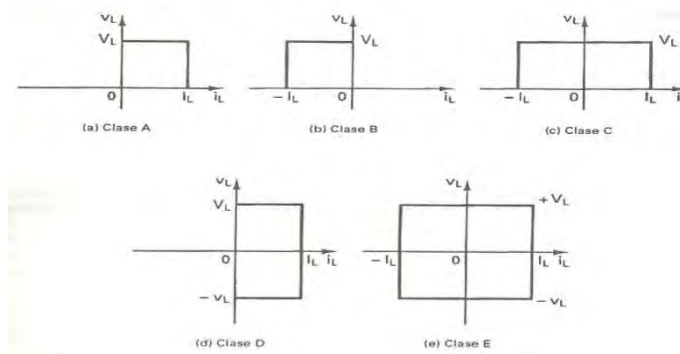
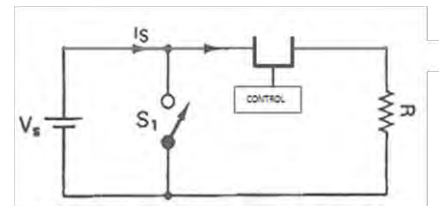


FIGURA 3.10 CLASES DE CONMUTADORES MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

En otras palabras podemos resumirlo de la siguiente forma:

CLASE A: La corriente de carga fluye hacia la carga. Tanto la corriente como el voltaje son positivos; es un conmutador de un solo cuadrante. También se le llama rectificador. Este caso lo podemos obtener por ejemplo con la conexión del CIRCUITO 3.2.



CIRCUITO 3.2 CONMUTADOR CLASE A. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

CLASE B: La corriente de carga fluye fuera de la carga. El voltaje de la carga es positivo pero la corriente de la carga es negativa, entonces la señal queda invertida; pero también es un conmutador de un solo cuadrante pero opera en el segundo cuadrante por lo que se dice que es inversor. FIGURA 3.11.

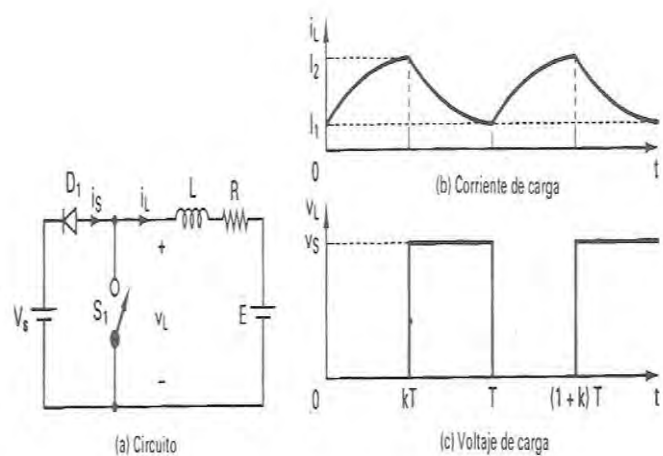
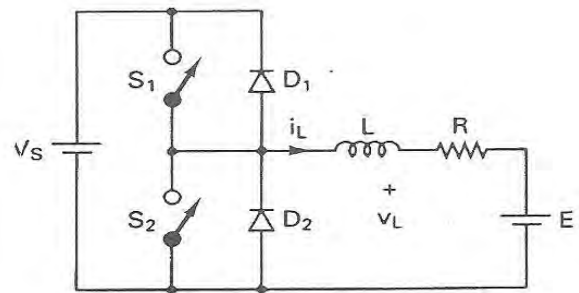


FIGURA 3.11 CONMUTADOR CLASE B. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

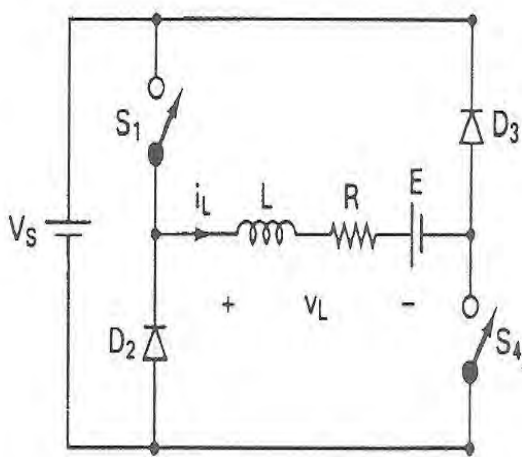
Si el interruptor se activa pasa corriente por el inductor y el voltaje de la carga se

va a cero. Hay voltaje instantáneo de la carga y una corriente en la carga; pero cuando se desactiva el interruptor la magnitud de carga almacenada por el inductor es devuelta a la alimentación por medio del diodo. Y la corriente de carga decae. Redefiniendo el origen de los tiempos. Aquí la batería forma parte de la carga y puede ser la contrafuerza electromotriz de un motor CD.

CLASE C: La corriente de carga es positiva y negativa el voltaje de la carga es siempre positivo. Este se conoce como conmutador de dos cuadrantes opera tanto como un conmutador clase A como uno clase B; cuenta con dos interruptores que no deben activarse al mismo tiempo ya que quedarían en corto circuito pero puede funcionar tanto como rectificador; como inversor. Podemos observar el CIRCUITO 3.3. Donde se muestra dicho funcionamiento.



CIRCUITO 3.3 CONMUTADOR CLASE C. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES. SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.



CIRCUITO 3.4 CONMUTADOR CLASE D MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES. SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

CLASE D: La corriente de carga siempre es positiva y el voltaje de la carga puede ser positivo o negativo así que también funciona como rectificador y como inversor. Si los interruptores son activados V_o e i_i se convierten en positivos. Si los interruptores son desactivados entonces la corriente de carga será positiva y continuara fluyendo a través de la carga altamente inductiva. Los diodos proporcionan una trayectoria para la corriente de carga y V_L se invierte. El CIRCUITO 3.4. corresponde a esta clase.

CLASE E: La corriente de carga puede ser positiva o negativa. El voltaje de la carga también puede ser positivo o negativo; esto se conoce como conmutador de cuatro cuadrantes, se pueden combinar dos conmutadores clase C. Las polaridades del voltaje de la carga y de la corriente de la carga se distribuyen en los cuadrantes (ver FIGURA 3.12).

Los dispositivos que pueden ser operados en diferentes cuadrantes de esta manera para operar en el cuarto cuadrante deberá invertirse la operación de la batería e. Este conmutador es la base del inversor monofásico de puente completo.

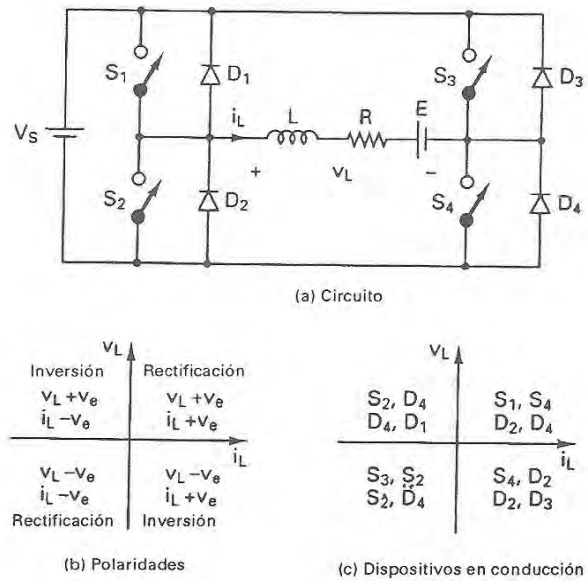


FIGURA 3.13 CONMUTADOR CLASE E MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES. SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

3.5 TOPOLOGÍAS DE LAS FUENTES CONMUTADAS

Los reguladores para fuentes conmutadas podemos observarlos bajo diferentes topologías básicas de acuerdo a las funciones entregadas; cómo podemos observarlo en el cuadro sinóptico de la FIGURA 3.14.

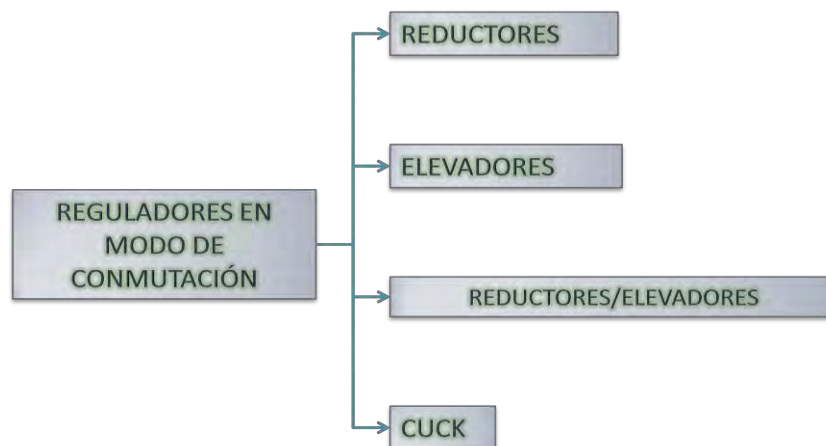


FIGURA 3.14 TOPOLOGÍAS DE REGULADORES EN MODO DE CONMUTACIÓN. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

3.5.1 REGULADORES REDUCTORES

En un regulador inductor; el voltaje promedio de salida V_a es menor que el voltaje de entrada V_s . Es parecido a un conmutador reductor; el circuito se puede analizar en dos partes:

- a) Se conecta el transistor Q en $i=0$ la corriente de entrada se eleva fluye a través del circuito LCR

Voltaje a través del conductor
$$e_L = L \frac{di}{dt} \quad \text{ECUACIÓN 3.9}$$

Suponiendo que la intensidad aumente en forma lineal desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t

$$V_s - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I L}{V_s - V_a}; \text{ es decir } \quad t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} \quad \text{ECUACIÓN 3.10}$$

- b) Cuando se desconecta el transistor Q en $t=t_1$, el diodo de marcha libre D_m conduce debido a la energía almacenada en el inductor y la corriente del inductor continua fluyendo a través del L, C. La carga y el diodo D_m . La corriente del inductor se abate hasta que en el siguiente ciclo el transistor Q_1 se vuelve a activar. Ver circuitos equivalentes en la TABLA 3.4.

TABLA 3.4 REGULADOR REDUCTOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013. CON INFORMACIÓN CONTENIDA EN: MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

CIRCUITO		SEÑALES
CIRCUITOS EQUIVALENTES		
<p>Modo 1</p>	<p>Modo 2</p>	
<p>SE CONECTA EL TRANSISTOR Q EN I=0 LA CORRIENTE DE ENTRADA SE ELEVA Y FLUYE A TRAVÉS DEL CIRCUITO LCR</p>	<p>EL DIODO DE MARCHA LIBRE Dm CONDUCE DEBIDO A LA ENERGÍA ALMACENADA EN EL INDUCTOR Y LA CORRIENTE DEL INDUCTOR CONTINUA FLUYENDO A TRAVÉS DE LC. LA CARGA Y EL DIODO Dm. LA CORRIENTE SE ABATE HASTA QUE EN EL SIGUIENTE CICLO EL TRANSISTOR Q1 SE VUELVE A ACTIVAR</p>	

Dependiendo de la frecuencia de conmutación de la inductancia del filtro y de su capacitancia, la corriente del inductor puede ser discontinua.

$$-V_a = -L \frac{\Delta I L}{t_2} ; \text{o bien } t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a}$$

ΔI es la corriente de la componente ondulatoria; igualando ΔI de ambos casos tenemos

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L}$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ obtenemos el voltaje promedio de salida

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \quad \text{ECUACIÓN 3.12}$$

Para suponer un circuito sin perdidas las entradas y las salidas deben ser iguales

Entonces: $V_s I_s = V_a I_a = kV_s I_a$ y

La corriente promedio de entrada $I_s = kI_a$ ECUACIÓN 3.13

El periodo de conmutación se puede expresar en términos de frecuencia sustituyendo $T=1/f$; entonces:

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta IL}{V_s - V_a} + \frac{\Delta IL}{V_a} = \frac{\Delta IL V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad \text{ECUACIÓN 3.14}$$

Reduciendo para obtener la componente ondulatoria de pico a pico ΔI ; tenemos:

$$\Delta I = \frac{V_a (V_s - V_a)}{f L V_s}; \text{ es decir } \Delta I = \frac{V_s k (1 - k)}{f L} \quad \text{ECUACIÓN 3.15}$$

Aplicando la ley de Kirchhoff describimos la corriente en el inductor, como

$$i_L = i_c - i_0$$

Si la corriente de la componente ondulatoria de la carga Δi_0 es muy pequeña y por lo tanto despreciable, $\Delta i_L = \Delta i_c$.

La corriente promedio del capacitor, que fluye para: $t_1/2 + t_2/2 = T/2$ es $I_c = \frac{\Delta I}{4}$ ECUACIÓN 3.16

Entonces, el voltaje del capacitor $v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + v_c(t = 0)$ ECUACIÓN 3.17

Y el voltaje de la corriente ondulatoria pico a pico del capacitor es:

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C} \int_0^{t/2} \frac{\Delta I}{4} dt = \frac{\Delta I T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC}$$
 ECUACIÓN 3.18

Sustituyendo el valor de ΔI , tenemos

$$\Delta V_c = \frac{V_a(V_s - V_a)}{8f^2CLV_s}; \text{ es decir } \Delta V_c = \frac{V_s k(1-k)}{8f^2LC}$$
 ECUACIÓN 3.19

El regulador reductor requiere de un solo transistor, es sencillo y tiene una alta eficiencia mayor al 90%. El $\frac{d_i}{d_t}$ de la corriente de carga está limitada por la corriente del inductor, sin embargo la corriente de entrada es discontinua y por lo general se requiere de un filtro suavizante de entrada; proporciona una polaridad de voltaje de salida y corriente unidireccional de salida, en caso de un corto circuito a través de la trayectoria del diodo. Por lo que requiere de un circuito de protección.

3.5.2 REGULADORES ELEVADORES

En el regulador elevador el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada; utiliza un mosfet de potencia. Como se puede observar en la TABLA 3.5.

TABLA 3.5 REGULADOR ELEVADOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013. CON INFORMACIÓN CONTENIDA EN: MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

CIRCUITO		SEÑALES
CIRCUITOS EQUIVALENTES		
<p>Modo 1</p>	<p>Modo 2</p>	
<p>M1 CON $t=0$ LA CORRIENTE DE ENTRADA SE ELEVA Y FLUYE A TRAVÉS DEL INDUCTOR L Y DEL TRANSISTOR Q1</p>	<p>M1 CON $t=t_1$ LA CORRIENTE QUE ESTABA FLUYENDO POR EL TRANSISTOR PASA AHORA POR EL CIRCUITO LC Y EL DIODO Dm. LA CORRIENTE DEL INDUCTOR SE ABATE HASTA QUE SE VUELVE A INICIAR EL CICLO DEL TRANSISTOR M. LA ENERGÍA ALMACENADA EN EL INDUCTOR L ES TRANSFERIDA A LA CARGA</p>	

Y se puede analizar de dos formas:

- a) Al activarse el transistor M_1 con $t=0$ la corriente de entrada se eleva, fluye a través del inductor L y del transistor Q_1 ,

Si suponemos que la corriente del inductor se eleva linealmente desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t_1 ,

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1}; \text{ es decir } t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s}$$

ECUACIÓN 3.20

b) Al desconectarse el transistor M_1 , $t=t_1$, la corriente que estaba fluyendo por el transistor fluirá ahora por el circuito LC, la carga y el diodo D_m . La corriente del inductor se abate hasta que se vuelve a iniciar el ciclo del transistor M. La energía almacenada en el inductor L es transferida a la carga.

La corriente del inductor se abate linealmente desde I_1 hasta I_2 en un tiempo t_2 .

$$V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2}; \text{ o bien } t_2 = \frac{-\Delta I L}{V_a} \quad \text{ECUACIÓN 3.21}$$

De ahí que $\Delta I = I_2 - I_1$ corresponde a la componente ondulatoria pico a pico del inductor.

Si se sustituyen de las formulas anteriores se obtiene el voltaje promedio de salida:

$$V_a = V_S \frac{T}{t_2} = \frac{V_S}{1-k} \quad \text{ECUACIÓN 3.22}$$

Si se supone un circuito sin perdidas de voltaje $V_S I_S = V_a I_a = V_S I_a / (1 - k)$

La corriente promedio de entrada $I_S = \frac{I_a}{1-k}$ ECUACIÓN 3.23

Entonces el período de conmutación se puede determinar a partir de $T = 1/f$

Sustituimos los valores de t obtenidos de las ecuaciones 3.17 y 3.18

$$T = (t_1 + t_2) = \frac{\Delta I L V_a}{V_S (V_a - V_S)}; \quad \text{ó bien} \quad \Delta I = \frac{V_S k}{f L}$$

Entonces obtenemos la corriente de la componente ondulatoria pico a pico en términos de T

Cuando el transistor esta activo el capacitor suministra la corriente de carga para $t = t_1$.

La corriente promedio del capacitor durante el tiempo t_1 es $I_c = I_a$ y el voltaje de la componente ondulatoria de pico a pico del capacitor

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t = 0) = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C} \quad \text{ECUACIÓN 3.24}$$

Sustituyendo en la ecuación 3.20 t_1 . Obtenemos: $\Delta V_c = \frac{I_a k}{fC}$ ECUACIÓN 3.25

Puede subir el voltaje de salida sin necesidad de un transformador, debido a que solo tiene un transistor, su eficiencia es alta. La corriente de entrada es continua, sin embargo a través del transistor de potencia debe fluir una corriente pico alta.

El voltaje de salida es muy sensible a los cambios en el ciclo de trabajo k y puede resultar difícil de estabilizar el regulador. La corriente promedio de salida es menor que la corriente promedio del inductor en un factor $(1-k)$ y una corriente RMS mucho más alta fluirá a través del capacitor de filtro, dando como resultado el uso de un capacitor y un inductor de mayor tamaño que los correspondientes a un regulador reductor.

3.5.3 REGULADORES REDUCTORES/ ELEVADORES

Suministra un voltaje de salida que puede ser menor o mayor que el voltaje de entrada, la polaridad del voltaje de salida es opuesta al voltaje de entrada; también se conoce como regulador inversor, la operación del circuito se puede ver así como en la TABLA 3.6.

TABLA 3.6 REGULADOR REDUCTOR/ELEVADOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013. CON INFORMACIÓN CONTENIDA EN: MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

CIRCUITO	SEÑALES
CIRCUITOS EQUIVALENTES	
<p style="text-align: center;">Modo 1</p>	<p style="text-align: center;">Modo 2</p>
<p>EL TRANSISTOR Q1 ESTA ACTIVO Y EL DIODO TIENE POLARIZACIÓN INVERSA.</p> <p>LA CORRIENTE DE ENTRADA QUE SE ELEVA FLUYE A TRAVÉS DEL INDUCTOR I Y DEL TRANSISTOR Q1</p>	<p>EL TRANSISTOR ES CONMUTADO Y LA CORRIENTE FLUYE A TRAVÉS DEL INDUCTOR</p>

El transistor Q_1 está activo y el diodo tiene polarización inversa. La corriente de entrada que se eleva, fluye a través del inductor L y del transistor Q_1 .

La corriente en el inductor se eleva linealmente desde I_1 hasta I_2

$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad \text{ó bien} \quad t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s} \quad \text{ECUACIÓN 3.26}$$

En el tiempo t_2 la corriente del inductor desde I_2 hasta I_1 se abate

$$V_a = -L \frac{I_2 - I_1}{t_2} = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad \text{ECUACIÓN 3.27}$$

Entonces $t_2 = \frac{-\Delta I L}{V_a}$ y el transistor es conmutado para que la corriente que fluya a través del conductor

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{-V_a t_2}{L} \quad \text{ECUACIÓN 3.28}$$

Si sustituimos $t_1 = kT$ y $t_2 = (1 - k)T$ obtenemos el voltaje promedio de salida

$$V_a = \frac{-kV_s}{1-k} \quad \text{ECUACIÓN 3.29}$$

La corriente promedio de salida si el circuito se supone sin pérdidas es:

$$I_s = \frac{kI_a}{1-k} \quad \text{ECUACIÓN 3.30}$$

Componente ondulatoria del inductor

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{-V_a t_2}{L} \quad \text{ECUACIÓN 3.31}$$

Periodo de conmutación

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s} - \frac{\Delta I L}{V_a} = \frac{\Delta I L (V_s - V_a)}{V_s V_a} \quad \text{ECUACIÓN 3.32}$$

Corriente de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor

$$\Delta I = \frac{V_s V_a}{fL(V_s - V_a)}; \text{ es decir } \Delta I = \frac{V_s k}{fL} \quad \text{ECUACIÓN 3.33}$$

Y el voltaje de la componente ondulatoria pico a pico del capacitor; se reduce a:

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a dt = \frac{I_a t_1}{C}$$

Sustituyendo el valor de ΔI , tenemos

$$\Delta V_c = \frac{I_a V_a}{(V_a - V_s) f C}; \text{ es decir } \Delta V_c = \frac{I_a k}{f C} \quad \text{ECUACIÓN 3.34}$$

3.5.4 REGULADORES CÚK

Utiliza un BJT de potencia, parecido al reductor-elevador. El voltaje de salida puede ser mayor o menor que el de entrada. Podemos ver su comportamiento en la TABLA 3.7.

TABLA 3.7 REGULADOR CUK. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013. CON INFORMACIÓN CONTENIDA EN: MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRONICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

CIRCUITO	SEÑALES
<p>CIRCUITOS EQUIVALENTES</p>	
<p>Modo 1</p>	
<p>Modo 2</p>	

Si se conecta el voltaje de entrada y se desactiva el transistor Q_1 , el diodo D_m queda polarizado en directa y el capacitor C_1 se carga a través de I_1 , D_m y el suministro de entrada, V_s .

Cuando se activa el transistor Q_1 en $t=0$. La corriente se eleva a través del inductor L_1 .

Simultáneamente el voltaje del capacitor C_1 pone en polarización inversa al diodo D_m y lo desactiva. El capacitor C_1 descarga su energía en el circuito C_1 , C_2 la carga y L_2 .

La corriente del inductor se eleva linealmente desde I_{L11} hasta I_{L12} en un tiempo t_2

$$v_s = L_1 \frac{L_{L12} - L_{L11}}{t_1} = L_1 \frac{\Delta I_1}{t_1} \quad \text{Es decir, } t_1 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_s}$$

Cuando se desconecta el transistor Q_1 en $t=t_1$ el capacitor C_1 se carga a partir del suministro de entrada y la energía almacenada por el inductor L_2 se transfiere a la carga. El diodo D_m y el transistor Q_1 proporcionan una conmutación síncrona. El capacitor C_1 es el medio de transferencia de energía de la fuente a la carga. Entonces la corriente en el inductor en el t_2 se abate linealmente desde I_{L12} hasta I_{L11}

$$V_s - V_{c1} = -L_1 \frac{\Delta I_1}{t_2} \quad \text{ó bien; } t_2 = \frac{-\Delta I_1 L_1}{V_s - V_{c1}}$$

En el segundo inductor el proceso se calcula

$$\text{En el tiempo } t_1 \quad V_{c1} + V_a = L_2 \frac{L_{L22} - L_{L21}}{t_1} = L_2 \frac{\Delta I_2}{t_1}$$

Es decir,

$$t_1 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_{c1} + V_a}$$

ECUACIÓN 3.35

$$\text{En el tiempo } t_2 \quad V_a = -L_2 \frac{\Delta I_2}{t_2} \quad \text{Es decir, } t_2 = \frac{\Delta I_2 L_2}{V_a}$$

Si $t_1 = kT$ y $t_2 = (1-k)T$ determinamos el voltaje promedio de salida como:

$$V_a = -\frac{kV_s}{1-k}$$

ECUACIÓN 3.36

Si suponemos un circuito sin perdidas donde:

$$V_S I_S = -V_a I_a = \frac{V_S I_a K}{1-K}$$

Entonces la corriente de entrada está dada por: $I_S = \frac{kI_a}{1-k}$ ECUACIÓN 3.37

Y el periodo de conmutación

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I_1 L_1}{V_S} - \frac{\Delta I_1 L_1}{V_S - V_{c1}} = -\frac{\Delta I_1 L_1 V_{c1}}{V_S (V_S - V_{c1})}$$
 ECUACIÓN 3.38

Como consecuencia de este capítulo se selecciona como opción una fuente conmutada con uso de un circuito LM5116 que es un convertidor de bajada DC/DC (BUCK) y un circuito MC34262 como corrector de factor de potencia y distorsión armónica. Una vez determinada la fuente de alimentación para la lámpara prototipo se procede a seleccionar los sistemas de comunicación para poder monitorear y controlar la red de lámparas basadas en la lámpara prototipo. De esta manera se pretende que el capítulo siguiente nos las alternativas de comunicación existentes actualmente que nos permitirán tomar los parámetros necesarios para establecer las comunicaciones en la red.

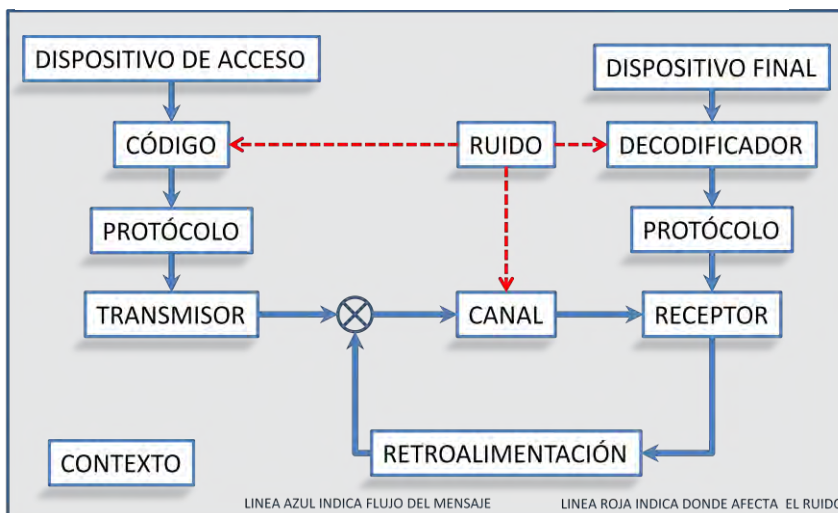
4. RED INALÁMBRICA DE RADIOFRECUENCIA UTILIZANDO TRANSCEIVERS

El proyecto propuesto consiste en una serie de lámparas conectadas a la red mediante transceivers de alta frecuencia para ser controladas y monitoreadas vía internet por medio de un servidor que puede ser cualquier computadora y utilizar la conexión vía internet con cualquier otra computadora para realizar un enlace con la red de lámparas vía remota, por tal razón se describe a continuación el panorama utilizado en cuanto a comunicaciones, para establecer los parámetros que intervendrán posteriormente.

4.1 SISTEMAS DE COMUNICACIÓN

El término de comunicación a nivel general implica el proceso de transmisión de información entre un emisor y un receptor. Dicho proceso se aplica en todas las áreas del quehacer humano y en la ingeniería impacta en el sentido de que integra los dispositivos electrónicos a dicho proceso y es aquí donde retomamos los conceptos y los enfocamos al área electrónica donde establecemos el proceso como lo muestra la FIGURA 4.1 y replanteamos las definiciones de cada elemento que lo integran:

FIGURA 4.1 PROCESO DE COMUNICACIÓN. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013



Emisor: Transmisor de información; elemento físico por donde el emisor transmite la información; en nuestro caso es el transceiver.

Receptor: Receptor de información. Elemento físico por donde el emisor transmite la información; en nuestro caso es el transceiver.

Código: Conjunto o sistema de signos que el emisor utiliza para codificar el mensaje.

Canal: En este caso el mensaje es transmitido vía aérea; o bien por medio de cableado.

Mensaje: Información y/o datos transmitidos.

Dispositivo de Acceso: Dispositivo o elemento donde se genera la comunicación; hablando en términos de ingeniería podría ser una computadora, algún dispositivo programable o bien una tarjeta para una aplicación específica, algún equipo especializado, etc.

Dispositivo de Final: Elemento que recibe la información, puede ser un concentrador de información, algún actuador, una computadora, algún dispositivo programable o bien una tarjeta para una aplicación específica, algún equipo especializado, etc.

Protocolos: Conjunto de reglas y normas definidas de acuerdo a una sintaxis y una semántica para transmitir y recibir la información por medio de variaciones de magnitudes físicas ya sea en forma síncrona o asíncrona específica para que los elementos del sistema de comunicación se entiendan y en ocasiones con algunos métodos de recuperación de errores; estos pueden ser programados o bien implementados vía hardware.

Códigos: Sistema de signos y/o símbolos que permite representar la información y/o datos

Contexto: Circunstancias temporales, técnicas y espaciales que rodean el hecho o acto comunicativo y que permiten comprender el mensaje en su justa medida. En este punto podemos involucrar todos los recursos necesarios para que se de la comunicación tales como equipo electrónico ya sea computadoras hablando de una red, software, lenguajes de programación, etc.

4.2 TOPOLOGÍAS PARA REDES

Las redes de telecomunicaciones están formadas por un conjunto de dispositivos interconectados de acuerdo al proceso de comunicación así que simplemente retomamos los conceptos de los elementos que trabajaremos en las estructuras de redes tales como:

Conexiones: formado por los canales de comunicación que pueden ser:

- **VÍA AÉREA:** La información se transmite por medio de ondas electromagnéticas que se propagan o viajan en el aire o en el vacío a determinadas frecuencias (*VEASE LA SECCIÓN 4.2.2 FRECUENCIAS DE TRANSMISIÓN Y LA SECCIÓN 4.3 SISTEMAS DE TRANSMISIÓN – RECEPCIÓN. DE ESTE DOCUMENTO*); para poder ser distinguidas
- **CABLEADO:** Para la transmisión por cableado se utilizan diferentes tipos de cable dependiendo los dispositivos ya que cada cable tiene su requerimiento propio para la entrada al dispositivo; entre estos tenemos cable coaxial, la fibra óptica, RTP, cable telefónico, etc.

Nodos: Estos determinan los dispositivos conectados en la red y son identificados de diferentes formas de acuerdo a su función operativa dentro de la topología de la red; en el caso de redes de transceivers se consideran estas funciones de la siguiente forma:

- Dispositivo de acceso (ACCES POINT)
- Dispositivo final (END DEVICE)
- *Puntos de repetición* (RANGE EXTENDER)

Estos elementos deben estar configurados dentro de la topología; así que tomando esta consideración podemos observar cómo interactúan en la FIGURA 4.3. Las topologías de redes, existentes muestran diferentes formas de conexiones en las que se incluyen terminales, procesadores de telecomunicaciones, canales de telecomunicaciones, computadoras, software para el control de las telecomunicaciones y dispositivos conectados a través de transceivers de alta frecuencia.

Estos se integran a aplicaciones específicas; así como sistemas de monitoreo, control; donde los datos provenientes de diferentes ubicaciones y deben estar definidas por conexiones físicas y/o lógicas bajo la estructura o topologías de la red. Estas topologías las podemos ver ilustradas en la FIGURA 4.2.

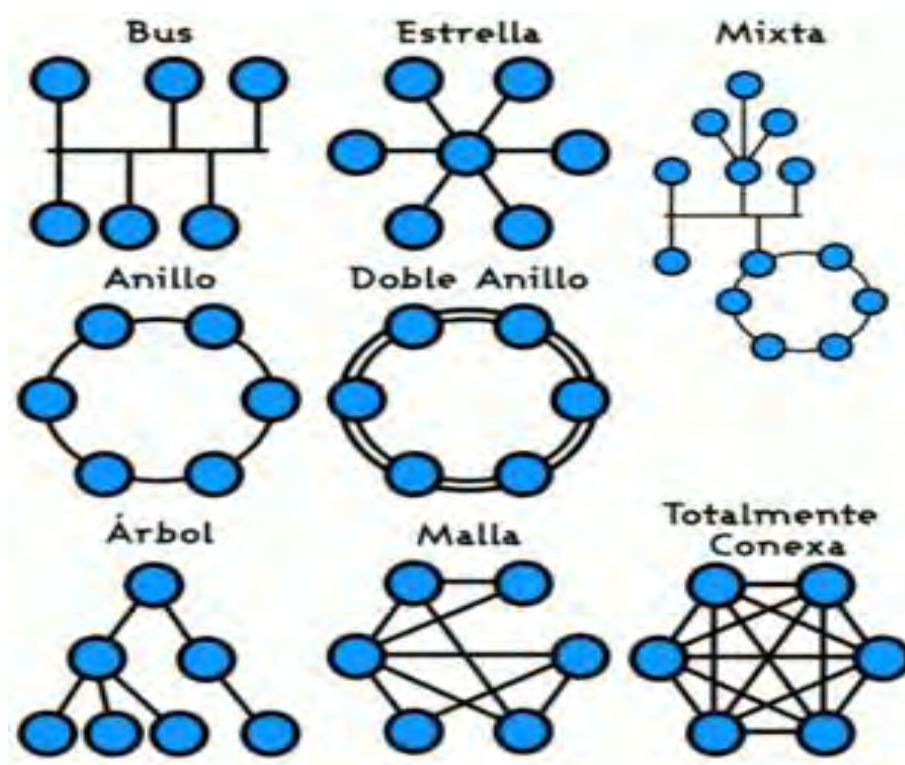


FIGURA 4.2 TOPOLOGÍA DE REDES.
FILOEMPRESA.WORDPRESS.21/03/2007.OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013
DE: <http://filoempresa.wordpress.com/2007/03/21/todos-en-red/>

En algunos casos como la comunicación aérea está limitada a la distancia que establece el fabricante; es necesario anidar estructuras de forma que se utilizan puntos de repetición; estas son conexiones mixtas que permiten realizar cascadas, por medio de repetidores; en la FIGURA 4.3. Podemos ver este tipo de configuración.

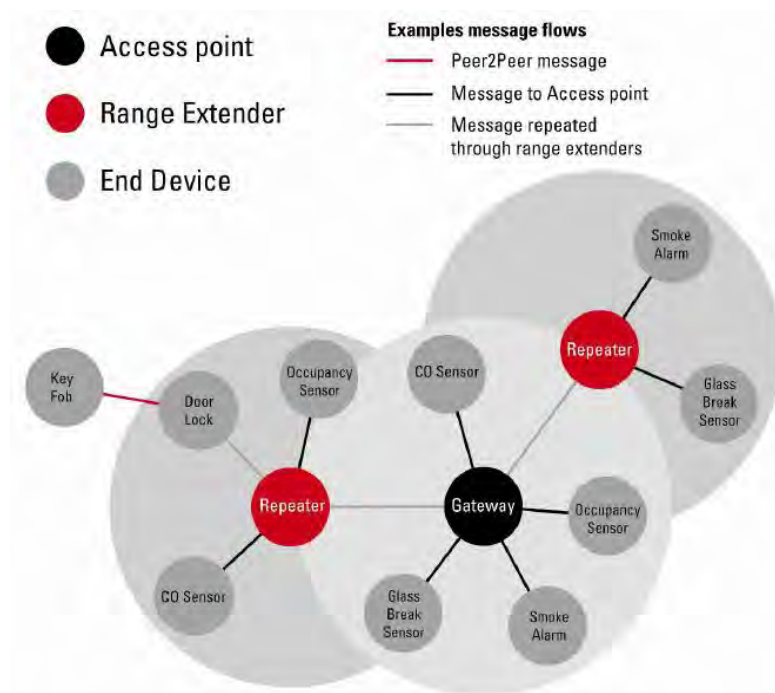


FIGURA 4.3 ELEMENTOS DE UNA RED CON TRANSCEIVERS. Texas Instruments Incorporated. Copyright © 2008. Introduction to SimpliciTI. Low-power RF protocol from Texas Instruments. Free source code available

4.2.1 TIPOS DE TRANSMISIÓN DE DATOS

La transmisión y recepción de datos se da por un conjunto de medios para transmisión y conmutación; tecnologías de procesamiento, multiplexado y modulación; así como protocolos y otra serie de elementos que nos permiten establecer la comunicación entre los dispositivos. Es importante establecer el funcionamiento de los canales de transmisión de forma que podemos determinar si nuestros equipos pueden transmitir a nuestra elección por algún tipo de canal o bien si nuestros mismos dispositivos tienen alguna limitación en cuanto a estos.

De manera que hay diferentes tipos de transmisión en los canales de comunicación; estos se muestran en la FIGURA 4.3:

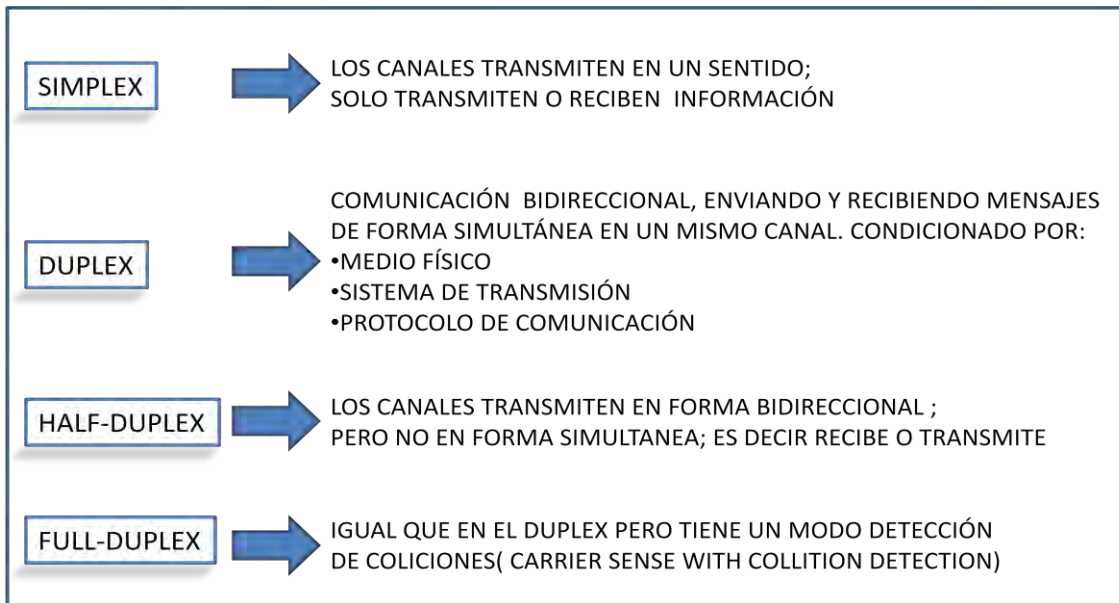


FIGURA 4.3 TIPOS DE TRANSMISIÓN PROCESO DE COMUNICACIÓN. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

4.2.2 FRECUENCIA DE TRANSMISIÓN DE DATOS

Para transmitir las señales por ondas electromagnéticas en el aire es necesario establecer una frecuencia para poder distinguir la longitud de onda de cada señal y así establecer sus diferencias y clasificarlas en un orden creciente o decreciente dentro del espectro electromagnético como podemos verlo en la FIGURA 4.4.

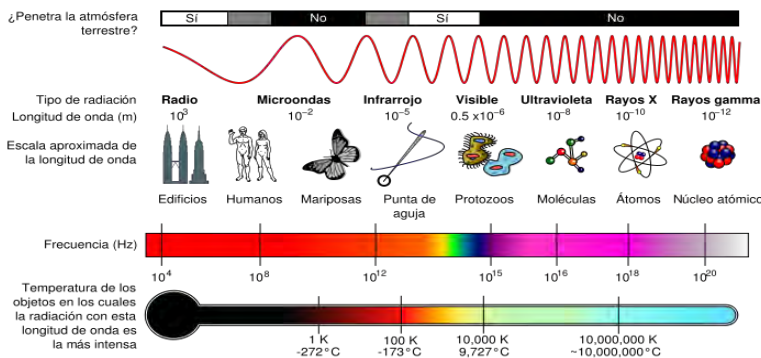


FIGURA 4.4 ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO. Pestana, Braulio. 03/agosto/2009. OBTENIDA EL 15 SEPTIEMBRE DE 2013. De: EM_Spectrum_Properties_es.svg

Las señales se distribuyen por bandas así que solo se transmiten en un rango de frecuencias; existen rangos de frecuencias audible, rangos visibles dentro de la gama de colores y después rangos que ya no son visibles al ojo humano y que son aquellas en las que podemos transmitir información; no todos los niveles de frecuencia son abiertos al público ya que existen normas y estándares que se tiene que cubrir; pero para el caso de las transmisiones que requieren los transceivers podemos hablar de frecuencias que oscilan entre 150KHz y 2.4 GHz en canales específicos libres o dedicados a la radio experimentación; es decir canales que no tienen una asignación específica como lo sería la radiodifusión, la televisión o la telefonía celular.

4.3 SISTEMA DE TRANSMISIÓN-RECEPCIÓN

(TIPO DE MODULACIÓN)

Ya que Las comunicaciones de datos se refieren a las transmisiones digitales, y las telecomunicaciones, a transmisión análoga y digital, incluyendo voz y video; por medio de la cual se integran sistemas complejos en forma de redes.

La modulación no es otra cosa más que modificar las características de una señal portadora (un tono de frecuencia elevada) para transportar la información contenida en otra señal en banda base (por ejemplo la voz, o una señal pulsante); Una forma sencilla integrar esta señal ($x(t)$) a 430 MHz es multiplicarla por un tono (un coseno) de esa frecuencia. Y así queda el tono modificado ó “modulado” por la señal.

Existen dos tipos de modulación:

- Modulación analógica
- Modulación angular

4.3.1 MODULACIÓN ANALÓGICA

En este tipo de modulación destacan dos tipos principales:

- Modulaciones lineales
- Modulaciones en amplitud.

4.3.1.1 MODULACIONES LINEALES

En la señal moduladora, la información viaja en la amplitud de la señal modulada (la señal que se transmite por el aire). Si la señal disminuye su amplitud bajará el volumen de la señal acústica y la amplitud de la señal modulada disminuye. Las transmisiones son controladas de manera que se establecen rangos de frecuencias para diferentes usos como la radiodifusión pública va de 88MHz a 108MHz.

4.3.1.2 MODULACIÓN EN AMPLITUD (AM)

Modulación AM: Donde la frecuencia de transmisión es fija y es variable la amplitud. FIGURA 4.5. En esta la señal de información se multiplica por la señal portadora y además se le suma una porción más del tono puro (del coseno) con el fin de facilitar la recepción. Matemáticamente lo podemos expresar de la siguiente forma:

$$y(t) = A_c(1 + m * x_N(t)) \cos(\omega_c * t)$$

ECUACIÓN 4.1

Donde:

$y(t)$ → señal modulada

m → índice de modulación siempre menor a 1. A_m / A_c

$x_N(t)$ → señal moduladora normalizada ($f(t) / A_m$); Si $f(t) = A_m \cos(\omega_m t)$

ω_c → velocidad angular de la señal portadora

A_c → Amplitud de la portadora

A_m → Amplitud de la moduladora

En la siguiente serie de figuras podemos ver la señal portadora, la señal de datos y la señal modulada por amplitud

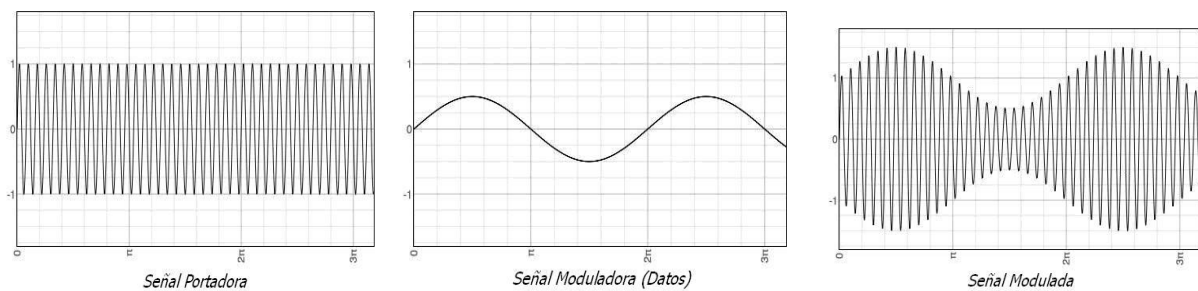


FIGURA 4.5 MODULACIÓN EN AMPLITUD.
SKYNETGROUP.2005. OBTENIDA EL 15 SEPTIEMBRE DE
2013. De: <http://modul.galeon.com/aficiones1359485.html>

4.3.2 MODULACIONES ANGULARES

Se denominan de esta forma dada sus características matemáticas para generar la señal; Este tipo de modulación tiene 2 casos muy parecidos, que son: la llamada modulación de frecuencia o FM y la modulación por desplazamiento de fase. En ambos casos la información se introduce en la fase de la portadora manteniendo constante su amplitud.

4.3.2.1 MODULACIÓN EN FRECUENCIA (FM)

La modulación más conocida es la modulación en frecuencia (FM, de Frequency Modulation). Su expresión matemática es:

$$y(t) = A_c \cos(\omega_c * t + \varphi(t)) = A_c \cos(\theta(t))$$

ECUACIÓN 4.2

La información es $\varphi(t)$. Se observa que la frecuencia de la señal cambiará en función del valor que tenga la información. En las figuras que se muestran a continuación se observa la señal portadora, la señal modulante y finalmente la portadora ya modulada. FIGURA 4.6

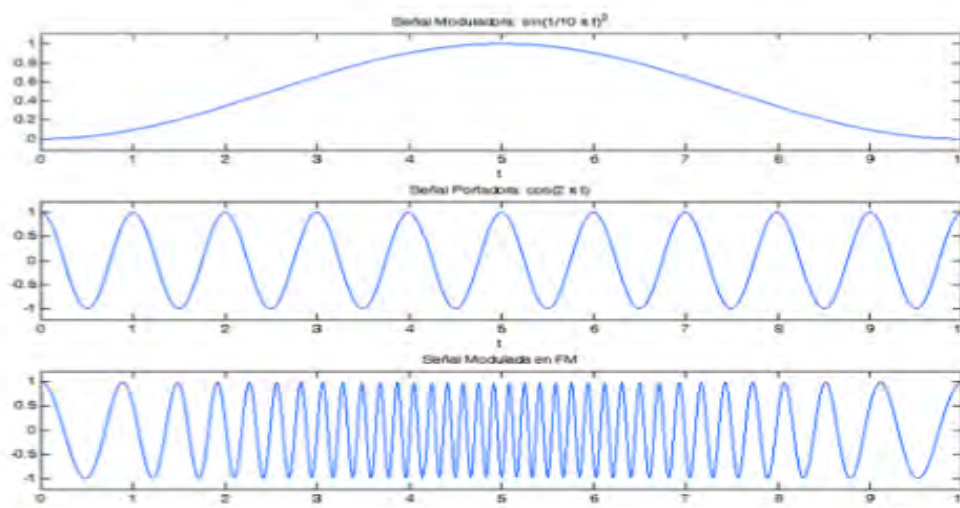


FIGURA 4.6 MODULACIÓN EN FRECUENCIA. UNIVERSIDAD REY JUANN CARLOS. DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES. (2010) OBTENIDA EL 17 DE SEPTIEMBRE, 2013 DE: http://www.tsc.urjc.es/Master/RETEPAD/sites/default/files/Curso0_Ficha4.pd

En el panel superior vemos la información queremos transmitir. En el panel intermedio está la portadora utilizada. En el panel inferior vemos la señal modulada. Se observa que cuanto mayor es la amplitud de la información (por ejemplo, mayor volumen de audio) más rápido varía la portadora (mayor frecuencia tiene) y cuanto menor es la amplitud, menor la frecuencia. Por tanto, la información viaja en la frecuencia de la onda electromagnética, y el receptor, cuando recibe la señal, es capaz de extraer la información midiendo dicha frecuencia en cada instante.

4.3.2.2 MODULACIÓN DE FASE

Es una modulación que se caracteriza porque la fase de la onda portadora varía en forma directamente proporcional de acuerdo con la señal modulante. La modulación de fase no suele ser muy utilizada porque se requieren equipos de recepción más complejos que los de frecuencia modulada. Además puede presentar problemas de ambigüedad para determinar si una señal tiene una fase de 0° o 180° . Cabe señalar que el diagrama presentado en la figura anterior para es válido para este tipo de modulación, básicamente

es el mismo que el de modulación por frecuencia y es indistinguible de este en amplitud y frecuencia sin embargo las observaciones que se exponen a continuación.

Consideremos tener una señal portadora dada por la siguiente expresión:

$$y_c(t) = A_c \text{Cos}(\omega_c * t) \quad \text{ECUACIÓN 4.3}$$

Donde A_c es el valor pico de la señal portadora y ω_c es la velocidad angular de la señal portadora, y que la expresión matemática de la señal moduladora está dada por:

$$y_m(t) = A_m \text{Sen}(\omega_m * t) \quad \text{ECUACIÓN 4.4}$$

Siendo A_m el valor pico de la señal portadora y ω_m su frecuencia.

Si consideramos que la fase de la señal portadora varía proporcionalmente a la amplitud de la señal moduladora, o sea que

$$\varphi(t) = \Delta\varphi A_m(t) = \Delta\varphi A_m \text{Sen}(\omega_m * t) \quad \text{ECUACIÓN 4.5}$$

Donde $\Delta\varphi \rightarrow$ desviación de fase.

Como el valor máximo que puede tomar $A_m(t)$ es A_m , resulta que la máxima variación de $\Delta\varphi$ será

$$-A_m \Delta\varphi \leq \varphi(t) \leq A_m \Delta\varphi$$

Ya que $|A_m(t)| \leq A_m$ por lo tanto la señal modulada resulta

$$y(t) = A_c \text{Cos}((\omega_c * t) + \varphi(t))$$

Sustituyendo $\varphi(t) = \Delta\varphi A_m \text{Sen}(\omega_m * t)$ se obtiene

$$y(t) = A_c \text{Cos}((\omega_c * t) + \Delta\varphi A_m \text{Sen}(\omega_m * t)) \quad \text{ECUACIÓN 4.6}$$

Definiendo el índice de modulación como $\beta = \Delta\varphi A_m$, se obtiene

$$y(t) = A_c \cos((\omega_c * t) + \beta \text{Sen}(\omega_m * t)) \quad \text{ECUACIÓN 4.7}$$

Esta última expresión tiene la misma forma matemática que la expresión modulada en frecuencia, con la salvedad que β es independiente de la frecuencia. Por lo tanto los espectros de frecuencias de la modulación de fase tienen las mismas características generales que los espectros de modulación de frecuencia.

Si f_m cambia, en tanto se mantenga fija la amplitud A_m , β se mantiene constante y solo se altera el espaciamiento entre las líneas del espectro de frecuencias. Esto difiere de la modulación de frecuencia donde varía el espaciamiento y la amplitud de las líneas del espectro de frecuencias. En PM las consideraciones acerca del ancho de banda son similares a las del ancho de banda en FM.

4.3.3 MODULACIÓN DIGITAL

Esta consiste en la modulación de portadoras analógicas con señales digitales, entre dos o más puntos de un sistema de comunicación. Los sistemas de transmisión digital requieren de un elemento físico, entre el transmisor y el receptor, como un par de cables metálicos, un cable coaxial, o un cable de fibra óptica. En los sistemas de radio digital, el medio de transmisión es el espacio libre o la atmósfera de la Tierra; para que viaje por el aire es necesario utilizar algún tipo de modulación que permita su propagación, en este caso usamos un esquema de modulación como el que se observa en la FIGURA 4.7

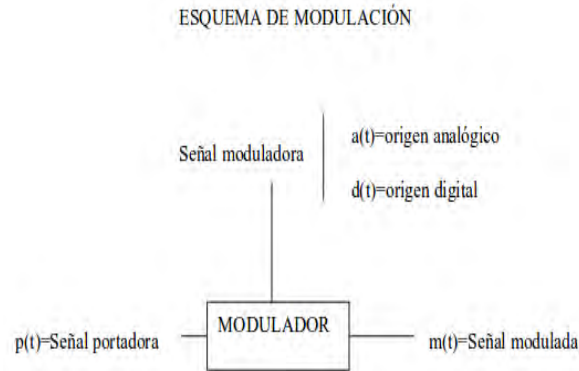


FIGURA 4.7 ESQUEMA DE MODULACIÓN ES.CONVDOCS.ORG.
2012. OBTENIDA EL 15 SEPTIEMBRE DE 2013. DE:
<http://es.convdocs.org/docs/index-43789.html>

En un sistema de transmisión digital, la información de la fuente original puede ser en forma digital o analógica. Si está en forma analógica, tiene que convertirse a pulsos digitales, antes de la transmisión y convertirse de nuevo a la forma analógica, en el extremo de recepción. De esta forma la portadora senoidal se determina como:

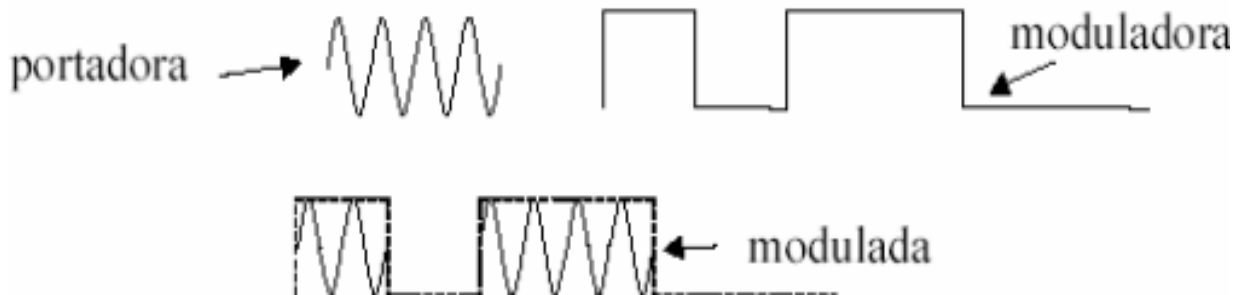


FIGURA 4.8 MODULACIÓN DIGITAL 7. OBTENIDA EL 15 SEPTIEMBRE DE 2013. DE:
<http://200.69.103.48/comunidad/profesores/jruiz/jairocd/texto/usm/cd/modulacion.pdf>

$S(t)$, es $S(t)=A(t)\cos\theta(t)$

Donde:

$A(t)$ → amplitud variante con el tiempo

$\theta(t)$ → ángulo variante con el tiempo

ω_o → la frecuencia constante de la portadora

Φ → la constante arbitraria de fase

Por lo tanto $\theta(t)=\omega_o t+\Phi(t)$ de manera que $s(t)=A(t)\cos[\omega_o t+\Phi(t)]$

En un sistema de radio digital, la señal de entrada modulada y la señal de salida demodulada, son pulsos digitales. Como se muestra en la FIGURA 4.8.

Algunos tipos Modulación Digital son los siguientes: ASK, FSK, PSK, QAM.

4.3.3.1 MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE AMPLITUD (ASK)

La modulación por desplazamiento de amplitud, en inglés Amplitude-shift keying (ASK), es una forma de modulación en la cual se representan los datos digitales como variaciones de amplitud de la onda portadora. FIGURA 4.9.

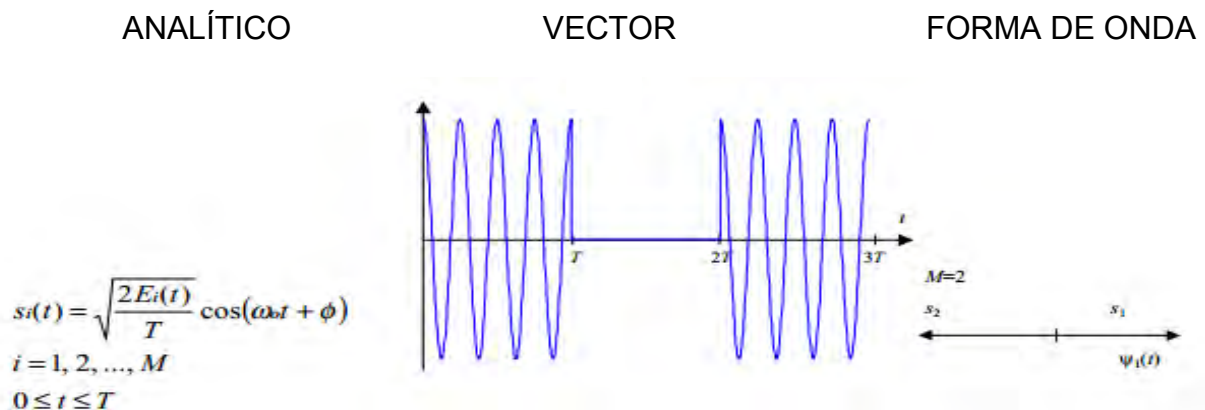


FIGURA 4 MODULACIÓN ASK (AMPLITUDE-SHIFT KEYING). LIBERTO MARTÍNEZ, GUILLERMO.2003. MANUAL DE TELEINFORMÁTICA

4.3.3.2 MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)

La modulación por desplazamiento de frecuencia ó Frequency-shift keying (FSK). Como se muestra en la FIGURA 4.10 esta es un tipo de modulación de frecuencia cuya señal modulante es un flujo de pulsos binarios que varía entre valores predeterminados.

Donde:

$E_i(t)$ → representa la amplitud variante en el tiempo,

ω_0 → la frecuencia constante de la portadora y

Φ → la constante arbitraria de fase

ANALÍTICO

VECTOR

FORMA DE ONDA

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(\omega t + \phi)$$

$i = 1, 2, \dots, M$
 $0 \leq t \leq T$

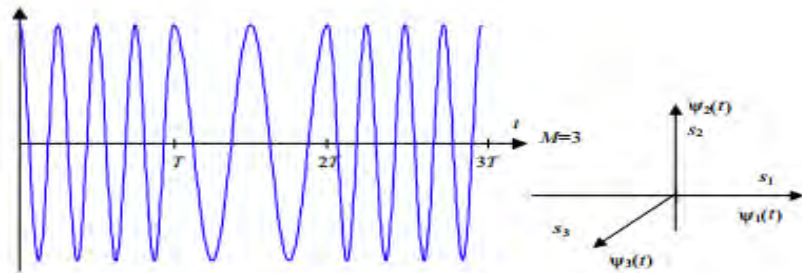


FIGURA 5 MODULACIÓN FSK (FREQUENCY-SHIFT KEYING). LIBERTO MARTÍNEZ, GUILLERMO.2003. MANUAL DE TELEINFORMÁTICA

4.3.3.3 MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK)

La modulación por desplazamiento de fase ó phase shift key (PSK) es un tipo de modulación que se caracteriza porque la fase de la onda portadora varía directamente de acuerdo con la señal modulante, resultando una señal de modulación en fase. FIGURA 4.11.

ANALÍTICO

VECTOR

FORMA DE ONDA

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{M}\right)$$

$i = 1, 2, \dots, M$
 $0 \leq t \leq T$

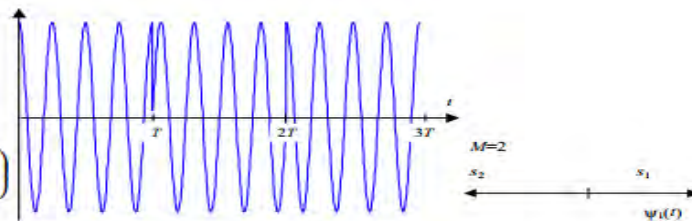


FIGURA 4.11 MODULACIÓN PSK (PHASE-SHIFT KEYING). LIBERTO MARTÍNEZ, GUILLERMO.2003. MANUAL DE TELEINFORMÁTICA

4.3.3.4 MODULACIÓN DE AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM)

La modulación de amplitud en cuadratura, en inglés Quadrature Amplitude Modulation (QAM), es una modulación digital avanzada que transporta datos cambiando la amplitud de dos ondas portadoras.

Estas dos ondas, generalmente sinusoidales, están desfasadas entre si 90° en la cual una onda es la portadora y la otra es la señal de datos. Se utiliza para la transmisión de datos a alta velocidad por canales con ancho de banda restringido. Los tipos de modulación QAM que hay son: 8-qam, 16-qam, 64-qam, 128-qam y 256-qam. FIGURA 4.12

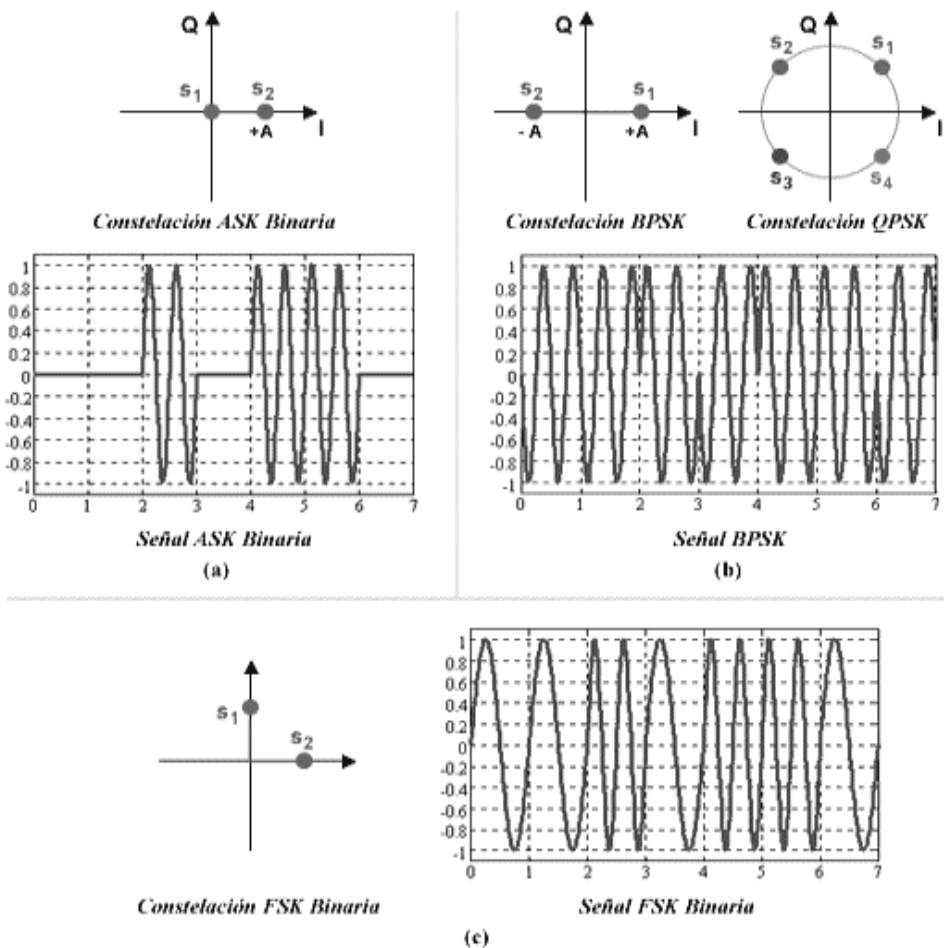


FIGURA 4.12 TRANSMISIÓN EN CUADRATURA DE FASE (QAM). LIBERTO MARTÍNEZ, GUILLERMO.2003. MANUAL DE TELEINFORMÁTICA.

4.4 PROTOCOLOS DE COMUNICACIÓN

Los protocolos de comunicación son una serie de estándares que indican en qué forma se va a realizar la transmisión de información; de manera que dos o más dispositivos puedan compartir la información, sin que se pierda información o bien que llegue con errores.

4.4.1 PROTOCOLO UNIVERSAL SERIAL BUS (USB)

El **Universal Serial Bus (USB)** (bus universal en serie **BUS**) es un estándar industrial desarrollado mediados de los años 1990 que define los cables, conectores y protocolos usados en un bus para conectar, comunicar y proveer de alimentación eléctrica entre computadoras, periféricos y dispositivos electrónicos.

Es un bus basado en el paso de un testigo, semejante a otros buses como los de las redes locales en anillo con paso de testigo y las redes FDDI. El controlador USB distribuye testigos por el bus. El dispositivo cuya dirección coincide con la que porta el testigo responde aceptando o enviando datos al controlador. Este también gestiona la distribución de energía a los periféricos que lo requieran.

Emplea una topología de estrellas apiladas que permite el funcionamiento simultáneo de 127 dispositivos a la vez. En la raíz o vértice de las capas, está el controlador anfitrión o host que controla todo el tráfico que circula por el bus. Esta topología permite a muchos dispositivos conectarse a un único bus lógico sin que los dispositivos que se encuentran más abajo en la pirámide sufran retardo. A diferencia de otras arquitecturas, USB no es un bus de almacenamiento y envío, de forma que no se produce retardo en el envío de un paquete de datos hacia capas inferiores. FIGURA 4.13.

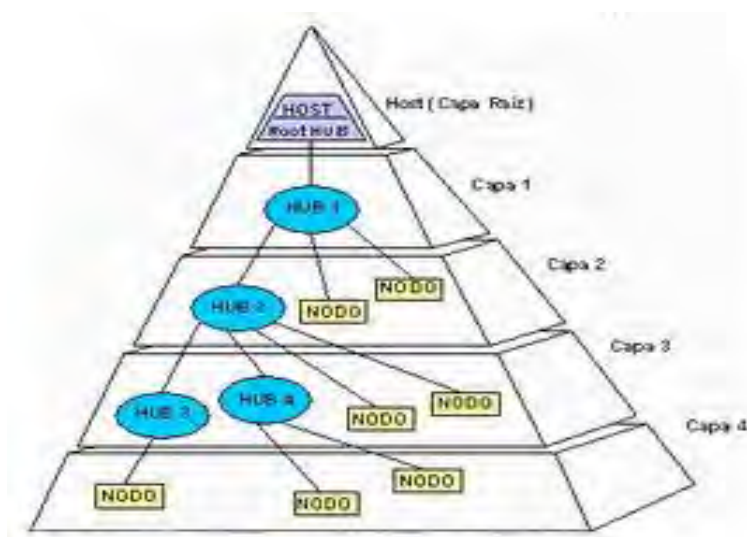


FIGURA 4.13 ESTRUCTURA DE CAPAS DEL BUS USB. Cedeño H, Luis.22/abril/2005. OBTENIDO EL 20 DE SEPTIEMBRE DE 2013 DE: <http://www.oocities.org/es/cedenolx/redesynt/actividad2/e1.htm>

El sistema de bus serie universal USB consta de cuatro componentes:

- **Controlador:** Programa que contiene las directivas de trabajo mediante las cuales establece la forma en que se va a realizar la comunicación de datos y que debe estar integrado dentro del dispositivo que manipula la información; en su mayoría de casos las computadoras cuentan con un área específica donde se almacenan los controladores de todos los dispositivos conectados.
- **Hubs o Concentradores:** Dispositivo que alberga los puertos de conexión
- **Dispositivo maestro:** Dispositivo que va a manipular la información; que va a permitir la comunicación con los periféricos y que alberga el controlador dentro de su memoria.
- **Periféricos:** dispositivos hacia los cuales se va a conectar mediante el puerto USB

4.4.2 PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN SERIE

El concepto de comunicación serial consiste en transferir los datos (bytes) de un bit a la vez, por lo cual es necesario transformar un byte de datos, en paralelo, a un conjunto de 8 bits que se transmiten uno tras de otro desde el emisor al receptor. A pesar de que este protocolo de comunicación es más lento en comparación con la transferencia de datos en paralelo tiene la ventaja de requerir de un menor número de conductores, dependiendo de la norma de comunicación serie, tiene un alcance, en distancia, mucho mayor a la comunicación paralela, típicamente de 2 metros de un equipo a otro y también puede darse en ambos sentido.

Un ejemplo típico de este tipo de comunicación es la que se utilizaba con la interface serie (física) o puerto serie de un equipo de cómputo basada en la norma RS-232C. Cabe señalar que tal norma establece una serie de parámetros tales como tipos de conectores, niveles de voltaje, señales de enlace (handshaking), así como los niveles lógicos.

A continuación se muestra una figura con la disposición de pines de un conector DB-25 macho y hembra. FIGURA 4.14.

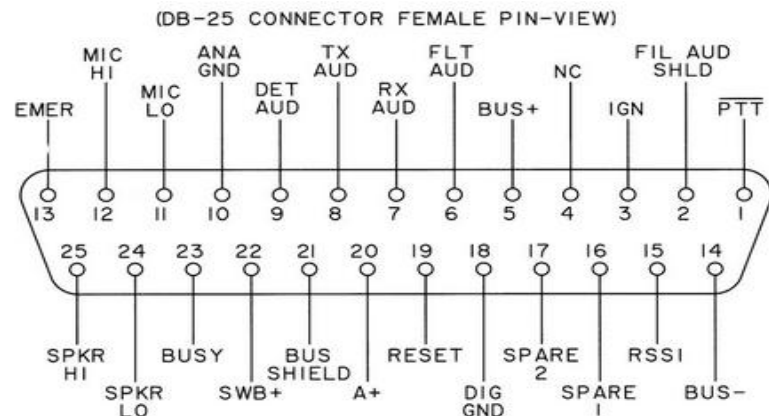
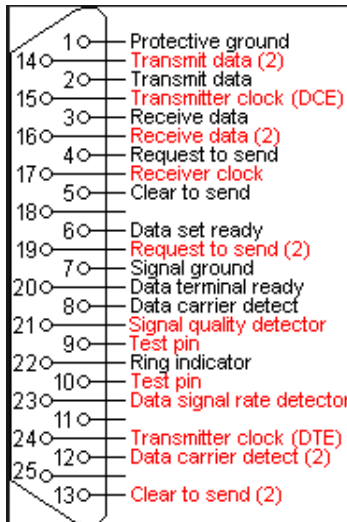


FIGURA 4.14 CONFIGURACIÓN DE UN CONECTOR PARA PUERTO SERIE 10. NOGERA NEILA., COLOMBIA. AGOSTO 2010. OBTENIDA EL 25 SEPTIEMBRE DE 2013 DE: <https://encryptedtbn0.gstatic.com/images?q=tbn:ANd9GcSDQpwSY55TBTqcSj6PE5yVI8gIBF3GTXC5GV P10ILTJ0Hw3zzE>

Típicamente, la comunicación serial se utiliza para transmitir datos en formato ASCII o bien binario (o hexadecimal). Para realizar la comunicación se utilizan 3 líneas de transmisión: (1) Tierra (o referencia), (2) Transmitir, (3) Recibir. Debido a que la transmisión, en este caso, es asíncrona, es posible enviar datos por una línea mientras se reciben datos por otra. Existen otras líneas disponibles para realizar *handshaking*, o intercambio de pulsos de sincronización, pero no son requeridas. Las características más importantes de la comunicación serial son la velocidad de transmisión, los bits de datos, los bits de parada, y la paridad. Para que dos puertos se puedan comunicar, es necesario que las características sean iguales en el transmisor y el receptor.

4.4.2.1 CARACTERÍSTICAS DE LA COMUNICACIÓN SERIE

- a) **Velocidad de transmisión (*baud rate*):** Indica el número de bits por segundo que se transfieren, y se mide en baudios (*bauds*). Por ejemplo, 300 baudios representan 300 bits por segundo. Cuando se hace referencia a los ciclos de reloj se está hablando de la velocidad de transmisión. Por ejemplo, si el protocolo hace una

llamada a 4800 ciclos de reloj, entonces el reloj está corriendo a 4800 Hz, lo que significa que el puerto serial está muestreando las líneas de transmisión a 4800 Hz.

- b) **Bits de datos:** Se refiere a la cantidad de bits en la transmisión. Cuando la computadora envía un paquete de información, el tamaño de ese paquete no necesariamente será de 8 bits. Las cantidades más comunes de bits por paquete son 5, 7 y 8 bits. El número de bits que se envía depende en el tipo de información que se transfiere. Por ejemplo, el ASCII estándar tiene un rango de 0 a 127, es decir, utiliza 7 bits; para ASCII extendido es de 0 a 255, lo que utiliza 8 bits. Si el tipo de datos que se está transfiriendo es texto simple (ASCII estándar), entonces es suficiente con utilizar 7 bits por paquete para la comunicación. Un paquete se refiere a una transferencia de byte, incluyendo los bits de inicio/parada, bits de datos, y paridad.

- c) **Bits de parada:** Usado para indicar el fin de la comunicación de un solo paquete. Los valores típicos son 1, 1.5 o 2 bits. Debido a la manera como se transfiere la información a través de las líneas de comunicación y que cada dispositivo tiene su propio reloj, es posible que los dos dispositivos no estén sincronizados. Por lo tanto, los bits de parada no sólo indican el fin de la transmisión sino además dan un margen de tolerancia para esa diferencia de los relojes. Mientras más bits de parada se usen, mayor será la tolerancia a la sincronía de los relojes, sin embargo la transmisión será más lenta.

- d) **Paridad:** Es una forma sencilla de verificar si hay errores en la transmisión serial. Existen cuatro tipos de paridad: par, impar, marcada y espaciada. La opción de no usar paridad alguna también está disponible. Para paridad par e impar, el puerto serial fijará el bit de paridad (el último bit después de los bits de datos) a un valor para asegurarse que la transmisión tenga un número par o impar de bits en estado alto lógico. Por ejemplo, si la información a transmitir es 011 y la paridad es par, el bit de paridad sería 0 para mantener el número de bits en estado alto lógico como par. Si la paridad seleccionada fuera impar, entonces el bit de paridad sería 1, para tener 3 bits en estado alto lógico. La paridad marcada y espaciada en realidad no verifican el estado de los bits de datos; simplemente fija el bit de paridad en estado lógico alto para la marcada, y en estado lógico bajo para la espaciada. Esto permite

al dispositivo receptor conocer de antemano el estado de un bit, lo que serviría para determinar si hay ruido que esté afectando de manera negativa la transmisión de los datos, o si los relojes de los dispositivos no están sincronizados.

Gracias a las mejoras que se han ido desarrollando en las líneas de transmisión y en los cables, existen aplicaciones en las que se aumenta el desempeño de RS-232 en lo que respecta a la distancia y velocidad del estándar. RS-232 está limitado a comunicaciones de punto a punto entre los dispositivos y el puerto serial de la computadora. El hardware de RS-232 se puede utilizar para comunicaciones seriales en distancias de hasta 50 pies.

4.4.2.2 NORMAS DE COMUNICACIÓN SERIE

- a) El nombre oficial de la norma es Electronic Industries Association / Asociación de Industrias de Telecomunicaciones EIA/TIA-232-F. La letra F indica que es la última modificación estándar. Y es la misma norma que la Unión Internacional de Telecomunicaciones - (UIT-T) especificaciones Telecomunicaciones V.24 y V.28. Esta norma define un 1 lógico y un voltaje entre -3 y -25 V y un 0 lógico como un nivel de tensión entre 3 y + 25 V.

Los niveles de señal se denominan comúnmente como una marca para la lógica 1, y un espacio para la lógica 0. Tensiones entre ± 3 V no son válidos, proporcionando un margen de ruido enorme para la interfaz. Tensiones de ruido en esta gama son rechazadas.

En la práctica común, la lógica 0 y 1 son los niveles típicamente tan bajo como ± 5 V y tan alto como $12 \pm 0 \pm 15$ V. El transmisor y el receptor son configuraciones de terminación única (no diferencial) con una referencia de tierra. FIGURA 4.15.

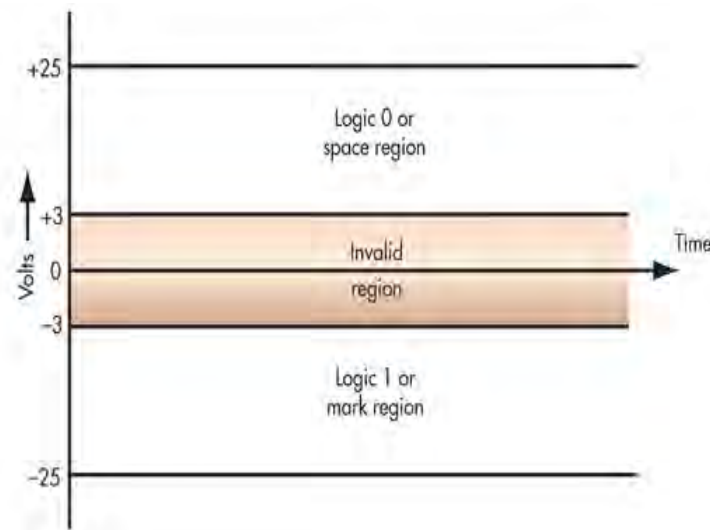


FIGURA 4.15 NIVELES LÓGICOS DE LA SEÑAL. 11. (ESPECTRO Y MODULACIÓN OBTENIDA EL 27 SEPTIEMBRE DE 2013: www.slideshare.net/neilanoguera/modulacion-digital-diapositivas)

- b) RS-422 (Estándar EIA RS-422-A) es el conector serial utilizado en las computadoras Apple de Macintosh. RS-422 usa señales eléctricas diferenciales, en comparación con señales referenciadas a tierra como en RS-232. La transmisión diferencial, que utiliza dos líneas para transmitir y recibir, tiene la ventaja que es más inmune al ruido y puede lograr mayores distancias que RS-232. La inmunidad al ruido y la distancia son dos puntos clave para ambientes y aplicaciones industriales.
- c) El estándar RS-485 hace una señalización diferencial en dos líneas en lugar de un solo terminal con un voltaje de referencia a tierra. Una lógica 1 es un nivel mayor que -200 mV, y una lógica 0 es un nivel superior a 200 mV. Típicos niveles de voltaje de línea de los controladores de línea son un mínimo de $\pm 1,5$ V a un máximo de alrededor de ± 6 V. sensibilidad de entrada del receptor es de ± 200 mV. El ruido en la gama de ± 200 mV está esencialmente bloqueado. El formato diferencial produce cancelación de ruido de modo común eficaz.

4.4.2.3 TIPOS DE TRANSMISIÓN SERIE

El medio de transmisión de serie es un cable de par trenzado de cualquiera de # 22 o # 24 AWG de alambre sólido. Dos líneas son mínimos pero tercera cable de referencia se pueden utilizar. Cables de cuatro hilos también pueden utilizarse si se desea un funcionamiento full-dúplex. Los cables pueden ser blindados o sin blindaje con blindaje los más comunes. El cable es tratado como una línea de transmisión. La impedancia característica nominal es de 100 o 120 Ω . Se requieren resistencias de terminación de carga para asegurar una condición de la línea coincidente, lo que evita los reflejos que introducen errores en los datos.

a) TRANSMISIÓN SERIE ASÍNCRONA

Sólo se transmiten los datos; Tx y Rx tienen su propio reloj, la señal permanece a 1 mientras no se transmite. Se delimita el envío de 1 carácter (5-10 bits) con 1 bit de comienzo (START) y 1, 1.5 ó 2 bits de parada (STOP) Tx y Rx deben estar de acuerdo previamente y como se transmite bit por bit resulta ser un poco lento. FIGURA 4.16.



URA 4.16 TRANSMISIÓN ASÍNCRONA. RODRÍGUEZ JIMÉNEZ CAMILO ANDRÉS. (PUBLICADO 2011) CISCO 2011 OBTENIDA EL 27 SEPTIEMBRE DE 2013 DE:
 FIG <http://ciscocarj2011.blogspot.mx/2011/02/transmision-sincrona-y-asincrona.html>

En los diagramas de flujo mostrados en la TABLA 4.1. Podemos ver la secuencia del algoritmo para el envío de información en una transmisión asincrónica en la transmisión y recepción de datos.

TABLA 4.1 SECUENCIA DE TRANSMISIÓN ASÍNCRONA. UFFENBECK, JOHN. 1987. PRENTICE HALL. THE 8086/8088 FAMILY DESIGN, PROGRAMMING AND INTERFACING.

<p>DIAGRAMA DE FLUJO DE LA RECUPERACIÓN ASINCRONA DE DATOS EN SERIE</p>	<p>DIAGRAMA DEL PROTOCOLO DE COMUNICACIÓN RS-232 ENTRE LA TERMINAL DE DATOS Y EL MODEM</p>

b) TRANSMISIÓN SERIE SÍNCRONA

Se puede ver en la FIGURA 4.17. Que no tiene bit de inicio, ni bit de parada, pero la señal de reloj debe transmitirse en una línea separada (heterosincronizada) y si se, codifica dicha señal con los datos Tx, entonces se (autosincronizada). Los datos se delimitan por una serie de caracteres o bits.

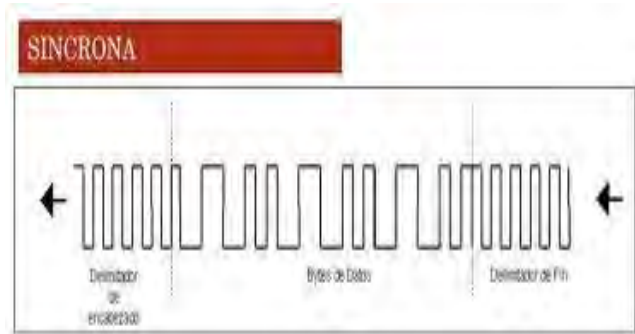


TABLA 4.17 TRANSMISIÓN SÍNCRONA. 12.RODRÍGUEZ JIMÉNEZ CAMILO ANDRÉS,. (PUBLICADO 2011) CISCO 2011 OBTENIDA EL 27 SEPTIEMBRE DE 2013 DE: <http://ciscocarj2011.blogspot.mx/2011/02/transmision-sincrona-y-asincrona.html>

En la FIGURA 4.18. Podemos ver los niveles de voltaje para los distintos niveles lógicos en TTL y RS. 232: Incluyendo la insensibilidad al ruido.

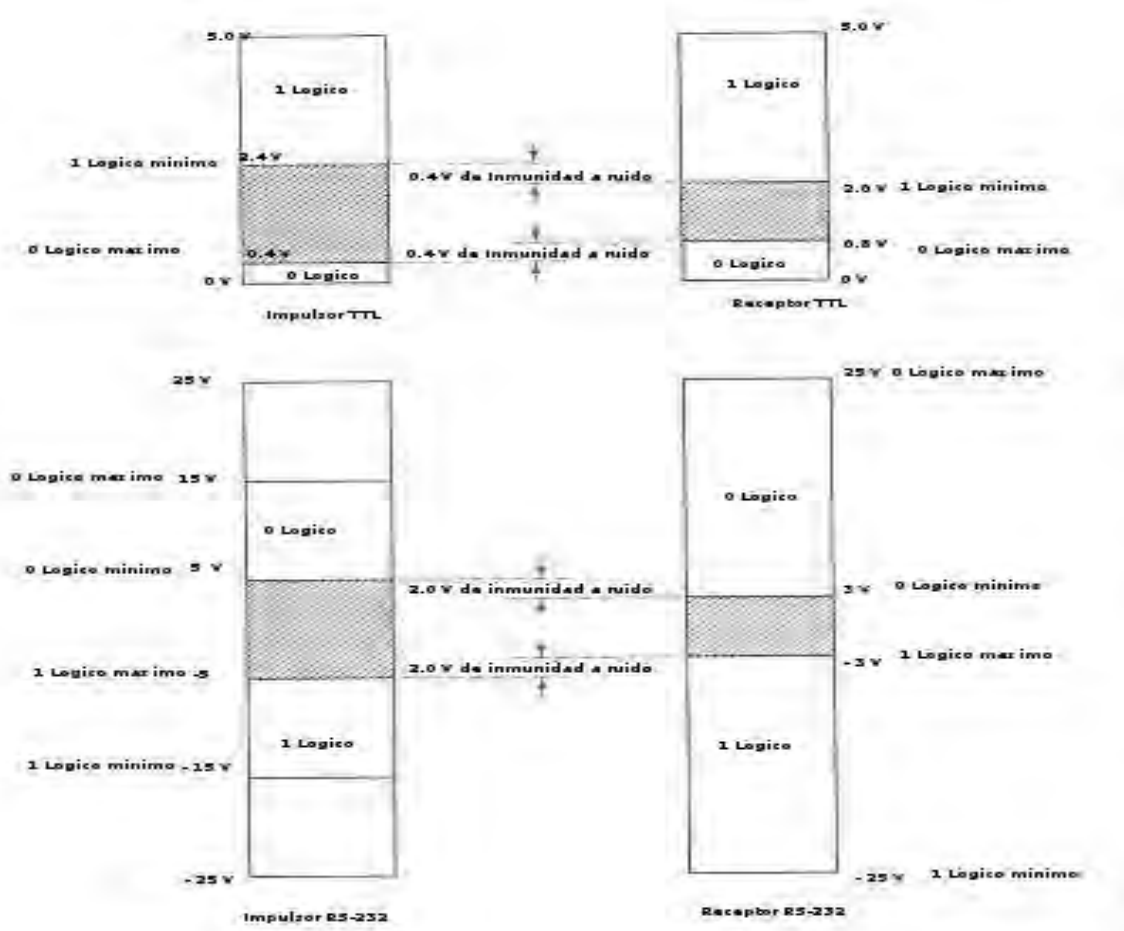


FIGURA 4.18 NIVELES LÓGICOS DE LAS SEÑALES SÍNCRONAS. SOTELO, RAFAEL DURÁN, DIEGO. UNIVERSIDAD DE MONTEVIDEO. MEMORIAS NÚMERO 6, AÑO 2008. MODULACIÓN DIGITAL CON APLICACIÓN A LA TELEVISIÓN

4.5 LOS TRANSCEIVERS

El transceiver (transceptor) es un dispositivo electrónico de comunicación que se encarga de transmitir y recibir información por medio aéreo o vacío como si se tratase de un equipo de radiofrecuencia, Se encuentran compartiendo circuitos comunes en un único alojamiento. La comunicación entre los distintos dispositivos electrónicos puede ser analógica o digital; a diferentes distancias con aplicaciones mínimas como parte de un conjunto de componentes electrónicos controlados por medio de un microprocesador o de un microcontrolador que puede estar integrado en la misma tarjeta o bien como parte de un sistema interconectado de tarjetas; según el fabricante.

4.5.1 PARAMETROS GENERALES

Las características de un transceiver (transreceptor) varían de acuerdo al fabricante; sin embargo podemos tomar algunos parámetros importantes:

- Sistema de transmisión-recepción (tipo de Modulación)
- Frecuencias de transmisión
- Parámetros eléctricos de entrada y salida
- Comunicación serie
- Configuración de conexión e interfaces físicas
- Velocidades de transmisión
- Software de aplicación
- Lenguajes de comunicación
- Topologías de redes

Algunos ejemplos de estos dispositivos podemos verlos en la TABLA 4.2

TABLA 4.2 TRANSCEIVERS DE ALTA FRECUENCIA

TRANSCEIVER	INFORMACIÓN BÁSICA
	<p>MSI3101 - RF-TO-USB FRONTALES</p> <p>El silicio MSI3101 front-end, si se combina con un demodulador de software, permite la difusión de recepción TV, radio y GPS focalización plataformas basadas en el procesador, como ordenadores portátiles. El MSI3101 comprende Mirics chip de interfaz USB (MSIasoo) 'Mirics probada multibanda FlexiRF™ sintonizador (MSIooi), y'. El sintonizador FlexiRF permite la recepción de difusión multiestándar de bajo consumo, mientras que el chip de interfaz USB simplifica la interfaz con un procesador central, integrando conectividad USB2.0 estándar. Optimizado para la plataforma Mirics 'FlexiTV™, el MSI3101 también es ideal para aplicaciones que utilizan receptores de radiodifusión tercera demodulación software de terceros.</p>
<p>REFERENCIA: RADIOAFICION.ORG. OBTENIDA EL 27 SEPTIEMBRE DE 2013 DE: HTTP://RADIOAFICION.COM/CMS/MIRICS-MSI3101-SDR-USB-DONGLE/</p>	
<p>Figure 1. eZ430-RF2500</p>	<p>eZ430-RF2500 Overview. Wireless Made Easy.</p> <p>The eZ430-RF2500 is a complete USB-based MSP430 wireless development tool providing all the hardware and software to evaluate the MSP430F2274 microcontroller and CC2500 2.4-GHz wireless transceiver.</p> <p>The eZ430-RF2500 uses the IAR Embedded Workbench Integrated Development Environment (IDE) or Code Composer Essentials (CCE) to write, download, and debug an application. The debugger is unobtrusive, allowing the user to run an application at full speed with both hardware breakpoints and single stepping available while consuming no extra hardware resources.</p> <p>The eZ430-RF2500 target board is an out-of-the box wireless system that may be used with the USB debugging interface, as a stand-alone system with or without external sensors, or may be incorporated into an existing design.</p> <p>The new USB debugging interface enables the eZ430-RF2500 to remotely send and receive data from a PC using the MSP430 Application UART.</p> <p>eZ430-RF2500 features:</p> <ul style="list-style-type: none"> • USB debugging and programming interface featuring a driverless installation and application backchannel • 21 available development pins • Highly integrated, ultra-low-power MSP430 MCU with 16-MHz performance • Two general-purpose digital I/O pins connected to green and red LEDs for visual feedback • Interruptible push button for user feedback
<p>REFERENCIA: TEXAS INSTRUMENTS. SEPTEMBER 2007–REVISED APRIL 2009. <i>USER'S GUIDE SLAU227E–EZ430-RF2500 DEVELOPMENT TOOL.</i> LITERATURE NUMBER: SLAU144I</p>	
	<p>User Guide of HC11 Wireless transfer Module</p> <p>Introduction.</p> <p>HC-11 uses 433MHz as its wireless freq.</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Idle Power: 3.4mA / 3.31V 2. Distance: Max to 200 meters in the open area. 3. Input Power: DC 3~5V. 4. Support Transparent serial COM transferring(Half-Duplex). 5. Support Freq set, Address Set and auto-filter function. 6. Smart Size (13.5×28.2mm) 7. Max Power: 10DBM 8. Receiving Sensitivity: -110DBM
<p>REFERENCIA: TRANSCEIVER HC-11. TOP_ELECTRONICS_AU. HOJA DE DATOS TÉCNICOS TRANSCEIVER HC-11</p>	

4.5.1 CONFIGURACIÓN E INTERFACES FÍSICAS

Mediante el uso computadoras conectadas a la red; internet o intranet se realizan programas que permitan la comunicación entre los dispositivos los cuales se conectaran a través de un protocolo que permite tomar el control del terminal destino y también de la terminal de acceso de los sistemas de comunicación que se integren y que se requieran controlar.

Estos se integran a aplicaciones específicas; así como sistemas de monitoreo, control; donde los datos provenientes de diferentes ubicaciones deben estar definidas por conexiones físicas y/o lógicas bajo la estructura o topologías de la red. En la FIGURA 4.19 podemos observar una Interface gráfica para monitoreo y control de una red; utilizada para transmitir texto o código hexadecimal.

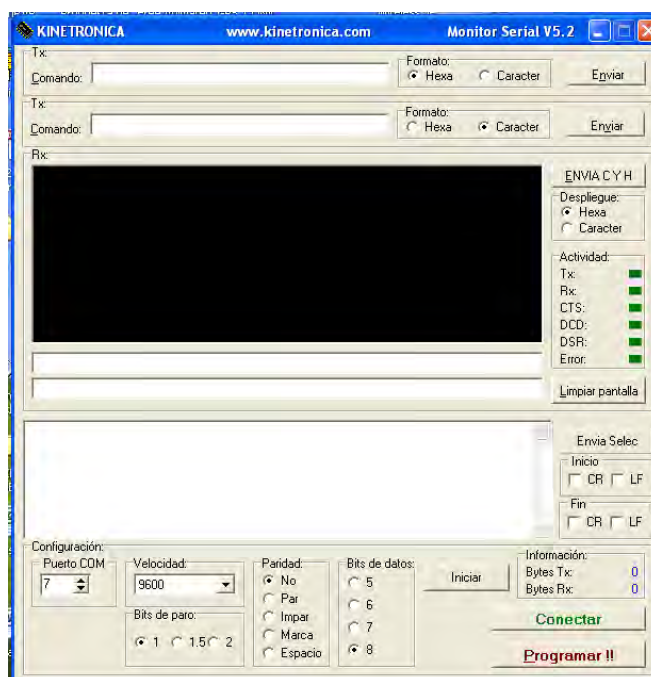


FIGURA 4.19 HIPERTERMINAL PARA EL USO DEL TRANSCEIVER HC-11.ISLAS, IGNACIO.2010. SOFTWARE OBTENIDO DEL VENDEDOR

4.6 SOFTWARE DE APLICACIÓN

Otro de los aspectos importantes de la fase de comunicación es la creación de la plataforma web por medio de la cual se puede acceder a la red de lámparas, para seleccionar la lámpara a manipular y subir o bajar la intensidad de la luz

4.6.1 LENGUAJES PARA LA PROGRAMACIÓN EN LA COMUNICACIÓN

Los fabricantes determinan bajo qué condiciones se pueden programar sus dispositivos; pero en general pueden ser programados con lenguaje C o bien con lenguaje ensamblador, bajo alguna plataforma que en ocasiones es ofrecida por el fabricante; aunque en otras ocasiones se utilizan aplicaciones como labview.

4.6.2 CONFIGURACIONES

Dentro de las características del software de implementación es necesario tomar en consideración las configuraciones de los puntos básicos de la red:

La configuración de los puntos access point: En este programa se determinan las características del access point; que podríamos decir que es el servidor que va a recibir la información de todos los dispositivos finales de manera que tiene que saber cómo recibir la información, a donde enviarla y en qué forma por lo que también tiene que estar bajo los mismos protocolos que los dispositivos finales

Configuración del end point: En el programa donde se configura este punto se tiene que determinar las características de cada dispositivo; la forma de identificación de la red y del dispositivo, el protocolo en el que se va a recibir la información; las mascarar de entrada del dispositivo y si este punto tiene que devolver alguna información a él Access point.

Configuración del sistema: Indica las características de la red; cuantos puntos de acceso tiene y en qué forma operan.

En el siguiente capítulo se hace referencia a los sistemas de comunicación y a la programación de los transceivers, aplicado directamente al diseño, desarrollo y comportamiento de los sistemas dentro del proyecto.

5. DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA

La problemática actual sobre el gasto energético así como el problema del deterioro ambiental y la tendencia internacional hacia el apoyo al desarrollo de nuevas tecnologías que cumplan parámetros de sustentabilidad, en donde los principales rubros sean: el ahorro energético, la protección al ambiente en cuanto al uso de materiales apropiados no dañinos al ser humano además de evitar el deterioro de la naturaleza, tanto por la conservación de los recursos naturales como cuidar de los niveles de contaminación, el calentamiento global y la acumulación de residuos tóxicos.

5.1 CONSIDERACIONES

Los led's en general pueden manipularse con una fuente de alimentación lineal con la que podemos obtener un brillo máximo, la corriente que se obtiene es constante sin que genere ningún problema evitando fallas prematuras; sin embargo, debido a la alta disipación de potencia en el sistema regulador, no es tan apropiado para los led's de potencia. De manera que es necesario utilizar sistemas de conmutación para manejar eficiencias mayores.

La tensión de la fuente de alimentación y la caída de tensión directa a través de las terminales del led para un nivel de corriente determinado nos permite determinar las características de la topología del sistema de iluminación. El uso de múltiples led's conectados en serie incrementa la tensión directa del circuito a la corriente elegida; de manera que estas características me permitan ser usadas para controlar la tensión en la fuente de alimentación.

De forma que el luminario cumplirá con características tales que permitan que se conecten en cualquier instalación eléctrica normal, sin que se requieran instalaciones, simplemente el cambio de una bombilla; sin embargo, estas bombillas poseen la característica de tener

un control remoto, un sensor de luz, una perilla para aumentar y disminuir la intensidad lumínica y por ultimo un sistema de comunicación que permita conectarlas en red y ser controladas desde una computadora vía internet.

Una última consideración pero de vital importancia; es determinar que esta lámpara requiere el manejo de circuitos de potencia y por tal razón se tiene que tomar en consideración la norma en la que establece que para lámparas de LED integradas omnidireccionales con potencias eléctricas inferiores o iguales a 5 W, no es necesario especificar el Factor de Potencia (FP) pero para lámparas con potencia mayor a 5 W, el FP deberá ser mayor o igual a 0,7.

5.2 MÓDELO GLOBAL DE LA RED DE LUMINARIOS

La red de luminarios consiste en un conjunto de lámparas; cada lámpara tiene integrado un sistema de comunicación de forma que se pueden integrar a una red de lámparas para ser controladas y monitoreadas por una computadora, vía internet; la topología de la red es una estrella y es posible colocar un punto de repetición para hacerla más grande. La lámpara cuenta con un fotosensor que permite que se prenda automáticamente cuando la intensidad de la luz del ambiente baja y los tipos de controles individuales permiten que sean controlados por medio de una computadora ya sea dentro de la misma instalación (área local); o bien vía remota, a través de la red. Sin embargo, si es necesario puede utilizarse un control remoto para prender, apagar o variar la intensidad de la luz; o bien en forma manual por medio de un dimmer.

5.2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA RED DE LUMINARIOS

La integración de las lámparas dentro del sistema no requiere de ninguna configuración extra, ya que en cuanto una lámpara es colocada y el servidor ya esta monitoreando la red de lámparas, se ve reflejada la nueva lámpara con su número identificador como lo muestra la FIGURA 5.1.

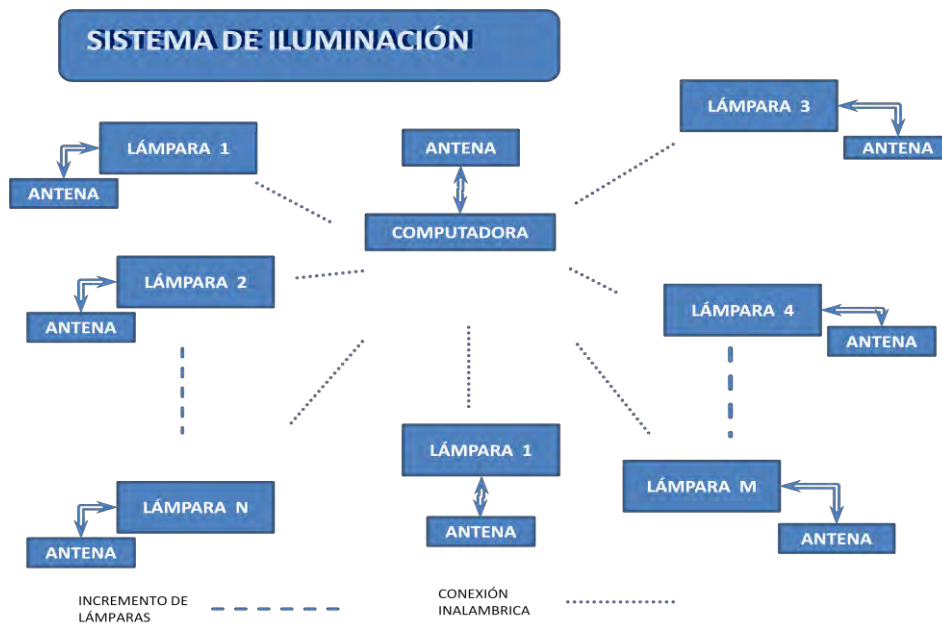


FIGURA 5.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA RED DE LUMINARIOS. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

5.3 ESTRUCTURA DEL LUMINARIO

El luminario está estructurado en forma de módulos; de tal forma que el módulo 1 se encarga de proveer la energía para el luminario; el módulo 2 recibe la energía del modulo anterior y por medio de un divisor de voltaje se hace una reducción para poder polarizar el convertidor DC/DC de bajada y posteriormente al bando de inductores; el módulo 3 se encarga de realizar el control de la lámpara y darle las funciones correspondientes; el módulo 4 se encargara de realizar la transmisión de la información de la control automático de la lámpara hacia una computadora y la computadora a su vez enviará la información por medio de la red (internet o bien un intranet) y por último el módulo 5 que se refiere a la configuración del panel de led's. En la FIGURA 5.2 podemos observar el diagrama que nos indica como están integrados los módulos que integran la lámpara.

5.3.1 DIAGRAMA DEL LUMINARIO

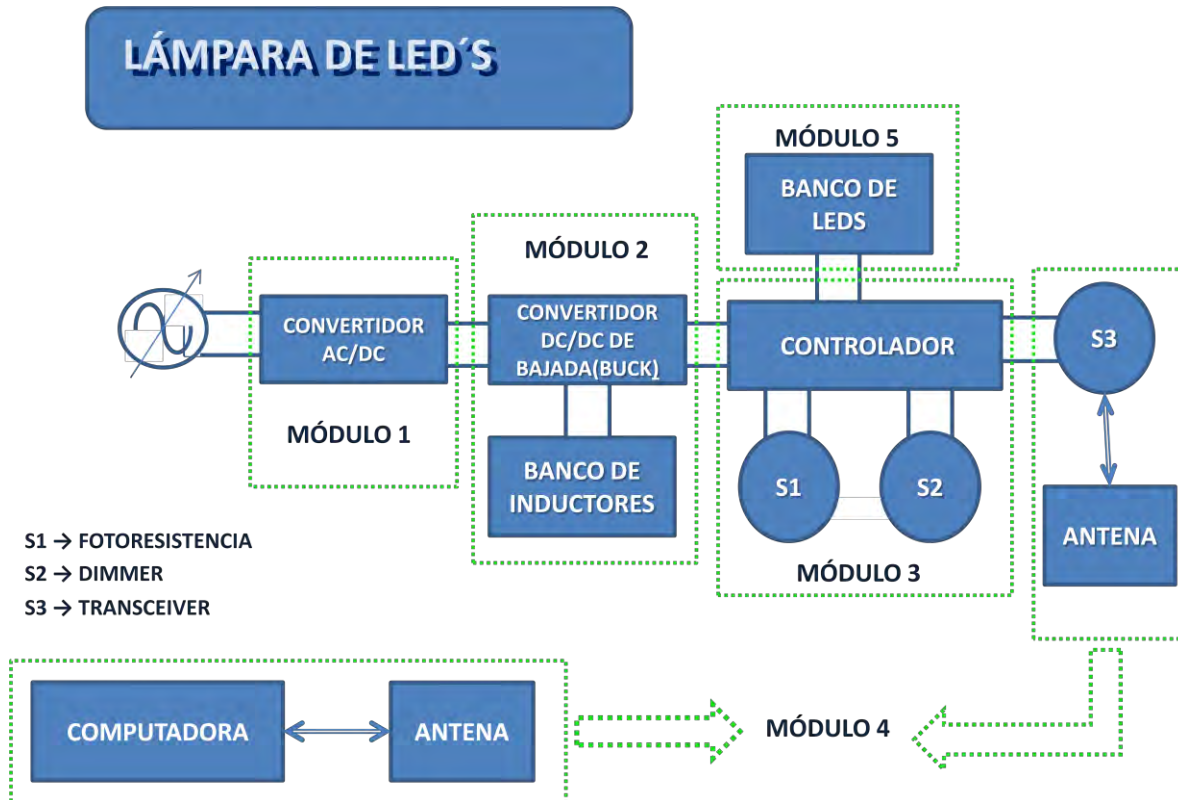


FIGURA 5.2 DIAGRAMA A BLOQUES DE LA LÁMPARA DE LED'S. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

5.4 DESCRIPCIÓN DE CADA MÓDULO DEL LUMINARIO

En esta sección, se describe cada uno de los módulos que integran a cada lámpara de la red de luminarios; ya que consiste en una serie de módulos integrados que permiten su alto desempeño; cada uno de estos debe funcionar de acuerdo a las características establecidas en el diseño, a continuación se describen brevemente:

Módulo de convertidor AV/DC: Consiste en una fuente conmutada que provee de una tensión a la lámpara; con bajo factor de potencia y baja distorsión armónica.

Módulo de convertidor DC/DC de bajada: Este modulo recibe la tensión y la disminuye hasta obtener el voltaje adecuado para polarizar la lámpara.

Módulo controlador: Permite el manejo de la lámpara con diferentes formas de control; ya sea por medio de un tablero, de control remoto, vía internet además de contener un sensor de luminosidad.

Módulo de comunicaciones: La comunicación de datos se realiza mediante transceivers de alta frecuencia los cuales son enviados y recibidos hacia un servidor que registra los datos necesarios, que permiten controlar y monitorear el servicio de iluminación; en cuanto a ubicación, encendido, apagado y control de intensidad por medio de una página web.

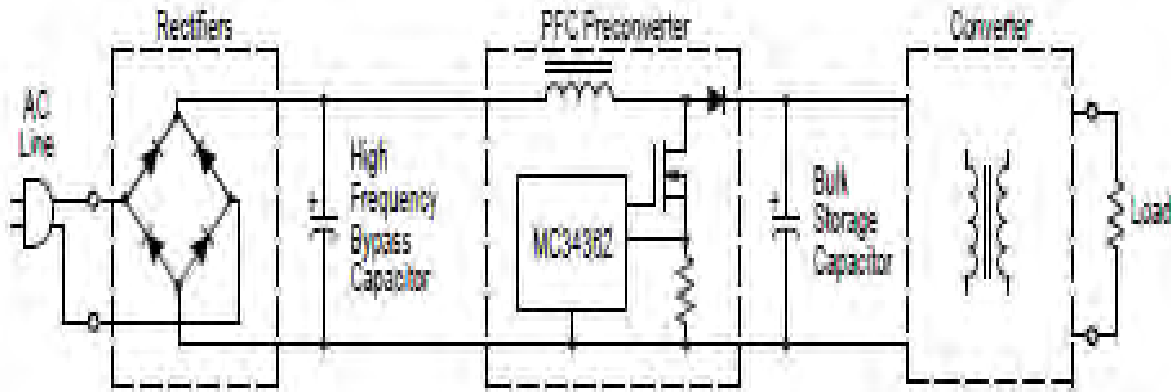
Módulo de iluminación: Se propone una serie de lámparas de tecnología led; si bien se considera una tecnología cara, un aspecto del trabajo es reducir considerablemente el costo; ya que, es una buena opción para la reducción del consumo energía por su alta eficiencia.

5.4.1 MÓDULO 1 CONVERTIDOR AC/DC

El diseño de la fuente de alimentación se plantea el uso una fuente conmutada; debido a sus características de conversión de CA a CD; y su consideración de equivalencia con un transformador de CA con una relación de vueltas que varía de forma continua y que al igual que un transformador puede utilizarse como una fuente de CD que aumenta el voltaje.

5.4.1.1 CONVERTIDOR DC/DC DE SUBIDA (BOOST)

Para el desarrollo de este módulo se utilizo un circuito mc34262 que es un controlador de factor de potencia; el cual está diseñado para aplicaciones de balastos electrónicos y aplicaciones que requieren de corregir el factor de potencia y la distorsión armónica como podemos verlo en el CIRCUITO 5.1.



CIRCUITO 5.1 CONEXIÓN DE UNA FUENTE CON CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. Mc34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

Esta fuente consta de un circuito rectificador que nos da es una señal de cd donde $V_{CD} = V_{CA}\sqrt{2}$ posteriormente entra a un filtro para corregir el factor de rizo; la señal esta señal entra al circuito mc34262 que tiene tres funciones básicas que son: corregir el factor de potencia, corregir la distorsión armónica y un convertidor DC/DC de subida (Boost).

De manera que el voltaje de entrada puede variar desde 90 volts hasta 130 como lo indica la TABLA 5.1 y nos va a entregar voltaje de salida de 250 V_{DC}.

TABLA 5.1 PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE FACTOR DE POTENCIA. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. Mc34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

AC Line Input				DC Output									
V _{rms}	P _{in}	PF	I _{fund}	Current Harmonic Distortion (% I _{fund})					V _{O(pp)}	V _O	I _O	P _O	η(%)
				THD	2	3	5	7					
90	85.9	0.999	0.93	2.6	0.08	1.6	0.84	0.95	4.0	230.7	0.350	80.8	94.0
100	85.3	0.999	0.85	2.3	0.13	1.0	1.2	0.73	4.0	230.7	0.350	80.8	94.7
110	85.1	0.998	0.77	2.2	0.10	0.58	1.5	0.59	4.0	230.7	0.350	80.8	94.9
120	84.7	0.998	0.71	3.0	0.09	0.73	1.9	0.58	4.1	230.7	0.350	80.8	95.3
130	84.4	0.997	0.65	3.9	0.12	1.7	2.2	0.61	4.1	230.7	0.350	80.8	95.7
138	84.1	0.996	0.62	4.6	0.16	2.4	2.3	0.60	4.1	230.7	0.350	80.8	96.0

Podemos ver en el CIRCUITO 5.1 un filtro que nos ayuda a corregir el la forma de onda de la señal de manera que el rizo de la señal disminuye para calcularlo se uso la relación que se definió en el capítulo 3 de donde se obtuvo la siguiente expresión para el cálculo del factor de rizo para un rectificador de onda completa.

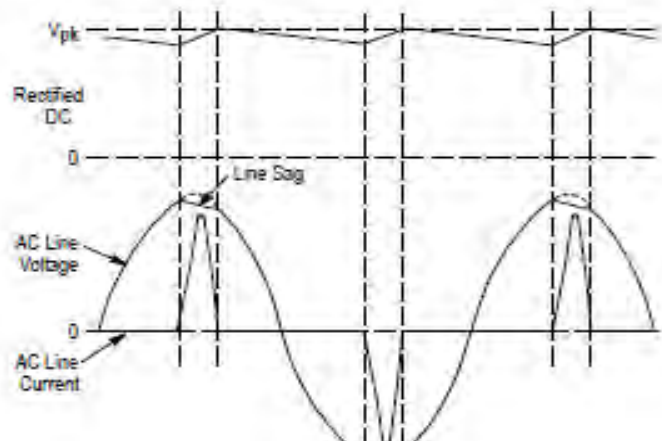
$$V_{r(rms)} = [V^2(rms) - V_{cd}^2]^{1/2} \tag{ECUACIÓN 5.1}$$

En la TABLA 5.2 se muestran los cálculos de las componentes ondulatorias y el factor de rizo.

TABLA 5.2 CÁLCULOS REALIZADOS EN LA LÁMPARA PROYECTO. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

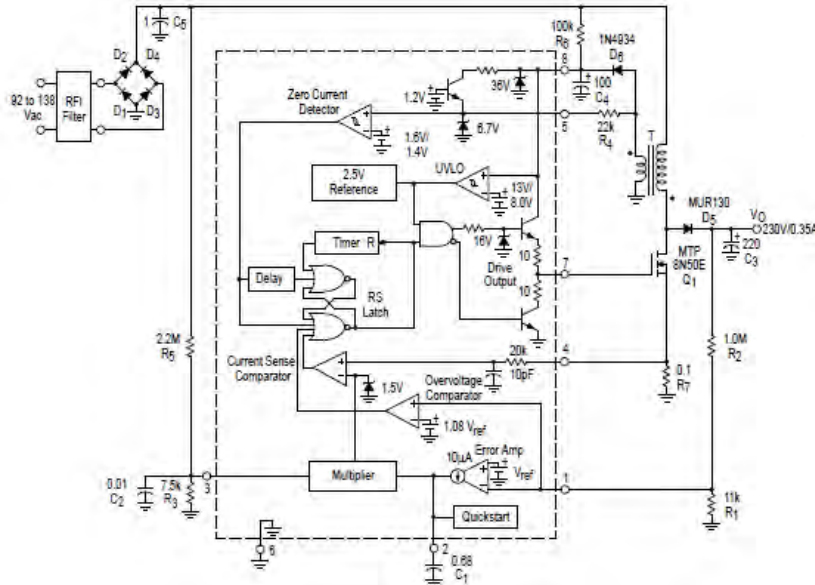
			COMPONENTE ONDULATORIA			FACTOR DE RIZO		CAPACITOR			
Ve	Vs	f	L	ΔI	Is	CALCULADO	SUPUESTO	CALCULADO	SUPUESTO	le	k
80	7	30000	2.20E-04	0.967803	5.00E-01	0.004032513	0.06	6.72E-05	1.00E-03	4.38E-02	8.75E-02
80	5	30000	2.20E-04	0.710227	5.00E-01	0.00295928	0.06	4.93E-05	1.00E-03	3.13E-02	6.25E-02
60	7	30000	2.20E-04	0.936869	5.00E-01	0.00390362	0.06	6.51E-05	1.00E-03	5.83E-02	1.17E-01
60	5	30000	2.20E-04	0.694444	5.00E-01	0.002893519	0.06	4.82E-05	1.00E-03	4.17E-02	8.33E-02
50	7	30000	2.20E-04	0.912121	5.00E-01	0.003800505	0.06	6.33E-05	1.00E-03	7.00E-02	1.40E-01
50	5	30000	2.20E-04	0.681818	5.00E-01	0.002840909	0.06	4.73E-05	1.00E-03	5.00E-02	1.00E-01
30	7	30000	2.20E-04	0.813131	5.00E-01	0.003388047	0.06	5.65E-05	1.00E-03	1.17E-01	2.33E-01
30	5	30000	2.20E-04	0.631313	5.00E-01	0.002630471	0.06	4.38E-05	1.00E-03	8.33E-02	1.67E-01
15	7	30000	2.20E-04	0.565657	5.00E-01	0.002356902	0.06	3.93E-05	1.00E-03	2.33E-01	4.67E-01
15	5	30000	2.20E-04	0.505051	5.00E-01	0.002104377	0.06	3.51E-05	1.00E-03	1.67E-01	3.33E-01

La Corriente y el voltaje en condiciones ideales deben de estar en fase; sin embargo la señal de la corriente se encuentra distorsionada ya que en algunos instantes de tiempo la señal se abate y solo quedan unos picos como se muestra en la GRÁFICA 5.1 y esta es la corriente que va a entrar al circuito mc 34262;



GRÁFICA 5.1 SEÑALES DE ENTRADA DISTORSIONADAS. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. Mc34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

Para poder corregir esta señal; se armo la configuración para 80 W de manual de datos técnicos del 34262 y que se muestra en el CIRCUITO 5.2.



CIRCUITO 5.2 CONEXIÓN DEL CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA PARA 80W. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. MC34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

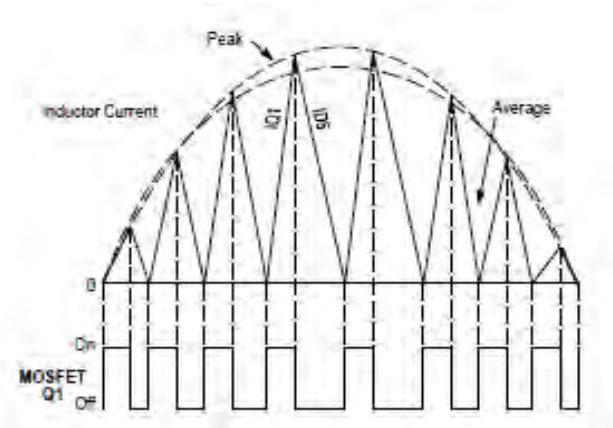
En este diagrama se requiere el cálculo de algunos componentes que se realizaron de acuerdo a las fórmulas que podemos observar en la TABLA 5.3.

TABLA 5.3 FÓRMULAS PARA CÁLCULO DE VALORES DE LOS COMPONENTES PARA CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. MC34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

Notes	Calculation	Formula
Calculate the maximum required output power.	Required Converter Output Power	$P_O = V_O I_O$
Calculated at the minimum required ac line voltage for output regulation. Let the efficiency $\eta = 0.92$ for low line operation.	Peak Inductor Current	$I_{L(pk)} = \frac{2\sqrt{2} P_O}{\eta V_{ac(LL)}}$
Let the switching cycle $t = 40 \mu s$ for universal input (85 to 265 Vac) operation and 20 μs for fixed input (92 to 138 Vac, or 184 to 276 Vac) operation.	Inductance	$L_p = \frac{t \left(\frac{V_O}{\sqrt{2}} - V_{ac(LL)} \right) \eta V_{ac(LL)}^2}{\sqrt{2} V_O P_O}$
In theory the on-time t_{on} is constant. In practice t_{on} tends to increase at the ac line zero crossings due to the charge on capacitor C_5 . Let $V_{ac} = V_{ac(LL)}$ for initial t_{on} and t_{off} calculations.	Switch On-Time	$t_{on} = \frac{2 P_O L_p}{\eta V_{ac}^2}$
The off-time t_{off} is greatest at the peak of the ac line voltage and approaches zero at the ac line zero crossings. Theta (θ) represents the angle of the ac line voltage.	Switch Off-Time	$t_{off} = \frac{t_{on}}{\frac{V_O}{\sqrt{2} V_{ac} \sin \theta } - 1}$
The minimum switching frequency occurs at the peak of the ac line voltage. As the ac line voltage traverses from peak to zero, t_{off} approaches zero producing an increase in switching frequency.	Switching Frequency	$f = \frac{1}{t_{on} + t_{off}}$
Set the current sense threshold V_{CS} to 1.0 V for universal input (85 Vac to 265 Vac) operation and to 0.5 V for fixed input (92 Vac to 138 Vac, or 184 Vac to 276 Vac) operation. Note that V_{CS} must be <1.4 V.	Peak Switch Current	$R_7 = \frac{V_{CS}}{I_{L(pk)}}$
Set the multiplier input voltage V_M to 3.0 V at high line. Empirically adjust V_M for the lowest distortion over the ac line voltage range while guaranteeing startup at minimum line.	Multiplier Input Voltage	$V_M = \frac{V_{ac} \sqrt{2}}{\left(\frac{R_5}{R_3} + 1 \right)}$
The $I_B R_1$ error term can be minimized with a divider current in excess of 50 μA .	Converter Output Voltage	$V_O = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - I_B R_2$
The calculated peak-to-peak ripple must be less than 16% of the average dc output voltage to prevent false tripping of the Overvoltage Comparator. Refer to the Overvoltage Comparator text. ESR is the equivalent series resistance of C_3 .	Converter Output Peak to Peak Ripple Voltage	$\Delta V_O(pp) = I_O \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f_{ac} C_3} \right)^2 + ESR^2}$
The bandwidth is typically set to 20 Hz. When operating at high ac line, the value of C_1 may need to be increased. (See Figure 25)	Error Amplifier Bandwidth	$BW = \frac{gm}{2\pi C_1}$

The following converter characteristics must be chosen:
 V_O — Desired output voltage V_{ac} — AC RMS line voltage
 I_O — Desired output current $V_{ac(LL)}$ — AC RMS low line voltage
 ΔV_O — Converter output peak-to-peak ripple voltage

El mosfet al realizar sus funciones de conmutación entrega por salida un pulso que ayuda a levantar la corriente en diferentes espacios de tiempo como se muestra en la GRÁFICA 5.2 de forma que va levantado la corriente y por lo tanto acercándola cada vez a la forma de producida por el voltaje lográndolas poner en fase así genera una corriente DC con valor de 230 V_{CD} a la salida de nuestro módulo.



onda

GRÁFICA 5.2 FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR Y EL MOSFET. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. MC34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

5.4.2 MÓDULO 2, CONVERTIDOR DC/DC DE BAJADA (BUCK)

La tensión eléctrica recibida en este modulo es de 230.7 V; para dejar la entrada a un tensión de 90 V tenemos que colocar un divisor de voltaje (FIGURA 5.3) para colocar el convertidor DC/DC de bajada (BUCK).

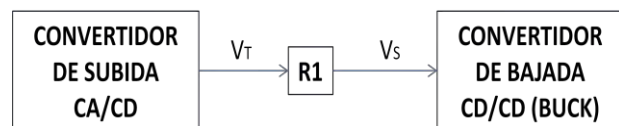


FIGURA 5.3 DIVISOR DE TENSIÓN. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

Esto lo integro con una resistencia calculada de la siguiente forma suponiendo una impedancia del circuito de 5kΩ.

$$\frac{V_T}{R_1 + R_2} = \frac{V_S}{R_2}$$

ECUACIÓN 5.2

$$90(R_1 + R_2) = 230(R_2)$$

$$\frac{R_1}{R_2} + 1 = \frac{230}{90}$$

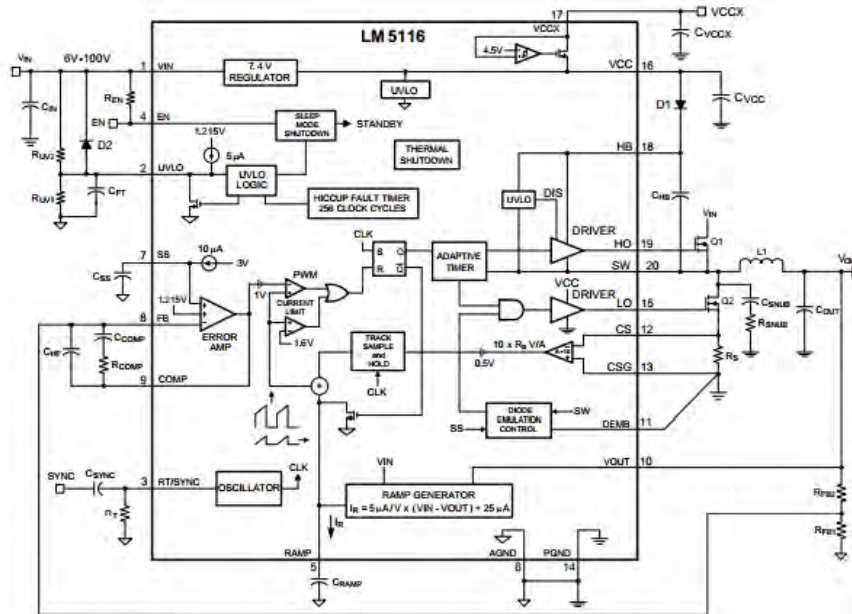
$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{230}{90} - 1$$

$$R_1 = \left(\frac{230}{90} - 1 \right) R_2 = 7.78K\omega$$

Donde:

R2 → impedancia del circuito que forma parte del divisor de voltaje.

El convertidor DC/DC de bajada (BUCK); lo integramos por medio de LM5116; este circuito armado en una configuración típica como lo muestra el CIRCUITO 5.3.



CIRCUITO 5.3 CONFIGURACIÓN TÍPICA PARA UN CONVERTIDOR DE BAJADA (BUCK) TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. FEBRERO 2007-MARZO 2013. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS DEL LM5116.

Este circuito se puede utilizar en circuitos de alto voltaje para obtener un voltaje bajo regulado; de manera que lo alimentamos con 90 Volts provenientes del divisor de voltaje que colocamos a la salida del elevador; el modelo típico nos permite hacer variaciones en algunos componentes de manera que podamos obtener en la salida del circuito el voltaje necesario para nuestra carga; en este caso el panel de led's; las variaciones en los componentes se realiza ejecutando los cálculos correspondientes; para lo cual fue necesario desarrollar los siguientes cálculos:

Condiciones para el cálculo de la salida de voltaje regulado

1. Voltaje de salida = 15V
2. Voltaje de entrada = 90V
3. Corriente máxima soportada = 7A
4. Frecuencia de switcheo = 250 kHz

El valor de resistencia de tiempo para la frecuencia de switcheo

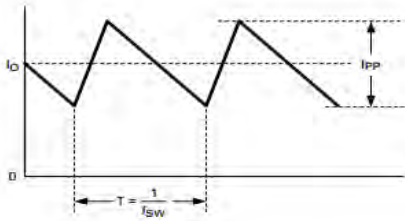
$$R_T = \frac{T-450 \text{ ns}}{284 \text{ pF}} \quad \text{ECUACIÓN 5.3}$$

Donde:

450ns → tiempo mínimo buscado

$$R_T = \frac{1}{\frac{250 \text{ kHz}}{284 \text{ pF}} - 450 \text{ ns}} = 12.5 \text{ k}\Omega$$

$$I_R = 5 \mu\text{A/V} \times (V_{IN} - V_{OUT}) + 25 \mu\text{A}$$



GRÁFICA 5.3 CORRIENTE EN EL INDUCTOR. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. MC34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

El valor del inductor se determina de acuerdo a la frecuencia, la corriente de entrada, la corriente de rizo y la corriente y salida de voltaje. GRÁFICA 5.3.

$$L = \frac{V_{out}}{I_{pp} \times f_{sw}} \times \left(1 - \frac{V_{out}}{V_{in(max)}}\right)$$

ECUACIÓN 5.4

La corriente limite en R_s

$$I_{LIM} = \frac{V_{cs(TH)}}{R_s} \quad \text{ECUACIÓN 5.5}$$

$$R_s \times A = \frac{g_m \times L}{C_{RAMP}}, SO \quad \text{ECUACIÓN 5.6}$$

$$C_{RAMP} = \frac{g_m \times L}{A \times R_s} \quad \text{ECUACIÓN 5.7}$$

Donde:

$g_m \rightarrow$ es el generador de rampa de transconductancia ($5\mu A/V$)

$A \rightarrow$ es la ganancia de la corriente censada ($10 V/V$)

El voltaje de rampa esta dado por:

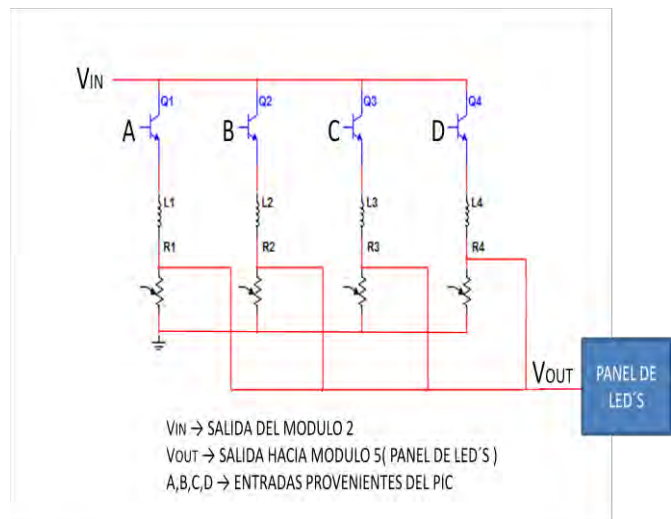
$$V_{RAMP} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \times \frac{((V_{in} - V_{out}) \times g_m + I_{os}) \times T}{C_{RAMP}} \tag{ECUACIÓN 5.8}$$

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_{out} + \frac{V_{out} \times T}{L}} \tag{ECUACIÓN 5.9}$$

$$C_{RAMP} = \frac{I_{OS} \times L}{V_{out} \times A \times R_S} \tag{ECUACIÓN 5.10}$$

$$R_{RAMP} = \frac{V_{CC} - V_{RAMP}}{I_{OS} - 25\mu A} \tag{ECUACIÓN 5.11}$$

Como parte de este módulo se integra un banco de inductores (CIRCUITO 5.4); el cual nos permite hacer variaciones en el voltaje de salida del circuito reductor y que se verá reflejado en la intensidad de la luz; que serán controladas por el microcontrolador por medio del control remoto.



CIRCUITO 5.4 BANCO DE INDUCTORES. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

Tomando en consideración cuatro inductancias se realizaron los cálculos correspondientes y se pueden observar en la TABLA 5.5; para la obtención de estos valores, así mismo realizaron los cálculos para determinar T y R_T de lo cual se obtuvo lo siguiente:

$$T = 0.000004s = 6\mu s$$

$$R_T = 12500 = 12.5K\Omega$$

TABLA 5.4 CÁLCULOS DEL BANCO DE INDUCTANCIAS. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

V _{OUT}	I _R	L	R _S	C _{CRAMP}	P
10	0.0004	317460.317	0.01571429	0.00249433	0.004
11	0.000395	344841.27	0.01571429	0.00270947	0.004345
13	0.000385	397222.222	0.01571429	0.00312103	0.005005
14	0.00038	422222.222	0.01571429	0.00331746	0.00532

5.4.3 MÓDULO CONTROLADOR

El controlador utilizado para esta aplicación fue un Microcontrolador 16f506 de 14 pines que se muestra en la FIGURA 5.4. Este microprocesador cuenta con dos puertos de comunicaciones, tres entradas analógicas que son los aspectos que nos interesan debido a que cada lámpara en forma independiente, del sistema; debe tener tres formas de control refiriéndonos al fotosensor, el control remoto y el dimmer; así mismo cada una debe tener integrado un sistema de comunicación por medio de un transceiver de alta frecuencia.

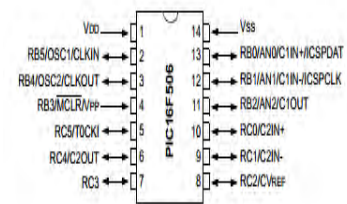


FIGURA 65.4 PATIGRAMA PIC 16F506 MICROCHIP TECHNOLOGY INC 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS DEL PIC 16F506

5.4.3.1 SENSOR

Se utiliza una fotoresistencia (LDR) (light Dependent Resistor) o resistencia dependiente de la luz; la cual nos permite variar su valor de acuerdo a la cantidad de luz que reciba en su superficie y posteriormente en convertidor analógico digital recibe la señal que es procesada mediante software. FIGURA 5.5.



FIGURA 5.5 FOTOSENSOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

5.4.3.2 DIMMER

Para poder controlar la lámpara por medio del un dimmer; utilizamos un potenciómetro para reducir los voltajes que entran al convertidor analógico y mediante software es procesado para determinar los anchos de pulso que correspondan a ese nivel censado FIGURA 5.6



FIGURA 5.6 POTENCIOMETRO. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

5.4.3.3 CONTROL REMOTO

Otra sección que se encuentra dentro de este modulo es el control remoto; que simplemente es un conjunto de componentes que nos permiten por medio de interrupciones, tomar el control de la lámpara y permitir variar la intensidad de la luz al presionar los botones del control remoto. FIGURA 5.7.

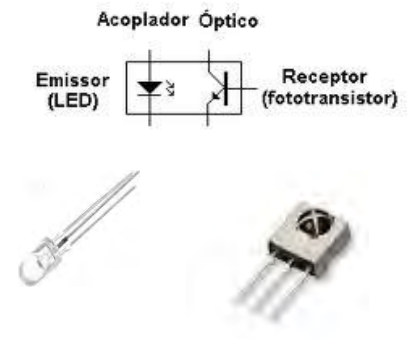
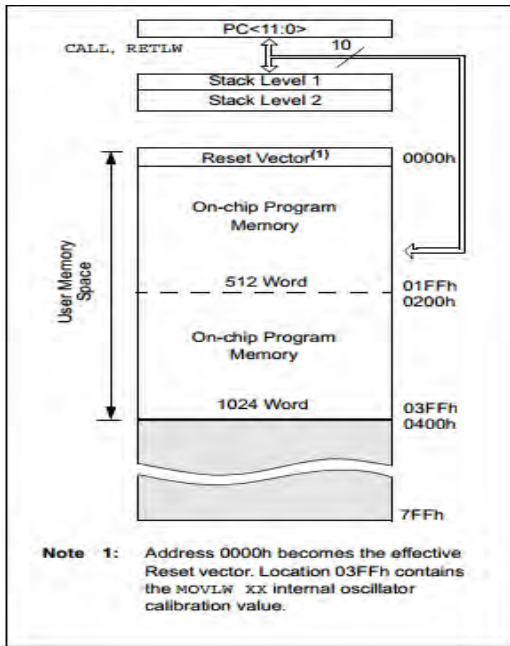


FIGURA 5.7 EMISOR Y RECEPTOR PARA CONTRL REMOTO. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

5.4.3.4 PROGRAMACIÓN DEL CONTROLADOR

Para realizar la programación del microcontrolador se utilizo un programador pckit 3 con la aplicación de Mplab; el programador ofrece la posibilidad de realizar los programas tanto en lenguaje C; como lenguaje ensamblador. En este caso el programa está realizado en lenguaje ensamblador; el programa permite reconocer cada una de las formas de control de la lámpara y dar la opción de aumentar o disminuir la intensidad lumínica además de tener destinados los pines de comunicaciones.



En la FIGURA 5.8. Podemos observar la estructura interna del microcontrolador; por medio de la programación de interrupciones transferimos el control de una a otra de las formas de control de la lámpara.

FIGURA 5.8 ESTRUCTURA INTERNA DEL PIC 16F506. MICROCHIP TECHNOLOGY INC 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS DEL PIC 16F506

El área de la memoria libre para la programación se encuentra dispuesta en cuatro bancos de memoria como puede observarse en la FIGURA 5.9. En el banco tres, se dispuso una área de la memoria para albergar la información de autenticación de la lámpara y de la red la que pertenece y que será información importante para su identificación en el modulo de comunicaciones.

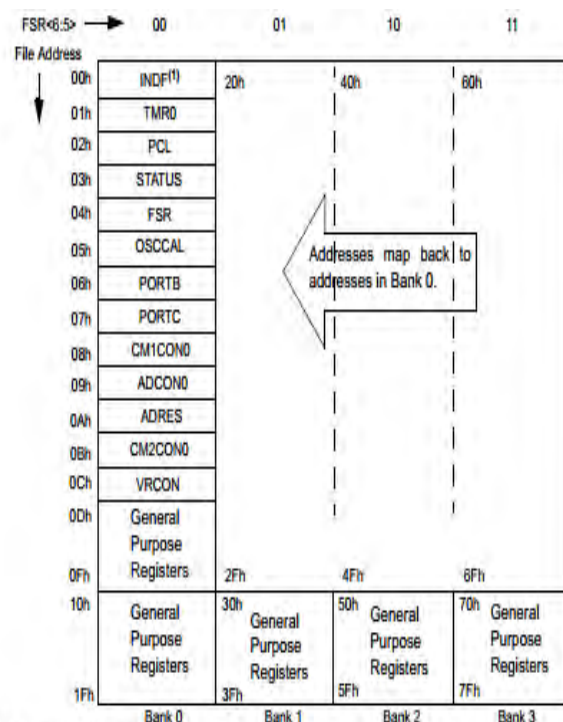


FIGURA 5.9 ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA DEL PIC 16F506. MICROCHIP Technology Inc 2007. Manual de datos técnicos del pic 16f506

El diagrama de flujo de la FIGURA 5.10 muestra las operaciones del módulo controlador

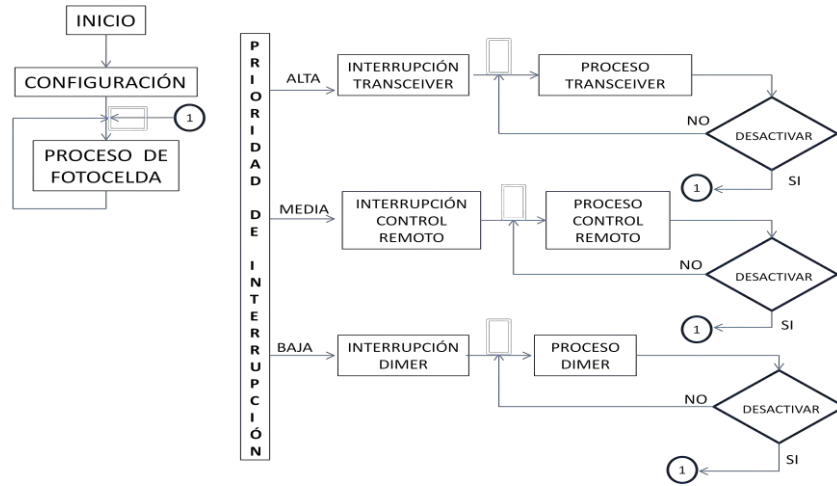


FIGURA 5.10 DIAGRAMA DE FLUJO DE LAS OPERACIONES DEL CONTROLADOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

5.4.4 MÓDULO 3 DE COMUNICACIONES

Cada lámpara contiene un módulo de comunicaciones que consiste en un transceiver modelo HCC11 Wireless Transfer Module que trabaja a una frecuencia de 433 MHz. Como se muestra en la FIGURA 5.11 Las características de este dispositivo nos permiten conectar las lámparas en una red que puede ser controlado a una distancia máxima de 200m; suficiente para colocar una red de lámparas en una casa habitación; sin embargo en el caso de ser necesario existe la opción de colocar un transceiver de características similares pero de mayor alcance; sin que para esto la aplicación necesite alguna modificación. Cada lámpara tiene un sistema interno de identificación de forma que se identifique la red que se va a monitorear y la lámpara específica utilizando la red de internet.

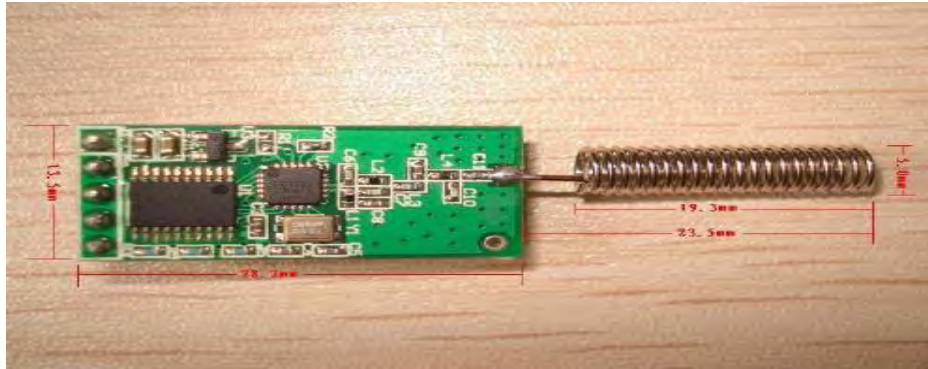


FIGURA 5.11 TRANSCEIVER HC-11 . TOP_ELECTRONICS_AU. HOJA DE DATOS TÉCNICOS TRANSCEIVER HC-11

Este dispositivo tiene como característica principal que puede transmitir y recibir información por el mismo canal en diferentes instantes de tiempo; es decir, su modo de operación es Half-Duplex (semi-duplex) como puede observarse en la FIGURA 5.12.



FIGURA 5.12 SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE DATOS DEL HC-11. TOP_ELECTRONICS_AU. HOJA DE DATOS TÉCNICOS TRANSCEIVER HC-11

Por lo tanto son elementos que forman parte de un sistema de telecomunicaciones; debido a que representa la forma de transferencia electrónica de información de un lugar a otro; de manera que se conecta por medio de cuatro pines que representan voltaje de polarización(Vcc), tierra (Gnd), línea de transmisión (Tx) y línea de recepción(Rx).

Las lámparas tienen estos cuatro pines integrados al circuito; para que el controlador reciba la información y la procese de acuerdo a lo establecido en el programa. Mientras que la otra parte del sistema de comunicación implica el transceiver sea conectado a la computadora; sin embargo, este no puede ser conectado directamente como en la lámpara; sino que tiene que realizarse por medio de un circuito que se encarga de convertir las señales de salida del transceiver de un código TTL con un protocolo RS-232 a un puerto USB y que la computadora lo reconozca como un puerto serie; y se pueda realizar el envío de la información en un código adecuado.

Las comunicaciones para esta red pueden llevar cualquiera de las tres configuraciones topológicas de la FIGURA 5.13 Y la FIGURA 5.14. Dado que las conexiones son peer to peer desde un dispositivo de acceso hasta un dispositivo final.

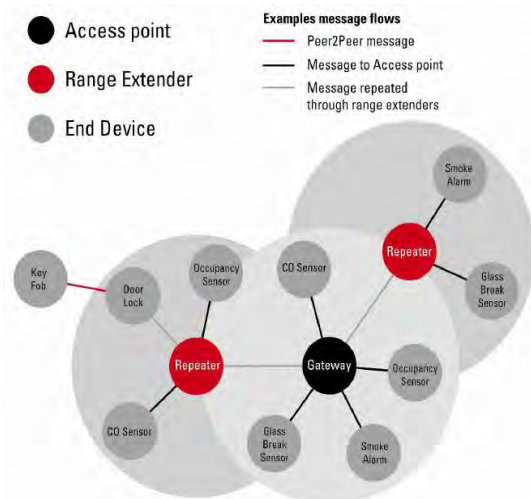


FIGURA 5.13 RED EXTENDIDA POR REPETIDORES. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. COPYRIGHT © 2008. INTRODUCTION TO SIMPLICITI. LOW-POWER RF PROTOCOL FROM TEXAS INSTRUMENTS. FREE SOURCE CODE AVAILABLE

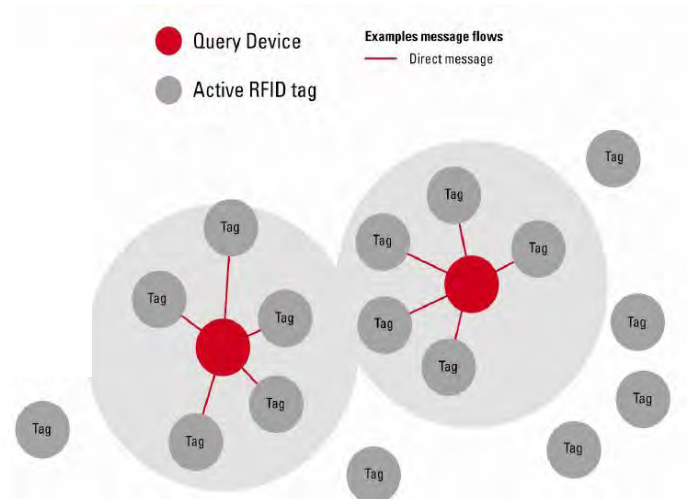


FIGURA 5.14 RED DISTRIBUCIÓN DE ESTRELLA. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. COPYRIGHT © 2008. INTRODUCTION TO SIMPLICITI. LOW-POWER RF PROTOCOL FROM TEXAS INSTRUMENTS. FREE SOURCE CODE AVAILABLE

5.4.4.1 CONFIGURACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS QUE INTEGRAN LA RED

Para realizar la configuración de los dispositivos que integran la red es necesario realizar los programas de aplicación que permitan establecer las relaciones entre cada componente de la red tomando en consideración cual va a ser la configuración de acuerdo a un diseño de red predeterminado. Esto enfoca el trabajo a dos puntos de importancia:

a) Programación de la interface de aplicación:

Este programa puede realizarse en lenguaje C ó ensamblador y debe contener cuatro aspectos básicos:

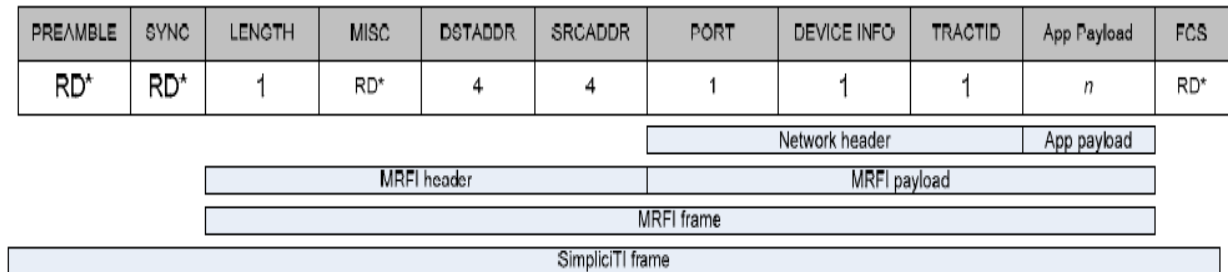
- La inicialización del dispositivo: donde indica que puerto se va a requerir y que se prepare para la comunicación.
- Se hace la liga donde se indica cómo va a ser la comunicación; en este caso se establece como comunicación Bidireccional.

- Se indica que hay una comunicación punto a punto (Peer to peer) ya que solo se va a comunicar la lámpara con su control en un instante de tiempo.
- Y por último se realiza la configuración del sistema; aquí se indican cada una de las partes del dispositivo que deben de estar funcionando; y cuales deben de ser inhabilitadas.

b) generación de un diseño con una configuración simple que determine:

- a) Tipo o modo de operación
- b) Forma de encendido y si existe un proceso de standby
- c) Topología
- d) Identificación por medio de direcciones de memoria
- e) Uso de la memoria RAM:
 - Paquetes de datos
 - Buffers
 - Número soportado de conexiones
- f) Puntos de seguridad
- g) Mensajes, repetidores, hubs
- h) Sistema de transmisión:
 - Frecuencia de envío
 - Encriptación
 - Llaves
 - Modulación
 - Parámetros de CCA

En la FIGURA 5.15 podemos ver la estructura del paquete de información transmitida por el transceiver



*RD: Radio-dependent populated by MRFI or handled by the radio itself

FIGURA 5.15 ESTRUCTURA DE UN PAQUETE DE INFORMACIÓN TRANSMITIDO MEDIANTE UN PROTOCOLO. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. COPYRIGHT © 2008. INTRODUCTION TO SIMPLICITI. LOW-POWER RF PROTOCOL FROM TEXAS INSTRUMENTS. FREE SOURCE CODE AVAILABLE

5.4.4.2 INTERFACE GRÁFICA PARA MONITOREO Y CONTROL DE LA RED UTILIZADA

Otro de los aspectos importantes de la fase de comunicación es la creación de la plataforma web por medio de la cual se puede acceder a la red de lámparas, para seleccionar la lámpara a manipular y subir o bajar la intensidad de la luz. En la FIGURA 5.16 podemos ver la arquitectura del sistema con transceiver.

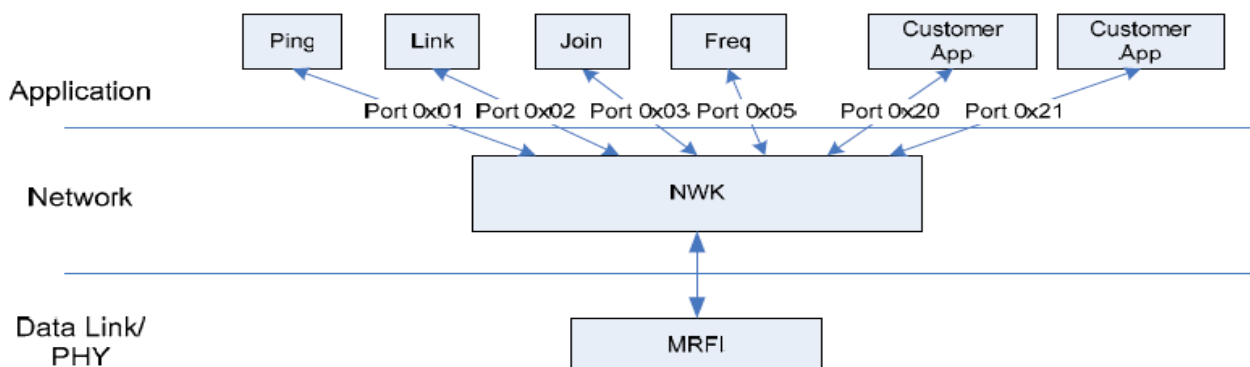


FIGURA 5.16 ARQUITECTURA DE UN SISTEMA MONITOREADO VÍA REMOTA. TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. COPYRIGHT © 2008. INTRODUCTION TO SIMPLICITI. LOW-POWER RF PROTOCOL FROM TEXAS INSTRUMENTS. FREE SOURCE CODE AVAILABLE

En nuestro caso el protocolo utilizado por el transceptor es el protocolo de un radio módem, RS- 232C con niveles TTL, mismo que se monta sobre el puerto USB y es transparente para el usuario.

5.4.4.3 RED PARA EL MONITOREO Y CONTROL DEL SISTEMA

Se utilizan 2 computadoras conectadas a la red; internet o intranet las cuales se conectaran a través de un protocolo que permite tomar el control del terminal destino y también de la terminal de acceso de la lámpara o foco que se requiera controlar como lo muestra la FIGURA 5.17.

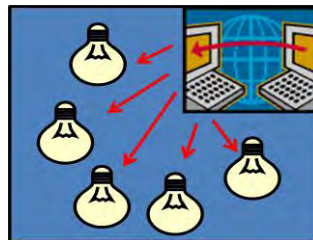
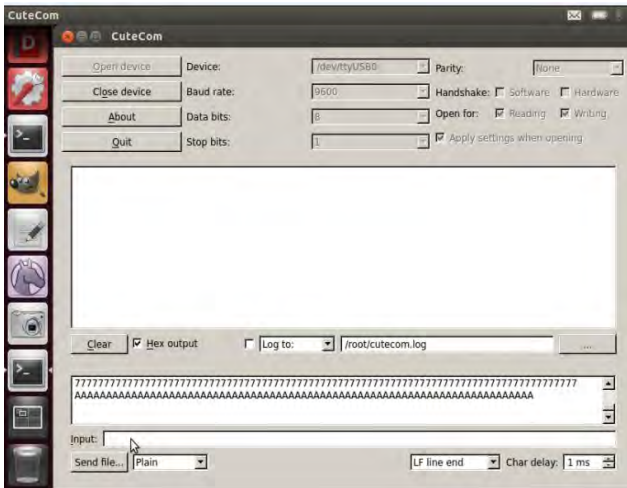


FIGURA 5.17 SISTEMA DE COMUNICACIÓN. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

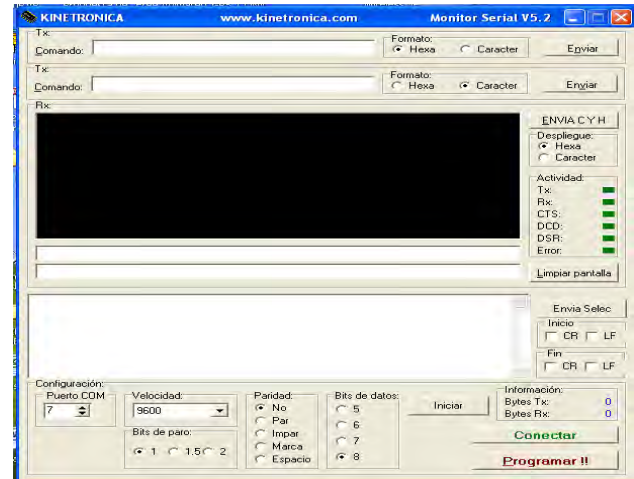
Esto se realiza utilizando desde una terminal, el protocolo de comunicación SSH con la dirección de la computadora destino desde la computadora remota.

Cabe señalar que ambas computadoras pueden tener otras utilerías para permitir la comunicación remota; pero aquí se utiliza un protocolo que con las opciones adecuadas de control por parte del sistema operativo permite que la hiperterminal del equipo destino pueda ser exportada hacia la interface gráfica de la computadora de acceso. Para esto se debe considerar que las computadoras soporten también protocolo VNC (virtual network connection) que en un momento dado podría permitir tomar el control del equipo destino donde se encuentra conectado el transceiver y por lo tanto hacia la red de lámparas.

En la FIGURA 5.18 podemos observar dos pantallas del hiperterminal con el que enviamos la transmisión en código hexadecimal; una de ellas corresponde a una computadora utilizando sistema operativo Linux y la otra utilizando una versión de Windows.



HIPERTERMINAL PARA SISTEMA OPERATIVO LINUX



HIPERTERMINAL PARA SISTEMA OPERATIVO WINDOWS

FIGURA 5.18 PANTALLAS DE HIPEPRTERMINAL PARA COMUNICACIÓN CON LOS TRNASCEIVERS HC-11.
 Top_Electronics_AU. Hoja de datos técnicos transceiver hc-11

Las características más importantes del protocolo SSH son:

- Seguridad de la información; ya que encripta la sesión para transmitirla, imposibilitando que alguien obtenga las contraseñas.
- Se puede verificar la conexión al servidor.
- Todos los datos, la sesión y la autenticación de la información se encripta en 128 bits.
- Existen muchas aplicaciones para casi todos los sistemas operativos
- El servidor SSH puede convertir en seguros los protocolos inseguros utilizando una técnica de reenvío por puerto, lo que hace que las transmisiones sean más seguras

En el diagrama de flujo de datos de la FIGURA 5.19 podemos observar la interacción de los transceivers con el módulo controlador.

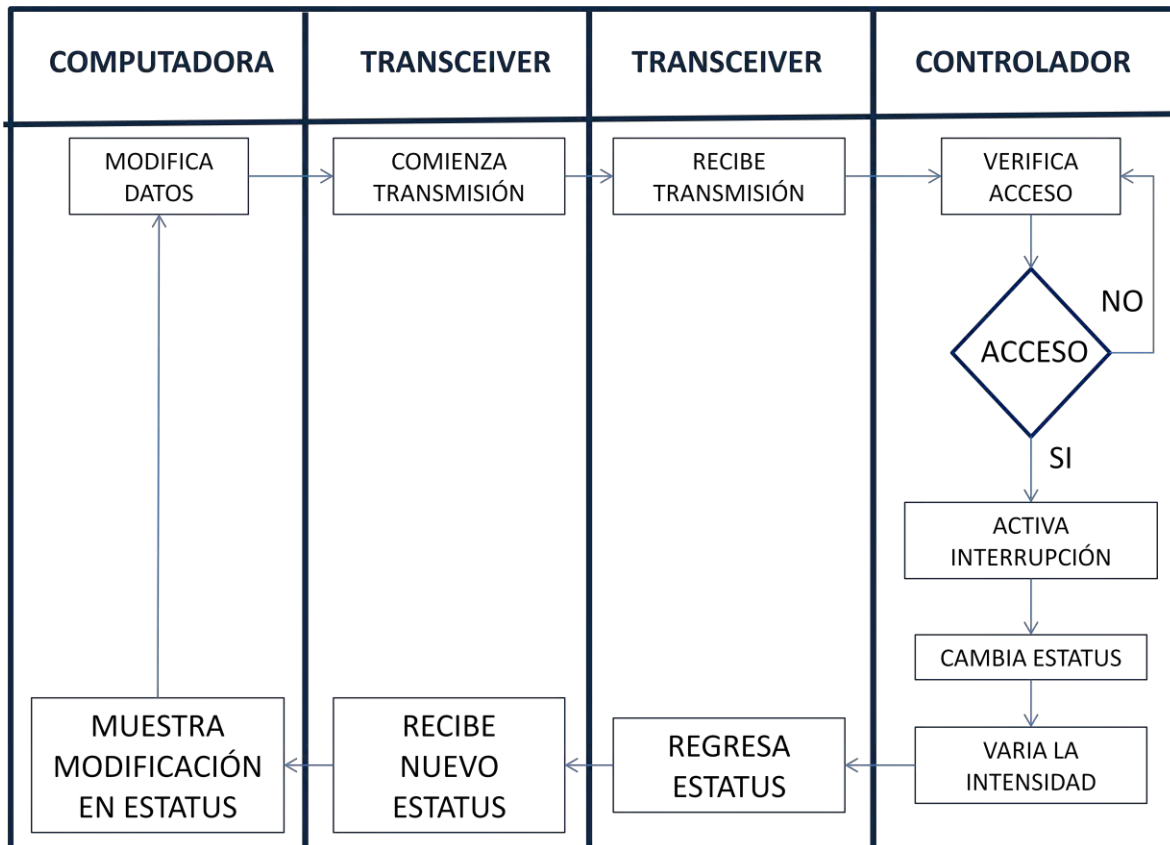


FIGURA 5.19 DIAGRAMA DE FLUJO DE DATOS DEL MÓDULO DE COMUNICACIÓN. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

5.4.5 MÓDULO DE ILUMINACIÓN

Para la constitución de la lámpara fue necesario tomar en cuenta las características ópticas de los led debido a que se tenía que elegir la forma de colocarlos para que la luz diera un mejor rendimiento y una mejor dispersión al ambiente generando un ambiente agradable a la vista, El panel está formado por una configuración mixta con dos series de 4 led's de 1w de potencia; que de acuerdo a las características obtenidas de la hoja de datos; se le provee de la energía necesaria para polarizarlos esto es:

Corriente de entrada: 350 mA

Voltaje de entrada (rango MAX) 12.5 V-13 V

Voltaje de entrada (min) 9.7 V

Cabe aclarar que esto esta polarizado a carga máxima; ya que debemos indicar un voltaje mínimo y máximo para variar los niveles de intensidad lumínica; además de que cuenta con una configuración de espejo de corriente; porque es una forma de crear fuentes de corriente y cargas activas. Esto quiere decir que hay un incremento en la ganancia de tensión y en el rechazo al modo común (CMRR). Otorgando mayor estabilidad frente a cambios de voltaje y temperatura a la polarización.

5.4.5.1 CARACTERÍSTICAS ÓPTICAS

Las características ópticas obtenidas se muestran en la TABLA 5.5 de acuerdo a las mediciones realizadas de la lámpara.

TABLA 5.5 RESULTADOS OBTENIDOS. LEYVA CARMONA, SOFIA R. 2013

CARACTERÍSTICAS	DATOS TECNICOS
VOLTAJE DE POLARIZACIÓN	127.8 V _{AC}
CORRIENTE	0.350 mA
POTENCIA DE CONSUMO	3.7 W
VIDA NOMINAL	25 000 hrs
FLUJO LUMINOSO	1140 Lm
INTENSIDAD DE LUZ	80 W _{EQ}
EFICIENCIA LUMÍNICA	670.58 Lm/W
FACTOR DE POTENCIA	0.11 %
DISTORSIÓN ARMÓNICA	28.1%

La corriente que circula por la serie de diodos (S_{D1})

$$I_{SD} = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}$$

ECUACIÓN 5.12

Donde:

I_{C1} → Corriente del colector de Q₁,

I_{B1} → Corriente de base de Q₁,

$I_{B2} \rightarrow$ Corriente de base de Q_2 .

La corriente de colector de Q_1 está dada por:

$$I_{C1} = \beta_0 I_{B1}$$

Donde:

$\beta_0 \rightarrow$ Ganancia de corriente de Q_1 ,

Si Q_1 y Q_2 son idealmente idénticos; entonces β para Q_2

$$\beta_2 = \beta_0 \left(1 + \frac{V_{CB2}}{V_A} \right)$$

ECUACIÓN 5.13

Donde:

V_A es debida al efecto Early.

Como $V_{BE1} = V_{BE2}$ y Q_1 y Q_2 son idénticos; entonces $I_{B1} = I_{B2}$.

La corriente de colector de Q_2 será entonces dado por:

$$I_{C2} = \frac{I_{R1}}{1 + \frac{1}{\beta_0}} \left(1 + \frac{V_{CB2}}{V_A} \right)$$

ECUACIÓN 5.14

Si, $\beta_0 \gg 1$

Entonces:
$$I_{C2} \approx I_{R1} \left(1 + \frac{V_{CB2}}{V_A} \right)$$

ECUACIÓN 5.15

CONCLUSIONES

La realización de este proyecto fue una oportunidad de desarrollo en la cual se integraron varias áreas de la ingeniería, ya que se realizaron etapas de programación, comunicaciones y diseño electrónico.

La red de lámparas para interiores basadas en tecnología led, nos permite controlar y monitorear cada lámpara desde un servidor o bien vía internet, de esta forma se apaga se prende o se atenúa la lámpara seleccionada; pues cada lámpara cuenta con un módulo de comunicaciones.

Cada lámpara tiene integrado en su controlador, un fotosensor que permite una iluminación paulatina emitida por esta, mientras el ambiente se va oscureciendo, además cuenta con un atenuador manual (dimmer) que hace la misma función del caso anterior.

Por último cuenta con un control remoto que también permite encender, apagar y controlar los niveles de iluminación en forma inalámbrica.

Los resultados obtenidos en cuanto a mediciones de cada una de estas lámparas se pueden observar como ventajas con respecto a otras lámparas de tecnología similar ya que cuenta con los siguientes parámetros de comparación:

Bajo consumo: 3.7 W

Factor de potencia: 0.11 %

Distorsión armónica: 28.1%

Eficiencia lumínica: 670.58 Lm/W

En otras palabras se puede aumentar la eficiencia de las lámparas conectadas en red con esta tecnología, pues además de su bajo consumo; estas se pueden controlar y monitorear a distancia, consumiendo menor energía que usando la tecnología actual. Así mismo me dio la oportunidad de conocer tendencias en iluminación y la tecnología que las respalda como una pauta para trabajos posteriores.

TRABAJO FUTURO

El desarrollo de sistemas de iluminación de alta eficiencia es uno de los parámetros a seguir en el campo de la ingeniería; Ya que la comunidad científica está apoyando la investigación al respecto como consecuencia de los problemas ambientales como el cambio climático, la alta contaminación y el manejo ineficiente de la energía. De manera que es una área de desarrollo que tiene grandes posibilidades para la ingeniería, y por lo tanto representa un reto realizar aplicaciones eficientes y de trascendencia como llevar esto a el alumbrado público.

BIBLIOGRAFÍA

- GARCÍA RIVERO, GUSTAVO. 2008. COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA DE BALASTROS ELECTRÓNICOS. TESIS. IPN-ESIME UNIDAD PROFESIONAL "ADOLFO LÓPEZ MATEOS"
- ONILDO PLASENCIA, ALBERTO. 2009. CURSO DE ELECTRÓNICA. CAPÍTULO 2. UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL. FACULTAD REGIONAL RESISTENCIA (CHACO)- ARGENTINA. FUENTES DE ALIMENTACIÓN
- MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRÓNICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES. SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.
- BOYLESTAD, ROBERT. NASHELSKY, LOUIS. 1995. ELECTRÓNICA. TEORÍA DE CIRCUITOS. CUARTA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.
- TEXAS INSTRUMENTS. 2010. INTRODUCTION TO SIMPLICITY. LOW-POWER RF PROTOCOL FROM TEXAS INSTRUMENTS FREE SOURCE CODE AVAILABLE.
- LIBERTO MARTINEZ, GUILLERMO. 1987. MANUAL DE TELEINFORMÁTICA.
- PHILLIPS. 2012. MANUAL TÉCNICO. PHILIPS Y LA TECNOLOGÍA LED. DOSSIER LED.
- OSRAM. 2012. FICHAS TÉCNICAS. BRILLIANT LED SOLUTIONS FOR SPLID STATE LIGHTING.
- OSRAM. 2012. PRODUCT SELECTION GUIDE
- CREE INC. 2012. NOTA DE APLICACIÓN CLD-AP05.002.. CREE XLAMP LED TERMAL MANAGEMENT
- CREE INC. 2012. CREE POWER PRODUCTS. REVOLUTIONIZING POWER ELECTRONICS WITH SILICON. CARBIDE
- TEXAS INSTRUMENTS. 2Q 2010. LED REFERENCE. DESIGN COOKBOOK. MULTIPLE APPLICATIONS FOR LED LIGHTING.
- TOP_ELECTRONICS_AU. HOJA DE DATOS TÉCNICOS. TRANSCEIVER HC-11.
- GUÍA DE USUARIO. SEPTEMBER 2007–REVISED APRIL 2009. USER'S GUIDE SLAU227E–.EZ430-RF2500 DEVELOPMENT TOOL.
- FAIRCHILDSEM. HOJA DE DATOS. I. MC78XX/LM78XX/MC78XXA. 2010
- TEXAS INSTRUMENTS. INTRODUCTION TO SIMPLICITY. LOW-POWER RF PROTOCOL FROM FREE SOURCE CODE AVAILABLE,
- UFFENBECK, JOHN. 1987 THE 8086/8088 FAMILY DESIGN PROGRAMMING AND INTERFACING, EDITED BY PRENTICE HALL.
- GIL OLIVERA, JOSÉ. SISTEMAS DE ILUMINACIÓN. CAPITULO VII. APLICACIONES DE LED'S Y FOTOMETRÍA.
- ERCO. 02/2013. MANUAL TECNICO ILUMINACIÓN CON LED. FUNDAMENTOS. OPTOELECTRÓNICA. HERRAMIENTAS DE ILUMINACIÓN Y APLICACIÓN. N° ART. 10.29470.000 ES
- GRUPO ENERTEM. REASA POWER QUALITY. 2010. DISTORSION ARMONICA. FICHA TECNICA. REA00410
- CARLOS DUEÑAS LUNA. 25 JULIO 2012. CONSTRUCTOR ELÉCTRICO NEGOCIOS Y DESARROLLO DE LA INDUSTRIA.
- ESPINOSA TINOCO, MILDRED PENELOPE. . 2013. PROPUESTA PARA UN LABORATORIO PARA PRUEBAS FOTOMETRICAS A LUMINARIOS LED. TESINA. UNAM.
- SOTELO, RAFAEL. DURAN, DIEGO. AÑO 2008. MODULACIÓN DIGITAL CON APLICACIÓN A LA TELEVISIÓN DIGITAL EN DVB. MEMORIAS NUMERO 6
- MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. MC34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA
- TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED. FEBRERO 2007-MARZO 2013. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS DEL LM5116
- MICROCHIP TECHNOLOGY INC 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS DEL PIC 16F506
- DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA DE ELECTRÓNICA ELEMÓN S.A. BOLETÍN TÉCNICO NO 1 SOLUCIONES DE ILUMINACIÓN. GUÍA DE DISEÑO PARA ILUMINACIÓN LED

REFERENCIAS

1. ILLUMINET. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.illuminet.com.mx/wp-content/uploads/2008/10/leds-torres>
2. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: MANUAL DE ILUMINACION.AI_LED.PDF
3. AG.ELECTRONICA.OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: DATA SHEET LEDPOTT1S.PDF
4. OSRAM. FUNDAMENTOS. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: www.osram-os.com
5. ABELED. Distribución, Venta e Instalación de Iluminación LED. OBTENIDA EL 15 DE JULIO ,2013 DE: http://www.abeled.com/lamparas_led.php
6. TECNOLOGÍA DE MONTAJE SUPERFICIAL. Obtenida el 7 de julio, 2013 de: <http://tecnologiademontajesuperficial.es.tl/RENDIMIENTO-TERMICO.htm>
7. DW.TV PRISMA. LUZ TOXICA.EL LADO OSCURO DE LAS LÁMPARAS AHORRADORAS. OBTENIDA EL 3 DE JULIO ,2013 DE: http://www.youtube.com/watch?feature=player_embedded&v=wjOCpg1jA1I
8. DIGI-KEY CORPORATION . OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: "CREE XLAMP LED THERMAL MANAGEMENT," NOTA DE APLICACIÓN: CLD-AP05.002, CREE INC. DESARROLLADO POR *PRODUCTOS ELECTRÓNICOS* CONSORCIO EDITORIAL
9. XATACA SMART HOME INTELIGENCIA DOMÉSTICA DIGITAL. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.xatakaciencia.com/tecnologia/beneficios-de-la-luz-led-de-alta-potencia>
10. LEDS COB PATENTES. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.cob-led.com/What-is-cob-LED-chips-on-board.html>
11. SHANGHAI LONGWAY SPECIAL GLASS CO.,LTD. CATALOGO DE OPTICAS SECUNDARIAS. DATOS DEL FABRICANTE. SHANGHAI LONGWAY SPECIAL GLASS CO.,LTD. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: [Http://www.specialglass-china.com](http://www.specialglass-china.com) Email: info@specialglass-china.com
12. DIGI-KEY CORPORATION. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://www.digikey.com/us/en/techzone/lighting/resources/articles/calculating-led-junction-temperature.html>
13. ALCIRO.ORG. Obtenida el 7 de julio, 2013 de: http://www.alciro.org/alciro/diodo-LED_21/potencia-diodo-led_306.htm
14. CARLOS DUEÑAS LUNA. 25 JULIO 2012. CONSTRUCTOR ELÉCTRICO NEGOCIOS Y DESARROLLO DE LA INDUSTRIA. OBTENIDA EL 7 DE JULIO, 2013 DE: <http://constructorelectrico.com/home/causas-efectos-y-soluciones-para-la-distorsion-armonica/>

ANEXOS

ANEXO A
NORMA OFICIAL MEXICANA PARA LÁMPARAS LED

APENDICE A. Normativo .Mediciones eléctricas, fotométricas y radiométricas para lámparas de LED integradas

A.1 Objetivo

Este Apéndice normativo tiene como objetivo establecer los requisitos técnicos mínimos que se deben cumplir para medir las características eléctricas, fotométricas y radiométricas de lámparas de LED integradas, tanto cuando se emplee una esfera de integración luminosa, como cuando se use un gonio-fotómetro.

A.2. Aparatos e instrumentos de medición

A.2.1. Fuente de alimentación.

A.2.1.1. Forma de onda.

La distorsión total de armónicas de la tensión eléctrica de alimentación, no debe de exceder el 3% de la suma de las componentes armónicas, considerando hasta la 49.

A.2.1.2. Regulación de tensión eléctrica.

La tensión eléctrica de alimentación en c. a. (tensión RCM) aplicada al espécimen bajo prueba, debe tener una regulación de $\pm 0,2\%$, bajo carga.

A.2.2. Instrumentos de medición eléctricos.

El wátmetro, voltmetro y ampermetro deben ser capaces de obtener lecturas del tipo valor eficaz verdadero y deben estar de acuerdo con la forma de onda y la frecuencia de operación del circuito de medición.

A.2.2.1. Exactitud.

La exactitud del voltmetro y el ampermetro, debe de ser $\leq 0,5\%$.

La exactitud del wátmetro debe ser $\leq 0,75\%$

Los instrumentos de medición antes mencionados se calibran con un nivel de confianza de 95% y un factor de cobertura $k=2$.

A.2.3. Instrumentos de medición fotométricos y radiométricos.

A.2.3.1. Lámparas de referencia.

Las lámparas de referencia deben contar con el informe de calibración correspondiente, que indique el valor de flujo luminoso total.

A.2.3.2. Esfera de integración luminosa.

La reflectancia de las paredes interiores de la esfera de integración luminosa, debe de ser mayor o igual que 80% y que puedan montarse las unidades bajo prueba sin causar la interferencia de las múltiples reflexiones de la luz. El intervalo de trabajo del espectroradiómetro debe cubrir al menos de 380 nm a 720 nm; y su resolución debe ser de al menos 5 nm.

A.2.3.3. Gonio-fotómetro.

Los pasos angulares del mecanismo de posicionamiento del Gonio-fotómetro deben ser como máximo $0,5^\circ$ con una velocidad angular adecuada al tiempo de respuesta del detector fotométrico. La desviación de la responsividad espectral relativa del detector fotométrico (f_1'), no debe de exceder el 10%.

A.2.4. Calibración

El sistema de medición, debe proveer trazabilidad metrológica a unidades del sistema internacional de unidades.

A.3. Preparación y acondicionamiento de las muestras

A.3.1. Condiciones ambientales.

Las mediciones fotométricas, radiométricas y eléctricas de las lámparas de LED integradas son sensibles a los cambios de la temperatura ambiental, a los flujos de aire y a las reflexiones indeseables.

Las pruebas deben realizarse en un cuarto libre de corrientes de aire y manteniendo la iluminación ambiental en niveles que no produzcan reflexiones indeseables.

Las mediciones deberán realizarse a una temperatura ambiental de $25^\circ\text{C} \pm 1^\circ\text{C}$, medida a la misma altura y a no más de 1 m del espécimen de prueba; y con humedad relativa de 65% como máximo.

A.3.1.1. Condiciones térmicas para el montaje.

Los soportes que se utilicen en el montaje del espécimen bajo prueba en la esfera de integración luminosa, deben ser de baja conductividad térmica y también se debe cuidar que dichos soportes usados no causen perturbaciones al flujo de aire.

A.3.2. Posición del espécimen.

El espécimen bajo prueba debe ser instalado en la posición especificada por el fabricante, cuando no se especifica una posición éste debe ser instalado base arriba, la estabilización y las mediciones eléctricas, fotométricas y radiométricas, deben realizarse con dicha posición.

A.3.3. Tensiones monofásicas de prueba.

Todas las pruebas deben realizarse con la lámpara conectada a un circuito de suministro de frecuencia de 60 Hz y la tensión eléctrica de prueba debe ser la indicada en la Tabla A1.

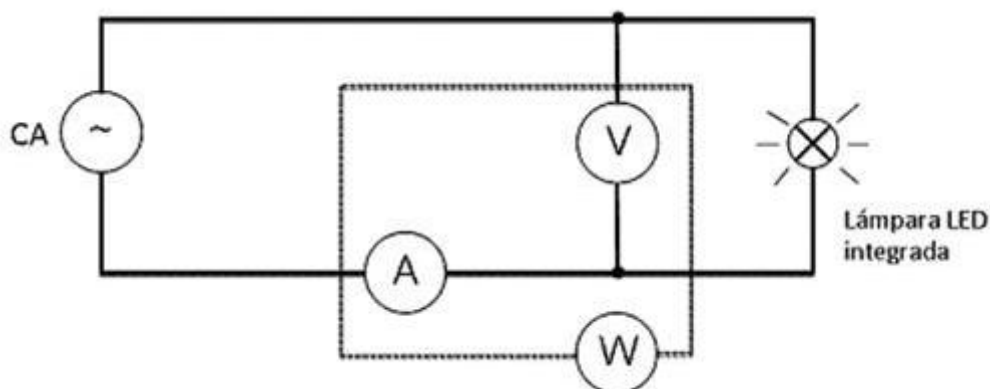
Tabla A1. Tensiones monofásicas de prueba

Tensión eléctrica nominal	Tensión eléctrica de prueba (V)
Menor o igual que 120 V	120±1
Mayor que 120 V hasta 140 V	127±1
Mayor que 140 V hasta 220 V	220±2
Mayor que 220 V hasta 240 V	240±2
Mayor que 240 V hasta 254 V	254±2
Mayor que 254 V hasta 277 V	277±2

Si una lámpara de LED integrada está marcada con un intervalo de tensión eléctrica, se debe considerar como tensión eléctrica nominal el valor de la tensión eléctrica menor normalizada.

A.3.4. Circuito de medición.

La conexión debe de hacerse entre la fuente de alimentación y el espécimen de prueba, como se muestra en la Figura A.1.



A.3.5. Estabilización.

Durante el periodo de estabilización el espécimen debe operar bajo las condiciones establecidas en el inciso A.3.1., así como con la posición especificada en el inciso A.3.2., y operarse durante 30 min, o hasta que la potencia eléctrica en watts se estabilice, la medición de potencia eléctrica se debe tomar cada 15 min (0, 15 y 30 min) y no debe existir una variación mayor que 0,5% entre dos lecturas consecutivas.

No se deben tomar mediciones antes de que el espécimen bajo prueba alcance la estabilización.

A.3.6. Envejecimiento de los productos.

Las lámparas de LED integradas deben de ser probadas sin envejecimiento.

A.3.7 Las mediciones fotométricas y radiométricas

Las mediciones de flujo luminoso total, temperatura de color correlacionada e índice de rendimiento de color pueden llevarse a cabo con cualquiera de las siguientes opciones:

A.3.7.1 Mediciones mediante gonio-fotómetro

El flujo luminoso total se determina a partir de la integración de la distribución espacial de la iluminancia, medida por el detector fotométrico, el cual debe cubrir el ángulo sólido completo, donde emite luz el espécimen bajo prueba.

A.3.7.2 Mediciones en esfera de integración luminosa

El flujo luminoso total se calcula midiendo la iluminancia en una sola posición y considerando este valor como un promedio válido para toda el área de la superficie interna de la esfera de integración luminosa.

Con este método se tiene la salida de luz total con una sola medición. Las corrientes de aire deben ser mínimas y la temperatura debe estar sujeta a lo establecido en el inciso A.3.1.

Para conocer algunas configuraciones típicas de las esferas de integración luminosa, véase el Apéndice H.

A.4. Procedimiento

Con el circuito de medición establecido en el inciso A.3.4, tómesese, lo más rápidamente posible entre ellas, las lecturas de intensidad de corriente eléctrica, tensión eléctrica y potencia eléctrica en los instrumentos correspondientes, también determinese el flujo luminoso total, temperatura de color correlacionada e índice de rendimiento de color, considerando las correcciones respectivas.

A.4.1. Fuentes de error

Las fuentes de error que intervienen en la medición del flujo luminoso total pueden ser:

- Espectrales (diferencias entre espectros de emisión de la lámpara patrón y bajo prueba, reproducción de la curva de respuesta fotométrica del fotodetector, auto-absorción de las lámparas, la reflectancia de la esfera de integración luminosa, etc.)
- Espaciales (luz extraviada, distribuciones espaciales de las lámparas patrón y bajo prueba, uniformidad espacial de la reflectancia de la esfera de integración luminosa, etc.)
- Instrumentales (tiempo de respuesta del sistema de detección, posicionamiento del fotodetector, errores sistemáticos de los instrumentos de medición, etc.)
- Valores de referencia (intensidad luminosa, responsividad espectral, responsividad fotométrica, flujo luminoso total, iluminancia, etc.).

A.4.1.1. Las fuentes de error que se pueden presentar cuando se mide con gonio-fotómetro.

- La deformación de las partes mecánicas del gonio-fotómetro.
- La distancia entre la superficie sensible del detector fotométrico y la fuente luminosa.
- La posición del detector fotométrico.
- La rotación del gonio-fotómetro.
- El tamaño del paso angular.
- Los valores de responsividad espectral, o el valor de responsividad fotométrica, del detector fotométrico.
- La velocidad angular del gonio-fotómetro.
- El flujo luminoso no detectado.
- Las sombras y la luz extraviada.

A.4.1.2. Las fuentes de error que se pueden presentar cuando se mide con esfera de integración.

- La diferencia entre las distribuciones espectrales de la lámpara de referencia y de la fuente luminosa.

- La diferencia entre las distribuciones espaciales de los flujos luminosos de la lámpara de referencia y de la fuente luminosa.
- La diferencia entre las propiedades de absorción, tamaños, formas y materiales, de la lámpara de referencia y de la fuente luminosa.
- El cambio en la reflectancia del recubrimiento de la superficie interna de la esfera de integración luminosa.
- Los valores de responsividad espectral, o el valor de responsividad fotométrica, del detector fotométrico.

El flujo luminoso total que se obtenga como resultado de la medición debe ser corregido, utilizando para ello los valores más significativos de las correcciones o de los factores de corrección.

APENDICE B. Normativo. Medición del flujo luminoso total mínimo mantenido y temperatura de color correlacionada mantenida para las lámparas de LED integradas

B.1 Objetivo

Este Apéndice normativo tiene como objetivo establecer los requisitos técnicos mínimos que se deben cumplir para medir y comprobar el flujo luminoso total mínimo mantenido, así como la temperatura de color correlacionada mantenida para las lámparas de LED integradas

B.2 Acondicionamiento de la prueba

B.2.1. Condiciones Ambientales.

La temperatura ambiente del cuarto donde se envejecen los especímenes, para la prueba de mantenimiento del flujo luminoso total y temperatura de color correlacionada, debe ser como máximo 45°C.

B.3 Fuente de alimentación

B.3.1. Forma de onda.

La distorsión total de armónicas de la tensión eléctrica de alimentación, no debe de exceder el 3%, de las componentes armónicas considerando hasta la 49.

B.3.2. Regulación de tensión eléctrica.

La tensión eléctrica de alimentación en c. a. (tensión RCM) aplicada al espécimen bajo prueba, debe tener una regulación de $\pm 10\%$, bajo carga.

B.3.3. Tensiones eléctricas monofásicas de prueba

Todas las pruebas deben realizarse con la lámpara conectada a un circuito de suministro de frecuencia de 60 Hz y la tensión eléctrica de prueba debe ser la indicada en la Tabla B.1

Tabla B.1 Tensiones eléctricas monofásicas de prueba

Tensión eléctrica nominal	Tensión eléctrica de prueba (V)
Menor o igual que 120 V	120 \pm 1
Mayor que 120 V hasta 140 V	127 \pm 1
Mayor que 140 V hasta 220 V	220 \pm 2
Mayor que 220 V hasta 240 V	240 \pm 2
Mayor que 240 V hasta 254 V	254 \pm 2
Mayor que 254 V hasta 277 V	277 \pm 2

Si una lámpara de LED integrada está marcada con un intervalo de tensión eléctrica, se debe considerar como tensión eléctrica nominal el valor de la tensión eléctrica menor normalizada.

B.4. Posición y ubicación del espécimen

El espécimen bajo prueba debe instalarse en la posición especificada por el fabricante, cuando no se especifica una posición o si existe más de una posición, la lámpara debe probarse en la posición en la que se utilice en la aplicación. La estabilización, las mediciones fotométricas, radiométricas y eléctricas, deben realizarse en dicha posición.

El estante de prueba debe diseñarse con la menor cantidad de componentes estructurales, para dejar espacio suficiente entre cada espécimen bajo prueba, que permita el flujo de aire entre ellos y alcanzar las temperaturas de prueba.

B.5. Método para el Mantenimiento del flujo luminoso total y temperatura de color correlacionada

B.5.1. Duración de la prueba

El tiempo que debe durar la prueba de envejecimiento de lámparas, para la medición de mantenimiento del flujo luminoso total y temperatura de color correlacionada, deberá ser equivalente al 25% de la vida útil declarada de la lámpara, con una duración máxima de 6 000 h.

Se recomienda una recopilación de datos cada 1 000 h, con el propósito de mejorar el modelo predictivo. Si en la recopilación de datos no cumple con los incisos 6.1.4 y 6.2.4, se suspende la prueba.

B.5.2. Registro de fallas

Se debe verificar por observación visual o supervisión automática las fallas de las lámparas en un intervalo de tiempo no mayor a 30 h.

En caso de falla se debe investigar qué la originó, para asegurar que es una falla atribuible a la lámpara y que no es causado por funcionamiento inadecuado de los instrumentos o equipos auxiliares utilizados en la prueba o por el portálámparas.

B.5.3. Medición del flujo luminoso total y la temperatura de color correlacionada

Al término del tiempo establecido en el inciso B.5.1., se debe de medir el flujo luminoso total y la temperatura de color correlacionada de los especímenes de prueba, de acuerdo con lo establecido en el Apéndice A.

APENDICE E. Normativo. Medición de la distorsión armónica total

E.1. Objetivo

Este apéndice normativo tiene como objetivo establecer los requisitos técnicos mínimos que se deben cumplir para realizar la medición de distorsión armónica total en la intensidad de corriente eléctrica.

E.2. Instrumentos y equipos.

E.2.1. Fuente de poder

La distorsión total de armónicas de la tensión de alimentación, no debe de exceder el 3%, de la suma de las componentes armónicas considerando hasta la 49.

E.2.2. Analizador de potencia

El equipo de medición debe ser capaz de medir hasta la componente armónica 49, con una exactitud de $\leq 0,5\%$.

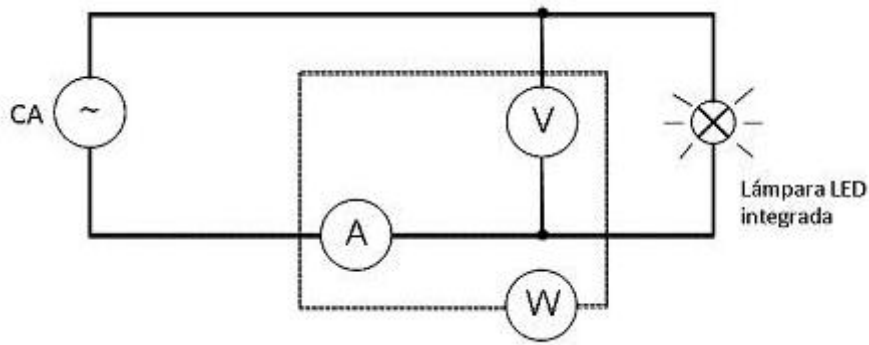
E.3. Preparación y acondicionamiento de las muestras

La preparación y el acondicionamiento de la muestra se deben hacer de acuerdo a lo establecido en el inciso A.3, del Apéndice A Mediciones eléctricas, fotométricas y radiométricas para lámparas de LED integradas.

E.3.1. Circuito de medición.

La conexión debe de hacerse entre la fuente de alimentación y el espécimen de prueba, como se muestra en la Figura E.1.

Figura E.1. Circuito de prueba para Lámparas de LED integradas.



E.4. Procedimiento

Las mediciones de distorsión de armónicas total deben realizarse simultáneamente con las mediciones eléctricas, fotométricas y radiométricas.

Tómese, lo más rápidamente posible entre ellas, las lecturas de distorsión armónica total en intensidad de corriente eléctrica y tensión eléctrica en los instrumentos correspondientes.

APENDICE F *Informativo*

Representación de la lámpara omnidireccional y direccional con base arriba

Figura F.1. Lámpara omnidireccional	Figura F.2. Lámpara direccional

APENDICE G *Informativo*

Tipos de bulbos

LÁMPARA OMNIDIRECCIONAL	LAMPARAS DIRECCIONALES
<p>Tipo A Tipo BT Tipo P Tipo PS Tipo T</p> <p>Tipo BA Tipo C Tipo CA Tipo F Tipo G</p>	<p>Tipo AR 111 Tipo BR Tipo ER Tipo MR Tipo PAR</p> <p>Tipo R</p>

ANEXO B

RESOLUCIÓN DEL DIARIO OFICIAL DE LA FEDERACIÓN DEL 28 DE ENERO DEL 2010

I. RESOLUCIÓN por la que se modifica el numeral 5.1 de la Norma Oficial Mexicana NOM-028-ENER-2010, Eficiencia energética de lámparas para uso general. Límites y métodos de prueba, publicada el 6 de diciembre de 2010.

A. Al margen un sello con el Escudo Nacional, que dice: Estados Unidos Mexicanos.

RESOLUCIÓN POR LA QUE SE MODIFICA EL NUMERAL 5.1 DE LA NORMA OFICIAL MEXICANA NOM-028-ENER-2010, "EFICIENCIA ENERGÉTICA DE LÁMPARAS PARA USO GENERAL. LÍMITES Y MÉTODOS DE PRUEBA", PUBLICADA EN EL DIARIO OFICIAL DE LA FEDERACIÓN EL 6 DE DICIEMBRE DE 2010

ODÓN DEMÓFILO DE BUEN RODRÍGUEZ, Director General de la Comisión Nacional para el Uso Eficiente de la Energía y Presidente del Comité Consultivo Nacional de Normalización para la Preservación y Uso Racional de los Recursos Energéticos (CCNNPURRE), con fundamento en lo dispuesto por los artículos 33 fracción X de la Ley Orgánica de la Administración Pública Federal; 1, 6, 7 fracción VII, 10, 11 fracciones IV y V, quinto transitorio de la Ley para el Aprovechamiento Sustentable de la Energía; 38 fracción II, 40 fracciones I, X y XII y 51, segundo y tercer párrafos de la Ley Federal sobre Metrología y Normalización; 2 apartado F fracción IV, 26 y 27 del Reglamento Interior de la Secretaría de Energía; y

CONSIDERANDO

Que la Ley Orgánica de la Administración Pública Federal, define las facultades de la Secretaría de Energía, entre las que se encuentra la de expedir normas oficiales mexicanas que promueven la eficiencia del sector energético;

Que la Ley Federal sobre Metrología y Normalización señala como una de las finalidades de las normas oficiales mexicanas el establecimiento de criterios y/o especificaciones que promuevan la mejora del medio ambiente, la preservación de los recursos naturales y salvaguardar la seguridad al usuario;

Que en términos de lo dispuesto por los párrafos segundo y tercero del artículo 51 de la Ley Federal sobre Metrología y Normalización, las dependencias competentes pueden llevar a cabo la modificación de las normas oficiales mexicanas sin seguir el procedimiento para su elaboración, siempre que no se creen nuevos requisitos o procedimientos, o bien se incorporen especificaciones más estrictas;

Que con fecha 10 de diciembre de 2010, se publicó en el Diario Oficial de la Federación la Norma Oficial Mexicana NOM-028-ENER-2010, "Eficiencia energética de lámparas para uso general. Límites y métodos de prueba", y que durante su aplicación, se ha detectado la necesidad de ajustar las fechas de entrada en vigor de las tablas en la misma contenidas;

Que no subsisten las causas que motivaron la expedición de la norma, toda vez que los tiempos estimados para realizar el cambio de las lámparas incandescentes e incandescentes con halógeno resultaron insuficientes, a fin de satisfacer la demanda del mercado con tecnologías más eficientes, por lo cual es necesario modificar las fechas de la entrada en vigor de las tecnologías eficientes, dando oportunidad a que se satisfaga la demanda sin afectar al usuario final, principalmente a los sectores de menores recursos económicos;

Que la modificación a la NOM-028-ENER-2010 a la que se hace referencia se hizo del conocimiento del Comité Consultivo Nacional de Normalización para la Preservación y Uso Racional de los Recursos Energéticos en su Tercera Sesión Extraordinaria de fecha 14 de noviembre de 2013;

Que la misma se sometió al proceso de mejora regulatoria previsto por la Ley Federal de Procedimiento Administrativo, acreditando que dicha modificación no afecta a la industria actualmente establecida, y que resulta menos restrictiva para llevar a cabo la regulación de todos los integrantes de la cadena productiva, obteniéndose la exención de Manifestación de Impacto Regulatorio por parte de la Comisión Federal de Mejora Regulatoria el 25 de noviembre de 2013.

Que los lineamientos generales del gobierno procuran minimizar los impactos adversos que puedan derivarse del cumplimiento de las regulaciones que la sociedad requiere, por lo que se expide la siguiente:

RESOLUCIÓN POR LA QUE SE MODIFICA EL NUMERAL 5.1 DE LA NORMA OFICIAL MEXICANA NOM-028-ENER-2010, "EFICIENCIA ENERGÉTICA DE LÁMPARAS PARA USO GENERAL. LÍMITES Y MÉTODOS DE PRUEBA", PUBLICADA EN EL DIARIO OFICIAL DE LA FEDERACIÓN EL 6 DE DICIEMBRE DE 2010

ARTÍCULO ÚNICO.- Se modifica el numeral 5.1 de la Norma Oficial Mexicana NOM-028-ENER-2010, "Eficiencia energética de lámparas para uso general. Límites y métodos de prueba", publicada en el Diario Oficial de la Federación el 6 de diciembre de 2010, para quedar como sigue:

5.1 Lámparas incandescentes, incandescentes con halógenos y fluorescentes compactas autobalastadas.

En las tablas siguientes se indican las potencias máximas permitidas, eficacias mínimas y flujo luminoso, para lámparas uso general.

Tabla 1. Valores mínimos de eficacia para lámparas incandescentes, incandescentes con halógenos y fluorescentes compactas autobalastadas. Espectro general

Etapa 1

Intervalo de flujo luminoso (lm)	Potencia máxima permitida (W)	Eficacia mínima (lm/W)	Entrada en vigor
1 490-2 600	72	20.69	Diciembre 2011
1 050-1 489	53	19.81	Diciembre 2012
750-1 049	43	17.44	Diciembre 2014
406-749	29	14.00	Diciembre 2014

Nota:

1.- La potencia de 100 W y mayores en lámparas incandescentes no podrá comercializarse con una eficacia menor a 20.69 lm/W a partir del 31 de diciembre de 2011.

2.- La potencia de 75 W y mayores en lámparas incandescentes no podrá comercializarse con una eficacia menor a 19.81 lm/W a partir del 31 de diciembre de 2012.

3.- La potencia de 60 W y 40 W en lámparas incandescentes no podrá comercializarse con una eficacia menor a 17.44 y 14 lm/W, respectivamente, a partir del 31 de diciembre de 2014.

4.- Lámparas incandescentes e incandescentes con halógenos con flujos luminosos mayores a 2 600 lm con espectro general deberán cumplir con una eficacia mínima de 60 lm/W establecido en la tabla 7.

5.- Las lámparas fluorescentes compactas autobalastadas deben cumplir con la NOM-017-ENER/SCFI-2012, vigente.

Tabla 2. Valores mínimos de eficacia para lámparas incandescentes, incandescentes con halógenos y fluorescentes compactas autobalastadas. Espectro modificado

Etapa 1

Intervalo de flujo luminoso (lm)	Potencia máxima permitida (W)	Eficacia mínima (lm/W)	Entrada en vigor
1 118-1 950	72	15.53	Diciembre 2011
788-1 117	53	14.86	Diciembre 2012
563- 787	43	13.09	Diciembre 2014
406-562	29	14.00	Diciembre 2014

Nota:

1.- La potencia de 100 W y mayores en lámparas incandescentes no podrá comercializarse con una eficacia menor a 15.53 lm/W a partir del 31 de diciembre de 2011.

2.- La potencia de 75 W y mayores en lámparas incandescentes no podrá comercializarse con una eficacia menor a 14.86 lm/W a partir del 31 de diciembre de 2012.

3.- La potencia de 60 W y 40 W en lámparas incandescentes no podrá comercializarse con una eficacia menor a 13.09 y 14 lm/W, respectivamente, a partir del 31 de diciembre de 2014.

4.- Lámparas incandescentes e incandescentes con halógenos con flujos luminosos mayores a 1 950 lm con espectro general deberán cumplir con una eficacia mínima de 60 lm/W establecido en la tabla 7.

5.- Las lámparas fluorescentes compactas autobalastadas deben cumplir con la NOM-017-ENER/SCFI-2012, vigente.

Tabla 3. Valores mínimos de eficacia para lámparas incandescentes, incandescentes con halógenos y fluorescentes compactas autobalastadas

Etapa 2

Intervalo de Potencia (W)	Eficacia mínima (lm/W)	Entrada en vigor
Mayor que 22	52	1 de enero de 2019
Mayor que 18 y menor o igual que 22	48	
Mayor que 14 y menor o igual que 18	46	
Mayor que 10 y menor o igual que 14	40	
Mayor que 7 y menor o igual que 10	38	
Menor o igual que 7	35	

Tabla 4. Valores mínimos de eficacia para lámparas incandescentes, incandescentes con halógenos y fluorescentes compactas autobalastadas

Etapa 3

Intervalo de Potencia (W)	Eficacia mínima (lm/W)	Entrada en vigor
Mayor que 22	60	1 de enero de 2020
Mayor que 18 y menor o igual que 22	57	
Mayor que 14 y menor o igual que 18	52	
Mayor que 10 y menor o igual que 14	50	
Mayor que 7 y menor o igual que 10	48	
Menor o igual que 7	45	

TRANSITORIOS

Primero.- La presente modificación entrará en vigor 20 días naturales después de su publicación en el Diario Oficial de la Federación.

Segundo.- Las lámparas incluidas en las Tablas 1 y 2 del subinciso 5.1 de esta resolución que modifica la NOM-028-ENER-2010, que se fabriquen o importen, sólo podrán comercializarse hasta el 31 de diciembre de 2014.

Sufragio Efectivo. No Reelección.

México, D.F., a 29 de noviembre de 2013.- El Presidente del Comité Consultivo Nacional de Normalización para la Preservación y Uso Racional de los Recursos Energéticos y Director General de la Comisión Nacional para el Uso Eficiente de la Energía, **Odón Demófilo De Buen Rodríguez.-** Rúbrica.

En el documento que usted está visualizando puede haber texto, caracteres u objetos que no se muestren debido a la conversión a formato HTML, por lo que le recomendamos tomar siempre como referencia la imagen digitalizada del DOF o el archivo PDF de la edición.

ANEXO C

HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS

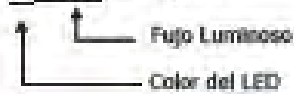
LED DE POTENCIA DE 1 WATT

LED DE POTENCIA 1W



LED DE POTENCIA 1W

LED-P1YLLLL-120/41



Especificaciones

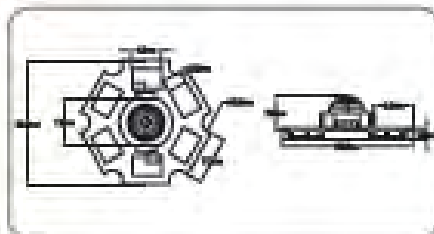
Tipo de LED: POTENCIA de 1W
 Angulo de apertura: 120 grados
 Encapsulado transparente
 Base para disipador de calor

Temperatura de operación: - 25 a 60 °C
 Corriente nominal: 350mA
 Temperatura de soldadura sin plomo: 260°C
 5 seg. máximo
 Numero de chips internos: 1

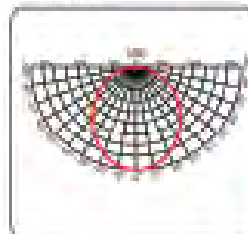
Y	Color disponible	Longitud de onda (nm) / Temperatura de Color (Tc)	Voltaje de Operación (V)		Consumo (W)	Flujo Luminoso (lm)	
			min	Max		min	Max
	R	620-660	1.8	2.4	1.0	15	15
	G	490-540	2.0	2.4	1.0	90	90
	B	450-500	2.0	2.0	1.0	18	18
	Y	570-600	2.0	2.0	1.0	25	40
	WW	3000-3000 K	2.0	2.0	1.0	80	80
	W	3000-3000 K	2.0	2.0	1.0	70	100

LLLL=Flujo Luminoso Max

Dimensiones



Curva de Distribución luminosa



Nota:
 Es necesario dotar al LED de un disipador de calor adecuado con el fin de mantenerlo dentro de la temperatura de operación especificada, de lo contrario una temperatura excesiva causara una degradación o daño permanente.



MICROCONTROLADOR PIC 12F510



MICROCHIP PIC12F510/16F506

8/14-Pin, 8-Bit Flash Microcontroller

Devices Included In This Data Sheet:

- PIC16F506
- PIC12F510

High-Performance RISC CPU:

- Only 33 Single-Word Instructions to Learn
- All Single-Cycle Instructions except for Program Branches, which are Two-Cycle
- 12-Bit Wide Instructions
- Two-Level Deep Hardware Stack
- Direct, Indirect and Relative Addressing modes for Data and Instructions
- 8-Bit Wide Data Path
- 10 Special Function Hardware Registers (PIC12F510)
- 13 Special Function Hardware Registers (PIC16F506)

Operating Speed:

- DC – 8 MHz Crystal Oscillator (PIC12F510)
- DC – 500 ns instruction cycle (PIC12F510)
- DC – 20 MHz Crystal Oscillator (PIC16F506)
- DC – 200 ns instruction cycle (PIC16F506)

Special Microcontroller Features:

- 4 or 8 MHz Selectable Precision Internal Oscillator:
 - Factory calibrated to $\pm 1\%$
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™)
- In-Circuit Debugging (ICD) Support
- Power-on Reset (POR)
- Device Reset Timer (DRT):
 - Short DRT (1.125 ms, typical) for INTOSC, EXTRC and EC
 - DRT (18 ms, typical) for HS, XT and LP
- Watchdog Timer (WDT) with Dedicated On-Chip RC Oscillator for Reliable Operation
- Programmable Code Protection
- Multiplexed MCLR Input Pin
- Selectable Internal Weak Pull-Ups on I/O Pins
- Power-Saving Sleep mode
- Wake-up from Sleep on Pin Change
- Wake-up from Sleep on Comparator Change

- Selectable Oscillator Options:
 - INTOSC: 4/8 MHz precision Internal oscillator
 - EXTRC: External low-cost RC oscillator
 - XT: Standard crystal/resonator
 - LP: Power-saving, low-frequency crystal
 - HS: High-speed crystal/resonator (PIC16F506 only)
 - EC: High-speed external clock input (PIC16F506 only)
- Analog-to-Digital (A/D) Converter:
 - 8-bit resolution
 - 4-input channels (1 channel is dedicated to conversion of the internal 0.6V absolute voltage reference)
- High Current Sink/Source for Direct LED Drive
- 8-Bit Real-Time Clock/Counter (TMRO) with 8-Bit Programmable Prescaler

Low-Power Features/CMOS Technology:

- Operating Current:
 - < 175 μA @ 2V, 4 MHz, typical
- Standby Current:
 - 100 nA @ 2V, typical
- Low-Power, High-Speed Flash Technology:
 - 100,000 cycle Flash endurance
 - > 40-year retention
- Fully Static Design
- Wide Operating Voltage Range: 2.0V to 5.5V
- Wide Temperature Range:
 - Industrial: -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$
 - Extended: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

Peripheral Features (PIC12F510):

- 6 I/O Pins:
 - 5 I/O pins with individual direction control
 - 1 input only pin
- 1 Analog Comparator with Absolute Reference

Peripheral Features (PIC16F506):

- 12 I/O Pins:
 - 11 I/O pins with individual direction control
 - 1 input only pin
- 2 Analog Comparators with Absolute Reference and Programmable Reference

PIC12F510/16F506

4.0 MEMORY ORGANIZATION

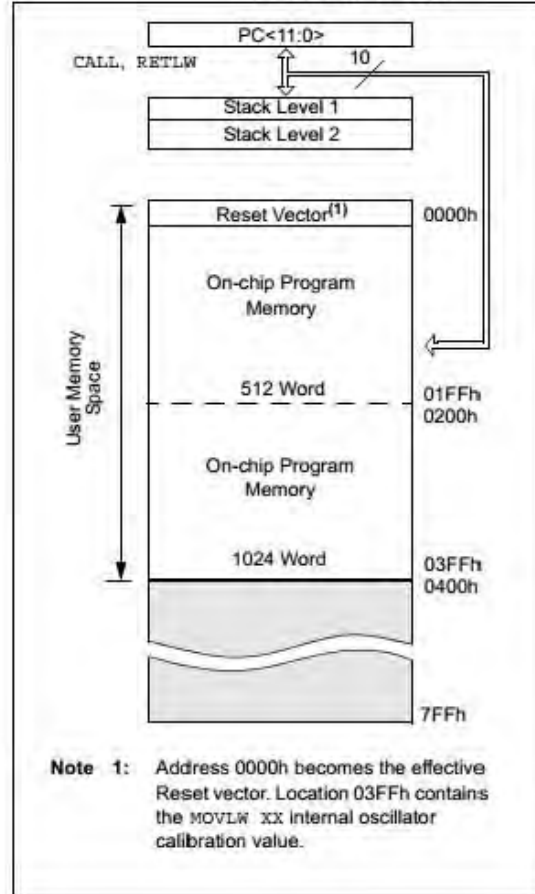
The PIC12F510/16F506 memories are organized into program memory and data memory. For devices with more than 512 bytes of program memory, a paging scheme is used. Program memory pages are accessed using STATUS register bit PA0. For the PIC12F510 and PIC16F506, with data memory register files of more than 32 registers, a banking scheme is used. Data memory banks are accessed using the File Select Register (FSR).

4.1 Program Memory Organization for the PIC12F510/16F506

The PIC12F510/16F506 devices have a 10-bit Program Counter (PC) capable of addressing a 2K x 12 program memory space.

Only the first 1K x 12 (0000h-03FFh) are physically implemented (see Figure 4-1). Accessing a location above these boundaries will cause a wraparound within the 1K x 12 space. The effective Reset vector is a 0000h (see Figure 4-1). Location 03FFh contains the internal clock oscillator calibration value. This value should never be overwritten.

FIGURE 4-1: PROGRAM MEMORY MAP AND STACK FOR THE PIC12F510/16F506



PIC12F510/16F506

4.2 Data Memory Organization

Data memory is composed of registers or bytes of RAM. Therefore, data memory for a device is specified by its register file. The register file is divided into two functional groups: Special Function Registers (SFRs) and General Purpose Registers (GPRs).

The Special Function Registers include the TMR0 register, the Program Counter (PCL), the STATUS register, the I/O registers (ports) and the File Select Register (FSR). In addition, Special Function Registers are used to control the I/O port configuration and prescaler options.

The General Purpose Registers are used for data and control information under command of the instructions.

For the PIC12F510, the register file is composed of 10 Special Function Registers, 6 General Purpose Registers and 32 General Purpose Registers accessed by banking (see Figure 4-2).

For the PIC16F506, the register file is composed of 13 Special Function Registers, 3 General Purpose Registers and 64 General Purpose Registers, accessed by banking (see Figure 4-3).

4.2.1 GENERAL PURPOSE REGISTER FILE

The General Purpose Register file is accessed either directly or indirectly through the File Select Register (FSR). See Section 4.8 "Indirect Data Addressing: INDF and FSR Registers".

FIGURE 4-2: PIC12F510 REGISTER FILE MAP

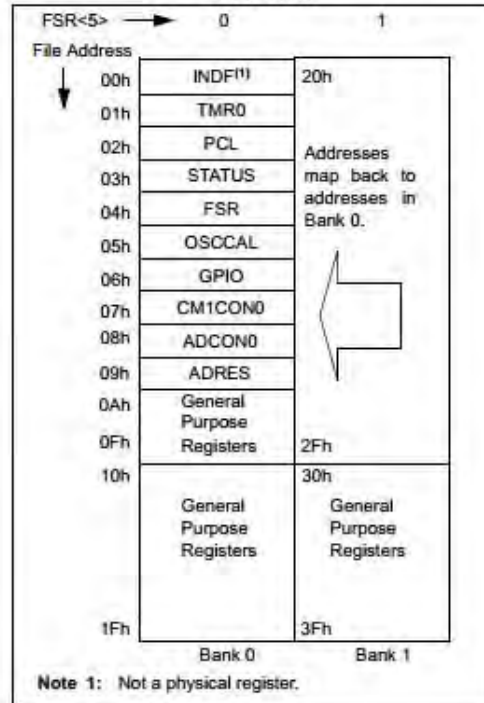
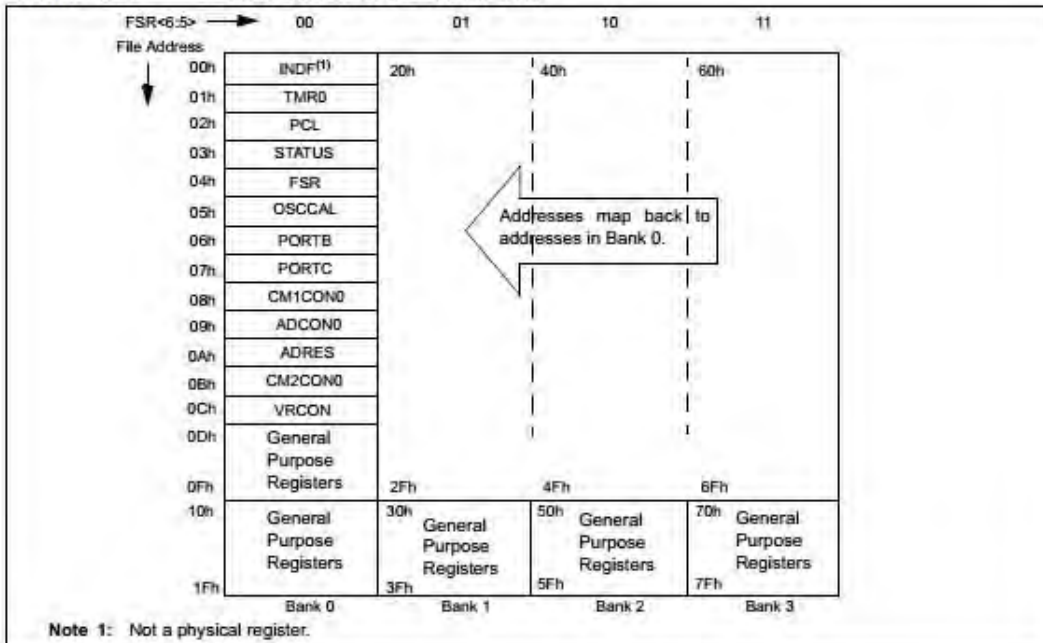


FIGURE 4-3: PIC16F506 REGISTER FILE MAP



PIC12F510/16F506

TABLE 3-3: PIN DESCRIPTIONS – PIC16F506

Name	Function	Input Type	Output Type	Description
RB0/AN0/C1IN+/ICSPDAT	RB0	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port. Can be software programmed for internal weak pull-up and wake-up from Sleep on pin change.
	AN0	AN	—	ADC channel input.
	C1IN+	AN	—	Comparator 1 input.
	ICSPDAT	ST	CMOS	In-Circuit Serial Programming data pin.
RB1/AN1/C1IN-/ICSPCLK	RB1	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port. Can be software programmed for internal weak pull-up and wake-up from Sleep on pin change.
	AN1	AN	—	ADC channel input.
	C1IN-	AN	—	Comparator 1 input.
	ICSPCLK	ST	—	In-Circuit Serial Programming clock pin.
RB2/AN2/C1OUT	RB2	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port.
	AN2	AN	—	ADC channel input.
	C1OUT	—	CMOS	Comparator 1 output.
RB3/MCLR/VPP	RB3	TTL	—	Standard TTL input. Can be software programmed for internal weak pull-up and wake-up from Sleep on pin change.
	MCLR	ST	—	MCLR input – weak pull-up always enabled in this mode.
	VPP	HV	—	Programming voltage input.
RB4/OSC2/CLKOUT	RB4	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port. Can be software programmed for internal weak pull-up and wake-up from Sleep on pin change.
	OSC2	—	XTAL	XTAL oscillator output pin.
	CLKOUT	—	CMOS	EXTRC/INTOSC CLKOUT pin ($F_{osc}/4$).
RB5/OSC1/CLKIN	RB5	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port.
	OSC1	XTAL	—	XTAL oscillator input pin.
	CLKIN	ST	—	EXTRC/EC Schmitt Trigger input.
RC0/C2IN+	RC0	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port.
	C2IN+	AN	—	Comparator 2 input.
RC1/C2IN-	RC1	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port.
	C2IN-	AN	—	Comparator 2 input.
RC2/CVREF	RC2	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port.
	CVREF	—	AN	Programmable Voltage Reference output.
RC3	RC3	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port.
RC4/C2OUT	RC4	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port.
	C2OUT	—	CMOS	Comparator 2 output.
RC5/T0CKI	RC5	TTL	CMOS	Bidirectional I/O port.
	T0CKI	ST	—	Timer0 clock input.
VDD	VDD	P	—	Positive supply for logic and I/O pins.
VSS	VSS	P	—	Ground reference for logic and I/O pins.

Legend: I = input, O = output, I/O = input/output, P = power, — = Not Used, TTL = TTL input, ST = Schmitt Trigger input, AN = Analog Voltage, HV = High Voltage

PIC12F510/16F506

TABLE 4-2: SPECIAL FUNCTION REGISTER SUMMARY – PIC16F506

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on Power-on Reset
N/A	TRIS	I/O Control Registers (TRISB, TRISC)								--11 1111
N/A	OPTION	Contains control bits to configure Timer0 and Timer0/WDT Prescaler								1111 1111
00h	INDF	Uses contents of FSR to address data memory (not a physical register)								xxxx xxxx
01h	TMR0	Timer0 Module Register								xxxx xxxx
02h ⁽¹⁾	PCL	Low Order 8 bits of PC								1111 1111
03h	STATUS	RBWUF	CWUF	PA0	\overline{TO}	\overline{PD}	Z	DC	C	0001 1xxxx
04h	FSR	Indirect Data Memory Address Pointer								100x xxxx
05h	OSCCAL	CAL6	CAL5	CAL4	CAL3	CAL2	CAL1	CAL0	—	1111 111-
06h	PORTB	—	—	RB5	RB4	RB3	RB2	RB1	RB0	--xx xxxxx
07h	PORTC	—	—	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0	--xx xxxxx
08h	CM1CON0	C1OUT	C1OUTEN	C1POL	C1T0CS	C1ON	C1NREF	C1PREF	C1WU	1111 1111
09h	ADCON0	ANS1	ANS0	ADCS1	ADCS0	CHS1	CHS0	GO/DONE	ADON	1111 1100
0Ah	ADRES	ADC Conversion Result								xxxx xxxxx
0Bh	CM2CON0	C2OUT	C2OUTEN	C2POL	C2PREF2	C2ON	C2NREF	C2PREF1	C2WU	1111 1111
0Ch	VRCON	VREN	VROE	VRR	— ⁽²⁾	VR3	VR2	VR1	VR0	0011 1111

Legend: x = unknown, u = unchanged, — = unimplemented, read as '0' (if applicable). Shaded cells = unimplemented or unused.

Note 1: The upper byte of the Program Counter is not directly accessible. See Section 4.6 "Program Counter" for an explanation of how to access these bits.

2: Unimplemented bit VRCON<4> read as '1'.

4.3 STATUS Register

This register contains the arithmetic status of the ALU, the Reset status and the page preselect bit.

The STATUS register can be the destination for any instruction, as with any other register. If the STATUS register is the destination for an instruction that affects the Z, DC or C bits, then the write to these three bits is disabled. These bits are set or cleared according to the device logic. Furthermore, the \overline{TO} and \overline{PD} bits are not writable. Therefore, the result of an instruction with the STATUS register as destination may be different than intended.

For example, `CLRF STATUS`, will clear the upper three bits and set the Z bit. This leaves the STATUS register as 000u u1uu (where u = unchanged).

Therefore, it is recommended that only `BCF`, `BSF` and `MOVWF` instructions be used to alter the STATUS register. These instructions do not affect the Z, DC or C bits from the STATUS register. For other instructions which do affect Status bits, see Section 11.0 "Instruction Set Summary".

PIC12F510/16F506

TABLE 5-1: SUMMARY OF PORT REGISTERS

Address	Name	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0	Value on Power-On Reset	Value on All Other Resets
N/A	TRISGPIO ⁽¹⁾	—	—	I/O Control Register						--11 1111	--11 1111
N/A	TRISB ⁽²⁾	—	—	I/O Control Register						--11 1111	--11 1111
N/A	TRISC ⁽²⁾	—	—	I/O Control Register						--11 1111	--11 1111
N/A	OPTION ⁽¹⁾	GPWU	GPPU	T0CS	TOSE	PSA	PS2	PS1	PS0	1111 1111	1111 1111
N/A	OPTION ⁽²⁾	RBWU	RBPU	T0CS	TOSE	PSA	PS2	PS1	PS0	1111 1111	1111 1111
03h	STATUS ⁽¹⁾	GPWUF	CWUF	PA0	\overline{TO}	\overline{PD}	Z	DC	C	0001 1xxx	qqbq quuu ⁽³⁾
03h	STATUS ⁽²⁾	RBWUF	CWUF	PA0	\overline{TO}	\overline{PD}	Z	DC	C	0001 1xxx	qqbq quuu ⁽³⁾
06h	GPIO ⁽¹⁾	—	—	GP5	GP4	GP3	GP2	GP1	GP0	--xx xxxx	--uu uuuu
06h	PORTB ⁽²⁾	—	—	RB5	RB4	RB3	RB2	RB1	RB0	--xx xxxx	--uu uuuu
07h	PORTC ⁽²⁾	—	—	RC5	RC4	RC3	RC2	RC1	RC0	--xx xxxx	--uu uuuu

Legend: — = unimplemented read as '0', x = unknown, u = unchanged, q = depends on condition.

Note 1: PIC12F510 only.

Note 2: PIC16F506 only.

Note 3: If Reset was due to wake-up on pin change, then bit 7 = 1. All other Resets will cause bit 7 = 0.

TABLE 5-2: I/O PIN FUNCTION ORDER OF PRECEDENCE (PIC16F506)

Priority	RB0	RB1	RB2	RB3	RB4	RB5
1	AN0/C1IN+	AN1/C1IN-	AN2	Input/MCLR	OSC2/CLKOUT	OSC1/CLKIN
2	TRISB	TRISB	C1OUT	—	TRISB	TRISB
3	—	—	TRISB	—	—	—

TABLE 5-3: I/O PIN FUNCTION ORDER OF PRECEDENCE (PIC16F506)

Priority	RC0	RC1	RC2	RC3	RC4	RC5
1	C2IN+	C2IN-	CVREF	TRISC	C2OUT	T0CKI
2	TRISC	TRISC	TRISC	—	TRISC	TRISC

TABLE 5-4: I/O PIN FUNCTION ORDER OF PRECEDENCE (PIC12F510)

Priority	GP0	GP1	GP2	GP3	GP4	GP5
1	AN0/C1IN+	AN1/C1IN-	AN2	Input/MCLR	OSC2	OSC1/CLKIN
2	TRISIO	TRISIO	C1OUT	—	TRISIO	TRISIO
3	—	—	T0CKI	—	—	—
4	—	—	TRISIO	—	—	—

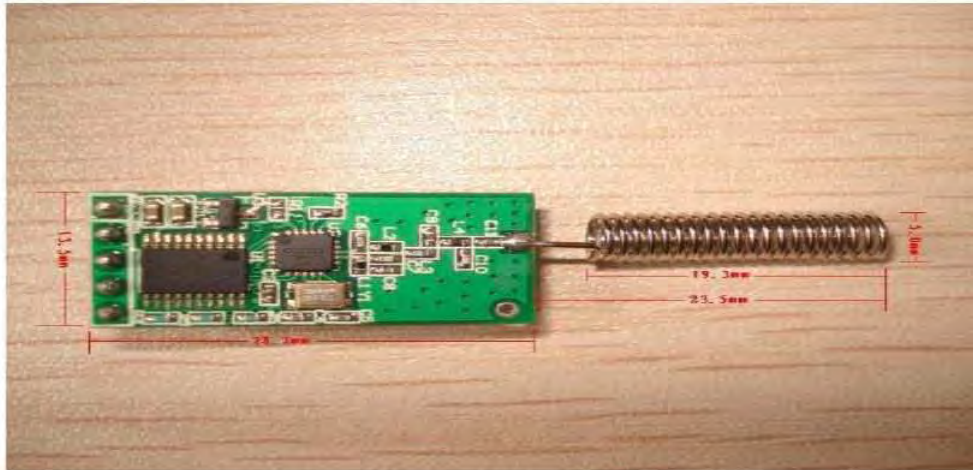
TRANSEIVER HC-11

By Top_Electronics_AU
<http://stores.ebay.com.au/AU-Top-Electronics>

User Guide of HC11 Wireless transfer Module

Introduction:

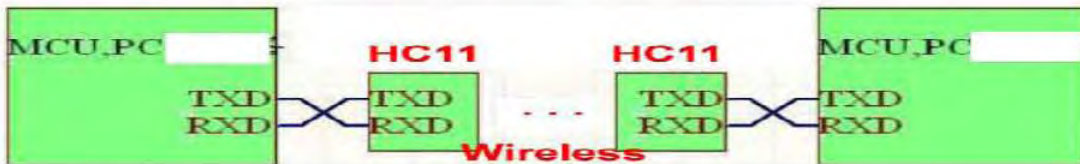
- HC-11 uses 433MHZ as its wireless freq.
- 1. Idle Power: 3.4mA / 3.31V
- 2. Distance: Max to 200 meters in the open area.
- 3. Input Power: DC 3~5V.
- 4. Support Transparent serial COM transferring(Half-Duplex).
- 5. Support Freq set. Address Set and auto-filter function.
- 6. Smart Size (13.5×28.2mm)
- 7. Max Power: 10DBM
- 8. Receiving Sensitivity: -110DBM



F1

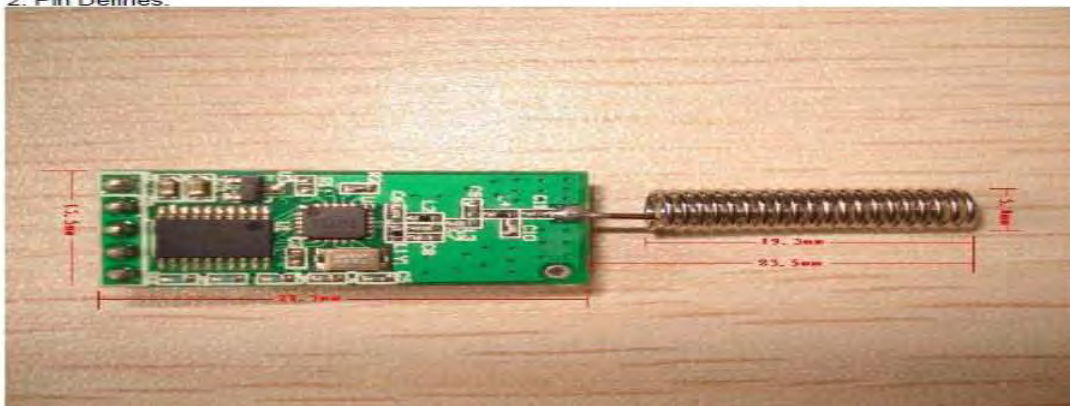
Pins order 1~5 From top to down.

Typical Application:
Wireless RS232 port



HC11 will work as transparent Wireless RS232 transceiver(Half-Duplex mode). Under this mode, at least 2 pcs of HC11 modules are needed! User can set different Frequency to setup the separated wireless network. Different freq modules will not interfere other freq modules.

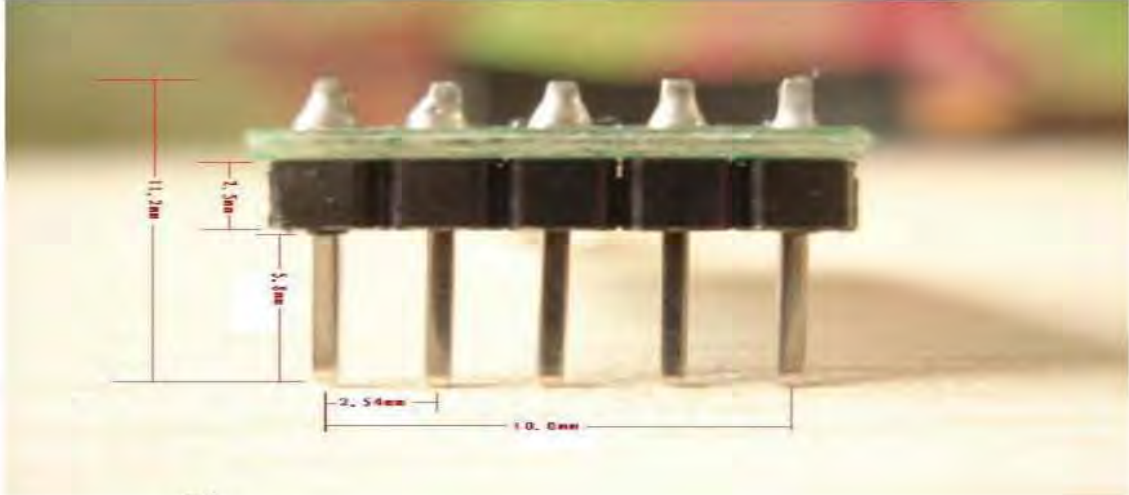
2. Pin Defines.



Pin 1~5 is shown from Up to down"

PIN 1	VCC	DC 3~5V
PIN 2	GND	
PIN 3	RXD	
PIN 4	TXD	
PIN 5	CON	AT Control Mode

PIN5 Con is the AT Control mode. Pull up to high or NC will make module work as normal. When connect to low, it will enter the AT Command mode.



F 3

AT Command mode:

There're 2 ways to make the module enters AT command setup mode:

1. When module is working, pull the Pin 5 to low for over 3ms;
2. Or when module is off power, pull Pin5 to low, and power up the module, this will make module restore back to default status(9600 bps, transparent RS232 transferring mode).

Please note, when finish sending the AT configuration data, user must wait 15ms to make sure the module can finish read the setup data successfully.

AT Setup commands:

x means 1 or more than 1 digital. y means the first character of the command

Command	Meaning	Example
---------	---------	---------

AT	Test the mode	Shall reply with "OK"
AT+Bx	Change 232's baud rate . can be set to 2400, 2400, 4800, 9600, 19200, 38400, 57600, 115200. Default is 9600	Set baud rate to 57600: AT+B57600, Reply OK—B57600
AT+U	232's Pairing & Stop bit set: N. No pairing. O. odd. E. Even. 1: 1 bit stop: 2: 2 bit stop: 3: 1.5 bit stop	To set Odd pairing 2 bit stop : AT+UO2, Rcply OK—UO2

AT+Ax Change module address. From 000 to 255
Default is 000
Set address to 123:
AT+A123, Reply OK—A123

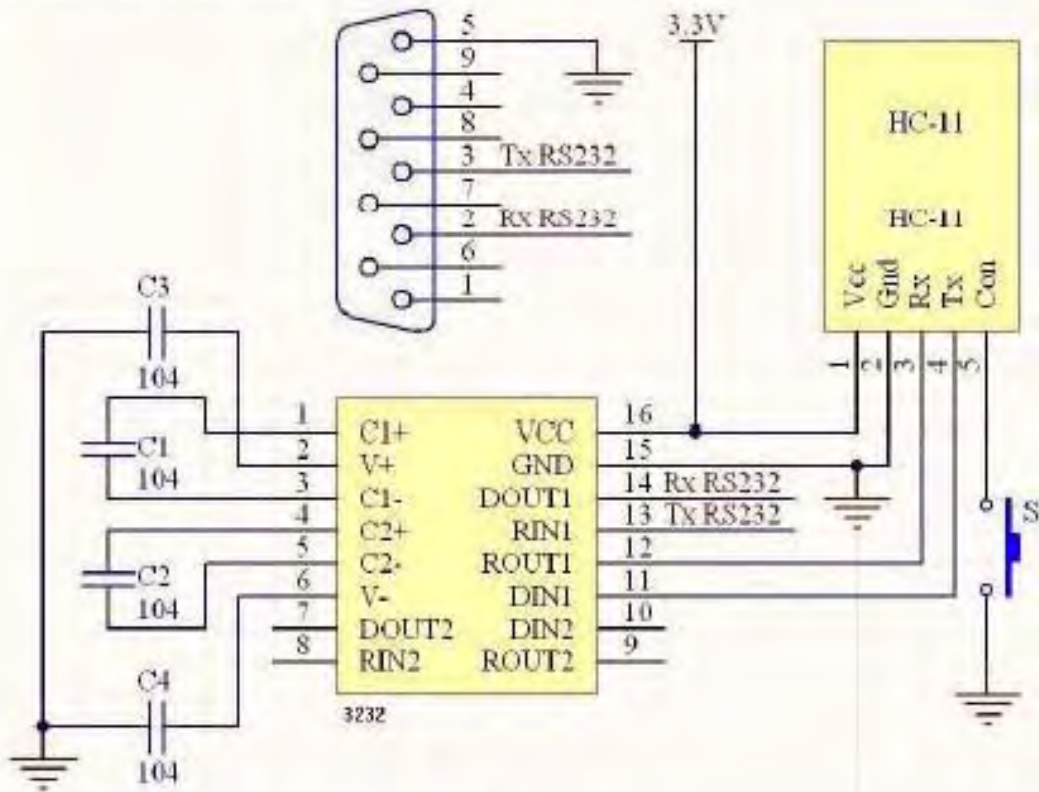
AT+Cx Change Frequency channel. from 001 to 127
Default is 001. (Suggest to use 1~100 for stable performance)
Set channel to 023:
AT+C023 Reply OK—C023

AT+Px Set wireless Power. x is from 1 to 0
Default is 0. 1 -- 0 means -30dBm, -20dBm, -15dBm, -10dBm, 0dBm, 5dBm, 7dBm, 10dBm: Default 0 (is 10dBm)

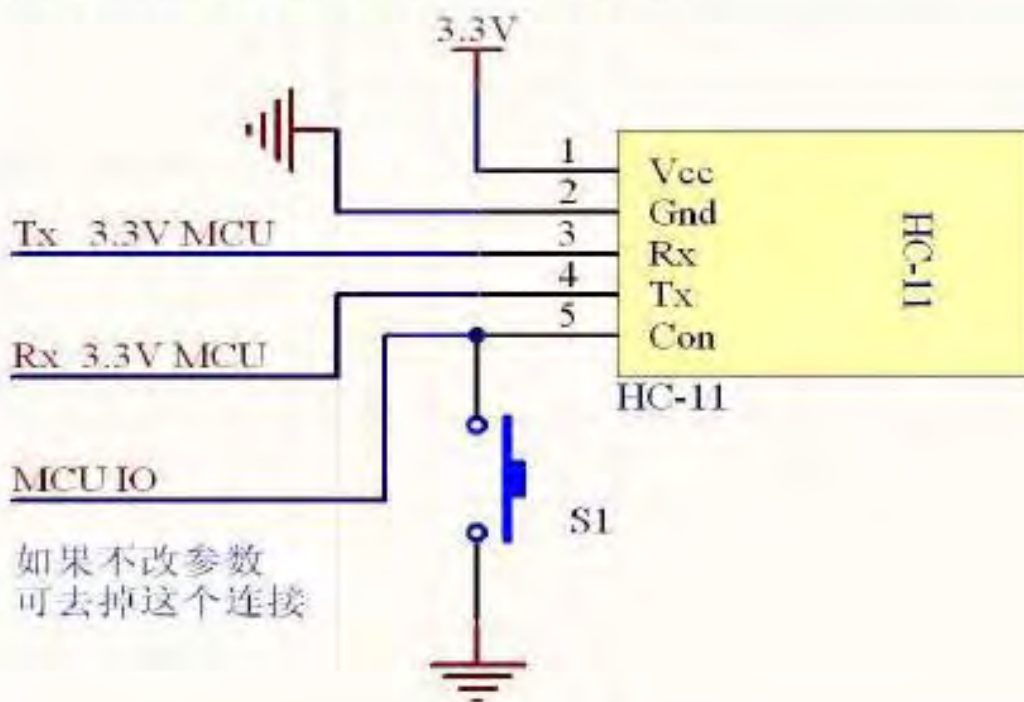
AT+FU Set module to transparent wireless 232 mode.
Default is working under this mode

AT+V: Reply Version

Typical Application-
When connect to PC's COM port:



When Connect to MCU/PIC/ARM/AVR's UART port:



CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA MC 34262

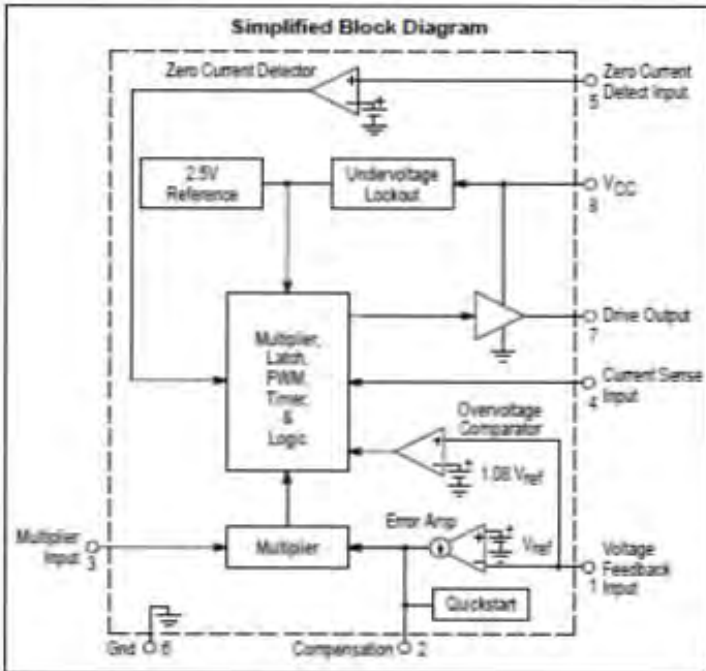


Power Factor Controllers

The MC34262/MC33262 are active power factor controllers specifically designed for use as a preconverter in electronic ballast and in off-line power converter applications. These integrated circuits feature an internal startup timer for stand-alone applications, a one quadrant multiplier for near unity power factor, zero current detector to ensure critical conduction operation, transconductance error amplifier, quickstart circuit for enhanced startup, trimmed internal bandgap reference, current sensing comparator, and a totem pole output ideally suited for driving a power MOSFET.

Also included are protective features consisting of an overvoltage comparator to eliminate runaway output voltage due to load removal, input undervoltage lockout with hysteresis, cycle-by-cycle current limiting, multiplier output clamp that limits maximum peak switch current, an RS latch for single pulse metering, and a drive output high state clamp for MOSFET gate protection. These devices are available in dual-in-line and surface mount plastic packages.

- Overvoltage Comparator Eliminates Runaway Output Voltage
- Internal Startup Timer
- One Quadrant Multiplier
- Zero Current Detector
- Trimmed 2% Internal Bandgap Reference
- Totem Pole Output with High State Clamp
- Undervoltage Lockout with 6.0 V of Hysteresis
- Low Startup and Operating Current
- Supersedes Functionality of SG3561 and TDA4617




Order this document by MC34262/D

MC34262
MC33262

POWER FACTOR CONTROLLERS

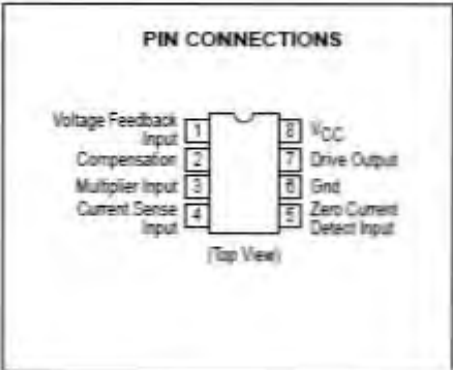
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 626



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751
(SO-8)



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC34262D	T _A = 0° to +85°C	SO-8
MC34262P		Plastic DIP
MC33262D	T _A = -40° to +105°C	SO-8
MC33262P		Plastic DIP

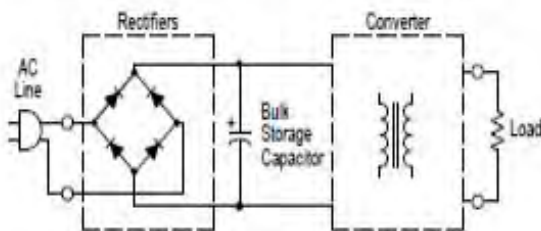
MC34262 MC33262 FUNCTIONAL DESCRIPTION

Introduction

With the goal of exceeding the requirements of legislation on line-current harmonic content, there is an ever increasing demand for an economical method of obtaining a unity power factor. This data sheet describes a monolithic control IC that was specifically designed for power factor control with minimal external components. It offers the designer a simple, cost-effective solution to obtain the benefits of active power factor correction.

Most electronic ballasts and switching power supplies use a bridge rectifier and a bulk storage capacitor to derive raw dc voltage from the utility ac line, Figure 15.

Figure 15. Uncorrected Power Factor Circuit

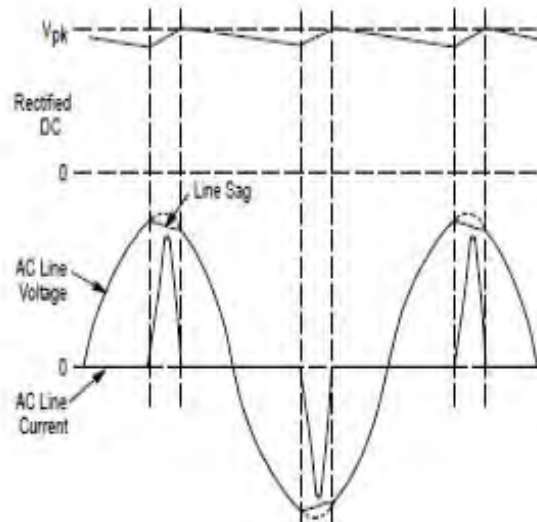


This simple rectifying circuit draws power from the line when the instantaneous ac voltage exceeds the capacitor voltage. This occurs near the line voltage peak and results in a high charge current spike, Figure 16. Since power is only taken near the line voltage peaks, the resulting spikes of current are extremely nonsinusoidal with a high content of harmonics. This results in a poor power factor condition where the apparent input power is much higher than the real power. Power factor ratios of 0.5 to 0.7 are common.

Power factor correction can be achieved with the use of either a passive or an active input circuit. Passive circuits usually contain a combination of large capacitors, inductors, and rectifiers that operate at the ac line frequency. Active circuits incorporate some form of a high frequency switching converter for the power processing, with the boost converter being the most popular topology, Figure 17. Since active input circuits operate at a frequency much higher than that of the ac line, they are smaller, lighter in weight, and more efficient than a passive circuit that yields similar results. With proper control of the preconverter, almost any complex load

can be made to appear resistive to the ac line, thus significantly reducing the harmonic current content.

Figure 16. Uncorrected Power Factor Input Waveforms

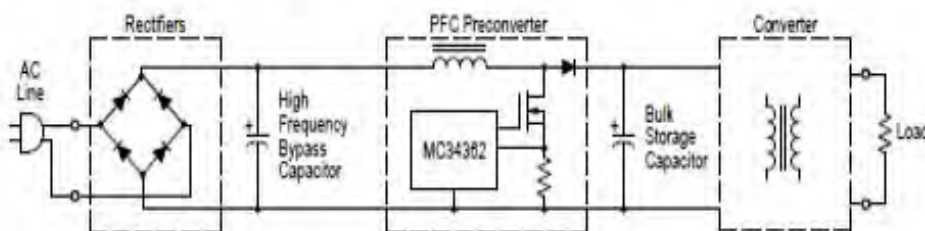


The MC34262, MC33262 are high performance, critical conduction, current-mode power factor controllers specifically designed for use in off-line active preconverters. These devices provide the necessary features required to significantly enhance poor power factor loads by keeping the ac line current sinusoidal and in phase with the line voltage.

Operating Description

The MC34262, MC33262 contain many of the building blocks and protection features that are employed in modern high performance current mode power supply controllers. There are, however, two areas where there is a major difference when compared to popular devices such as the UC3842 series. Referring to the block diagram in Figure 19, note that a multiplier has been added to the current sense loop and that this device does not contain an oscillator. The reasons for these differences will become apparent in the following discussion. A description of each of the functional blocks is given below.

Figure 17. Active Power Factor Correction Preconverter



MC34262 MC33262

Error Amplifier

An Error Amplifier with access to the inverting input and output is provided. The amplifier is a transconductance type, meaning that it has high output impedance with controlled voltage-to-current gain. The amplifier features a typical g_m of 100 μmhos (Figure 5). The noninverting input is internally biased at $2.5\text{ V} \pm 2.0\%$ and is not pinned out. The output voltage of the power factor converter is typically divided down and monitored by the inverting input. The maximum input bias current is $-0.5\ \mu\text{A}$, which can cause an output voltage error that is equal to the product of the input bias current and the value of the upper divider resistor R_2 . The Error Amp output is internally connected to the Multiplier and is pinned out (Pin 2) for external loop compensation. Typically, the bandwidth is set below 20 Hz, so that the amplifier's output voltage is relatively constant over a given ac line cycle. In effect, the error amp monitors the average output voltage of the converter over several line cycles. The Error Amp output stage was designed to have a relatively constant transconductance over temperature. This allows the designer to define the compensated bandwidth over the intended operating temperature range. The output stage can sink and source 10 μA of current and is capable of swinging from 1.7 V to 6.4 V, assuring that the Multiplier can be driven over its entire dynamic range.

A key feature to using a transconductance type amplifier, is that the input is allowed to move independently with respect to the output, since the compensation capacitor is connected to ground. This allows dual usage of the Voltage Feedback Input pin by the Error Amplifier and by the Overvoltage Comparator.

Overvoltage Comparator

An Overvoltage Comparator is incorporated to eliminate the possibility of runaway output voltage. This condition can occur during initial startup, sudden load removal, or during output arcing and is the result of the low bandwidth that must be used in the Error Amplifier control loop. The Overvoltage Comparator monitors the peak output voltage of the converter, and when exceeded, immediately terminates MOSFET switching. The comparator threshold is internally set to $1.08\ V_{\text{ref}}$. In order to prevent false tripping during normal operation, the value of the output filter capacitor C_3 must be large enough to keep the peak-to-peak ripple less than 16% of the average dc output. The Overvoltage Comparator input to Drive Output turn-off propagation delay is typically 400 ns. A comparison of startup overshoot without and with the Overvoltage Comparator circuit is shown in Figure 23.

Multiplier

A single quadrant, two input multiplier is the critical element that enables this device to control power factor. The ac full wave rectified haversines are monitored at Pin 3

with respect to ground while the Error Amp output at Pin 2 is monitored with respect to the Voltage Feedback Input threshold. The Multiplier is designed to have an extremely linear transfer curve over a wide dynamic range, 0 V to 3.2 V for Pin 3, and 2.0 V to 3.75 V for Pin 2, Figure 1. The Multiplier output controls the Current Sense Comparator threshold as the ac voltage traverses sinusoidally from zero to peak line, Figure 18. This has the effect of forcing the MOSFET on-time to track the input line voltage, resulting in a fixed Drive Output on-time, thus making the preconverter load appear to be resistive to the ac line. An approximation of the Current Sense Comparator threshold can be calculated from the following equation. This equation is accurate only under the given test condition stated in the electrical table.

$$V_{\text{CS, Pin 4 Threshold}} = 0.65 (V_{\text{Pin 2}} - V_{\text{th(M)}}) V_{\text{Pin 3}}$$

A significant reduction in line current distortion can be attained by forcing the preconverter to switch as the ac line voltage crosses through zero. The forced switching is achieved by adding a controlled amount of offset to the Multiplier and Current Sense Comparator circuits. The equation shown below accounts for the built-in offsets and is accurate to within ten percent. Let $V_{\text{th(M)}} = 1.991\text{ V}$

$$V_{\text{CS, Pin 4 Threshold}} = 0.544 (V_{\text{Pin 2}} - V_{\text{th(M)}}) V_{\text{Pin 3}} + 0.0417 (V_{\text{Pin 2}} - V_{\text{th(M)}})$$

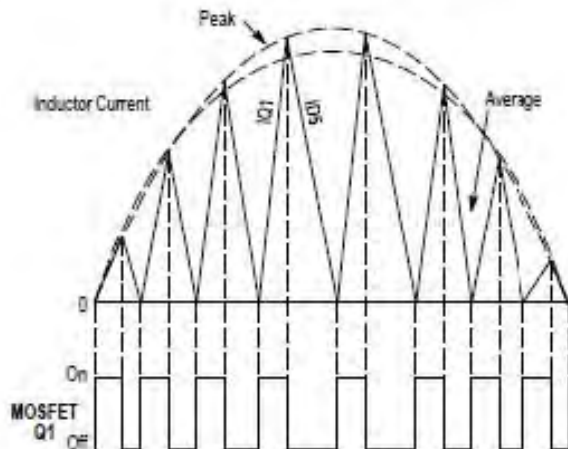
Zero Current Detector

The MC34262 operates as a critical conduction current mode controller, whereby output switch conduction is initiated by the Zero Current Detector and terminated when the peak inductor current reaches the threshold level established by the Multiplier output. The Zero Current Detector initiates the next on-time by setting the RS Latch at the instant the inductor current reaches zero. This critical conduction mode of operation has two significant benefits. First, since the MOSFET cannot turn-on until the inductor current reaches zero, the output rectifier reverse recovery time becomes less critical, allowing the use of an inexpensive rectifier. Second, since there are no deadtime gaps between cycles, the ac line current is continuous, thus limiting the peak switch to twice the average input current.

The Zero Current Detector indirectly senses the inductor current by monitoring when the auxiliary winding voltage falls below 1.4 V. To prevent false tripping, 200 mV of hysteresis is provided. Figure 9 shows that the thresholds are well-defined over temperature. The Zero Current Detector input is internally protected by two clamps. The upper 6.7 V clamp prevents input overvoltage breakdown while the lower 0.7 V clamp prevents substrate injection. Current limit protection of the lower clamp transistor is provided in the event that the input pin is accidentally shorted to ground. The Zero Current Detector input to Drive Output turn-on propagation delay is typically 320 ns.

MC34262 MC33262

Figure 18. Inductor Current and MOSFET Gate Voltage Waveforms

**Current Sense Comparator and RS Latch**

The Current Sense Comparator RS Latch configuration used ensures that only a single pulse appears at the Drive Output during a given cycle. The inductor current is converted to a voltage by inserting a ground-referenced sense resistor R_7 in series with the source of output switch Q1. This voltage is monitored by the Current Sense Input and compared to a level derived from the Multiplier output. The peak inductor current under normal operating conditions is controlled by the threshold voltage of Pin 4 where:

$$I_{L(pk)} = \frac{\text{Pin 4 Threshold}}{R_7}$$

Abnormal operating conditions occur during preconverter startup at extremely high line or if output voltage sensing is lost. Under these conditions, the Multiplier output and Current Sense threshold will be internally clamped to 1.5 V. Therefore, the maximum peak switch current is limited to:

$$I_{pk(max)} = \frac{1.5 \text{ V}}{R_7}$$

An internal RC filter has been included to attenuate any high frequency noise that may be present on the current waveform. This filter helps reduce the ac line current distortion especially near the zero crossings. With the component values shown in Figure 20, the Current Sense Comparator threshold, at the peak of the haversine varies from 1.1 V at 90 Vac to 100 mV at 268 Vac. The Current Sense Input to Drive Output turn-off propagation delay is typically less than 200 ns.

Timer

A watchdog timer function was added to the IC to eliminate the need for an external oscillator when used in stand-alone applications. The Timer provides a means to automatically start or restart the preconverter if the Drive Output has been off for more than 620 μs after the inductor current reaches zero. The restart time delay versus temperature is shown in Figure 8.

Undervoltage Lockout and Quickstart

An Undervoltage Lockout comparator has been incorporated to guarantee that the IC is fully functional before enabling the output stage. The positive power supply terminal (V_{CC}) is monitored by the UVLO comparator with the upper threshold set at 13 V and the lower threshold at 8.0 V. In the stand-by mode, with V_{CC} at 7.0 V, the required supply current is less than 0.4 mA. This large hysteresis and low startup current allow the implementation of efficient bootstrap startup techniques, making these devices ideally suited for wide input range off-line preconverter applications. An internal 36 V clamp has been added from V_{CC} to ground to protect the IC and capacitor C_4 from an overvoltage condition. This feature is desirable if external circuitry is used to delay the startup of the preconverter. The supply current, startup, and operating voltage characteristics are shown in Figures 13 and 14.

A Quickstart circuit has been incorporated to optimize converter startup. During initial startup, compensation capacitor C_1 will be discharged, holding the error amp output below the Multiplier threshold. This will prevent Drive Output switching and delay bootstrapping of capacitor C_4 by diode D_8 . If Pin 2 does not reach the multiplier threshold before C_4 discharges below the lower UVLO threshold, the converter will "hiccup" and experience a significant startup delay. The Quickstart circuit is designed to precharge C_1 to 1.7 V, Figure 7. This level is slightly below the Pin 2 Multiplier threshold, allowing immediate Drive Output switching and bootstrap operation when C_4 crosses the upper UVLO threshold.

Drive Output

The MC34262/MC33262 contain a single totem-pole output stage specifically designed for direct drive of power MOSFETs. The Drive Output is capable of up to ± 500 mA peak current with a typical rise and fall time of 50 ns with a 1.0 nF load. Additional internal circuitry has been added to keep the Drive Output in a sinking mode whenever the Undervoltage Lockout is active. This characteristic eliminates the need for an external gate pull-down resistor. The totem-pole output has been optimized to minimize cross-conduction current during high speed operation. The addition of two 10 Ω resistors, one in series with the source output transistor and one in series with the sink output transistor, helps to reduce the cross-conduction current and radiated noise by limiting the output rise and fall time. A 16 V clamp has been incorporated into the output stage to limit the high state V_{OH} . This prevents rupture of the MOSFET gate when V_{CC} exceeds 20 V.

MC34262 MC33262 APPLICATIONS INFORMATION

The application circuits shown in Figures 19, 20 and 21 reveal that few external components are required for a complete power factor preconverter. Each circuit is a peak detecting current-mode boost converter that operates in critical conduction mode with a fixed on-time and variable off-time. A major benefit of critical conduction operation is that the current loop is inherently stable, thus eliminating the need for ramp compensation. The application in Figure 19 operates over an input voltage range of 90 Vac to 138 Vac and provides an output power of 80 W (230 V at 350 mA) with an associated power factor of approximately 0.998 at

nominal line. Figures 20 and 21 are universal input preconverter examples that operate over a continuous input voltage range of 90 Vac to 268 Vac. Figure 20 provides an output power of 175 W (400 V at 440 mA) while Figure 21 provides 450 W (400 V at 1.125 A). Both circuits have an observed worst-case power factor of approximately 0.989. The input current and voltage waveforms of Figure 20 are shown in Figure 22 with operation at 115 Vac and 230 Vac. The data for each of the applications was generated with the test set-up shown in Figure 24.

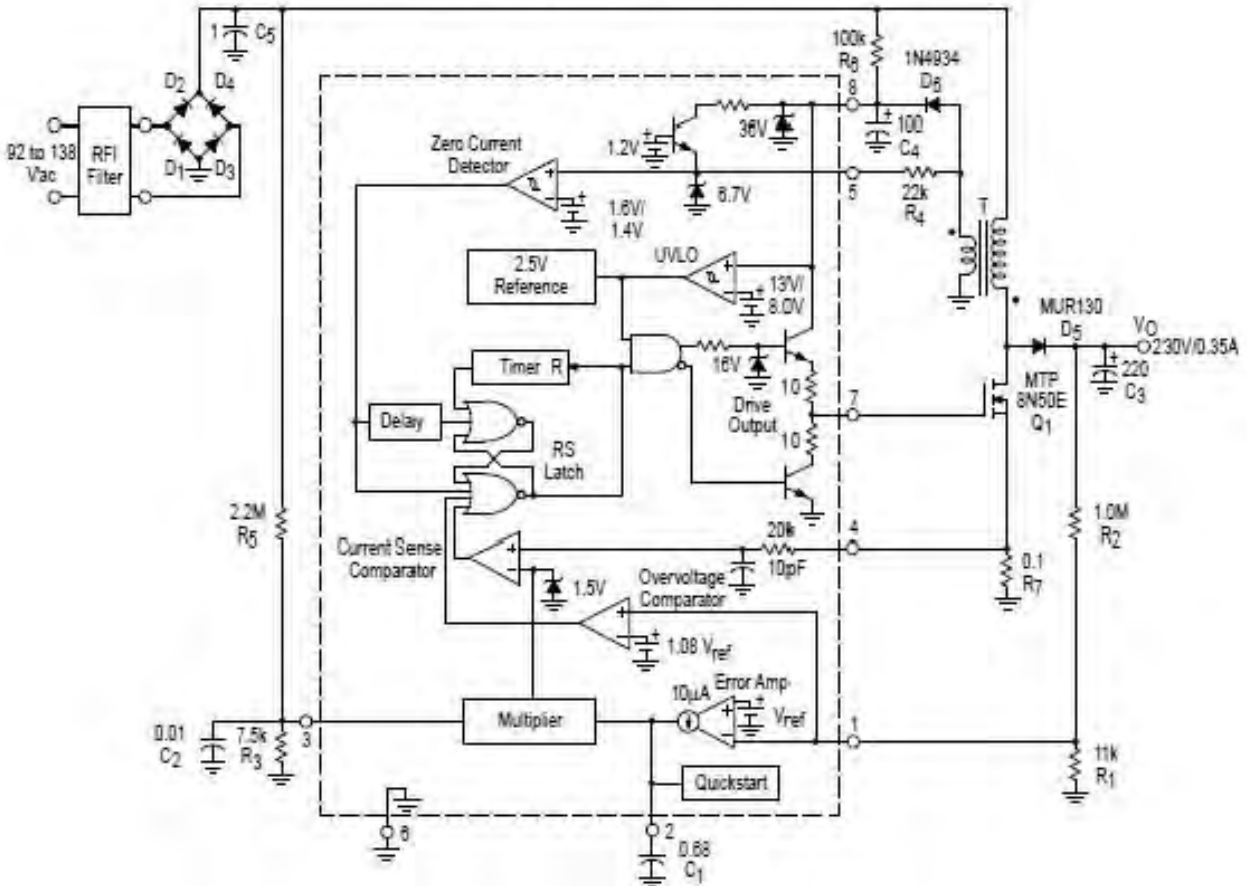
Table 1. Design Equations

Notes	Calculation	Formula
Calculate the maximum required output power.	Required Converter Output Power	$P_O = V_O I_O$
Calculated at the minimum required ac line voltage for output regulation. Let the efficiency $\eta = 0.92$ for low line operation.	Peak Inductor Current	$I_{L(pk)} = \frac{2\sqrt{2} P_O}{\eta V_{ac(LL)}}$
Let the switching cycle $t = 40 \mu s$ for universal input (85 to 265 Vac) operation and $20 \mu s$ for fixed input (92 to 138 Vac, or 184 to 276 Vac) operation.	Inductance	$L_P = \frac{t \left(\frac{V_O}{\sqrt{2}} - V_{ac(LL)} \right) \eta V_{ac(LL)}^2}{\sqrt{2} V_O P_O}$
In theory the on-time t_{on} is constant. In practice t_{on} tends to increase at the ac line zero crossings due to the charge on capacitor C_5 . Let $V_{ac} = V_{ac(LL)}$ for initial t_{on} and t_{off} calculations.	Switch On-Time	$t_{on} = \frac{2 P_O L_P}{\eta V_{ac}^2}$
The off-time t_{off} is greatest at the peak of the ac line voltage and approaches zero at the ac line zero crossings. Theta (θ) represents the angle of the ac line voltage.	Switch Off-Time	$t_{off} = \frac{t_{on}}{\frac{V_O}{\sqrt{2} V_{ac} \sin \theta } - 1}$
The minimum switching frequency occurs at the peak of the ac line voltage. As the ac line voltage traverses from peak to zero, t_{off} approaches zero producing an increase in switching frequency.	Switching Frequency	$f = \frac{1}{t_{on} + t_{off}}$
Set the current sense threshold V_{CS} to 1.0 V for universal input (85 Vac to 265 Vac) operation and to 0.5 V for fixed input (92 Vac to 138 Vac, or 184 Vac to 276 Vac) operation. Note that V_{CS} must be < 1.4 V.	Peak Switch Current	$R_7 = \frac{V_{CS}}{I_{L(pk)}}$
Set the multiplier input voltage V_M to 3.0 V at high line. Empirically adjust V_M for the lowest distortion over the ac line voltage range while guaranteeing startup at minimum line.	Multiplier Input Voltage	$V_M = \frac{V_{ac} \sqrt{2}}{\left(\frac{R_6}{R_3} + 1 \right)}$
The I_{B} R_1 error term can be minimized with a divider current in excess of $50 \mu A$.	Converter Output Voltage	$V_O = V_{ref} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) - I_B R_2$
The calculated peak-to-peak ripple must be less than 16% of the average dc output voltage to prevent false tripping of the Overvoltage Comparator. Refer to the Overvoltage Comparator text. ESR is the equivalent series resistance of C_3 .	Converter Output Peak to Peak Ripple Voltage	$\Delta V_O(pp) = I_O \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi f_{ac} C_3} \right)^2 + ESR^2}$
The bandwidth is typically set to 20 Hz. When operating at high ac line, the value of C_1 may need to be increased. (See Figure 25)	Error Amplifier Bandwidth	$BW = \frac{gm}{2\pi C_1}$

The following converter characteristics must be chosen:

- V_O — Desired output voltage V_{ac} — AC RMS line voltage
- I_O — Desired output current $V_{ac(LL)}$ — AC RMS low line voltage
- ΔV_O — Converter output peak-to-peak ripple voltage

Figure 19. 80 W Power Factor Controller



Power Factor Controller Test Data

V _{rms}	P _{in}	PF	I _{fund}	AC Line Input					DC Output				
				Current Harmonic Distortion (% I _{fund})					V _{O(pp)}	V _O	I _O	P _O	η(%)
				THD	2	3	5	7					
90	85.9	0.999	0.93	2.6	0.08	1.6	0.84	0.95	4.0	230.7	0.350	80.8	94.0
100	85.3	0.999	0.85	2.3	0.13	1.0	1.2	0.73	4.0	230.7	0.350	80.8	94.7
110	85.1	0.998	0.77	2.2	0.10	0.58	1.5	0.59	4.0	230.7	0.350	80.8	94.9
120	84.7	0.998	0.71	3.0	0.09	0.73	1.9	0.58	4.1	230.7	0.350	80.8	95.3
130	84.4	0.997	0.65	3.9	0.12	1.7	2.2	0.61	4.1	230.7	0.350	80.8	95.7
138	84.1	0.996	0.62	4.6	0.16	2.4	2.3	0.60	4.1	230.7	0.350	80.8	96.0

This data was taken with the test set-up shown in Figure 24.

- T - Coilcraft N2881-A
- Primary: 62 turns of #22 AWG
- Secondary: 5 turns of #22 AWG
- Core: Coilcraft PT2510, EE 25
- Gap: 0.072" total for a primary inductance (L_p) of 320 µH
- Heatsink - Aavid Engineering Inc. 59C302B03-600, or 593002B03-400

REGULADORES LM 7805 Y LM7815



www.fairchildsemi.com

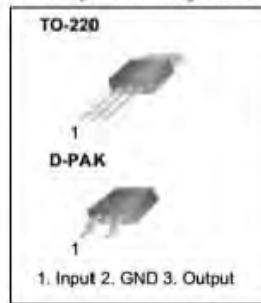
MC78XX/LM78XX/MC78XXA 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

Features

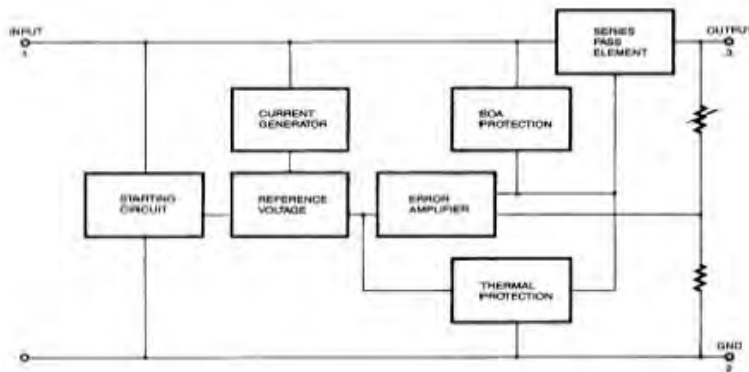
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

Description

The MC78XX/LM78XX/MC78XXA series of three terminal positive regulators are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



Internal Block Diagram



Rev. 1.0.1

KA78XX/KA78XXA

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$) (for $V_O = 24V$)	V_I	35	V
	V_I	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range (KA78XX/A/R)	T_{OPR}	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

Electrical Characteristics (KA7805/KA7805R)(Refer to test circuit, $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$, $I_O = 500mA$, $V_I = 10V$, $C_I = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	KA7805			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$, $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$	-	4.0	100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$	-	9	100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	50	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5mA$ to $1.0A$ $V_I = 7V$ to $25V$	-	0.03	0.5	mA	
			-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10Hz$ to $100KHz$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1A$, $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1KHz$	-	15	-	m Ω	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

Electrical Characteristics (MC7815)(Refer to test circuit, $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$, $I_O = 500mA$, $V_I = 23V$, $C_I = 0.33\mu F$, $C_O = 0.1\mu F$, unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	MC7815			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	V_O	$T_J = +25^{\circ}C$	14.4	15	15.6	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$, $P_O \leq 15W$ $V_I = 17.5V$ to $30V$	14.25	15	15.75		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_I = 17.5V$ to $30V$	-	11	300	mV
			$V_I = 20V$ to $26V$	-	3	150	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5mA$ to $1.5A$	-	12	300	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	150	
Quiescent Current	I_Q	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.2	8.0	mA	
Quiescent Current Change	ΔI_Q	$I_O = 5mA$ to $1.0A$ $V_I = 17.5V$ to $30V$	-	-	0.5	mA	
			-	-	1.0		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-1	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	V_N	$f = 10Hz$ to $100KHz$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	90	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_I = 18.5V$ to $28.5V$	54	70	-	dB	
Dropout Voltage	V_{Drop}	$I_O = 1A$, $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	r_O	$f = 1KHz$	-	19	-	m Ω	
Short Circuit Current	I_{SC}	$V_I = 35V$, $T_A = +25^{\circ}C$	-	250	-	mA	
Peak Current	I_{PK}	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

Note:

1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in V_O due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

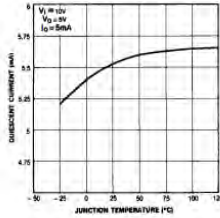


Figure 1. Quiescent Current

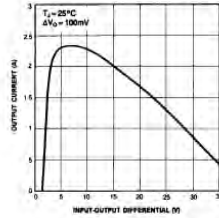


Figure 2. Peak Output Current

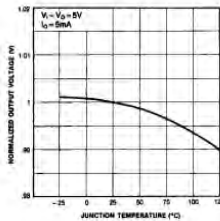


Figure 3. Output Voltage

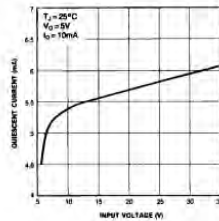


Figure 4. Quiescent Current

TYPICAL APPLICATIONS



Figure 5. DC Parameters

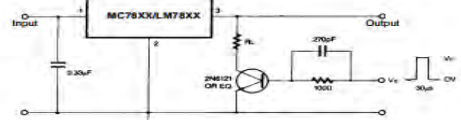


Figure 6. Load Regulation

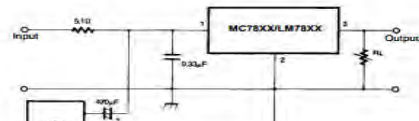


Figure 7. Ripple Rejection

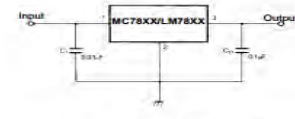


Figure 8. Fixed Output Regulator

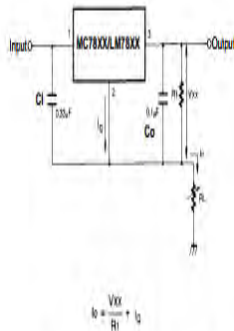
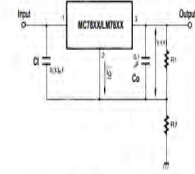


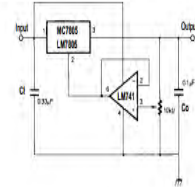
Figure 9. Constant Current Regulator

Notes:

- (1) To specify an output voltage, substitute voltage value for "XX." A common ground is required between the input and the Output voltage. The input voltage must remain typically 2.0V above the output voltage even during the low point on the input ripple voltage.
- (2) C_I is required if regulator is located an appreciable distance from power supply filter.
- (3) C_O improves stability and transient response.



$I_{O2} \geq 510$
 $V_O = V_{XX}(1+R_2/R_1) + I_O R_2$
 Figure 10. Circuit for Increasing Output Voltage



$R_1 \geq 51\Omega$
 $V_O = V_{XX}(1+R_2/R_1) + I_O R_2$
 Figure 11. Adjustable Output Regulator (7 to 30V)

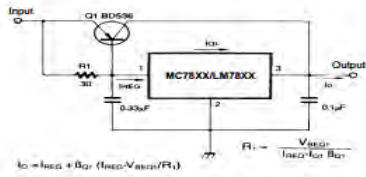


Figure 12. High Current Voltage Regulator

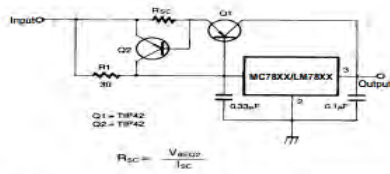


Figure 13. High Output Current with Short Circuit Protection

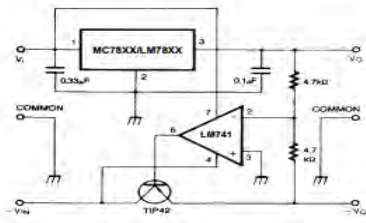


Figure 14. Tracking Voltage Regulator

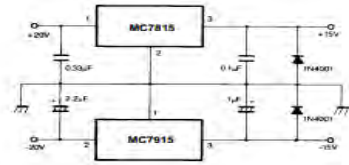


Figure 15. Split Power Supply (±15V-1A)

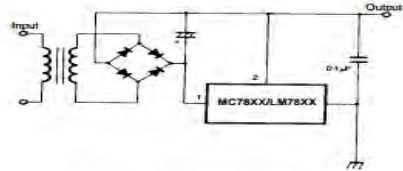


Figure 16. Negative Output Voltage Circuit

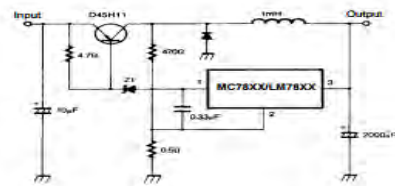
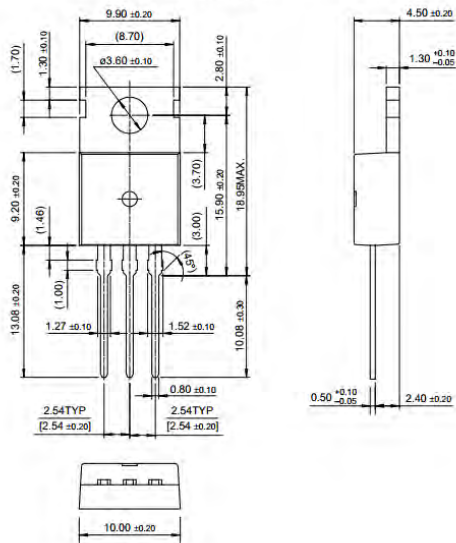


Figure 17. Switching Regulator

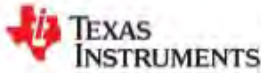
Mechanical Dimensions

Package

TO-220



CONVERTIDOR DE BAJADA DC/DC (BUCK)



LM5116

www.ti.com

SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

LM5116 Wide Range Synchronous Buck Controller

Check for Samples: [LM5116](#)

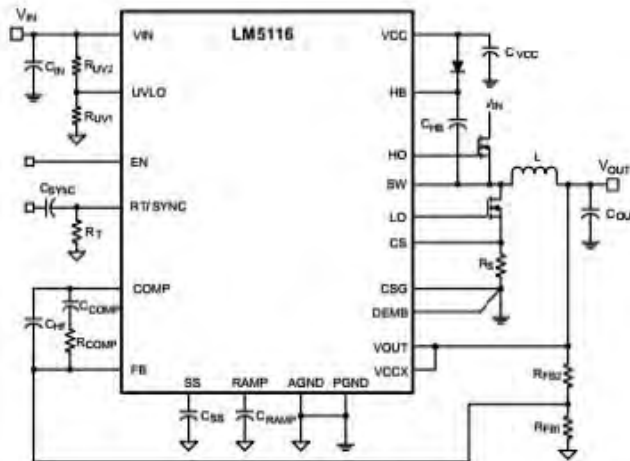
FEATURES

- Emulated Peak Current Mode
- Wide Operating Range Up to 100V
- Low I_Q Shutdown ($< 10 \mu A$)
- Drives Standard or Logic Level MOSFETs
- Robust 3.5A Peak Gate Drive
- Free-run or Synchronous Operation to 1 MHz
- Optional Diode Emulation Mode
- Programmable Output from 1.215V to 80V
- Precision 1.5% Voltage Reference
- Programmable Current Limit
- Programmable Soft-Start
- Programmable Line Under-Voltage lockout
- Automatic Switch to External Bias Supply
- HTSSOP-20 Exposed Pad
- Thermal Shutdown

DESCRIPTION

The LM5116 is a synchronous buck controller intended for step-down regulator applications from a high voltage or widely varying input supply. The control method is based upon current mode control utilizing an emulated current ramp. Current mode control provides inherent line feed-forward, cycle by cycle current limiting and ease of loop compensation. The use of an emulated control ramp reduces noise sensitivity of the pulse-width modulation circuit, allowing reliable control of very small duty cycles necessary in high input voltage applications. The operating frequency is programmable from 50 kHz to 1 MHz. The LM5116 drives external high-side and low-side NMOS power switches with adaptive dead-time control. A user-selectable diode emulation mode enables discontinuous mode operation for improved efficiency at light load conditions. A low quiescent current shutdown disables the controller and consumes less than 10 μA of total input current. Additional features include a high voltage bias regulator, automatic switch-over to external bias for improved efficiency, thermal shutdown, frequency synchronization, cycle by cycle current limit and adjustable line under-voltage lockout. The device is available in a power enhanced HTSSOP-20 package featuring an exposed die attach pad to aid thermal dissipation.

Typical Application



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2007–2013, Texas Instruments Incorporated

Connection Diagram

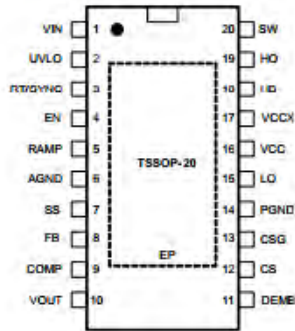


Figure 1. Top View
See Package Number PWP0020A

LM5116



Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾⁽²⁾

VIN to GND	-0.3V to 100V
VCC, VCCX, UVLO to GND ⁽³⁾	-0.3 to 16V
SW, CS to GND	-3.0 to 100V
HB to SW	-0.3 to 16V
HO to SW	-0.3 to HB+0.3V
VOUT to GND	-0.3 to 100V
CSG to GND	-1V to 1V
LO to GND	-0.3 to VCC+0.3V
SS to GND	-0.3 to 7V
FB to GND	-0.3 to 7V
DEMB to GND	-0.3 to VCC
RT to GND	-0.3 to 7V
EN to GND	-0.3 to 100V
ESD Rating HBM ⁽⁴⁾	2 kV
Storage Temperature Range	-55°C to +150°C
Junction Temperature	+150°C

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the component may occur.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/Distributors for availability and specifications.
- (3) These pins must not exceed VIN.
- (4) The human body model is a 100 pF capacitor discharged through a 1.5 kΩ resistor into each pin. 2 kV rating for all pins except VIN which is rated for 1.5 kV.

Operating Ratings⁽¹⁾⁽²⁾

VIN	6V to 100V
VCC, VCCX	4.75V to 15V
HB to SW	4.75V to 15V
DEMB to GND	-0.3V to 2V
Junction Temperature	-40°C to +125°C

- (1) RAMP, COMP are output pins. As such they are not specified to have an external voltage applied.
- (2) Operating Ratings do not imply performance limits. For specified performance limits and associated test conditions, see the Electrical Characteristics tables.



LM5116

www.ti.com

SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

Electrical Characteristics

Limits in standard type are for $T_J = 25^\circ\text{C}$ only; limits in boldface type apply over the junction temperature range of -40°C to $+125^\circ\text{C}$ and are provided for reference only. Unless otherwise specified, the following conditions apply: $V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{CC} = 7.4\text{V}$, $V_{CCX} = 0\text{V}$, $EN = 5\text{V}$, $R_T = 16\text{ k}\Omega$, no load on LO and HO.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
VIN Supply						
I_{BIAS}	VIN Operating Current	$V_{CCX} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 48\text{V}$		5	7	mA
		$V_{CCX} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 100\text{V}$		5.9	8	mA
I_{BIASX}	VIN Operating Current	$V_{CCX} = 5\text{V}$, $V_{IN} = 48\text{V}$		1.2	1.7	mA
		$V_{CCX} = 5\text{V}$, $V_{IN} = 100\text{V}$		1.6	2.3	mA
I_{STDBY}	VIN Shutdown Current	$EN = 0\text{V}$, $V_{IN} = 48\text{V}$		1	10	μA
		$EN = 0\text{V}$, $V_{IN} = 100\text{V}$		1		μA
VCC Regulator						
$V_{CC(REG)}$	VCC Regulation		7.1	7.4	7.7	V
	VCC LDO Mode Turn-off			10.6		V
	VCC Regulation	$V_{IN} = 6\text{V}$	5.0	5.9	6.0	V
	VCC Sourcing Current Limit	$V_{CC} = 0\text{V}$	15	26		mA
	VCCX Switch Threshold	VCCX Rising	4.3	4.5	4.7	V
	VCCX Switch Hysteresis			0.25		V
	VCCX Switch $R_{DS(ON)}$	$I_{CCX} = 10\text{ mA}$		3.8	6.2	Ω
	VCCX Leakage	$V_{CCX} = 0\text{V}$		-200		nA
	VCCX Pull-down Resistance	$V_{CCX} = 3\text{V}$		100		k Ω
	VCC Under-voltage Threshold	VCC Rising	4.3	4.5	4.7	V
	VCC Under-voltage Hysteresis			0.2		V
	HB DC Bias Current	HB - SW = 15V		125	200	μA
EN Input						
$V_{IL\text{ max}}$	EN Input Low Threshold				0.5	V
$V_{IH\text{ min}}$	EN Input High Threshold		3.3			V
	EN Input Bias Current	$V_{EN} = 3\text{V}$	-7.5	-3	1	μA
	EN Input Bias Current	$V_{EN} = 0.5\text{V}$	-1	0	1	μA
	EN Input Bias Current	$V_{EN} = 100\text{V}$		20	90	μA
UVLO Thresholds						
	UVLO Standby Threshold	UVLO Rising	1.170	1.215	1.262	V
	UVLO Threshold Hysteresis			0.1		V
	UVLO Pull-up Current Source	UVLO = 0V		5.4		μA
	UVLO Pull-down $R_{DS(ON)}$			80	210	Ω
Soft Start						
	SS Current Source	SS = 0V	8	11	14	μA
	SS Diode Emulation Ramp Disable Threshold	SS Rising		3		V
	SS to FB Offset	FB = 1.25V		160		mV
	SS Output Low Voltage	Sinking 100 μA , UVLO = 0V		45		mV
Error Amplifier						
V_{REF}	FB Reference Voltage	Measured at FB pin, FB = COMP	1.195	1.215	1.231	V
	FB Input Bias Current	FB = 2V		15	500	nA
	COMP Sink/Source Current		3			mA
A_{CL}	DC Gain			80		dB
f_{BW}	Unity Gain Bandwidth			3		MHz

LM5116



SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

Electrical Characteristics (continued)

Limits in standard type are for $T_J = 25^\circ\text{C}$ only; limits in boldface type apply over the junction temperature range of -40°C to $+125^\circ\text{C}$ and are provided for reference only. Unless otherwise specified, the following conditions apply: $V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{CC} = 7.4\text{V}$, $V_{CCX} = 0\text{V}$, $EN = 5\text{V}$, $R_T = 16\text{ k}\Omega$, no load on LO and HO.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
PWM Comparators						
$t_{HO(OFF)}$	Forced HO Off-time		320	450	580	ns
$t_{ON(MIN)}$	Minimum HO On-time	$V_{IN} = 80\text{V}$, $C_{RAMP} = 50\text{ pF}$		100		ns
Oscillator						
f_{SW1}	Frequency 1	$R_T = 16\text{ k}\Omega$	180	200	220	kHz
f_{SW2}	Frequency 2	$R_T = 5\text{ k}\Omega$	480	535	590	kHz
	RT output voltage		1.191	1.215	1.239	V
	RT sync positive threshold		3.0	3.5	4.0	V
Current Limit						
$V_{CS(TH)}$	Cycle-by-cycle Sense Voltage Threshold (CSG - CS)	$V_{CCX} = 0\text{V}$, $RAMP = 0\text{V}$	94	110	126	mV
$V_{CS(TH)}$	Cycle-by-cycle Sense Voltage Threshold (CSG - CS)	$V_{CCX} = 5\text{V}$, $RAMP = 0\text{V}$	105	122	139	mV
	CS Bias Current	$CS = 100\text{V}$	-1		1	μA
	CS Bias Current	$CS = 0\text{V}$		90	125	μA
	CSG Bias Current	$CSG = 0\text{V}$		90	125	μA
	Current Limit Fault Timer	$R_T = 16\text{ k}\Omega$, (200 kHz), (256 clock cycles)		1.28		ms
RAMP Generator						
I_{R1}	RAMP Current 1	$V_{IN} = 60\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$	235	285	335	μA
I_{R2}	RAMP Current 2	$V_{IN} = 10\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$	21	28	35	μA
	VOUT Bias Current	$V_{OUT} = 36\text{V}$		200		μA
	RAMP Output Low Voltage	$V_{IN} = 60\text{V}$, $V_{OUT} = 10\text{V}$		265		mV
Diode Emulation						
	SW Zero Cross Threshold			-6		mV
	DEMB Output Current	$DEMB = 0\text{V}$, $SS = 1.25\text{V}$	1.6	2.7	3.8	μA
	DEMB Output Current	$DEMB = 0\text{V}$, $SS = 2.8\text{V}$	28	38	48	μA
	DEMB Output Current	$DEMB = 0\text{V}$, $SS = \text{Regulated by FB}$	45	65	85	μA
LO Gate Driver						
V_{OLL}	LO Low-state Output Voltage	$I_{LO} = 100\text{ mA}$		0.08	0.17	V
V_{OHL}	LO High-state Output Voltage	$I_{LO} = -100\text{ mA}$, $V_{OHL} = V_{CC} - V_{LO}$		0.25		V
	LO Rise Time	C-load = 1000 pF		18		ns
	LO Fall Time	C-load = 1000 pF		12		ns
I_{OHL}	Peak LO Source Current	$V_{LO} = 0\text{V}$		1.8		A
I_{OLL}	Peak LO Sink Current	$V_{LO} = V_{CC}$		3.5		A
HO Gate Driver						
V_{OLH}	HO Low-state Output Voltage	$I_{HO} = 100\text{ mA}$		0.17	0.27	V
V_{OHH}	HO High-state Output Voltage	$I_{HO} = -100\text{ mA}$, $V_{OHH} = V_{HB} - V_{HO}$		0.45		V
	HO Rise Time	C-load = 1000 pF		19		ns
	HO High-side Fall Time	C-load = 1000 pF		13		ns
I_{OHH}	Peak HO Source Current	$V_{HO} = 0\text{V}$		1		A
I_{OLH}	Peak HO Sink Current	$V_{HO} = V_{CC}$		2.2		A
	HB to SW under-voltage			3		V
Switching Characteristics						
	LO Fall to HO Rise Delay	C-load = 0		75		ns
	HO Fall to LO Rise Delay	C-load = 0		70		ns
Thermal						
T_{SD}	Thermal Shutdown	Rising		170		$^\circ\text{C}$
	Thermal Shutdown Hysteresis			15		$^\circ\text{C}$
θ_{JA}	Junction to Ambient			40		$^\circ\text{C/W}$
θ_{JC}	Junction to Case			4		$^\circ\text{C/W}$

LM5116



SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

BLOCK DIAGRAM AND TYPICAL APPLICATION CIRCUIT

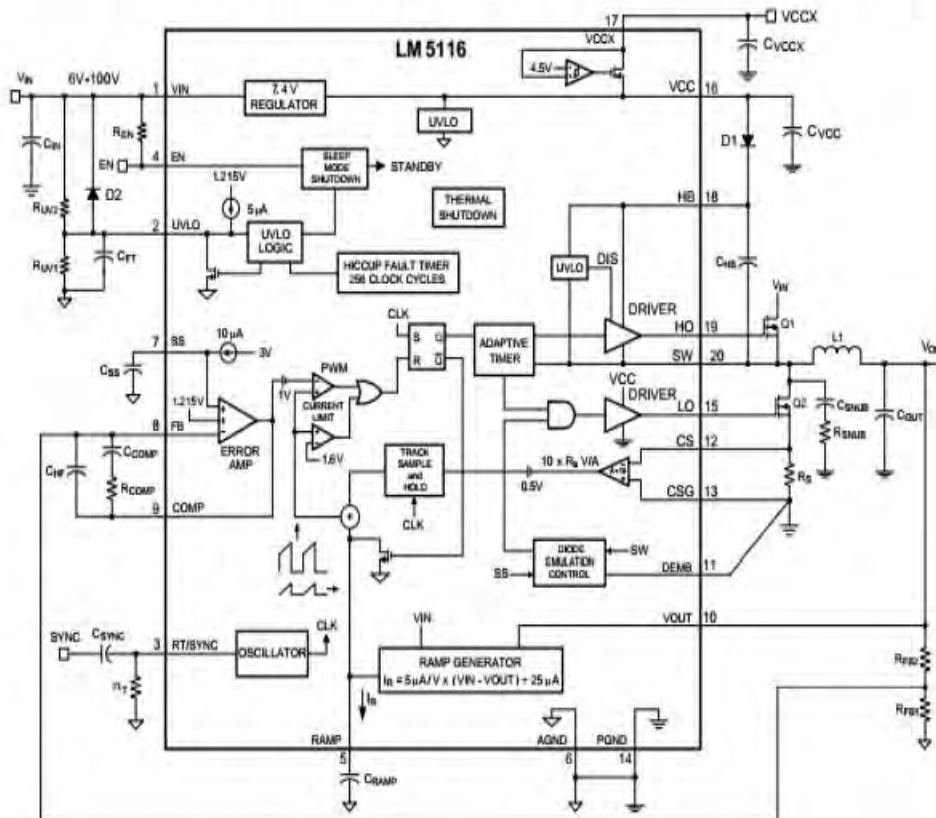


Figure 26. Typical Application

Detailed Operating Description

The LM5116 high voltage switching regulator features all of the functions necessary to implement an efficient high voltage buck regulator using a minimum of external components. This easy to use regulator integrates high-side and low-side MOSFET drivers capable of supplying peak currents of 2 Amps. The regulator control method is based on current mode control utilizing an emulated current ramp. Emulated peak current mode control provides inherent line feed-forward, cycle by cycle current limiting and ease of loop compensation. The use of an emulated control ramp reduces noise sensitivity of the pulse-width modulation circuit, allowing reliable processing of the very small duty cycles necessary in high input voltage applications. The operating frequency is user programmable from 50 kHz to 1 MHz. An oscillator/synchronization pin allows the operating frequency to be set by a single resistor or synchronized to an external clock. Fault protection features include current limiting, thermal shutdown and remote shutdown capability. An under-voltage lockout input allows regulator shutdown when the input voltage is below a user selected threshold, and an enable function will put the regulator into an extremely low current shutdown via the enable input. The HTSSOP-20 package features an exposed pad to aid in thermal dissipation.

LM5116



SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

Enable

The LM5116 contains an enable function allowing a very low input current shutdown. If the enable pin is pulled below 0.5V, the regulator enters shutdown, drawing less than 10 μA from the VIN pin. Raising the EN input above 3.3V returns the regulator to normal operation. The maximum EN transition time for proper operation is one switching period. For example, the enable rise time must be less than 4 μs for 250 kHz operation.

A 1 M Ω pull-up resistor to VIN can be used to interface with an open collector control signal. At low input voltage the pull-up resistor may be reduced to 100 k Ω to speed up the EN transition time. The EN pin can be tied directly to VIN if this function is not needed. It must not be left floating. If low-power shutdown is not needed, the UVLO pin should be used as an on/off control.

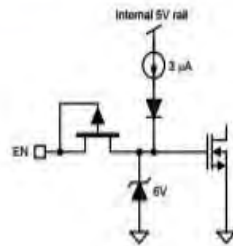


Figure 29. Enable Circuit

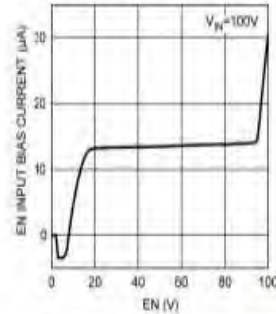


Figure 30. EN Bias Current vs Voltage

UVLO

An under-voltage lockout pin is provided to disable the regulator without entering shutdown. If the UVLO pin is pulled below 1.215V, the regulator enters a standby mode of operation with the soft-start capacitor discharged and outputs disabled, but with the VCC regulator running. If the UVLO input is pulled above 1.215V, the controller will resume normal operation. A voltage divider from input to ground can be used to set a VIN threshold to disable the supply in brown-out conditions or for low input faults. The UVLO pin has a 5 μA internal pull up current that allows this pin to be left open if the input under-voltage lockout function is not needed. For applications which require fast on/off cycling, the UVLO pin with an open collector control signal may be used to ensure proper start-up sequencing.

The UVLO pin is also used to implement a "hiccup" current limit. If a current limit fault exists for more than 256 consecutive clock cycles, the UVLO pin will be internally pulled down to 200 mV and then released, and a new SS cycle initiated. A capacitor to ground connected to the UVLO pin will set the timing for hiccup mode current limit. When this feature is used in conjunction with the voltage divider, a diode across the top resistor may be used to discharge the capacitor in the event of an input under-voltage condition. There is a 5 μs filter at the input to the fault comparator. At higher switching frequency (greater than approximately 250 kHz) the hiccup timer may be disabled if the fault capacitor is not used.

Oscillator and Sync Capability

The LM5116 oscillator frequency is set by a single external resistor connected between the RT/SYNC pin and the AGND pin. The resistor should be located very close to the device and connected directly to the pins of the IC (RT/SYNC and AGND). To set a desired oscillator frequency (f_{SW}), the necessary value for the resistor can be calculated from the following equation:

$$R_T = \frac{T - 450 \text{ ns}}{284 \text{ pF}}$$

where

$$\bullet \quad T = 1 / f_{\text{SW}} \text{ and } R_T \text{ is in ohms} \quad (1)$$

450 ns represents the fixed minimum off time.

The LM5116 oscillator has a maximum programmable frequency that is dependent on the VCC voltage. If VCC is above 6V, the frequency can be programmed up to 1 MHz. If VCCX is used to bias VCC and VCCX < 6V, the maximum programmable oscillator frequency is 750 kHz.

The RT/SYNC pin can be used to synchronize the internal oscillator to an external clock. The external clock must be a higher frequency than the free-running frequency set by the RT resistor. The internal oscillator can be synchronized to an external clock by AC coupling a positive edge into the RT/SYNC pin. The voltage at the RT/SYNC pin is nominally 1.215V and must exceed 4V to trip the internal synchronization pulse detection. A 5V amplitude signal and 100 pF coupling capacitor are recommended. The free-running frequency should be set nominally 15% below the external clock. Synchronizing above twice the free-running frequency may result in abnormal behavior of the pulse width modulator.

Error Amplifier and PWM Comparator

The internal high-gain error amplifier generates an error signal proportional to the difference between the regulated output voltage and an internal precision reference (1.215V). The output of the error amplifier is connected to the COMP pin allowing the user to provide loop compensation components, generally a type II network. This network creates a pole at very low frequency, a mid-band zero, and a noise reducing high frequency pole. The PWM comparator compares the emulated current sense signal from the RAMP generator to the error amplifier output voltage at the COMP pin.

Ramp Generator

The ramp signal used in the pulse width modulator for current mode control is typically derived directly from the buck switch current. This switch current corresponds to the positive slope portion of the inductor current. Using this signal for the PWM ramp simplifies the control loop transfer function to a single pole response and provides inherent input voltage feed-forward compensation. The disadvantage of using the buck switch current signal for PWM control is the large leading edge spike due to circuit parasitics that must be filtered or blanked. Also, the current measurement may introduce significant propagation delays. The filtering, blanking time and propagation delay limit the minimal achievable pulse width. In applications where the input voltage may be relatively large in comparison to the output voltage, controlling small pulse widths and duty cycles is necessary for regulation. The LM5116 utilizes a unique ramp generator which does not actually measure the buck switch current but rather reconstructs the signal. Representing or emulating the inductor current provides a ramp signal to the PWM comparator that is free of leading edge spikes and measurement or filtering delays. The current reconstruction is comprised of two elements, a sample-and-hold DC level and an emulated current ramp.

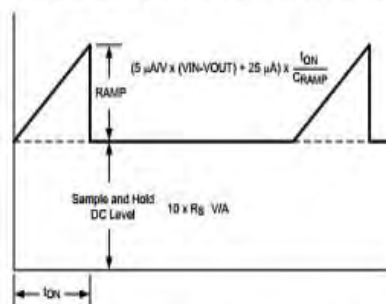


Figure 31. Composition of Current Sense Signal

The sample-and-hold DC level is derived from a measurement of the recirculating current through either the low-side MOSFET or current sense resistor. The voltage level across the MOSFET or sense resistor is sampled and held just prior to the onset of the next conduction interval of the buck switch. The current sensing and sample-and-hold provide the DC level of the reconstructed current signal. The positive slope inductor current ramp is emulated by an external capacitor connected from the RAMP pin to the AGND and an internal voltage controlled current source. The ramp current source that emulates the inductor current is a function of the VIN and VOUT voltages per the following equation:

$$I_r = 5 \mu\text{A}/\text{V} \times (\text{VIN} - \text{VOUT}) + 25 \mu\text{A} \quad (2)$$

LM5116



SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

Proper selection of the RAMP capacitor (C_{RAMP}) depends upon the value of the output inductor (L) and the current sense resistor (R_S). For proper current emulation, the DC sample and hold value and the ramp amplitude must have the same dependence on the load current. That is:

$$R_S \times A = \frac{g_m \times L}{C_{RAMP}}, \text{ so}$$

$$C_{RAMP} = \frac{g_m \times L}{A \times R_S}$$

where

- g_m is the ramp generator transconductance (5 $\mu A/V$)
- A is the current sense amplifier gain (10 V/V)

(3)

The ramp capacitor should be located very close to the device and connected directly to the pins of the IC (RAMP and AGND).

The difference between the average inductor current and the DC value of the sampled inductor current can cause instability for certain operating conditions. This instability is known as sub-harmonic oscillation, which occurs when the inductor ripple current does not return to its initial value by the start of next switching cycle. Sub-harmonic oscillation is normally characterized by observing alternating wide and narrow pulses at the switch node. Adding a fixed slope voltage ramp (slope compensation) to the current sense signal prevents this oscillation. The 25 μA of offset current provided from the emulated current source adds the optimal slope compensation to the ramp signal for a 5V output. For higher output voltages, additional slope compensation may be required. In these applications, a resistor is added between RAMP and VCC to increase the ramp slope compensation.

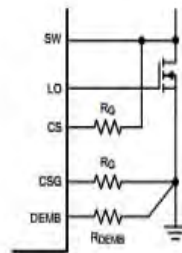


Figure 32. $R_{DS(ON)}$ Current Sensing without Diode Emulation

The DC current sample is obtained using the CS and CSG pins connected to either a source sense resistor (R_S) or the $R_{DS(ON)}$ of the low-side MOSFET. For $R_{DS(ON)}$ sensing, $R_S = R_{DS(ON)}$ of the low-side MOSFET. In this case it is sometimes helpful to adjust the current sense amplifier gain (A) to a lower value in order to obtain the desired current limit. Adding external resistors R_G in series with CS and CSG, the current sense amplifier gain A becomes:

$$A \approx \frac{10k}{1k + R_G}$$

(4)

Current Limit

The LM5116 contains a current limit monitoring scheme to protect the circuit from possible over-current conditions. When set correctly, the emulated current sense signal is proportional to the buck switch current with a scale factor determined by the current limit sense resistor. The emulated ramp signal is applied to the current limit comparator. If the emulated ramp signal exceeds 1.6V, the current cycle is terminated (cycle-by-cycle current limiting). Since the ramp amplitude is proportional to $V_{IN} - V_{OUT}$, if V_{OUT} is shorted, there is an immediate reduction in duty cycle. To further protect the external switches during prolonged current limit conditions, an internal counter counts clock pulses when in current limit. When the counter detects 256 consecutive clock cycles, the regulator enters a low power dissipation hiccup mode of current limit. The regulator is shut down by momentarily pulling UVLO low, and the soft-start capacitor discharged. The regulator is restarted with a full soft-start cycle once UVLO charges back to 1.215V. This process is repeated until the fault is removed. The hiccup off-time can be controlled by a capacitor to ground on the UVLO pin. In applications with low output inductance and high input voltage, the switch current may overshoot due to the propagation delay of the current limit

comparator. If an overshoot should occur, the sample-and-hold circuit will detect the excess recirculating current. If the sample-and-hold DC level exceeds the internal current limit threshold, the buck switch will be disabled and skip pulses until the current has decayed below the current limit threshold. This approach prevents current runaway conditions due to propagation delays or inductor saturation since the inductor current is forced to decay following any current overshoot.

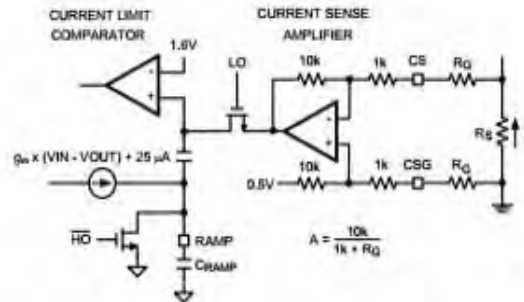


Figure 33. Current Limit and Ramp Circuit

Using a current sense resistor in the source of the low-side MOSFET provides superior current limit accuracy compared to $R_{DS(ON)}$ sensing. $R_{DS(ON)}$ sensing is far less accurate due to the large variation of MOSFET $R_{DS(ON)}$ with temperature and part-to-part variation. The CS and CSG pins should be Kelvin connected to the current sense resistor or MOSFET drain and source.

The peak current which triggers the current limit comparator is:

$$I_{PEAK} = \frac{1.1V - \frac{25 \mu A \times t_{ON}}{C_{RAMP}}}{A \times R_S} \approx \frac{1.1V}{A \times R_S}$$

where

$$\bullet \quad t_{ON} \text{ is the on-time of the high-side MOSFET} \quad (5)$$

The 1.1V threshold is the difference between the 1.6V reference at the current limit comparator and the 0.5V offset at the current sense amplifier. This offset at the current sense amplifier allows the inductor ripple current to go negative by $0.5V / (A \times R_S)$ when running full synchronous operation.

Current limit hysteresis prevents chatter around the threshold when VCCX is powered from VOUT. When $4.5V < VCC < 5.8V$, the 1.6V reference is increased to 1.72V. The peak current which triggers the current limit comparator becomes:

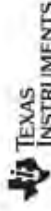
$$I_{PEAK} = \frac{1.22V - \frac{25 \mu A \times t_{ON}}{C_{RAMP}}}{A \times R_S} \approx \frac{1.22V}{A \times R_S} \quad (6)$$

This has the effect of a 10% fold-back of the peak current during a short circuit when VCCX is powered from a 5V output.

Soft-Start and Diode Emulation

The soft-start feature allows the regulator to gradually reach the initial steady state operating point, thus reducing start-up stresses and surges. The LM5116 will regulate the FB pin to the SS pin voltage or the internal 1.215V reference, whichever is lower. At the beginning of the soft-start sequence when SS = 0V, the internal 10 μA soft-start current source gradually increases the voltage of an external soft-start capacitor (C_{SS}) connected to the SS pin resulting in a gradual rise of FB and the output voltage.

LM5116



SNVS498G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

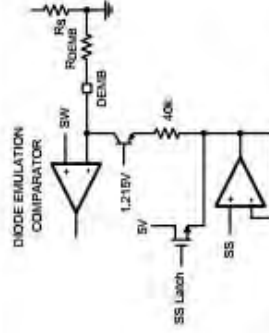


Figure 34. Diode Emulation Control

During this initial charging of C_{SS} to the internal reference voltage, the LM5116 will force diode emulation. That is, the low-side MOSFET will turn off for the remainder of a cycle if the sensed inductor current becomes negative. The inductor current is sensed by monitoring the voltage between SW and DEMB. As the SS capacitor continues to charge beyond 1.215V to 3V, the DEMB bias current will increase from 0 μ A up to 40 μ A. With the use of an external DEMB resistor (R_{DEMB}), the current sense threshold for diode emulation will increase resulting in the gradual transition to synchronous operation. Forcing diode emulation during soft-start allows the LM5116 to start up into a pre-biased output without unnecessarily discharging the output capacitor. Full synchronous operation is obtained if the DEMB pin is always biased to a higher potential than the SW pin when LO is high. $R_{DEMB} = 10$ k Ω will bias the DEMB pin to 0.45V minimum, which is adequate for most applications. The DEMB bias potential should always be kept below 2V. At very light loads with larger values of output inductance and MOSFET capacitance, the switch voltage may fall slowly. If the SW voltage does not fall below the DEMB threshold before the end of the HO fall to LO rise dead-time, switching will default to diode emulation mode. When $R_{DEMB} = 0\Omega$, the LM5116 will always run in diode emulation.

Once SS charges to 3V the SS latch is set, increasing the DEMB bias current to 65 μ A. An amplifier is enabled that regulates SS to 160 mV above the FB voltage. This feature can prevent overshoot of the output voltage in the event the output voltage momentarily dips out of regulation. When a fault is detected (VCC under-voltage, UVLO pin < 1.215, or EN = 0V) the soft-start capacitor is discharged. Once the fault condition is no longer present, a new soft-start sequence begins.

HO Output

The LM5116 contains a high current, high-side driver and associated high voltage level shift. This gate driver circuit works in conjunction with an external diode and bootstrap capacitor. A 1 μ F ceramic capacitor, connected with short traces between the HB pin and SW pin, is recommended. During the off-time of the high-side MOSFET, the SW pin voltage is approximately -0.5V and the bootstrap capacitor charges from VCC through the external bootstrap diode. When operating with a high PWM duty cycle, the buck switch will be forced off each cycle for 450 ns to ensure that the bootstrap capacitor is recharged.

The LO and HO outputs are controlled with an adaptive deadtime methodology which insures that both outputs are never enabled at the same time. When the controller commands HO to be enabled, the adaptive block first disables LO and waits for the LO voltage to drop below approximately 25% of VCC. HO is then enabled after a small delay. Similarly, when HO turns off, LO waits until the SW voltage has fallen to $\frac{1}{2}$ of VCC. LO is then enabled after a small delay. In the event that SW does not fall within approximately 150 ns, LO is asserted high. This methodology insures adequate dead-time for appropriately sized MOSFETs.

In some applications it may be desirable to slow down the high-side MOSFET turn-on time in order to control switching spikes. This may be accomplished by adding a resistor in series with the HO output to the high-side gate. Values greater than 10 Ω should be avoided so as not to interfere with the adaptive gate drive. Use of an HB resistor for this function should be carefully evaluated so as not cause potentially harmful negative voltage to the high-side driver, and is generally limited to 2.2 Ω maximum.



Thermal Protection

Internal thermal shutdown circuitry is provided to protect the integrated circuit in the event the maximum junction temperature is exceeded. When activated, typically at 170°C, the controller is forced into a low power reset state, disabling the output driver and the bias regulator. This is designed to prevent catastrophic failures from accidental device overheating.

Application Information

EXTERNAL COMPONENTS

The procedure for calculating the external components is illustrated with the following design example. The Bill of Materials for this design is listed in Table 1. The circuit shown in Figure 41 is configured for the following specifications:

- Output voltage = 5V
- Input voltage = 7V to 60V
- Maximum load current = 7A
- Switching frequency = 250 kHz

Simplified equations are used as a general guideline for the design method. See [Comprehensive Equations](#).

TIMING RESISTOR

R_T sets the oscillator switching frequency. Generally, higher frequency applications are smaller but have higher losses. Operation at 250 kHz was selected for this example as a reasonable compromise for both small size and high efficiency. The value of R_T for 250 kHz switching frequency can be calculated as follows:

$$R_T = \frac{\frac{1}{250 \text{ kHz}} - 450 \text{ ns}}{284 \text{ pF}} = 12.5 \text{ k}\Omega \quad (7)$$

The nearest standard value of 12.4 k Ω was chosen for R_T .

OUTPUT INDUCTOR

The inductor value is determined based on the operating frequency, load current, ripple current and the input and output voltages.

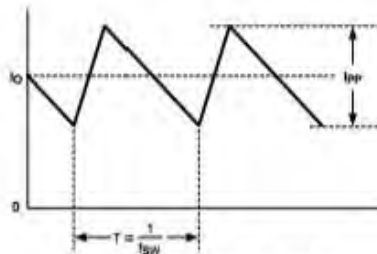


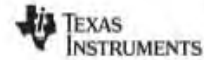
Figure 35. Inductor Current

Knowing the switching frequency (f_{sw}), maximum ripple current (I_{pp}), maximum input voltage ($V_{IN(MAX)}$) and the nominal output voltage (V_{OUT}), the inductor value can be calculated:

$$L = \frac{V_{OUT}}{I_{pp} \times f_{sw}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) \quad (8)$$

The maximum ripple current occurs at the maximum input voltage. Typically, I_{pp} is 20% to 40% of the full load current. When running diode emulation mode, the maximum ripple current should be less than twice the minimum load current. For full synchronous operation, higher ripple current is acceptable. Higher ripple current allows for a smaller inductor size, but places more of a burden on the output capacitor to smooth the ripple current for low output ripple voltage. For this example, 40% ripple current was chosen for a smaller sized inductor.

LM5116



SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

$$L = \frac{5V}{0.4 \times 7A \times 250kHz} \times \left(1 - \frac{5V}{60V}\right) = 6.5\mu H \quad (9)$$

The nearest standard value of 6 μ H will be used. The inductor must be rated for the peak current to prevent saturation. During normal operation, the peak current occurs at maximum load current plus maximum ripple. During overload conditions with properly scaled component values, the peak current is limited to $V_{CS(TH)} / R_S$ (See **CURRENT SENSE RESISTOR**). At the maximum input voltage with a shorted output, the valley current must fall below $V_{CS(TH)} / R_S$ before the high-side MOSFET is allowed to turn on. The peak current in steady state will increase to $V_{IN(MAX)} \times I_{ON(min)} / L$ above this level. The chosen inductor must be evaluated for this condition, especially at elevated temperature where the saturation current rating may drop significantly.

CURRENT SENSE RESISTOR

The current limit is set by the current sense resistor value (R_S).

$$I_{LM} = \frac{V_{CS(TH)}}{R_S} \quad (10)$$

For a 5V output, the maximum current sense signal occurs at the minimum input voltage, so R_S is calculated from:

$$R_S \leq \frac{V_{CS(TH)}}{I_O + \frac{V_{OUT}}{2 \times L \times f_{SW}} \times \left(1 + \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}}\right)} \quad (11)$$

For this example $V_{CCX} = 0V$, so $V_{CS(TH)} = 0.11V$. The current sense resistor is calculated as:

$$R_S \leq \frac{0.11V}{7A + \frac{5V}{2 \times 6\mu H \times 250kHz} \times \left(1 + \frac{5V}{7V}\right)} \leq 0.011\Omega \quad (12)$$

The next lowest standard value of 10 m Ω was chosen for R_S .

RAMP CAPACITOR

With the inductor and sense resistor value selected, the value of the ramp capacitor (C_{RAMP}) necessary for the emulation ramp circuit is:

$$C_{RAMP} \approx \frac{g_m \times L}{A \times R_S}$$

where

- L is the value of the output inductor in Henrys
- g_m is the ramp generator transconductance (5 μ A/V)
- A is the current sense amplifier gain (10 V/V)

For the 5V output design example, the ramp capacitor is calculated as:

$$C_{RAMP} = \frac{5\mu A/V \times 6\mu H}{10V/V \times 10m\Omega} = 300pF \quad (14)$$

The next lowest standard value of 270 pF was selected for C_{RAMP} . A COG type capacitor with 5% or better tolerance is recommended.

OUTPUT CAPACITORS

The output capacitors smooth the inductor ripple current and provide a source of charge for transient loading conditions. For this design example, five 100 μ F ceramic capacitors were selected. Ceramic capacitors provide very low equivalent series resistance (ESR), but can exhibit a significant reduction in capacitance with DC bias. From the manufacturer's data, the ESR at 250 kHz is 2 m Ω / 5 = 0.4 m Ω , with a 36% reduction in capacitance at 5V. This is verified by measuring the output ripple voltage and frequency response of the circuit. The fundamental component of the output ripple voltage is calculated as:



$$\Delta V_{OUT} = I_{PP} \times \sqrt{ESR^2 + \left(\frac{1}{8 \times f_{SW} \times C_{OUT}}\right)^2} \quad (15)$$

With typical values for the 5V design example:

$$\Delta V_{OUT} = 3A \times \sqrt{0.4 \text{ m}\Omega^2 + \left(\frac{1}{8 \times 250 \text{ kHz} \times 320 \mu\text{F}}\right)^2}$$

$$\Delta V_{OUT} = 4.8 \text{ mV} \quad (16)$$

INPUT CAPACITORS

The regulator supply voltage has a large source impedance at the switching frequency. Good quality input capacitors are necessary to limit the ripple voltage at the VIN pin while supplying most of the switch current during the on-time. When the buck switch turns on, the current into the switch steps to the valley of the inductor current waveform, ramps up to the peak value, and then drops to zero at turn-off. The input capacitors should be selected for RMS current rating and minimum ripple voltage. A good approximation for the required ripple current rating is $I_{RMS} > I_{OUT} / 2$.

Quality ceramic capacitors with a low ESR were selected for the input filter. To allow for capacitor tolerances and voltage rating, four 2.2 μF , 100V ceramic capacitors were used for the typical application circuit. With ceramic capacitors, the input ripple voltage will be triangular and peak at 50% duty cycle. Taking into account the capacitance change with DC bias, the input ripple voltage is approximated as:

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT}}{4 \times f_{SW} \times C_{IN}} = \frac{7A}{4 \times 250 \text{ kHz} \times 7 \mu\text{F}} = 1V \quad (17)$$

When the converter is connected to an input power source, a resonant circuit is formed by the line impedance and the input capacitors. If step input voltage transients are expected near the maximum rating of the LM5116, a careful evaluation of the ringing and possible overshoot at the device VIN pin should be completed. To minimize overshoot make $C_{IN} > 10 \times L_{IN}$. The characteristic source impedance and resonant frequency are:

$$Z_B = \sqrt{\frac{L_{IN}}{C_{IN}}} \quad f_S = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{IN} \times C_{IN}}} \quad (18)$$

The converter exhibits a negative input impedance which is lowest at the minimum input voltage:

$$Z_{IN} = -\frac{V_{IN}^2}{P_{OUT}} \quad (19)$$

The damping factor for the input filter is given by:

$$\delta = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{IN} + ESR}{Z_B} + \frac{Z_S}{Z_{IN}} \right)$$

where

- R_{IN} is the input wiring resistance
- ESR is the series resistance of the input capacitors

(20)

The term Z_S / Z_{IN} will always be negative due to Z_{IN} .

When $\delta = 1$, the input filter is critically damped. This may be difficult to achieve with practical component values. With $\delta < 0.2$, the input filter will exhibit significant ringing. If δ is zero or negative, there is not enough resistance in the circuit and the input filter will sustain an oscillation. When operating near the minimum input voltage, an aluminum electrolytic capacitor across C_{IN} may be needed to damp the input for a typical bench test setup. Any parallel capacitor should be evaluated for its RMS current rating. The current will split between the ceramic and aluminum capacitors based on the relative impedance at the switching frequency.

LM5116



SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

VCC CAPACITOR

The primary purpose of the VCC capacitor (C_{VCC}) is to supply the peak transient currents of the LO driver and bootstrap diode (D1) as well as provide stability for the VCC regulator. These current peaks can be several amperes. The recommended value of C_{VCC} should be no smaller than 0.47 μF , and should be a good quality, low ESR, ceramic capacitor located at the pins of the IC to minimize potentially damaging voltage transients caused by trace inductance. A value of 1 μF was selected for this design.

BOOTSTRAP CAPACITOR

The bootstrap capacitor (C_{HB}) between the HB and SW pins supplies the gate current to charge the high-side MOSFET gate at each cycle's turn-on as well as supplying the recovery charge for the bootstrap diode (D1). These current peaks can be several amperes. The recommended value of the bootstrap capacitor is at least 0.1 μF , and should be a good quality, low ESR, ceramic capacitor located at the pins of the IC to minimize potentially damaging voltage transients caused by trace inductance. The absolute minimum value for the bootstrap capacitor is calculated as:

$$C_{HB} \geq \frac{Q_g}{\Delta V_{HB}}$$

where

- Q_g is the high-side MOSFET gate charge
 - ΔV_{HB} is the tolerable voltage droop on C_{HB}
- (21)

C_{HB} is typically less than 5% of VCC. A value of 1 μF was selected for this design.

SOFT START CAPACITOR

The capacitor at the SS pin (C_{SS}) determines the soft-start time, which is the time for the reference voltage and the output voltage to reach the final regulated value. The soft-start time t_{SS} should be substantially longer than the time required to charge C_{OUT} to V_{OUT} at the maximum output current. To meet this requirement:

$$t_{SS} > V_{OUT} \times C_{OUT} / (I_{CURRENT\ LIMIT} - I_{OUT})$$
(22)

The value of C_{SS} for a given time is determined from:

$$C_{SS} = \frac{t_{SS} \times 10 \mu\text{A}}{1.215\text{V}}$$
(23)

For this application, a value of 0.01 μF was chosen for a soft-start time of 1.2 ms.

OUTPUT VOLTAGE DIVIDER

R_{FB1} and R_{FB2} set the output voltage level, the ratio of these resistors is calculated from:

$$\frac{R_{FB2}}{R_{FB1}} = \frac{V_{OUT}}{1.215\text{V}} - 1$$
(24)

R_{FB1} is typically 1.21 k Ω for a divider current of 1 mA. The divider current can be reduced to 100 μA with $R_{FB1}=12.1$ k Ω . For the 5V output design example used here, $R_{FB1} = 1.21$ k Ω and $R_{FB2} = 3.74$ k Ω .

UVLO DIVIDER

A voltage divider and filter can be connected to the UVLO pin to set a minimum operating voltage $V_{IN(MIN)}$ for the regulator. If this feature is required, the following procedure can be used to determine appropriate resistor values for R_{UV2} , R_{UV1} and C_{FT} .

1. R_{UV2} must be large enough such that in the event of a current limit, the internal UVLO switch can pull UVLO < 200 mV. This can be accomplished if: $R_{UV2} > 500 \times V_{IN(MAX)}$ Where $V_{IN(MAX)}$ is the maximum input voltage and R_{UV2} is in ohms.
2. With an appropriate value for R_{UV2} , R_{UV1} can be selected using the following equation:

$$R_{UV1} = 1.215 \times \left(\frac{R_{UV2}}{V_{IN(MIN)} + (5 \mu\text{A} \times R_{UV2}) - 1.215} \right)$$
 Where $V_{IN(MIN)}$ is the desired shutdown voltage.
3. Capacitor C_{FT} provides filtering for the divider and determines the off-time of the "hiccup" duty cycle during current limit. When C_{FT} is used in conjunction with the voltage divider, a diode across the top resistor should



be used to discharge C_{FT} in the event of an input under-voltage condition.

$$t_{OFF} = \left(\frac{R_{UV1} \times R_{UV2}}{R_{UV1} + R_{UV2}} \right) \times C_{FT} \times \ln \left(1 + \frac{1.215 \times (R_{UV1} + R_{UV2})}{V_{IN} \times R_{UV1}} \right)$$

If under-voltage shutdown is not required, R_{UV1} and R_{UV2} can be eliminated and the off-time becomes:

$$t_{OFF} = C_{FT} \times \frac{1.215V}{5 \mu A} \quad (25)$$

The voltage at the UVLO pin should never exceed 16V when using an external set-point divider. It may be necessary to clamp the UVLO pin at high input voltages. For the design example, $R_{UV2} = 102 \text{ k}\Omega$ and $R_{UV1} = 21 \text{ k}\Omega$ for a shut-down voltage of 6.6V. If sustained short circuit protection is required, $C_{FT} \geq 1 \mu\text{F}$ will limit the short circuit power dissipation. D2 may be installed when using C_{FT} with R_{UV1} and R_{UV2} .

MOSFETs

Selection of the power MOSFETs is governed by the same tradeoffs as switching frequency. Breaking down the losses in the high-side and low-side MOSFETs is one way to determine relative efficiencies between different devices. When using discrete SO-8 MOSFETs the LM5116 is most efficient for output currents of 2A to 10A. Losses in the power MOSFETs can be broken down into conduction loss, gate charging loss, and switching loss. Conduction, or I^2R loss P_{DC} , is approximately:

$$P_{DC(HD-MOSFET)} = D \times (I_O^2 \times R_{DS(ON)} \times 1.3) \quad (26)$$

$$P_{DC(LD-MOSFET)} = (1 - D) \times (I_O^2 \times R_{DS(ON)} \times 1.3) \quad (27)$$

Where D is the duty cycle. The factor 1.3 accounts for the increase in MOSFET on-resistance due to heating. Alternatively, the factor of 1.3 can be ignored and the on-resistance of the MOSFET can be estimated using the $R_{DS(ON)}$ vs Temperature curves in the MOSFET datasheet. Gate charging loss, P_{GC} , results from the current driving the gate capacitance of the power MOSFETs and is approximated as:

$$P_{GC} = n \times V_{CC} \times Q_g \times f_{SW} \quad (28)$$

Q_g refer to the total gate charge of an individual MOSFET, and 'n' is the number of MOSFETs. If different types of MOSFETs are used, the 'n' term can be ignored and their gate charges summed to form a cumulative Q_g . Gate charge loss differs from conduction and switching losses in that the actual dissipation occurs in the LM5116 and not in the MOSFET itself. Further loss in the LM5116 is incurred as the gate driving current is supplied by the internal linear regulator. The gate drive current supplied by the VCC regulator is calculated as:

$$I_{GC} \approx (Q_{gh} + Q_{gl}) \times f_{SW}$$

where

- $Q_{gh} + Q_{gl}$ represent the gate charge of the HO and LO MOSFETs at $V_{GS} = V_{CC}$ (29)

To ensure start-up, I_{GC} should be less than the VCC current limit rating of 15 mA minimum when powered by the internal 7.4V regulator. Failure to observe this rating may result in excessive MOSFET heating and potential damage. The I_{GC} run current may exceed 15 mA when VCC is powered by VCCX.

$$P_{SW} = 0.5 \times V_{IN} \times I_O \times (t_r + t_f) \times f_{SW}$$

where

- t_r and t_f are the rise and fall times of the MOSFET (30)

Switching loss is calculated for the high-side MOSFET only. Switching loss in the low-side MOSFET is negligible because the body diode of the low-side MOSFET turns on before the MOSFET itself, minimizing the voltage from drain to source before turn-on. For this example, the maximum drain-to-source voltage applied to either MOSFET is 60V. VCC provides the drive voltage at the gate of the MOSFETs. The selected MOSFETs must be able to withstand 60V plus any ringing from drain to source, and be able to handle at least VCC plus ringing from gate to source. A good choice of MOSFET for the 60V input design example is the Si7850DP. It has an $R_{DS(ON)}$ of 20 m Ω , total gate charge of 14 nC, and rise and fall times of 10 ns and 12 ns respectively. In applications where a high step-down ratio is maintained for normal operation, efficiency may be optimized by choosing a high-side MOSFET with lower Q_g , and low-side MOSFET with lower $R_{DS(ON)}$.

LM5116



SNVS499G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

For higher voltage MOSFETs which are not true logic level, it is important to use the UVLO feature. Choose a minimum operating voltage which is high enough for VCC and the bootstrap (HB) supply to fully enhance the MOSFET gates. This will prevent operation in the linear region during power-on or power-off which can result in MOSFET failure. Similar consideration must be made when powering VCCX from the output voltage. For the high-side MOSFET, the gate threshold should be considered and careful evaluation made if the gate threshold voltage exceeds the HO driver UVLO.

MOSFET SNUBBER

A resistor-capacitor snubber network across the low-side MOSFET reduces ringing and spikes at the switching node. Excessive ringing and spikes can cause erratic operation and couple spikes and noise to the output. Selecting the values for the snubber is best accomplished through empirical methods. First, make sure the lead lengths for the snubber connections are very short. Start with a resistor value between 5Ω and 50Ω. Increasing the value of the snubber capacitor results in more damping, but higher snubber losses. Select a minimum value for the snubber capacitor that provides adequate damping of the spikes on the switch waveform at high load.

ERROR AMPLIFIER COMPENSATION

R_{COMP} , C_{COMP} and C_{HF} configure the error amplifier gain characteristics to accomplish a stable voltage loop gain. One advantage of current mode control is the ability to close the loop with only two feedback components, R_{COMP} and C_{COMP} . The voltage loop gain is the product of the modulator gain and the error amplifier gain. For the 5V output design example, the modulator is treated as an ideal voltage-to-current converter. The DC modulator gain of the LM5116 can be modeled as:

$$DC\ Gain_{(MOD)} = R_{LOAD} / (A \times R_S) \quad (31)$$

The dominant low frequency pole of the modulator is determined by the load resistance (R_{LOAD}) and output capacitance (C_{OUT}). The corner frequency of this pole is:

$$f_{P(MOD)} = 1 / (2\pi \times R_{LOAD} \times C_{OUT}) \quad (32)$$

For $R_{LOAD} = 5V / 7A = 0.714\Omega$ and $C_{OUT} = 320\ \mu F$ (effective) then $f_{P(MOD)} = 700\ Hz$

DC Gain_(MOD) = $0.714\Omega / (10 \times 10\ m\Omega) = 7.14 = 17\ dB$

For the 5V design example the modulator gain vs. frequency characteristic was measured as shown in Figure 36.

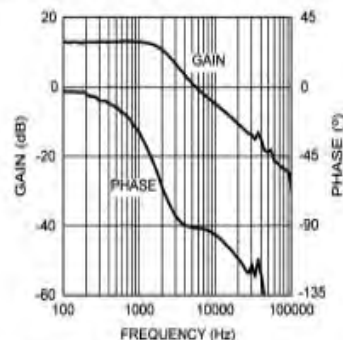


Figure 36. Modulator Gain and Phase

Components R_{COMP} and C_{COMP} configure the error amplifier as a type II configuration. The DC gain of the amplifier is 80 dB which has a pole at low frequency and a zero at $f_{ZEA} = 1 / (2\pi \times R_{COMP} \times C_{COMP})$. The error amplifier zero cancels the modulator pole leaving a single pole response at the crossover frequency of the voltage loop. A single pole response at the crossover frequency yields a very stable loop with 90° of phase margin. For the design example, a target loop bandwidth (crossover frequency) of one-tenth the switching frequency or 25 kHz was selected. The compensation network zero (f_{ZEA}) should be selected at least an order of magnitude less than the target crossover frequency. This constrains the product of R_{COMP} and C_{COMP} for a

desired compensation network zero $1 / (2\pi \times R_{COMP} \times C_{COMP})$ to be 2.5 kHz. Increasing R_{COMP} , while proportionally decreasing C_{COMP} , increases the error amp gain. Conversely, decreasing R_{COMP} while proportionally increasing C_{COMP} , decreases the error amp gain. For the design example C_{COMP} was selected as 3300 pF and R_{COMP} was selected as 18 k Ω . These values configure the compensation network zero at 2.7 kHz. The error amp gain at frequencies greater than f_{ZEA} is: R_{COMP} / R_{FB2+} , which is approximately 4.8 (13.6 dB).

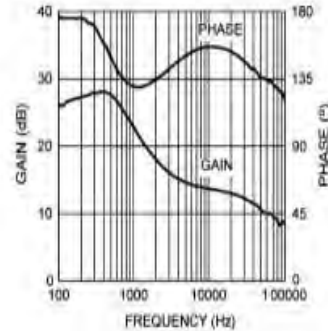


Figure 37. Error Amplifier Gain and Phase

The overall voltage loop gain can be predicted as the sum (in dB) of the modulator gain and the error amp gain.

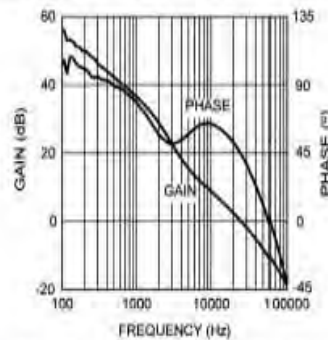


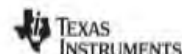
Figure 38. Overall Voltage Loop Gain and Phase

If a network analyzer is available, the modulator gain can be measured and the error amplifier gain can be configured for the desired loop transfer function. If a network analyzer is not available, the error amplifier compensation components can be designed with the guidelines given. Step load transient tests can be performed to verify acceptable performance. The step load goal is minimum overshoot with a damped response. C_{HF} can be added to the compensation network to decrease noise susceptibility of the error amplifier. The value of C_{HF} must be sufficiently small since the addition of this capacitor adds a pole in the error amplifier transfer function. This pole must be well beyond the loop crossover frequency. A good approximation of the location of the pole added by C_{HF} is: $f_{P2} = f_{ZEA} \times C_{COMP} / C_{HF}$. The value of C_{HF} was selected as 100 pF for the design example.

PCB LAYOUT AND THERMAL CONSIDERATIONS

In a buck regulator the primary switching loop consists of the input capacitor, MOSFETs and current sense resistor. Minimizing the area of this loop reduces the stray inductance and minimizes noise and possible erratic operation. The input capacitor should be placed as close as possible to the MOSFETs, with the VIN side of the capacitor connected directly to the high-side MOSFET drain, and the GND side of the capacitor connected as close as possible to the low-side source or current sense resistor ground connection. A ground plane in the PC

LM5116



SNVS499G—FEBRUARY 2007—REVISED MARCH 2013

www.ti.com

board is recommended as a means to connect the quiet end (input voltage ground side) of the input filter capacitors to the output filter capacitors and the PGND pin of the regulator. Connect all of the low power ground connections (C_{SS} , R_T , C_{RAMP}) directly to the regulator AGND pin. Connect the AGND and PGND pins together through to a topside copper area covering the entire underside of the device. Place several vias in this underside copper area to the ground plane.

The highest power dissipating components are the two power MOSFETs. The easiest way to determine the power dissipated in the MOSFETs is to measure the total conversion losses ($P_{IN} - P_{OUT}$), then subtract the power losses in the output inductor and any snubber resistors. The resulting power losses are primarily in the switching MOSFETs.

If a snubber is used, the power loss can be estimated with an oscilloscope by observation of the resistor voltage drop at both turn-on and turn-off transitions. Assuming that the RC time constant is $\ll 1 / f_{SW}$.

$$P = C \times V^2 \times f_{SW} \quad (33)$$

The regulator has an exposed thermal pad to aid power dissipation. Selecting MOSFETs with exposed pads will aid the power dissipation of these devices. Careful attention to $R_{DS(ON)}$ at high temperature should be observed. Also, at 250 kHz, a MOSFET with low gate capacitance will result in lower switching losses.

Comprehensive Equations

CURRENT SENSE RESISTOR AND RAMP CAPACITOR

$T = 1 / f_{SW}$, $g_m = 5 \mu A/V$, $A = 10 V/V$. I_{OUT} is the maximum output current at current limit.

General Method for $V_{OUT} < 5V$:

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_{OUT} - \frac{V_{OUT} \times T}{2 \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}}\right) + \frac{V_{OUT} \times T}{L} \times \left(1 + \frac{5 - V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}}\right)} \quad (34)$$

$$C_{RAMP} = \frac{g_m \times L}{A \times R_S} \times \left(1 + \frac{5 - V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}}\right) \quad (35)$$

General Method for $5V < V_{OUT} < 7.5V$:

$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_{OUT} - \frac{V_{OUT} \times T}{2 \times L} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}}\right) + \frac{V_{OUT} \times T}{L}} \quad (36)$$

$$C_{RAMP} = \frac{g_m \times L}{A \times R_S} \times \left(1 + \frac{5 - V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}}\right) \quad (37)$$

Best Performance Method:

This minimizes the current limit deviation due to changes in line voltage, while maintaining near optimal slope compensation.

Calculate optimal slope current, $I_{OS} = (V_{OUT} / 3) \times 10 \mu A/V$. For example, at $V_{OUT} = 7.5V$, $I_{OS} = 25 \mu A$.

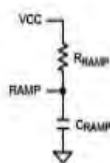
$$R_S = \frac{V_{CS(TH)}}{I_{OUT} + \frac{V_{OUT} \times T}{L}} \quad C_{RAMP} = \frac{I_{OS} \times L}{V_{OUT} \times A \times R_S} \quad (38)$$

Calculate V_{RAMP} at the nominal input voltage,

$$V_{RAMP} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times \frac{((V_{IN} - V_{OUT}) \times g_m + I_{OS}) \times T}{C_{RAMP}} \quad (39)$$

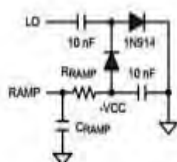
For $V_{OUT} > 7.5V$, install a resistor from the RAMP pin to VCC.

$$R_{RAMP} = \frac{V_{CC} - V_{RAMP}}{I_{OS} - 25 \mu A} \quad (40)$$

Figure 39. R_{RAMP} to VCC for $V_{OUT} > 7.5V$

For $V_{OUT} < 7.5V$, a negative VCC is required. This can be made with a simple charge pump from the LO gate output. Install a resistor from the RAMP pin to the negative VCC.

$$R_{RAMP} = \frac{V_{CC} - 0.5V + V_{RAMP}}{25 \mu A - I_{OS}} \quad (41)$$

Figure 40. R_{RAMP} to -VCC for $V_{OUT} < 7.5V$

If a large variation is expected in VCC, say for $V_{IN} < 11V$, a Zener regulator may be added to supply a constant voltage for R_{RAMP} .

MODULATOR TRANSFER FUNCTION

The following equations can be used to calculate the control-to-output transfer function:

$$\frac{\hat{V}_{OUT}}{\hat{V}_{COMP}} = \frac{R_{LOAD}}{A \times R_S} \times \frac{1}{1 + \frac{R_{LOAD}}{K_m \times A \times R_S}} \times \frac{1 + \frac{s}{\omega_2}}{\left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_n \times Q} + \frac{s^2}{\omega_n^2}\right)} \quad (42)$$

$$K_m = \frac{1}{\frac{(D - 0.5) \times A \times R_S \times T}{L} + (1 - 2 \times D) \times K_{SL} + \frac{V_{SL}}{V_{IN}}} \quad (43)$$

$$K_{SL} = \frac{g_m \times T}{C_{RAMP}} \quad V_{SL} = \frac{I_{OS} \times T}{C_{RAMP}} \quad (44)$$

$$\omega_2 = \frac{1}{C_{OUT} \times ESR} \quad \omega_p = \frac{1}{C_{OUT}} \times \left(\frac{1}{R_{LOAD}} + \frac{1}{K_m \times A \times R_S}\right) \quad \omega_n = \frac{\pi}{T} \quad (45)$$

$$S_u = \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times K_{SL} + V_{SL}}{T} \quad S_o = \frac{V_{IN} \times A \times R_S}{L} \quad m_c = \frac{S_o}{S_u} \quad Q = \frac{1}{\pi \times (m_c - 0.5)} \quad (46)$$

K_m is the effective DC gain of the modulating comparator. The duty cycle $D = V_{OUT} / V_{IN}$. K_{SL} is the proportional slope compensation term. V_{SL} is the fixed slope compensation term. Slope compensation is set by m_c , which is the ratio of the external ramp to the natural ramp. The switching frequency sampling gain is characterized by ω_n and Q , which accounts for the high frequency inductor pole.

LM5116

SNVS498G – FEBRUARY 2007 – REVISED MARCH 2013

www.ti.com

For V_{SL} without R_{RAMP} , use $I_{OS} = 25 \mu A$ For V_{SL} with R_{RAMP} to V_{CC} , use $I_{OS} = 25 \mu A + V_{CC}/R_{RAMP}$ For V_{SL} with R_{RAMP} to $-V_{CC}$, use $I_{OS} = 25 \mu A - V_{CC}/R_{RAMP}$ **ERROR AMPLIFIER TRANSFER FUNCTION**

The following equations are used to calculate the error amplifier transfer function:

$$\frac{\hat{V}_{COMP}}{\hat{V}_{OUT(FB)}} = -G_{EA(S)} \times \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{A_{OL}} + \frac{s}{\omega_{BW}} \right) \times \left(1 + \frac{G_{EA(S)}}{K_{FB}} \right)} \quad (47)$$

$$G_{EA(S)} = \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ZEA}}}{\frac{s}{\omega_{ZO}} \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{HF}} \right)} \quad K_{FB} = \frac{R_{FB1}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \quad (48)$$

$$\omega_{ZEA} = \frac{1}{C_{COMP} \times R_{COMP}} \quad \omega_{ZO} = \frac{1}{(C_{HF} + C_{COMP}) \times R_{FB2}} \quad (49)$$

$$\omega_{HF} = \frac{(C_{HF} + C_{COMP})}{C_{HF} \times C_{COMP} \times R_{COMP}}$$

Where $A_{OL} = 10,000$ (80 dB) and $\omega_{BW} = 2\pi \times f_{BW}$. $G_{EA(S)}$ is the ideal error amplifier gain, which is modified at DC and high frequency by the open loop gain of the amplifier and the feedback divider ratio.

ANEXO D

ÍNDICES

ÍNDICE DE IMÁGENES

FIGURA 1.1	ESPECTRO ELECTROMAGNETICO DE LA LUZ	11
FIGURA 1.2	ESTRUCTURA DEL OJO HUMANO.	11
FIGURA 1.3	ESTRUCTURA DE UN FOCO INCANDESCENTE	13
FIGURA 1.4	LÁMPARA DE INDUCCIÓN MAGNÉTICA	14
FIGURA 1.5	LÁMPARA FLUORESCENTE	15
FIGURA 1.6	TUBO DE DESCARGA	16
FIGURA 1.7	ARRANCADOR	17
FIGURA 1.8	DISPOSICIÓN DE LOS ELEMENTOS INTERNOS DE UN ARRANCADOR	17
FIGURA 1.9	BALASTRO ELECTROMAGNÉTICO	18
FIGURA 1.10	BALASTRO ELECTRÓNICO	19
FIGURA 1.11	FORMA DE LAS LÁMPARAS	21
FIGURA 1.12	LÁMPARAS DE SODIO DE ALTA PRESIÓN	22
FIGURA 1. 13	TRAPECIO DE POTENCIA	24
FIGURA 1. 14	HALOGENUROS METÁLICOS (HM), VAPOR DE SODIO DE ALTA (SAP) Y BAJA PRESIÓN (SBP)	26
FIGURA 1. 15	LÁMPARAS DE HALÓGENO	27
FIGURA 7.16	ESTRUCTURA CONSTRUCTIVA DE UN LED PARA SMD	28
FIGURA 1.17	TIPOS DE DIODOS .PAQUETES DE DIODOS MINIATURA.	29
FIGURA 8.1	ILUMINACIÓN DE SUPERFICIES VERTICALES CON TECNOLOGÍA RGB .PARA EXTERIORES CON LED'S DE ALTA POTENCIA DE 1W.	32
FIGURA 2.2	APLICACIONES EN ILUMINACIÓN	33
FIGURA 2.3	LED RGB	35
FIGURA 2.4	LUMINARIO RGB EXTERIOR LINEAL DE 30 LED'S DE ALTA POTENCIA DE 1W.	36
FIGURA 2.5	LUMINARIO RGB EXTERIOR TIPO PROYECTOR DE 36 LED'S DE ALTA POTENCIA DE 1W.	36
FIGURA 2.6	TECNOLOGÍA DE LED'S DE LUZ BLANCA	37
FIGURA 2.7	LED DE ALTA POTENCIA DE 1W CON DISIPADOR Y SIN DISIPADOR	43
FIGURA 2.8	ESFERA INTEGRADORA	43
FIGURA 2.9	DIFERENCIA ENTRE FLUJO E INTENSIDAD LUMINOSA	46
FIGURA 2.10	ÁNGULO SOLIDO	47
FIGURA 2.11	VISTA DE ESPECTROS DE UNA LUZ LED	48
FIGURA 2.12	ILUMINANCIA	50
FIGURA 2.13	ÁNGULO DE APERTURA DE LA LUZ DE UN LED	52
FIGURA 2.14	TIPOS DE ENCAPSULADO EN UN LED	52
FIGURA 2.15	MATERIALES Y COLORES DE ACUERDO AL ESPECTRO LUMINOSO	53
FIGURA 2.16	MAPA DE DISTRIBUCIÓN DE COLORES DE ACUERDO A LA LONGITUD DE ONDA	54
FIGURA 2.17	COORDENADAS DE COLOR	54
FIGURA 2.18	ENCAPSULADO DE COB LED'S	55
FIGURA 2.19	EFFECTO DE LUZ CON ENCAPSULADO COB	55
FIGURA 2.20	ENCAPSULADO DE LED'S DE ALTA POTENCIA	55

ÍNDICE DE IMÁGENES CONT.

FIGURA 2.21	EFEECTO DE LUZ PRODUCIDO POR LED'S DE POTENCIA	55
FIGURA 2.22	ÓPTICAS SECUNDARIAS INTEGRADAS POR LENTES	56
FIGURA 2.23	CÚPULA PARA UNA LÁMPARA LED INTEGRADA	56
FIGURA 2.24	ÓPTICAS SECUNDARIAS	57
FIGURA 2.25	TEMPERATURA DE JUNTURA EN UN LED	62
FIGURA 2.26	LUMINARIO LED CON DISIPADOR DE ALUMINIO	64
FIGURA 2..27	RESISTENCIA TÉRMICA TOTAL EN UN LED	65
FIGURA 2.28	ASPECTOS TÉRMICOS	69
FIGURA 2.29	REFRIGERACIÓN AL EXTERIOR DEL LED	69
FIGURA 2.30	REFRIGERACIÓN AL INTERIOR DEL LED	69
FIGURA 2.31	ESCALAS Y COORDENADAS DE LA TEMPERATURA DE COLOR CORRELACIONADA	71
FIGURA 2.32	COMPARATIVO DE LA TEMPERATURA DE COLOR Y LA LONGITUD DE ONDA CORRESPONDIENTE	72
FIGURA 2.33	EFICIENCIA LUMÍNICA	73
FIGURA 3.1	DIAGRAMA A BLOQUES DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN REGULADA	78
FIGURA 3.2	TRANSFORMADOR	79
FIGURA 3.3	DIAGRAMA DE UN REGULADOR LINEAL	85
FIGURA 3.4	CURVA CARACTERÍSTICA DEL DIODO ZENER	86
FIGURA 3.5	DIAGRAMA A BLOQUES	89
FIGURA 3.6	SEÑALES DE CONTROL	89
FIGURA 3.9	OPERACIÓN REDUCTORA	89
FIGURA 3.10	OPERACIÓN ELEVADORA	91
FIGURA 3.9	CLASIFICACIÓN DE CONMUTADORES	91
FIGURA 3.10	CLASES DE CONMUTADORES	92
FIGURA 3.11	CONMUTADOR CLASE B	93
FIGURA 3.13	CONMUTADOR CLASE E	94
FIGURA 3.14	TOPOLOGÍAS DE REGULADORES EN MODO DE CONMUTACIÓN	95
FIGURA 4.1	PROCESO DE COMUNICACIÓN	107
FIGURA 4.2	TOPOLOGÍA DE REDES	110
FIGURA 4.3	ELEMENTOS DE UNA RED CON TRANSCEIVERS	111
FIGURA 4.3	TIPOS DE TRANSMISIÓN	112
FIGURA 4.4	ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO	112
FIGURA 4.5	MODULACIÓN EN AMPLITUD	115
FIGURA 4.6	MODULACIÓN EN FRECUENCIA	116
FIGURA 4.7	ESQUEMA DE MODULACIÓN	119
FIGURA 4.8	MODULACIÓN DIGITAL	119
FIGURA 11	MODULACIÓN ASK (AMPLITUDE-SHIFT KEYING)	120

ÍNDICE DE IMÁGENES CONT.

FIGURA 12	MODULACIÓN FSK (FREQUENCY-SHIFT KEYING)	121
FIGURA 4.11	MODULACIÓN PSK (PHASE-SHIFT KEYING)	121
FIGURA 4.12	TRANSMISIÓN EN CUADRATURA DE FASE (QAM)	122
FIGURA 4.13	ESTRUCTURA DE CAPAS DEL BUS USB	123
FIGURA 4.14	CONFIGURACIÓN DE UN CONECTOR PARA PUERTO SERIE	125
FIGURA 4.15	NIVELES LÓGICOS DE LA SEÑAL	128
FIGURA 4.16	TRANSMISIÓN ASÍNCRONA	129
FIGURA 4.17	TRANSMISIÓN SÍNCRONA	131
FIGURA 4.18	NIVELES LÓGICOS DE LAS SEÑALES SÍNCRONAS	131
FIGURA 4.19	HIPERTERMINAL PARA EL USO DEL TRANSCEIVER HC11	134
FIGURA 5.1	DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA RED DE LUMINARIOS	138
FIGURA 5.2	DIAGRAMA A BLOQUES DE LA LÁMPARA DE LED'S	139
FIGURA 5.3	DIVISOR DE TENSIÓN	144
FIGURA 5.4	PATIGRAMA PIC 16F506	148
FIGURA 5.5	SENSOR	148
FIGURA 5.6	POTENCIOMETRO	149
FIGURA 5.7	EMISOR Y RECEPTOR PARA CONTROL REMOTO	149
FIGURA 5.8	ESTRUCTURA INTERNA DEL PIC 16F506	150
FIGURA 5.9	ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA DEL PIC 16F506	150
FIGURA 5.10	DIAGRAMA DE FLUJO DE LAS OPERACIONES DEL CONTROLADOR	151
FIGURA 5.11	TRANSCEIVER HC-11	152
FIGURA 5.12	SISTEMA DE TRANSMISIÓN DE DATOS DEL HC-11	152
FIGURA 5.13	RED EXTENDIDA POR REPETIDORES	153
FIGURA 5.14	RED DISTRIBUCIÓN DE ESTRELLA	153
FIGURA 5.15	ESTRUCTURA DE UN PAQUETE DE INFORMACIÓN TRANSMITIDO MEDIANTE UN PROTOCOLO	155
FIGURA 5.16	ARQUITECTURA DE UN SISTEMA MONITOREADO VÍA REMOTA	155
FIGURA 5.17	SISTEMA DE COMUNICACIÓN	156
FIGURA 5.18	PANTALLAS DE HIPERTERMINAL PARA COMUNICACIÓN CON LOS TRASCEIVERS HC-11	157
FIGURA 5.19	DIAGRAMA DE FLUJO DE DATOS DEL MÓDULO DE COMUNICACIÓN	158

ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 8.1	DIÁMETRO DE LOS TUBOS	20
TABLA 1.9	AVANCE TECNOLÓGICO	20
TABLA 1.10	TEMPERATURA DE COLOR	21
TABLA 1.11	COMPARATIVO DE DIVERSAS TECNOLOGIAS	30
TABLA 2.1	CARACTERÍSTICAS DEL LED DE POTENCIA	45
TABLA 2.2	CURVAS DE DISTRIBUCIÓN DE INTENSIDAD PRODUCIDAS EN UNA MEDICIÓN CON ESFERA INTEGRADORA	48
TABLA 2.3	CANTIDAD DE ILUMINACIÓN POR HÁBITAT	51
TABLA 2.4	LONGITUDES DE ONDA ASOCIADOS A LOS COLORES DE LED'S DE POTENCIA DE 1 WATT	54
TABLA 2.5	ÍNDICE DE REPRODUCCIÓN DEL COLOR	71
TABLA 3.2	RELACIÓN DE VUELTAS EN LOS DEVANADOS DEL TRANSFORMADOR	79
TABLA 3.2	CONFIGURACIÓN DE LOS RECTIFICADORES	80
TABLA 3.3	TIPOS DE FILTROS	83
TABLA 3.4	REGULADOR REDUCTOR	96
TABLA 3.12	REGULADOR ELEVADOR	99
TABLA 3.13	REGULADOR REDUCTOR/ELEVADOR	102
TABLA 3.14	REGULADOR CUK	104
TABLA 4.1	SECUENCIA DE TRANSMISIÓN ASÍNCRONA	130
TABLA 4.2	TRANSCEIVERS DE ALTA FRECUENCIA	133
TABLA 5.1	PRUEBAS DEL CONTROLADOR DE FACTOR DE POTENCIA	141
TABLA 5.2	CÁLCULOS REALIZADOS EN LA LÁMPARA PROYECTO	142
TABLA 5.3	FORMULAS PARA CALCULO DE VALORES DE LOS COMPONENTES PARA CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA	143
TABLA 5.4	CÁLCULOS DEL BANCO DE INDUCTANCIAS	148
TABLA 5.5	RESULTADOS OBTENIDOS	159

ÍNDICE DE GRÁFICAS

GRÁFICA 4.1	CURVA DE REDUCCIÓN DEL FLUJO LUMINOSO	31
GRÁFICA 2.1	EMISIÓN DE LUZ BLANCA CON TECNOLOGÍA RGB	35
GRÁFICA 5.2	SEÑAL SENOIDAL	59
GRÁFICA 2.3	COMPONENTES ARMONICAS	59
GRÁFICA 2.4	SEÑAL DISTORCIONADA POR ARMONICAS	59
GRÁFICA 2.5	RESISTENCIA TÉRMICA	63
GRÁFICA 2.6	RESISTENCIA TÉRMICA POR TIPO DE LED	66
GRÁFICA 2.7	POTENCIA DISIPADA	67
GRÁFICA 6.1	OPERACIÓN EN FRECUENCIA CONSTANTE	90
GRÁFICA 3.2	OPERACIÓN A FRECUENCIA VARIABLE	90
GRÁFICA 5.1	SEÑALES DE ENTRADA DISTORSIONADAS	142
GRÁFICA 5.2	FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR Y EL MOSFET	144
GRÁFICA 5.3	CORRIENTE EN EL INDUCTOR	146

ÍNDICE DE CIRCUITOS

CIRCUITO 2.2	RENDIMIENTO TÉRMICO	68
CIRCUITO 3.1	CONFIGURACIÓN TÍPICA CON UN DIODO ZENER	87
CIRCUITO 3.2	CONMUTADOR CLASE A	92
CIRCUITO 3.3	CONMUTADOR CLASE C	93
CIRCUITO 3.4	CONMUTADOR CLASE D	94
CIRCUITO 5.1	CONEXIÓN DE UNA FUENTE CON CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA	141
CIRCUITO 5.2	CONEXIÓN DEL CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA PARA 80W	143
CIRCUITO 5.3	CONFIGURACIÓN TÍPICA PARA UN CONVERTIDOR DE BAJADA (BUCK)	145
CIRCUITO 5.4	BANCO DE INDUCTORES	147