



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA – SISTEMAS ELECTRÓNICOS

**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA FUENTE AC/DC USANDO MODULACIÓN
VECTORIAL, EN ANCHO DE PULSO Y POR DESPLAZAMIENTO DE FASE**

TESIS
QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA

PRESENTA:
ING. SOFÍA ROSSANA LEYVA CARMONA

TUTOR PRINCIPAL
M.I. JESÚS ÁLVAREZ CASTILLO, FACULTAD DE INGENIERÍA

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX., ABRIL 2017



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.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. De La Rosa Nieves Saúl

Secretario: Dr. Martínez López José Ismael

Vocal: M.I. Álvarez Castillo Jesús

1 er. Suplente: Dr. Rodríguez Cuevas Jorge

2 d o. Suplente: Dr. Peña Cabrera Juan Mario

MÉXICO, D. F. ABRIL 2017
CIUDAD UNIVERSITARIA
FACULTAD DE INGENIERÍA

TUTOR DE TESIS:

M.I. Álvarez Castillo Jesús


FIRMA

AGRADECIMIENTOS

A Dios; por poner este camino frente a mí, por ayudarme a aprender de mis errores y darme la fuerza y fortaleza para seguir adelante a pesar de todo.

A la UNAM, por brindarme la oportunidad una vez más de ser parte de ella; por extender mis horizontes y darme nuevas herramientas para salir adelante.

A mis profesores; por darme una parte de su vida en cada enseñanza.

A mi tutor por ayudarme a cumplir uno de mis grandes anhelos

DEDICATORIA

A mis hijas Sabrina y Samantha por ser lo más importante en mi vida, por la gran inspiración que son para mí, por su comprensión, su apoyo y cariño invaluable.

A mis nietos Aarón, Rodrigo, Santiago y Raziél por dame motivos para seguir adelante, por ser una luz en mi vida; por toda la ternura y cariño que representan en mi vida.

A mi Madre y mis hermanas por estar siempre a mi lado y su paciencia y comprensión en los momentos más difíciles.

A mis sobrinos:

Martin, Juan Pablo, Rubén, Isabel, Anameli, Roberto y Felipe por los momentos de alegría.

Gaby, Cesar, Ceci, Yuritz y Mayte, por su apoyo y cariño

Víctor y Licha porque desde que llegaron han sido una parte importantísima en mi vida, porque siempre han estado ahí para mí y mis hijas, por ser más que unos sobrinos, por su comprensión, apoyo incondicional y ayuda.

A mis compañeros y amigos del laboratorio de Transductores y Actuadores:

Rigo, Lalo, Micky, Ricardo, Fernando, Raúl Álvaro, Aline, Efra y Fredy

A mi querido alumno Roberto (él Bebe del laboratorio)

A mis Amigas Vicky, Mariana y Alejandra

A mis queridísimos amigos de la secundaria 40, por vivir toda una vida conmigo, en las buenas y en las malas.

A mis amigos del C.C.H. Arturo, Oscar y José Lucio por todo su apoyo y consejos.

Al Mtro. Jesús Álvarez por todo su apoyo y paciencia como tutor; por las extensas horas de trabajo que me han enseñado el valor incalculable de lo que es la ingeniería.

Y definitivamente, aunque suene un poco raro, pero sé que estarán de acuerdo; a mi querido perro sucio. Estopa que se ha sacrificado estando siempre a mi lado.

EN MEMORIA:

De mi padre; por toda su atención y cariño que me siguen en todo momento, porque lo extraño y por qué no sería nada sin todas sus enseñanzas.

ÍNDICE

	<i>PAG.</i>
<i>RESUMEN</i>	<i>i</i>
1. INTRODUCCIÓN.....	17
1.1 ANTECEDENTES.....	18
1.2 ESTADO DEL ARTE.....	21
1.3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.....	31
1.4 OBJETIVO GENERAL.....	31
1.5 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	32
1.6 METAS.....	32
1.7 JUSTIFICACIÓN.....	33
1.8 METODOLOGÍA.....	33
2. CONCEPTOS Y FUNDAMENTOS USADOS EN CONVERTIDORES AC/DC.....	37
2.1 OPERADORES DE ROTACIÓN.....	37
2.1.1 EL HEXÁGONO DE TENSIONES.....	38
2.2 TENSIONES Y CORRIENTES DE ENTRADA/SALIDA.....	40
2.3 IMPEDANCIA TOTAL (Z) DE UN CIRCUITO RLC.....	41
2.4 REACTANCIA.....	42
2.5 RESONANCIA.....	44
2.6 POTENCIA ELÉCTRICA.....	46
2.6.1 POTENCIA CONSUMIDA EN CARGAS.....	47
2.6.2 FACTOR DE POTENCIA.....	49
2.6.3 TEOREMA DE LA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA.....	51
2.7 DISTORSIÓN ARMÓNICA.....	54
2.7.1 CALCULO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA.....	54
2.8 INCREMENTO DE EFICIENCIA EN TRANSISTORES.....	56
2.8.1 CELDAS RESONANTES DE CONMUTACIÓN A CORRIENTE CERO (Zero Current Switching ; ZCS).....	56
2.8.2 CELDAS RESONANTES POR CONMUTACIÓN A VOLTAJE CERO (Zero Voltage Switching ZVS).....	57
2.8.3 AMORTIGUADORES (SNUBBERS).....	58
2.9 ARQUITECTURA EN SISTEMAS EMBEBIDOS.....	58
2.10 LÓGICA DIFUSA.....	59

	PAG.
3 MODULACIÓN.....	61
3.1 MUESTREO.....	62
3.2 MODULACIÓN ANALÓGICA.....	64
3.2.1 MODULACIÓN DE ONDA CONTINUA.....	65
3.2.1.1 MODULACIÓN VECTORIAL (ANGULAR).....	65
3.2.2 MODULACIÓN ANALÓGICA DE PULSOS.....	67
3.2.2.1 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO (PWM).....	68
3.2.2.2 MODULACIÓN POR POSICIÓN DE PULSO (PPM).....	68
3.3 MODULACIÓN DIGITAL.....	69
3.3.1 MODULACIÓN DE PULSOS.....	70
3.3.1.1 MODULACIÓN DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK).....	71
4. CONVERTIDORES.....	73
4.1 CONVERTIDORES AC/DC.....	73
4.1.1 PARÁMETROS PARA CARACTERIZAR LOS CONVERTIDORES.....	74
4.2 CONVERTIDORES DC/DC (FUENTES CONMUTADAS).....	74
4.2.1 REGULADORES REDUCTORES.....	75
4.2.2 REGULADORES ELEVADORES.....	80
4.3 EFECTOS DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN FUENTES AC/DC Y COMO AFECTANEN LAS CARGAS.....	84
5. DISEÑO DE LA FUENTE AC/DC USANDO MODULACIÓN VECTORIAL, EN ANCHO DE PULSO Y POR DESPLAZAMIENTO DE FASE.....	84
5.1 ARQUITECTURA DE LA FUENTE AC/DC PROPUESTA.....	87
5.1.1 CONSIDERACIONES DE DISEÑO.....	88
5.2 DESCRIPCIÓN DE LOS MÓDULOS DE LA FUENTE AC/DC APLICADA A UN LUMINARIO DE LED'S.....	89
5.2.1 CONVERTIDOR AC/DC PULSANTE.....	89
5.2.2 MÓDULO CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR (BUCK) Y MÓDULO CONVERTIDOR DC/DC ELEVADOR (BOOST).....	91
5.2.2.1 FUNCION DE TRANSFERENCIA Y COMPORTAMIENTO DINAMICO.....	98
5.2.2.2 CÁLCULO Y ACONDICIONAMIENTO DE SNUBBERS DE APAGADO LOS TRANSISTORES DE POTENCIA.....	101
5.2.2.3 CÁLCULO Y ACONDICIONAMIENTO DE CELDAS ZCS (ZERO CURRENT SWITCHING), EN LOS TRANSISTORES DE POTENCIA..	103
5.2.2.4 EFICIENCIA Y POTENCIA DE LA FUENTE.....	107

	PAG.
5.3 MÓDULO DE CONTROL.....	107
6. SIMULACIÓN, PRUEBAS Y RESULTADOS DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL DE LA FUENTE AC/DC.....	125
6.1 DESCRIPCIONES Y SIMULACIONES DE LOS MÓDULOS DE LA FUENTE AC/DC	126
6.2 IMPLEMENTACIÓN Y MEDICIÓN DE LA FUENTE.....	137
6.3 TABLAS COMPARATIVAS DE EFICIENCIA, FACTOR DE POTENCIA, DISTORSIÓN ARMÓNICA DE LA FUENTE.....	142
CONCLUSIONES.....	145
TRABAJO FUTURO.....	149
ANEXOS.....	151
ANEXO A NORMA OFICIAL MEXICANA PARA LÁMPARAS LED.....	151
APENDICE A. Normativo. Mediciones eléctricas, fotométricas y radiométricas para lámparas de LED integradas.....	151
APENDICE B. Normativo. Medición del flujo luminoso total mínimo mantenido y temperatura de color correlacionada mantenida para las lámparas de LED integradas.....	153
APENDICE E. Normativo. Medición de la distorsión armónica total.....	154
ANEXO B RESOLUCIÓN DEL DIARIO OFICIAL DE LA FEDERACIÓN DEL 28 DE ENERO DEL 2010.....	155
ANEXO C. TEOREMA DE LA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA.....	157
ANEXO D. TEORÍA DE FOURIER.....	158
TEOREMA DE FOURIER.....	158
CÁLCULO DE LOS COEFICIENTES DE LAS SERIES DE FOURIER.....	161
APLICACIONES DE LA FFT EN SEÑALES SIMÉTRICAS Y ANTISIMÉTRICAS PARA EL CÁLCULO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA.....	162
ANEXO E. LOGICA DIFUSA. CENTROS DE GRAVEDAD.....	166
ANEXO F. HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS.....	167
MICROCONTROLADOR PIC 12F683.....	167
LED DE POTENCIA DE 5 WATT.....	168
GLOSARIO DE TÉRMINOS.....	169
REFERENCIAS.....	171
INDICE DE IMÁGENES.....	173
INDICE DE TABLAS.....	175

RESUMEN

Debido a la baja eficiencia de los convertidores AC/DC convencionales, se propone el uso de un nuevo convertidor basado en modulación compuesta, donde se utiliza modulación vectorial, modulación en ancho de pulso, desplazamiento de fase y corrimiento de pulso. Consiste básicamente en generar un nivel de DC constante, mediante conmutaciones, de acuerdo a la modulación y tiene como características que no usa rectificador de puente completo, es una fuente dual, que trabaja por semiciclos positivos y negativos segmentados considerando celdas resonantes por conmutación a voltaje cero (ZVS) y corriente cero (ZCS), respectivamente para cada fuente; permitiendo el ahorro de energía con baja distorsión armónica en corriente y en voltaje tanto a la entrada como a la salida así como un alto factor de potencia.

1. 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 termino 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 se dirige el uso de tecnologías para el bienestar de la población; Y podemos decir que tanto otros países como en México, entre todas estas soluciones, existe una amplia preocupación en cuanto al sector energético debido a que 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; sin embargo, ocasiona grandes desequilibrios ambientales y es en esta área en la que se dirige este trabajo.

Dicho consumo energético 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 (arriba del 19%) de manera tal, que se vuelve importante generar opciones que permitan disminuir el gasto energético, optimizar los recursos y dar un servicio de calidad. La industria provee de soluciones que van desde el 75% al 85% de eficiencia; por eso se desarrolló una fuente AC/DC usando modulación vectorial, en ancho de pulso y por desplazamiento de fase, con características de eficiencia cercanas al 100%, factor de potencia cercano a la unidad (0.9913) y distorsión armónica (THD) de 5.18%

1.1 ANTECEDENTES

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 costo, 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 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.

El aumento del precio de la energía y el problema del cambio climático son factores a tener en cuenta al determinar 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 los convertidores AC/DC, aplicando dicho desarrollo a 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.

De esta forma se pensó en sustituirlas 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. De esta forma 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, 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.

El 6 de diciembre del 2010, la Secretaria de Energía emitió la NOM de Eficiencia Energética de Lámparas para Uso General (NOM-028), que establece los límites mínimos de eficacia para las lámparas de uso general, destinadas para la iluminación de los sectores residencial, comercial, servicios, industrial y alumbrado público.

El 7 de diciembre de 2010, bajo el marco del evento internacional, se presentó el Atlas del potencial eólico y solar para un México más fuerte, que consiste en una base digitalizada de mapas, donde se pueden localizar las zonas del país con mayor potencial de generación de energía eléctrica a partir del viento y a partir del sol, lo cual constituye una poderosa plataforma de información, que coloca a la vanguardia a nuestro país en estudios de prospección energética alternativa. A través de este sistema georreferenciado en el que se registra el comportamiento mensual de la irradiación solar y de la fuerza del viento en diversas localidades y regiones, se estima que el potencial energético del recurso eólico a nivel nacional es del orden de 71 mil megawatts, considerando sólo el 10% de área total, con potencial y factores de planta superiores al 20%. Para factores de planta mayores al 30% se estima un potencial de 11 mil megawatts.

En México se ha trabajado bajo diferentes esquemas para establecer una reducción significativa del uso de energía; sobre todo cuando se habla de sistemas que emiten CO₂ por lo que se redirige la producción de energía; a sistemas de energía sustentables también llamados energías limpias.

Por tal razón se planteó como alternativa una fuente AC/DC usando modulación vectorial, en ancho de pulso y por desplazamiento de fase, con características de eficiencia cercanas al 100%, factor de potencia cercano a la unidad (0.9913) y distorsión

20 | INTRODUCCIÓN

ANTECEDENTES

armónica (THD) de 5.18% para alimentar un sistema de alumbrado público en tecnología led; ya que 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. De esta misma forma una de las pruebas preliminares permitió integrar parte de esta tecnología haciendo uso de energía solar; en un Luminario Público Autónomo Solar mostrado posteriormente en la prueba no.3; así como el soporte móvil para el panel solar mostrado en la prueba no. 5

Con el aumento de la demanda de energía y los nuevos mercados emergentes, PHILIPS busca 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 prometedor. 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

Sin embargo; la transición a nuevas formas de producción energética no es tan fácil ya que existen muchos factores que se tiene que tomar en cuenta para el cambio; así mismo existen factores que ayudan a impulsar el cambio y entre estos podemos mencionar:

- factores económicos: los precios de los energéticos y la mejora, cambio o innovación en los servicios.
- factores social, político y cultural: la influencia de la sociedad, su postura hacia el cambio, las políticas gubernamentales, la interacción de fuerzas políticas, sociales y culturales existentes.

La transición energética actual está asociada con el cambio de patrones en la producción y consumo de energía y con elevar los estándares de bienestar de la humanidad. El proceso de transición conlleva la creación de nuevas cadenas de valor energético y requiere del surgimiento de nuevos actores, obligando a los jugadores tradicionales del mercado a redefinir sus roles. Se deben desarrollar nuevos campos de experiencia y nuevas tecnologías, así como cambios en el marco normativo, de modo que se impulsen las nuevas fuentes de energía.

Nuestro gobierno por medio de la secretaria de energía y como respuesta a las tendencias mundiales para el uso eficiente de la energía va tomado varias líneas de acción para 2011; dentro de la Estrategia Nacional para la Transición Energética y el Aprovechamiento Sustentable de la Energía, donde se encuentran enmarcadas en la Ley para el Aprovechamiento de las Energías Renovables y el Financiamiento de la Transición Energética, la Estrategia Nacional de Energía, el Programa Luz Sustentable, el Proyecto de Servicios Integrales de Energía, el Programa de Sustitución de Electrodomésticos y el Programa Nacional para el Aprovechamiento Sustentable de la Energía, entre otros instrumentos. Así mismo; se desarrolla el Proyecto Nacional de Eficiencia Energética en el Alumbrado Público Municipal. En el sector público se han realizado esfuerzos de asistencia técnica dirigidos a los municipios tendientes a reducir el consumo de energía eléctrica en alumbrado público y sistemas de bombeo de agua. Considerando la capacidad técnica para la elaboración y ejecución de los proyectos de los municipios, y con base en la experiencia adquirida, la SENER, la CONUEE, CFE y BANOBRAS diseñaron el Proyecto Nacional de Eficiencia Energética en el Alumbrado Público Municipal.

Cuyo objetivo está inmerso en el marco de la Estrategia Nacional para la Transición Energética y el Aprovechamiento Sustentable de la Energía, el Gobierno Federal mediante el cual se busca implementar un programa de alcance nacional para reducir el consumo de energía eléctrica en el alumbrado público, apoyando a los municipios a modernizar sus sistemas de iluminación mediante la adopción de tecnologías que incrementan de manera importante la eficiencia energética. De tal forma que se generen los mayores beneficios sociales al menor costo posible, marcando un efecto positivo sobre las finanzas de los municipios.

1.2 ESTADO DEL ARTE

En la actualidad se utilizan circuitos electrónicos para convertir la energía de corriente alterna a corriente directa o viceversa y según la aplicación necesaria se usa uno o más tipos de convertidores; véase FIGURA 1.2.1

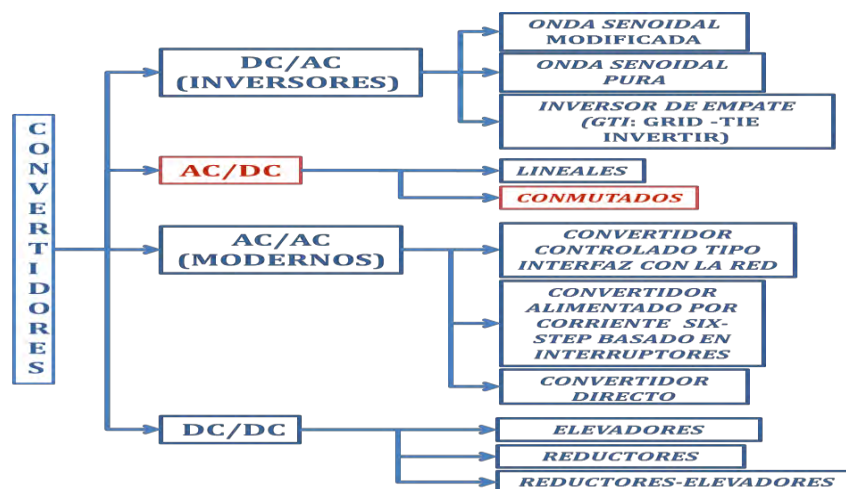


FIGURA 1.2.1. CONVERTIDORES. SOFIA LEYVA 2016

CONVERTIDORES DC/AC

Para convertir la corriente directa (DC) a corriente alterna (AC), se utilizan los inversores; los cuales pueden tener diferentes voltajes y/o frecuencias dependiendo de la aplicación de manera que podemos seleccionar el tipo de inversores que se adapte a nuestras necesidades como podemos verlo en la FIGURA 1.2.2

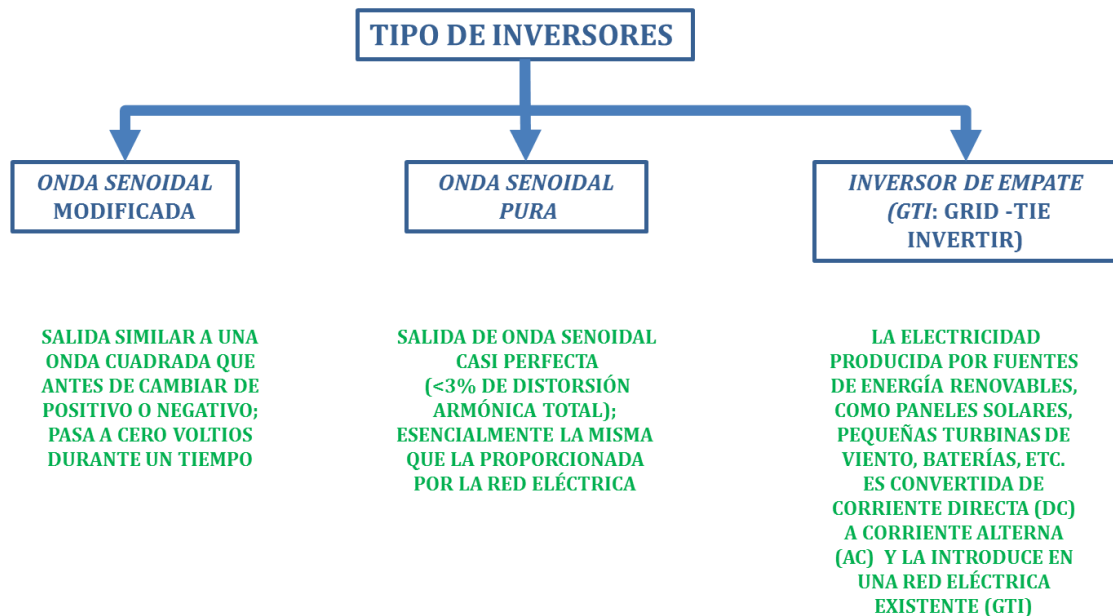


FIGURA 1.2.2. TIPO DE INVERSORES. SOFIA LEYVA 2016

Las formas de onda del voltaje de salida de un inversor ideal debe ser sinusoidal, por lo tanto los inversores más eficientes utilizan circuitos electrónicos y técnicas de modulación para tratar de llegar a una onda que simule razonablemente a una onda senoidal y así disminuir la distorsión armónica; se pueden utilizar como un generador de corriente alterna para uso doméstico o bien en cualquier industria. Se pueden clasificar en general de dos tipos:

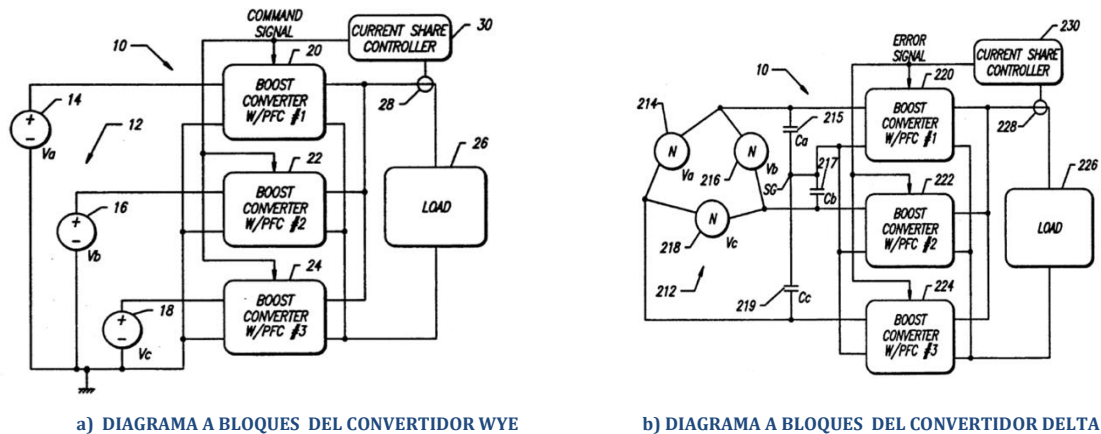
- 1) inversores monofásicos
- 2) inversores trifásicos

Algunas referencias en cuanto a inversores tenemos las siguientes:

[CONCEPTO 1] En los Estados Unidos; **Fierheller; Ernest M.** Obtienen el título de patente 07/966,231 con fecha del día 26 de octubre de 1992 bajo la denominación de "Delta conectado tres convertidor AC-DC de fase con circuitos de corrección de factor de potencia".

Consiste en un convertidor o inversor de potencia de AC de tres fases. Los convertidores de potencia AC usan de origen una señal de corriente alterna de entrada trifásica con una señal de directa (DC) de salida que incluyen tres circuitos; donde

cada uno convierte una fase de la señal de entrada en una señal de salida de corriente continua; además de un circuito de control que regula que voltaje de las tres fases va a ser suministrado en forma dinámica equilibrando las cargas; la implementación se realiza con convertidores de subida (Boost) donde el regulador que comparte cada fase está adaptado con una configuración Wye y una Configuración Delta; las condiciones de activación de este esquema utiliza una tierra flotante. FIGURA 1.2.3



a) DIAGRAMA A BLOQUES DEL CONVERTIDOR WYE
b) DIAGRAMA A BLOQUES DEL CONVERTIDOR DELTA
FIGURA 1.2.3. CONVERTIDOR DE POTENCIA AC ADAPTADO CON WYE Y DELTA

[CONCEPTO 2] En Caracas, Venezuela, el departamento de Ingeniería Electrónica y Circuitos de la Universidad Simón Bolívar presentan un convertidor AC/AC. Este trabajo muestra las características de operación de un convertidor matricial (CM) utilizado en la conversión AC/AC trifásica, mediante un control escalar y un control vectorial en el voltaje de salida.

El convertidor matricial AC/AC permite modular la tensión, frecuencia y fase del sistema eléctrico trifásico a objeto de controlar el comportamiento de la carga, y permitir la regeneración de energía de la carga a la alimentación principal. Con un control adecuado, esta configuración puede ser más versátil que el sistema tradicional de conversión AC/AC indirecta, ya que forma una conexión en cascada en el convertidor AC/DC, usualmente no controlado, y un convertidor DC/AC tipo inversor trifásico. Los convertidores matriciales son complejos debido a que su matriz de conmutación usa dieciocho interruptores unidireccionales y donde cada conmutación es crítica.

Los algoritmos de control se prueban mediante simulación digital en una PC en Matlab y después se aplican experimentalmente, utilizando plataforma de desarrollo basada en el procesador digital de señales AD-21364 de Analog Devices. Estos se clasifican de la siguiente forma:

- **Métodos de Control Escalar.**

Basados en una matriz de conmutación accionada cada cierto tiempo, las técnicas consideradas son:

24 | INTRODUCCIÓN

ESTADO DEL ARTE

- La “matriz de baja frecuencia”, propuesta por Alesina y Venturini.
- La inyección de tercera armónica, propuesta por Alesina y Venturini.
- El método de Roy.
- El “Bus DC Ficticio”.

• **Método de Control Vectorial:**

Correspondiente a la modulación de vectores espaciales. Los vectores espaciales se obtienen de las veintisiete posibles maneras de conectar el sistema trifásico de entrada hacia la carga; de estos, seis se descartan, ya que no forman un vector de orientación fija, tres combinaciones corresponden con el vector nulo y las dieciocho restantes se usan para modular el vector espacial deseado, tanto en magnitud como en su velocidad angular. La ganancia con este método alcanza hasta 115,6%.

Los resultados muestran la factibilidad del convertidor matricial y su versatilidad en aplicaciones de control. La distorsión armónica disminuye a mayor ganancia y las conmutaciones se realizan sobre una envolvente sinusoidal.

[**CONCEPTO 3**] En la referencia **Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM)**. Johnny Posada Contreras. *El Hombre y la Máquina No. 25 • Julio - Diciembre de 2005*; se maneja la técnica de modulación SVM la cual refiere a el puente inversor trifásico como una unidad y se basa en la representación vectorial del voltaje trifásico para el manejo del puente inversor, el cual disminuye las pérdidas por conmutación en el mismo y minimiza el contenido armónico de la señal de salida. 11, 14, 16. FIGURA 1.2.4

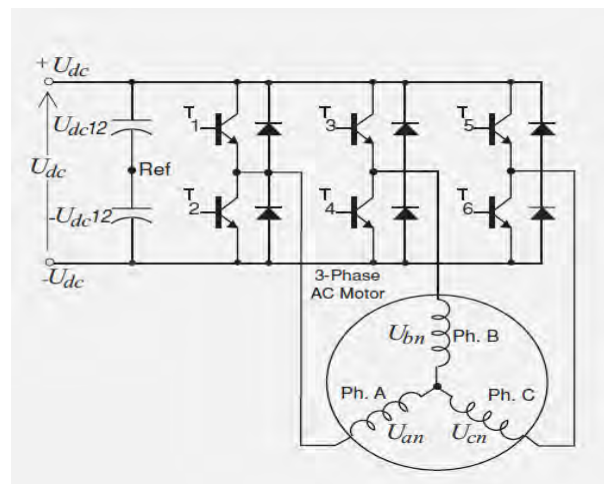


FIGURA 1.2.4. PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO. Johnny Posada Contreras. *El Hombre y la Máquina No. 25 • Julio - Diciembre de 2005*

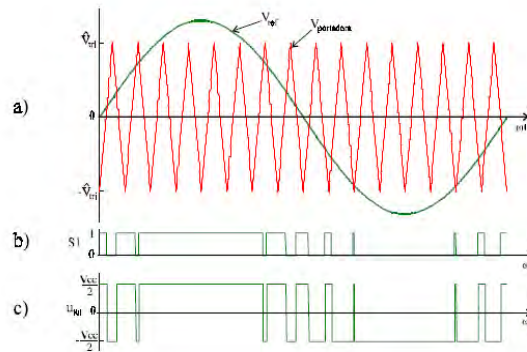
[**CONCEPTO 4**] En la referencia de la tesis de maestría en ingeniería sobre **Modulación Vectorial de Inversores de Potencia** presentada por Mauricio A. Tonelli en la UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA; se propone la **modulación del vector espacial y su implementación con dispositivos de lógica programable**, se implementa un control independiente el cual permite que se utilice en distintas aplicaciones. Trabaja con transiciones continuas, mientras que el PWM funciona desde una amplitud nula hasta la onda cuadrada con pleno aprovechamiento de la tensión continua disponible. No tiene sensores de corriente y realiza una compensación del tiempo muerto de excitación; así que el modulador es conectado a una PC a través del bus ISA generando como salidas las señales de excitación de los interruptores del inversor. El análisis desarrollado se

complementa con resultados de simulación en lo referente a la implementación digital, y con resultados experimentales sobre un inversor de pequeña potencia.

[CONCEPTO 5] En la referencia sobre Implementación de la **Técnica de Modulación de Vectores Espaciales se utiliza un Controlador Digital de Señal dsPIC30F3010** publicada por Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristaín J. José A. Y Aganza T. Alejandro, en la RIEE&C, REVISTA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN, Vol. 6 No. 1, JUNIO 2009. ISSN 1870 – 9532.16.

Se propone generar la señalización de control de un inversor trifásico de dos niveles, el análisis mediante la técnica de modulación por vectores espaciales (SVM) para pruebas en un accionador para un motor de inducción trifásico. FIGURA 1.2.5

La contribución práctica implica la implementación de la técnica SVM en un controlador digital de señal dsPIC30F3010 de Microchip desarrollada en lenguaje C.

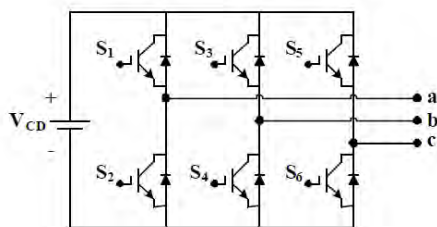


a) TENSIÓN DE LA PORTADORA TRIANGULAR Y LA MODULADORA,
b) SEÑAL DE LA LLAVE S1 DEL INVERSOR,
c) TENSIÓN DE COLUMNA.

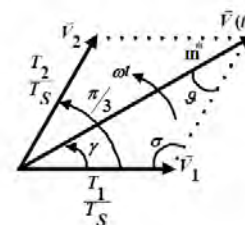
FIGURA 1.2.5. SOBREMÓDULACIÓN EN SPWM. Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristaín J. José A. Y Aganza T. Alejandro, en la RIEE&C, REVISTA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN, Vol. 6 No. 1, JUNIO 2009. ISSN 1870 – 9532.16

El procedimiento puede utilizarse en aplicaciones como: filtros activos, conexión a la red y a modulación de inversores multinivel y presentan resultados en la implementación de la técnica de modulación para cargas resistivas y en un motor de inducción trifásico.

En la FIGURA 1.2.6, se puede observar en la parte (a) un inversor trifásico de dos niveles, en la parte (b) su representación vectorial. La parte (c) diagrama de los estados de conmutación y la parte (d) la gráfica de la secuencia de conmutación.



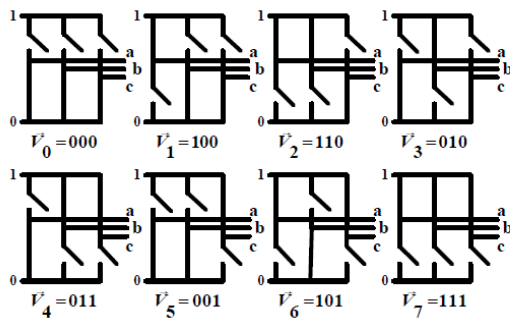
(a) INVERSOR TRIFÁSICO DE DOS NIVELES ALIMENTADO EN TENSIÓN.



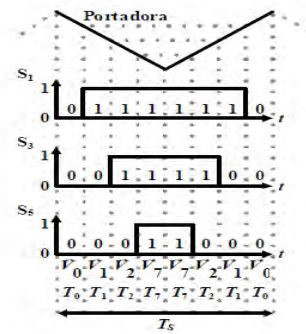
(b) SECTOR 1 DEL DIAGRAMA VECTORIAL.

26 | INTRODUCCIÓN

ESTADO DEL ARTE



(c) ESTADOS DE CONMUTACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO REPRESENTADOS EN FORMA DE VECTORES.



(d) SECUENCIA DE CONMUTACIÓN PARA EL SECTOR 1.

FIGURA 1.2.6. INVERSOR TRIFÁSICO DE DOS NIVELES. Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristáin J. José A. Y Aganza T. Alejandro, en la RIEE&C, REVISTA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN, Vol. 6 No. 1, JUNIO 2009. ISSN 1870 - 9532.16

[CONCEPTO 6] En la referencia de **A. Kirubakaran, D. Vijayankumar**, "Development of LabVIEW- Based multilevel inverter with reduced number of switches", Int. J. Power Electronics, Vol. 6, No. 1, 2014. Proponen el diseño de un **inversor de 7 niveles en cascada con menor número de interruptores** que los inversores convencionales.

En esta topología, FIGURA 1.2.7, se integra un bloque básico multinivel, que tiene una fuente de CD. Con 3 bloques en paralelo con un puente H para hacer la estructura para los 7 niveles, de esta manera, de 12 interruptores solo se utilizarán 9. Hicieron simulaciones en Matlab/Simulink, en donde se utilizaron diferentes técnicas de modulación PWM basadas en multiportadoras y se demostró que la THD resultaba menor con esta técnica de modulación. Se realizaron pruebas experimentales en donde se utilizó LabVIEW para la generación de las secuencias de encendido y apagado y se corroboró lo que las simulaciones habían mostrado.

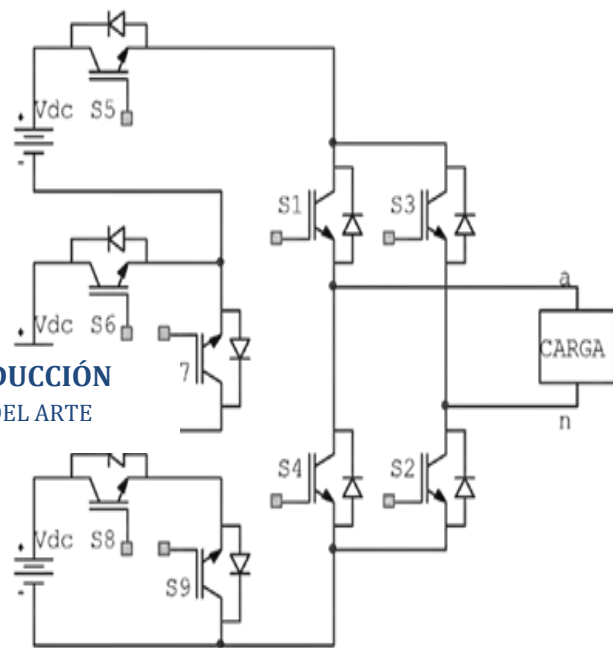


FIGURA 1.2.7. TOPOLOGÍA PROPUESTA PARA UN INVERSOR MULTINIVEL DE 7 NIVELES. Int. J. Power Electronics, Vol. 6, No. 1, 2014

CONVERTIDORES AC/DC

Se utilizan para sistemas de alimentación de diferentes dispositivos electrónicos; también llamadas fuentes de alimentación o fuente de poder; estas pueden entregar uno o más voltajes de salida según requiera el dispositivo (FIGURA 1.2 8.); los principales aspectos que se toman en cuenta para el diseño de estos convertidores son:

- La potencia total
- El factor de potencia
- La regulación de la línea
- La regulación de la carga

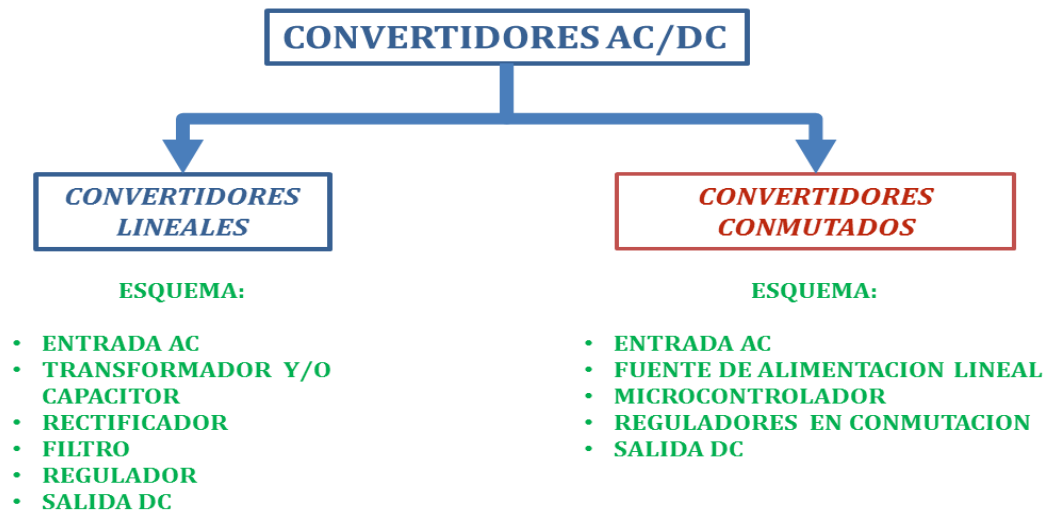


FIGURA 1.2.8. CONVERTIDORES AC/DC. SOFIA LEYVA 2016

Mientras que las fuentes lineales cuentan con un diseño más simple, regulación más pobre aunque generalmente tiene acoplamiento magnético a la línea; en los convertidores conmutados, la regulación es más eficiente y se obtiene con la conmutación, generalmente mediante un circuito *PWM* (Modulación por Ancho de pulso) que cambia el ciclo de trabajo y la potencia que se entrega a la carga es controlada por medio de transistores controlados.

[CONCEPTO 7] En la referencia de Luis Carlos García Alfaro, de la **Escuela de Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Costa Rica**, dentro del proyecto Eléctrico IE – 0502; presenta el “Diseño y construcción de un convertidor controlado CA-CD monofásico”. Consiste básicamente en un **convertidor monofásico controlado (inciso a) de la FIGURA 1.2.9.)**, en donde se determina los ángulos de disparo (inciso b) de la FIGURA 1.2.9.); para regular el voltaje de salida y por lo tanto la potencia suministrada a un motor de CD. En (inciso c) de la FIGURA 1.2.9.), se puede observar al onda de voltaje rectificado mientras que el (inciso d) de la FIGURA 1.2.9.) Muestra las formas de onda de la corriente en diferentes tiempos de acuerdo al disparo de la señal de control.

28 | INTRODUCCIÓN

ESTADO DEL ARTE

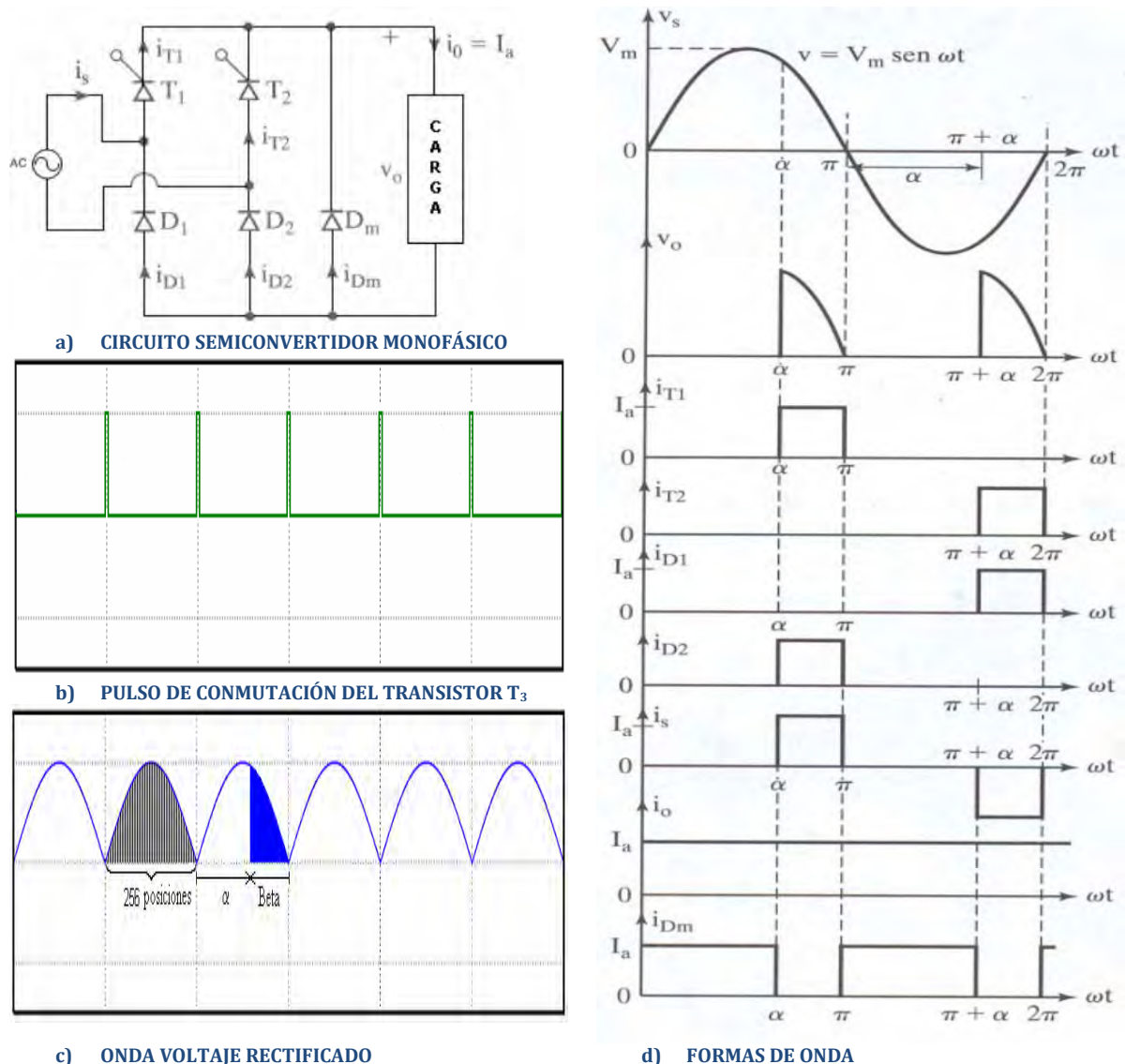


FIGURA 1.2.9. CONVERTIDOR CONTROLADO AC/DC MONOFÁSICO. Luis Carlos García Alfaro. Escuela de Ingeniería Eléctrica en la Universidad de Costa Rica, proyecto Eléctrico IE - 0502

De acuerdo a la oferta en el mercado se puede ver que los convertidores AC/DC comerciales con mejores beneficios tecnológicos están las siguientes marcas (TABLA 1.2.1):

TABLA 1.2.1 CONVERTIDORES AC/DC COMERCIALES. SOFIA LEYVA 2017

MARCA	PROCEDENCIA	V_e	I_e	P	THD	PERDIDA	η	FP	TEMP
PHILIPS	holandés	220	ND	35	ND	ND	ND	ND	ND
OSRAM	alemán	220	ND	ND	ND	ND	ND	ND	50°
VOSLOW	japonés	198	400	77	ND	ND	88	0.96	75°
ARMTEC	canadiense	121	279	27.32	7.2	2.4	91.7		125°
MAIN WELL	Chino	127	384	29.67	71.33	ND	88.8	0.68	85°

ND → No Disponible

CONVERTIDORES DC/DC

En la FIGURA 1.2.10. Podemos observar los tipos de convertidores DC/DC existentes:



FIGURA 1.2.10. CONVERTIDORES DC/DC. SOFIA LEYVA 2016

En cuanto a convertidores DC/DC algunas aplicaciones las encontramos en las referencias siguientes:

[CONCEPTO 8] En la referencia de *Marcela González Valencia y Alfonso Álzate Gómez*, de la Universidad Tecnológica de Pereira. Pereira, Colombia. Presentada en la Revista Tecnura Volumen 14 Numero 26 paginas 7 - 14 Enero - Junio de 2010; el artículo: **“Diseño estático de un convertidor DC/DC reductor-elevador bidireccional”**. Presenta un diseño con tres conmutaciones y conexión en cascada; aplicado a la administración de baterías en un sistema de alimentación ininterrumpida, controlando el flujo de energía y regulando el voltaje de alimentación tanto en el modo de operación de la batería (como fuente) como en el de almacenamiento. FIGURA 1.2.11.

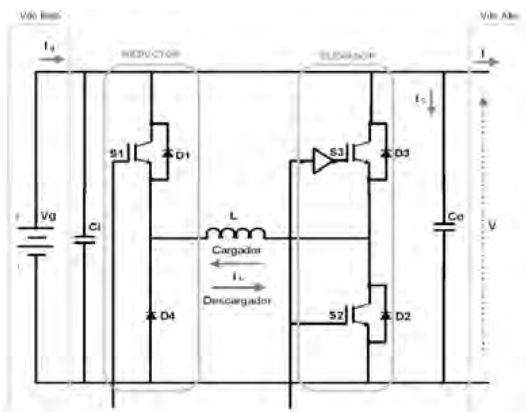


FIGURA 1.2.11 TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR BIDIRECCIONAL EN CASCADA. Revista Tecnura Volumen 14 Numero 26 paginas 7 - 14 Enero - Junio de 2010

El sistema cuenta con tres bloques básicos:

Conmutación: Se encarga de seccionar la señal de entrada dependiendo de la frecuencia y el ciclo de trabajo requerido.

Modo de operación y modo de cargador: Depende estrictamente de la conmutación, ya que este determina cuándo se libera energía hacia la carga del sistema y cuando se almacena.

Filtrado: Una vez obtenida la señal es filtrada para obtener la señal requerida por el sistema.

Los resultados obtenidos podemos observarlos en las siguientes figuras (FIGURA 1.2.12 Y FIGURA 1.2.13):

30 | INTRODUCCIÓN

ESTADO DEL ARTE

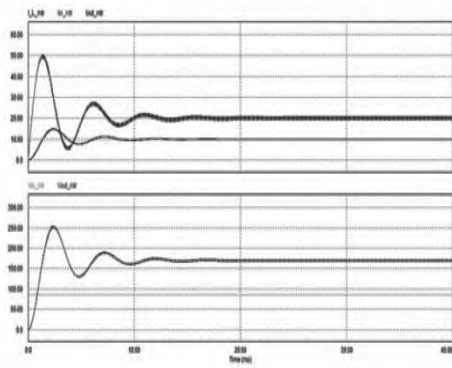


FIGURA 1.2.12. CORRIENTES Y VOLTAJES EN MODO OPERACIÓN.
Revista Tecnura Volumen 14 Numero 26 paginas 7 - 14 Enero - Junio de 2010

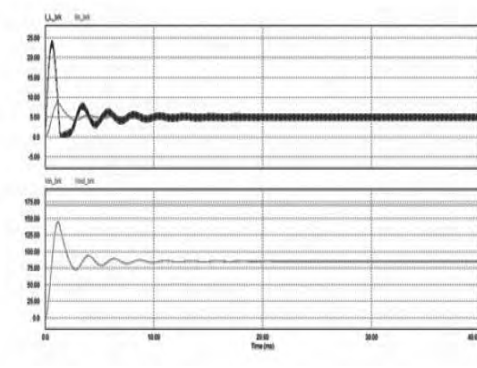


FIGURA 1.2.13. CORRIENTES Y VOLTAJES EN MODO CARGADOR.
Revista Tecnura Volumen 14 Numero 26 paginas 7 - 14 Enero - Junio de 2010

CONVERTIDORES AC/AC

En electrónica de potencia los convertidores de corriente alterna- corriente alterna (AC/AC), recibe la energía eléctrica de un sistema y la convierte a otro sistema de corriente alterna que tienen una forma de onda diferente en: amplitud, frecuencia y fase; los tipos de convertidores los podemos ver en la FIGURA 1.2.14.

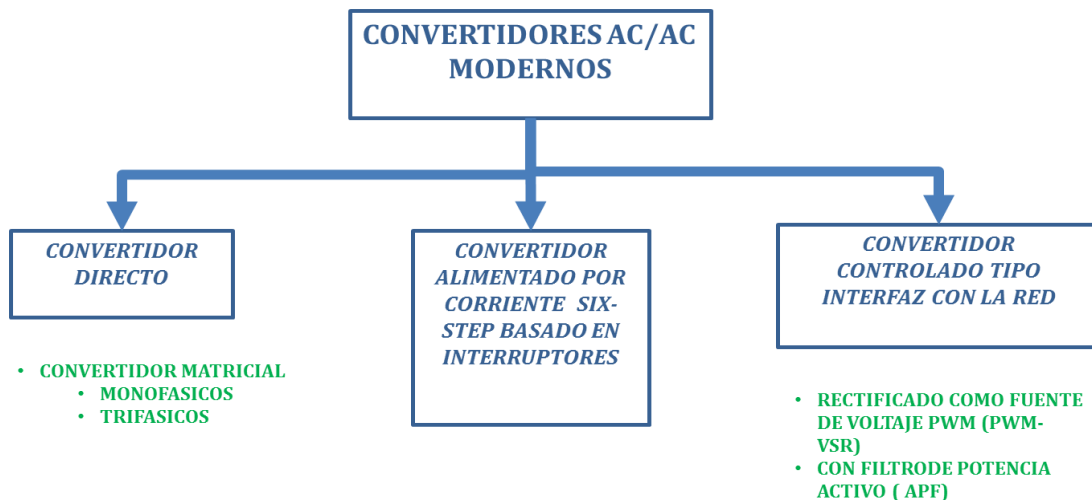


FIGURA 1.2.14. CONVERTIDORES AC/AC MODERNOS. SOFIA LEYVA 2016

[CONCEPTO 9] La referencia del Ing. Odón Orlando Condori Capuma de la Facultad Nacional de Ingeniería en la Universidad Técnica de Oruro, Bolivia; en sus Apuntes de Electrónica de Potencia I, TEMA 6 plantea el **diseño de convertidores AC/AC monofásico con controlador de voltaje**; en el que el circuito base de potencia compuesto de un par de SCR's conectados espalda con espalda (Inversa - anti- paralelo) entre la entrada de la corriente alterna y la carga. FIGURA 1.2.15.

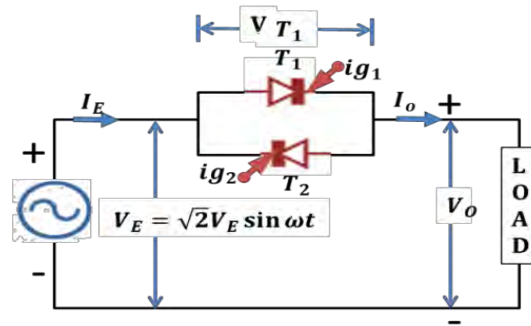


FIGURA 1.2.15. DISEÑO DE CONVERTIDORES AC/AC MONOFÁSICO CON CONTROLADOR DE VOLTAJE.
Facultad Nacional de Ingeniería en la Universidad Técnica de Oruro, Bolivia; en sus Apuntes de Electrónica de Potencia I, TEMA 6

1.3 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Los controladores de alta eficiencia existentes en el mercado no cumplen con las necesidades actuales de eficiencia y ahorro energético, ya que estas soluciones manejan eficiencias que van desde el 75% al 85% y pérdidas arriba del 14%. Dicha energía se pierde en calor, alcanzando temperaturas mayores de 70°C y utilizan carcasas de materiales disipadores de calor; así como relleno de resina dieléctrica/disipadora.

Además; tomando en consideración que el 19% de la energía consumida mundialmente, se gasta en iluminación y de esta energía una buena proporción se pierde en calor; se hace necesario plantear soluciones que aseguren alta eficiencia y muy bajas pérdidas, de tal forma que se desarrollará una fuente AC/DC usando modulación vectorial, en ancho y posición de pulso y por desplazamiento de fase, con características de eficiencia cercanas al 100%, factor de potencia cercano a la unidad (0.9913) y distorsión armónica (THD) de 5.18% de aplicación general; pero que pueda alimentar un panel de tecnología led, dando como resultado un luminario público de alta eficiencia que marque la diferencia con las luminarias actuales que muestran poca eficiencia, altos niveles de pérdidas de energía que se convierten en calor, bajo factor de potencia y alta distorsión armónica.

1.4 OBJETIVO GENERAL

Desarrollar un prototipo de un convertidor AC/DC, de hasta 100 w, usando modulación vectorial, en ancho de y posición de pulso y por desplazamiento de fase, amortiguadores (snubbers) y celdas ZVS y ZCS, con una eficiencia cercana al 100%, factor de potencia cercano a la unidad (0.9913) y distorsión armónica (THD) de 5.18% y se pueda aplicar a cualquier carga de DC con algunas adecuaciones. En este caso se aplicará en un sistema de alumbrado público, para probar su rendimiento.

1.5 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- 1.5.1 Se implementará un sistema para realizar un desplazamiento de fase que permita trabajar alternadamente con los semiciclos segmentados de la línea
- 1.5.2 Se implementará un sistema para posicionar pulsos, que permita reducir la distorsión armónica, en corriente y voltaje.
- 1.5.3 Se implementará un sistema de Modulación Vectorial para seccionar los semiciclos de la señal de alterna.
- 1.5.4 Se implementará un sistema de Modulación por ancho de pulso para controlar la potencia proveniente de la señal de alterna y entregar a la carga la necesaria; así como corregir el factor de potencia.
- 1.5.5 Se implementará una fuente dual que permita el uso de semiciclos segmentados.
- 1.5.6 Se implementará una celda que opere los cruces por cero en corriente (ZCS) y en voltaje (ZVS) para minimizar pérdidas en los dispositivos de conmutación (transistores) de la fuente AC/DC.
- 1.5.7 Se utilizará un circuito amortiguador (snubber) que absorba la energía disipada en forma de calor en el apagado de los dispositivos de conmutación (transistores).
- 1.5.8 Se diseñará un controlador difuso para la manipulación del sistema.
- 1.5.9 Se implementará una arquitectura paralelo donde resida el controlador difuso para el control de todo el sistema.

1.6 METAS

- Implementación de un convertidor AC/DC utilizando modulación vectorial, en ancho de pulso, desplazamiento de fase y posición de pulso que realice una reducción de armónicas; mejorando así la distorsión y por lo tanto aumentando su factor de potencia.
- Probar el convertidor en módulos de matrices de led; como cargas para el convertidor AC/DC.
- Desarrollar un prototipo de laboratorio para obtener un prototipo industrial.
- Publicación de artículos sobre el tipo de control que se utiliza en este tipo de convertidor; así como el tipo de modulación y el convertidor mismo.
- Desarrollo de patentes sobre el tipo de control que se utiliza en este tipo de convertidor; así como el tipo de modulación y el convertidor mismo.

1.7 JUSTIFICACIÓN

Las fuentes de alimentación actuales funcionan por medio de sistemas de diversos tipos; que van desde fuentes lineales hasta fuentes conmutadas, en las cuales un porcentaje de la energía que utilizan, la transforman en calor aumentando las pérdidas, y tienen un porcentaje de distorsión armónica y factor de potencia, a veces no aceptable. Este trabajo pretende presentar una fuente de alimentación AC/DC diferente, que permita entregar una energía de baja distorsión armónica y alto factor de potencia, aumentando así la eficiencia de la carga. Para probarla se utilizará como carga un luminario público de tecnología led.

1.8 METODOLOGÍA

Para el desarrollo de este trabajo se está utilizando una metodología realizada por métodos deductivos que van de lo general a lo particular; de manera que los primeros capítulos deben tratar 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 realiza una búsqueda de información en referencia a las áreas que se utilizan en este trabajo para su diseño e implementación como son: tipos de modulación, convertidores de voltaje-corriente AC/DC, AC/AC, DC/DC, DC/AC, algoritmos de control y arquitecturas para la implementación de controladores.

RECOLECCIÓN DE INFORMACIÓN.-

Hasta el momento se han ubicado varias tesis y documentos de diferentes lugares; que datan de información referente a:

- Implementación de la Técnica de Modulación de Vectores Espaciales utilizando un controlador Digital de Señal
- Modulación Vectorial de Inversores de Potencia, aplicada a inversores para corriente trifásica
- Aplicación de las técnicas de Modulación por ancho de pulso (*PWM*) y Modulación Vectorial (*SVM*).
- Modulación por desplazamiento de fase
- Modulación por posición de pulso
- Detección de cruces por cero en voltaje (*ZVS*) y en corriente (*ZCS*)
- Correctores de Factor de potencia
- Métodos de disminución de Distorsión armónica
- Arquitectura paralelo de Sistemas embebidos
- Utilización de amortiguadores (snubbers), para transferir disipación de potencia reflejada en calor, de los transistores a resistencias de potencia

34 | INTRODUCCIÓN METODOLOGÍA

- Implementaciones de diferentes sistemas *AC/DC*, *DC/DC*, *AC/AC*, *DC/AC* para diversas aplicaciones y algunas similares.
- Control difuso
- Arquitecturas de procesamiento paralelo

PRUEBAS PRELIMINARES.-

De acuerdo a desarrollos anteriores y considerando la información obtenida se realizó la implementación de diferentes sistemas que involucraban cada una de las partes del sistema; tales como:

- Modulador por ancho de pulso: Utilizando ciclo completo, con corrector de factor de potencia implementó en un balastro electrónico de bajas pérdidas. Para encender focos de vapor de sodio, y aditivos metálicos.
- Modulador por ancho de pulso: Con ciclo completo Implementado en una Luminario de led's para alumbrado público con conexión a la línea.
- Modulador por ancho de pulso: Convertidor *CD/CD*, implementado en un luminario público Autónomo Solar
- Modulador por posición de pulso: Implementado en un sistema de iluminación incandescente; para controlar la potencia.
- Módulo de control Difuso: Implementado en un soporte móvil para alumbrado público autónomo solar; cuya función es que el panel solar que alimenta el sistema del luminario; siga al sol para conseguir los mayores puntos de irradiación solar aumentando la eficiencia del panel solar y reduce la necesidad de aumentar el número de baterías
- Implementación sistema completo con un modulador por desplazamiento de fase que permite el manejo de semiciclos segmentados; cada control del semiciclo, está integrado por un modulador por posición de pulso, por ancho de pulso y modulador vectorial; dentro de un control difuso.

RESUMEN DEL DISEÑO DEL PROYECTO TÉCNICO.-

El diseño consta de dos secciones:

La parte electrónica constituida por dos secciones o celdas que van a trabajar en forma conmutada; cada celda toma una sección de la señal alterna con la que activa un circuito reductor /elevador con tierras flotantes que incluya los métodos para corregir la distorsión armónica, el factor de potencia y la minimización de pérdidas, incrementando la eficiencia. El funcionamiento de este sistema está basado en algoritmos programados de control difuso en microcontroladores, los cuales forman una arquitectura paralelo, el cual es el sistema de control de la fuente.

El sistema de control tendrá las siguientes funciones básicas:

- Adquisición de la señal de la línea segmentándola en semiciclos, que se procesan en forma dual por medio de la modulación vectorial.
- Genera una señal en ancho de pulso para suministrar la potencia necesaria a la carga proveniente de la señal de alterna y como parte del proceso para corregir el factor de potencia y reducir la distorsión.
- Como parte del proceso de reducir la distorsión armónica, se genera una señal que realiza un desplazamiento de fase.

CONSTRUCCIÓN DE PROTOTIPOS:

De acuerdo al diseño generado, se procede a construir el prototipo; en primera instancia en tabletas de prueba para posteriormente obtener el modelo industrial.

PRUEBA Y EVALUACIÓN:

El controlador AC/DC, así como sus módulos se probarán en un luminario en base a led's y debe cumplir con la norma oficial mexicana para lámparas led (ANEXO A); especificando las características del luminario tales como factor de potencia, distorsión armónica, potencia, eficiencia y luxes que ofrece para posteriormente hacer las tablas comparativas con otros luminarios de características similares.

ARTICULOS Y PATENTES:

Si los resultados obtenidos son exitosos se procede al trámite de patente y posteriormente a la producción de artículos.

2. CONCEPTOS Y FUNDAMENTOS USADOS EN CONVERTIDORES AC/DC

Una fuente de voltaje sinusoidal permite el funcionamiento de un circuito eléctrico-electrónico donde los elementos energizados actúan como consecuencia de este estímulo; En la (FIGURA 2.1) podemos observar el radio-vector que al girar, va a variar el ángulo de fase de acuerdo a la frecuencia de giro (parte izquierda, fasor en el dominio de la frecuencia) ¹como resultado, la onda de corriente o de tensión generada puede visualizarse en un osciloscopio (parte derecha) viendo en el dominio del tiempo una señal senoidal.

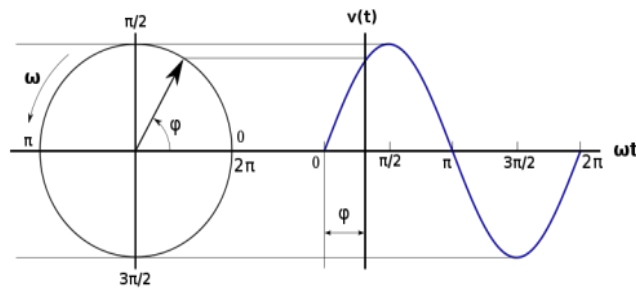


FIGURA 2.1. RADIO VECTOR GIRATORIO. ONDA SENOIDAL. HARRY MILEAF. ELECTRICIDAD CUATRO. SERIE UNO-SIETE. EDIT. LIMUSA. MÉXICO 1980

Una onda indica los valores instantáneos de la corriente o el voltaje a lo largo del ciclo completo; mientras que el vector puede representar el valor pico, medio o el efectivo y por lo tanto si la longitud del vector es proporcional a la amplitud, su componente vertical es proporcional a la amplitud instantánea para cualquier ángulo de fase.

2.1 OPERADORES DE ROTACIÓN

Los vectores representativos de la Corriente Alterna son llamados fasores o vector de Fresnel es una función senoidal que puede ser representada por un vector giratorio (FIGURA 2.1.1), que tendrá las siguientes características:

- Girará con una velocidad angular θ .
- Su módulo será el valor máximo o el eficaz, según convenga. (r)
- La longitud del vector muestra la amplitud

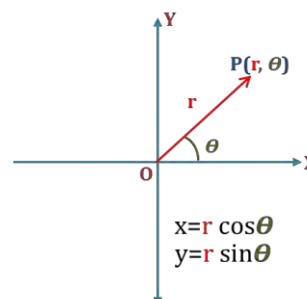


FIGURA 2.1.1. REPRESENTACION FASORIAL

1. *Electricidad Cuatro*. Harry Mileaf, Limusa. 1980

2.1.1 EL HEXÁGONO DE TENSIONES

Las fuentes de tensión o de corriente en un circuito trifásico constituyen sistemas sinusoidales casi perfectos, directos y equilibrados representados por tres fasores (1, 2, 3) ó (r, s, t) ó (u, v, w) ó (x, y, z). De igual módulo y desfasados 120 grados girando en sentido antihorario a una velocidad $2\pi f$, en sistemas trifásicos. Estableciendo como conceptos básicos de un sistema trifásico, los siguientes¹:

LÍNEA: La conexión entre un borne de una fuente trifásica y el correspondiente borne de una carga trifásica.

TENSIÓN DE LÍNEA: La tensión entre dos bornes de un sistema trifásico (1-2; 2-3; 3-1) y la vamos a representar por la letra U y tal que U_{ij} es la tensión entre *i* y *j*.

TENSIÓN DE FASE: La tensión entre un borne y el neutro (real o virtual) de un sistema trifásico y la vamos a representar con la letra V; tal que V_i es la tensión entre el borne *i* y el neutro del sistema. Entonces:

$$\vec{U}_{ij} = \vec{V}_i - \vec{V}_j \quad \text{EC. 2.1.1.1}$$

EQUIVALENCIA: En un circuito trifásico configurado en delta siempre existe un circuito trifásico en estrella equivalente y recíprocamente. Entonces:

Si las cargas constituyen un sistema equilibrado entonces se cumple que:

$$Z_{\Delta} = 3Z_Y \quad \text{EC. 2.1.1.2}$$

Si las tensiones constituyen un sistema perfecto entonces se cumple que:

$$U = \sqrt{3} \cdot V \quad \text{EC. 2.1.1.3}$$

Si las corrientes constituyen un sistema perfecto entonces se cumple que:

$$I_Y = I_{Linea} = \sqrt{3} \cdot I_{\Delta} \quad \text{EC. 2.1.1.4}$$

Un sistema trifásico perfecto de tensiones aplicado sobre una carga trifásica equilibrada da lugar a un sistema trifásico perfecto de corrientes.

En un sistema trifásico los voltajes, de fase V_a , V_b y V_c se representan por un vector rotatorio « V » de amplitud constante que gira en el plano complejo con frecuencia angular ω (frecuencia de la señal de salida) (EC. 2.1.1.5)

$$V = \frac{1}{c} (V_a + aV_b + a^2V_c) \quad \text{EC. 2.1.1.5}$$

1. Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristain J. José A. Y Aganza T. Alejandro, en la RIEE&C, REVISTA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN, Vol. 6 No. 1, JUNIO 2009. ISSN 1870 - 9532.16

Dónde:

$$a = e^{j2\pi/3}, a^2 = e^{j4\pi/3}$$

$$V_a = V_M \sin(\omega t) = V_M e^{j\omega t}$$

$$V_b = V_M \sin(\omega t - 2\pi/3) = V_M e^{j\omega t - 2\pi/3}$$

$$V_c = V_M \sin(\omega t - 4\pi/3) = V_M e^{j\omega t - 4\pi/3}$$

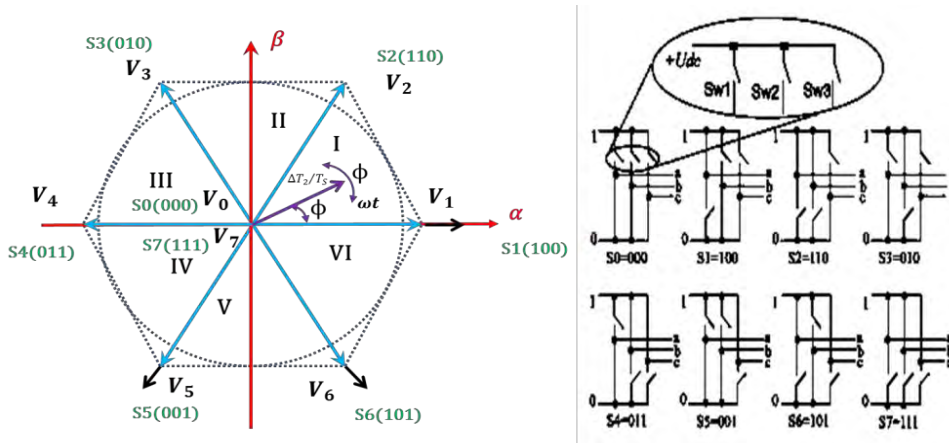
EC. 2.1.1.6

El coeficiente C puede seleccionarse entre 3/2 para la conservación de potencia o 3/2 para mantener la magnitud de voltaje. Sustituyendo (EC. 2.1.1.6) en (EC. 2.1.1.5) se obtiene el vector rotatorio V (EC. 2.1.1.7).

$$V = V_M e^{j\omega t}$$

EC. 2.1.1.7

En la FIGURA 2.1.3.1. Pueden ser observadas las Combinaciones de conmutación del puente inversor trifásico (b) mientras que en la (a) se muestra el Hexágono de tensiones o campo de estados



a) HEXAGONO DE TENSIONES

b) COMBINACIONES DE CONMUTACION DEL PUENTE INVERSOR

FIGURA 2.1.1.1. PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO. Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristain J. José A. Y Aganza T. Alejandro, en la RIEE&C, REVISTA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN, Vol. 6 No. 1, JUNIO 2009. ISSN 1870 - 9532.16

En el proyecto de tesis se pretende seccionar la corriente alterna y utilizar cada nivel de voltaje obtenido de la conmutación de los mosfet para transmitir energía a la carga, este proceso se puede ver en la FIGURA 2.1.1.2. a). En la que se representa el vector de referencia, (flecha punteada), en el sector 1). En la parte (b) de la figura podemos observar la descomposición del vector de referencia sobre los vectores V_1 y V_2 :

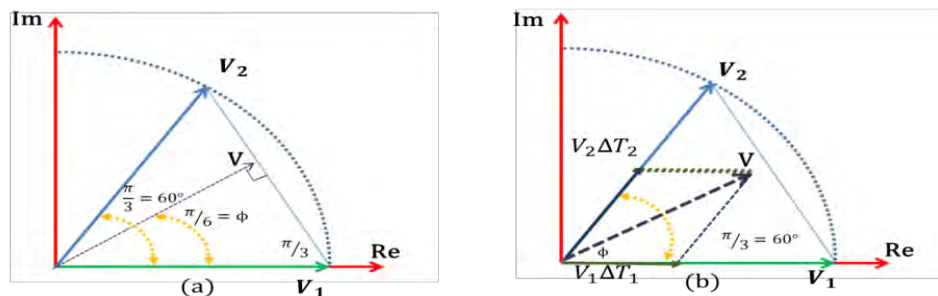


FIGURA 2.1.1.2. VECTORES DE CONMUTACIÓN EN LOS MOSFET. Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristain J. José A. Y Aganza T. Alejandro, en la RIEE&C, REVISTA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN, Vol. 6 No. 1, JUNIO 2009. ISSN 1870 - 9532.16

Estos conceptos están encaminados a la modulación vectorial.

2.2 TENSIONES Y CORRIENTES DE ENTRADA/SALIDA

En el diseño de fuentes de alimentación AC/DC es importante tomar en cuenta la naturaleza de las tensiones y corrientes tanto de entrada como de salida; de tal forma que entre los conceptos eléctricos seleccionados tenemos corriente directa y corriente alterna.

CORRIENTE CONTINUA (CC)

$$V = IR; P = VI = I^2R = \frac{V^2}{R} \quad \text{EC. 2.2.1.}$$

MAGNITUDES SE REPRESENTAN CON VALORES INSTANTÁNEOS.¹(FIGURA 2.2.1)

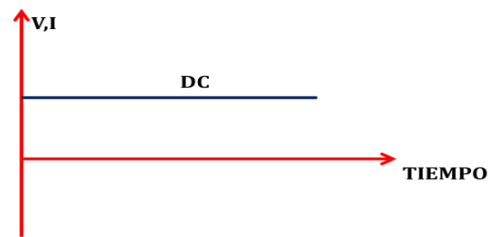


FIGURA 2.2.1. GRÁFICA DE LA CORRIENTE DIRECTA. ELECTRICIDAD TRES. HARRY MILEAF. LIMUSA. 1980.

CORRIENTE ALTERNA (CA)

FRECUENCIA EN LAS REDES DE DISTRIBUCIÓN SON 60 HZ EN MÉXICO.¹ (FIGURA 2.2.2)

$$v(t) = A_0 \sin(\omega t + \beta) \quad \text{EC. 2.2.2.}$$

$$\text{Si } \omega = 2\pi f \quad f = \frac{1}{T}$$

$$v(t) = A_0 \sin(2\pi f t + \beta) \quad \text{EC. 2.2.3.}$$

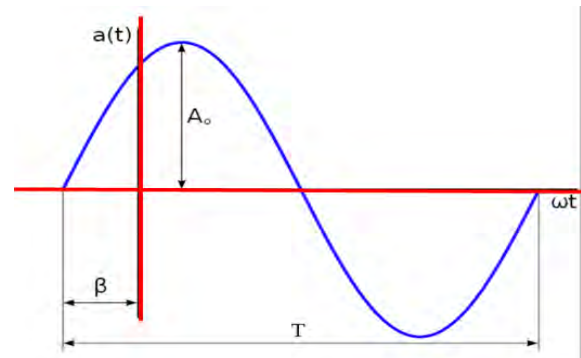


FIGURA 2.2.2. GRÁFICA DE LA CORRIENTE ALTERNA. ELECTRICIDAD TRES. HARRY MILEAF. LIMUSA. 1980

Dónde:

$A_0 \rightarrow$ Amplitud en volts
 $\omega \rightarrow$ Radianes/segundo
 $t \rightarrow$ Tiempo en segundos
 $\beta \rightarrow$ Ángulo de fase

La corriente alterna se distribuye por medio de líneas (cables), pueden ser trifásicas, bifásicas o monofásicas y esto depende a su vez de la cantidad de elementos que tengan los alternadores o generadores de la energía.

CORRIENTE MONOFÁSICA

Se toma de una fase de la corriente trifásica y un cable neutro; con una tensión de 127 volts de energía pulsada (FIGURA 2.2.3) El voltaje nominal para las casas habitación, oficinas y pequeñas empresas, que suministro de CFE:

127V fase-neutro
 220 volts entre fases

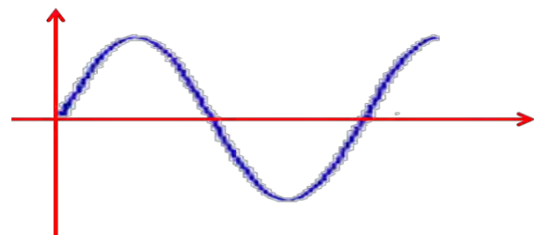


FIGURA 2.2.3 TENSIONES EN UN SISTEMA MONOFASICO. ELECTRICIDAD TRES. HARRY MILEAF. LIMUSA. 1980

1. *Electricidad Tres.* Harry Mileaf. Limusa. 1980.

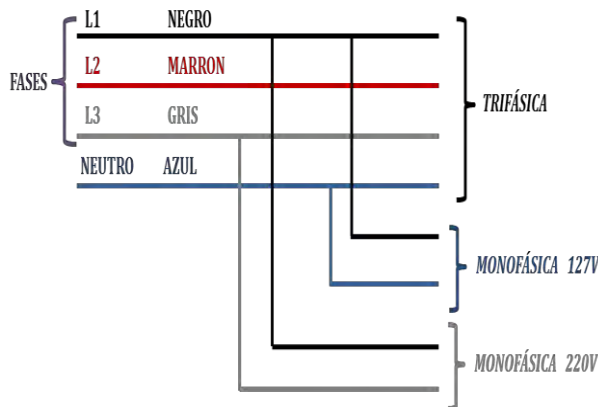


FIGURA 2.2.4. SISTEMA TRIFASICO EN ESTRELLA. OBTENIDO DE WWW.CIFP-MANTENIMIENTO.ES

Pueden suministrar:

- 1 fase y neutro (127V)
- 2 fases y neutro (127/220)
- 3 fases y neutro (127/220)

La relación entre los 127 y los 220 volts, es que si se divide el voltaje entre fases, que es 220V entre raíz de 3 (1.732) es 127 volts ya que el voltaje en México, proviene de un sistema trifásico en estrella¹. FIGURA 2.2.4.

2.3 IMPEDANCIA TOTAL (Z) DE UN CIRCUITO RLC

Los componentes eléctricos/electrónicos de un circuito en forma natural tienen una oposición al paso de la corriente y que denominamos como impedancia del circuito²

IMPEDANCIA TOTAL (Z): suma de la resistencia eléctrica (R) como su parte real ± la reactancia total (X) del circuito.

$$Z = R + jX \quad \text{EC. 2.3.1}$$

REACTANCIA TOTAL (jX): En un circuito mixto (Inductivo – Capacitivo)

$$jX = jX_L - jX_C \quad \text{EC. 2.3.2}$$

IMPEDANCIA	
inductor real	capacitor real
$Z = R + jX_L$ EC. 2.3.3	$Z = R - jX_C$ EC. 2.3.4

Impedancia total (Z_T): suma vectorial de la resistencia (R), la reactancia inductiva (X_L) y la reactancia capacitiva (X_C)

$$Z_T = R + jX_L - jX_C \quad \text{EC. 2.3.5}$$

Dónde:

- X_L → Reactancia inductiva
- X_C → Reactancia capacitiva
- R → Resistencia

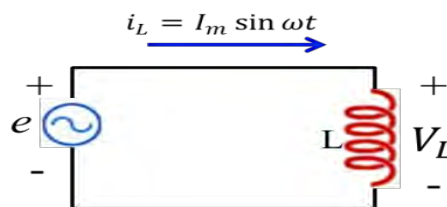
1. Circuitos de corriente alterna trifásica. Miguel Ángel Rodríguez Pozueta. Colección Electrotecnia para ingenieros no especialistas. Universidad de Cantabria. Departamento de Ingeniería Eléctrica y Energética
 2. Análisis introductorio de circuitos. Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998

2.4 REACTANCIA

Se define como la oposición al paso de la corriente alterna en un intervalo de frecuencia¹, se mide en Ohms y su símbolo es Ω . Existen dos tipos de reactancias:

REACTANCIA INDUCTIVA:

OPOSICIÓN AL FLUJO DE CORRIENTE QUE PRODUCE UN INTERCAMBIO CONTINUÓ DE ENERGÍA ENTRE LA FUENTE Y EL CAMPO MAGNÉTICO PRODUCIDO POR EL INDUCTOR (FIGURA 2.4.1) Y LA FIGURA 2.4.2 PRESENTA LA GRÁFICA CORRIENTE Y VOLTAJE.

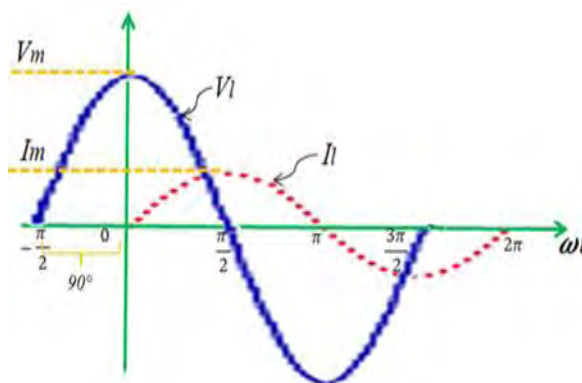


$$X_L = \omega L = 2\pi fL \quad \text{EC. 2.4.1}$$

FIGURA 2.4.1 CIRCUITO DE DEFINICIÓN PARA UNA REACTANCIA INDUCTIVA. Análisis introductorio de circuitos. Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998

Dónde:

- X_L → Reactancia inductiva en Ohms
- L → Inductancia en Henry
- f → Frecuencia en Hertz
- ω → Radianes



La curva del comportamiento inductivo (FIGURA 2.4.2); es determinado por la reactancia; al ser lineal, se expresa matemáticamente como:

$$y = mx + b \quad \text{EC. 2.4.3}$$

FIGURA 2.4.2 GRÁFICA DE CORRIENTE Y VOLTAJE EN UN CIRCUITO CON UNA REACTANCIA INDUCTIVA. Análisis introductorio de circuitos. Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998.

La reactancia de la bobina:

$$X_L = 2\pi fL + 0 \quad \text{EC. 2.4.4}$$

Dónde:

- X_L → La función (y)
- f → La variable independiente (x)
- $2\pi L$ → La pendiente (m)
- 0 → La ordenada al origen (b)

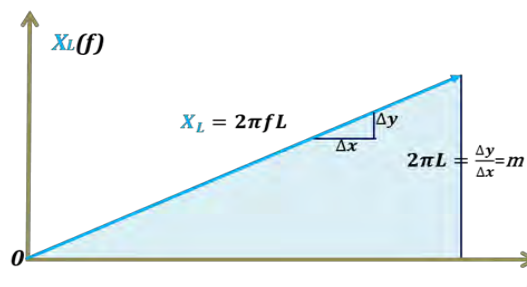


FIGURA 2.4.3. GRÁFICA DEL COMPORTAMIENTO INDUCTIVO. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

1. Análisis introductorio de circuitos. Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998.

REACTANCIA CAPACITIVA:

OPOSICIÓN AL FLUJO DE CORRIENTE QUE PRODUCE UN INTERCAMBIO CONTINUÓ DE ENERGÍA ENTRE LA FUENTE Y EL CAPACITOR DE ACUERDO AL CIRCUITO DE LA FIGURA 2.4.4 Y LA FIGURA 2.4.5 PRESENTA LA GRÁFICA CORRIENTE Y VOLTAJE¹.

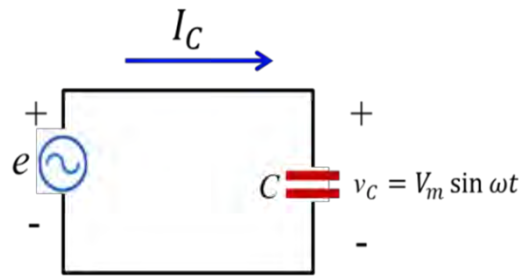


FIGURA 2.4.4. CIRCUITO DE DEFINICIÓN PARA UNA REACTANCIA CAPACITIVA. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad \text{EC. 2.4.5}$$

Dónde:

- X_C → Reactancia capacitiva en Ohms
- C → Capacidad eléctrica en Farads
- f → Frecuencia en Hertz
- ω → Radianes

La curva del comportamiento capacitivo (FIGURA 2.4.6) ; es determinado por la reactancia y tiene un comportamiento hiperbólico entonces expresa matemáticamente como:

$$yx = k$$

La reactancia del capacitor:

$$X_C f = \frac{1}{2\pi C} \quad \text{EC. 2.4.7}$$

Dónde:

- X_C → Reactancia capacitiva en Ohms
- C → Capacidad eléctrica en Farads
- f → Frecuencia en Hertz
- ω → Radianes

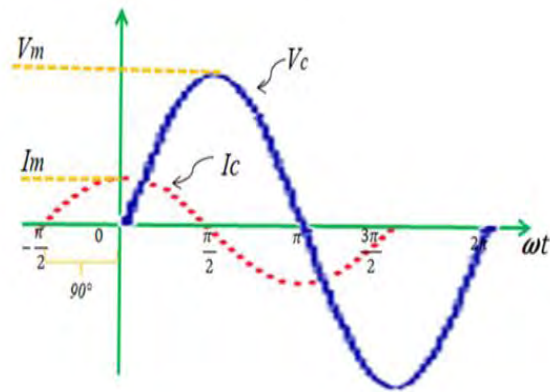


FIGURA 2.4.5. GRÁFICA DE VOLTAJE Y CORRIENTE EN UN CIRCUITO CAPACITIVO. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

EC. 2.4.6

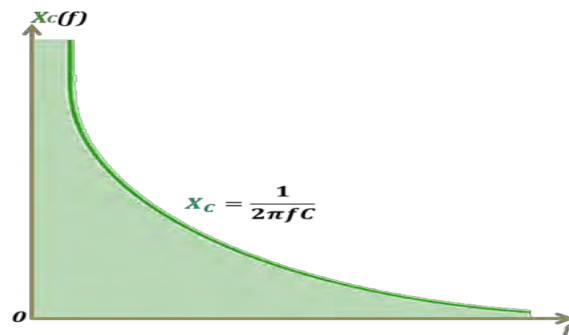


FIGURA 2.4.6. GRÁFICA DEL COMPORTAMIENTO CAPACITIVO. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

Representación vectorial de la reactancia inductiva y la capacitiva

En una representación vectorial FIGURA 2.4.7, la reactancia inductiva y la capacitiva, se deberán dibujar en sentido opuesto y sobre el eje imaginario (j), de tal forma que:

$$X = (X_L - X_C)[\Omega] \quad \text{EC. 2.4.8}$$

1. Análisis introductorio de circuitos. Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998.



FIGURA 2.4.7. REPRESENTACIÓN VECTORIAL DE LA REACTANCIA INDUCTIVA Y REACTANCIA CAPACITIVA. SOFIA LEYVA 2016

2.5 RESONANCIA

Todo cuerpo o sistema tiene una, o varias frecuencias características en la que alcanza el grado máximo de oscilación; este fenómeno se produce en un circuito cuando tiene elementos reactivos (bobinas y condensadores) al paso de una corriente alterna; cuando el circuito se somete a una variación de la frecuencia cambia el comportamiento de los elementos (FIGURA 2.5.1.)

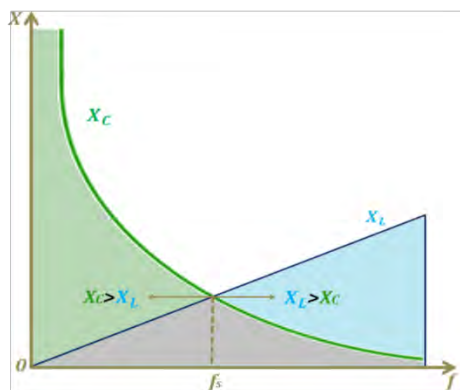


FIGURA 2.5.1. GRÁFICA DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA REACTANCIA INDUCTIVA Y LA CAPACITIVA. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

CONDICIÓN DE RESONANCIA:

- Punto de intersección de la reactancia inductiva X_L y reactancia capacitiva X_C
- Cuando $(X_L = X_C)$ al sumarse vectorialmente se anulan;
- tensión aplicada y corriente que lo recorre están en fase
- Impedancia del circuito igual a su resistencia óhmica y en consecuencia, el $\cos \varphi = 1$.

Frecuencia de resonancia en circuitos RLC serie:

- La función de transferencia alcanza su máximo.
- Dada una entrada, se obtiene una salida máxima.
- Sistema estable

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad \text{EC. 2.5.1}$$

Dónde

$f_s \rightarrow$ frecuencia de resonancia serie

$X_C > X_L$
frecuencias bajas el ángulo se acerca más a los -90°

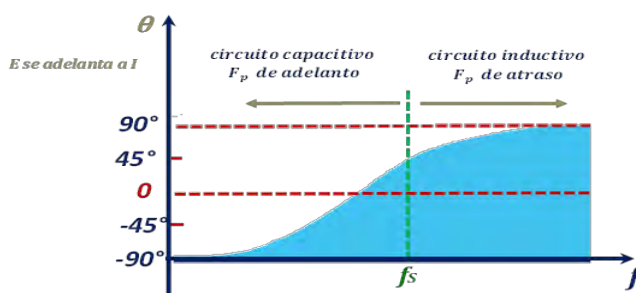


FIGURA 2.5.2 GRÁFICA DE LA FASE PARA UN CIRCUITO RESONANTE SERIE ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

La fase en el circuito cambia dependiendo del valor de la Energía (V) y de la corriente (A) como se muestra en la FIGURA 2.5.2 conforme a la TABLA 2.5.1

TABLA 2.5.1 COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO SERIE

COMPORTAMIENTO	CONDICIÓN	COMPARATIVO				
		$X > 0$	$X_L > X_C$	$f > f_s$		
REACTANCIA INDUCTIVA	$\omega_s^2 L C = 1 ; X_S = \infty$	$\omega > \omega_s ; X_S < 0$	$X > 0$	$X_L > X_C$	$f > f_s$	E se adelanta a I
REACTANCIA CAPACITIVA	Si $\omega = 0 ; X_S = 0$	$\omega < \omega_s ; X_S > 0$	$X < 0$	$X_L < X_C$	$f < f_s$	I se adelanta a E
IMPEDANCIA PURAMENTE RESISTIVA	$\omega = \infty ; X_S = 0$	$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ $f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$	$X = 0$	$X_L = X_C$		no hay reactancia I y E están en fase (resonancia) <i>EC. 2.5.2</i>

La Variación de la I y de la Z del circuito en función de la frecuencia; podemos verla en la FIGURA 2.5.3

impedancia **disminuye** **aumenta** intensidad

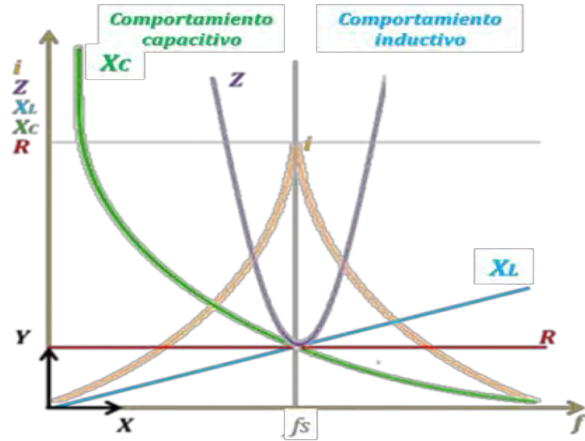


FIGURA 2.5.3 CURVAS DE RESONANCIA

Frecuencia de resonancia en impedancia máxima en circuito RLC paralelo

FRECUENCIA RESONANTE (f_p)	
$f_p = \frac{1}{2\pi L} \sqrt{\frac{L}{C} - R_l^2}$	<i>EC. 2.5.3 De esta forma si R_l^2 tiende a cero la frecuencia de resonancia en un circuito serie es igual a la frecuencia de resonancia en un circuito paralelo</i>
De la EC. 2.5.1 $f_p = f_s \sqrt{1 - \frac{R_l^2}{L}}$	<i>EC. 2.5.4</i>
Dónde	
$R_l \rightarrow$ Resistencia interna del inductor	
$f_p \rightarrow$ Frecuencia de resonancia en paralelo, cuando $F_p=1$	
$f_s \rightarrow$ Frecuencia de resonancia, cuando $X_L=X_C$ para la resonancia en serie	

FRECUENCIA MÁXIMA (f_m)	
<p>De la EC. 2.5.2</p> $f_m = f_s \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left(\frac{R_l^2 C}{L} \right)}$ $f_s > f_m > f_p$ <p>Dónde: $f_p \rightarrow$ Frecuencia de resonancia en paralelo, cuando $F_p=1$ $f_s \rightarrow$ Frecuencia de resonancia, cuando $X_L=X_C$ para la resistencia en serie $f_m \rightarrow$ Frecuencia máxima</p>	<p>EC. 2.5.5 Cuando se da la condición de resonancia; la forma de la señal es similar a la obtenida por un circuito RLC serie; es una función de la resistencia (R_l)</p>

La magnitud y el ángulo de fase de la impedancia total en condiciones de resonancia. (FIGURA 2.5.4.)

$$Z_{Tm} = R || X_{Lp} || X_C \quad \text{EC. 2.5.7}$$

Dónde:

$Z_{Tm} \rightarrow$ Impedancia máxima total

$f_m = f$

$$V_c = I Z_T$$

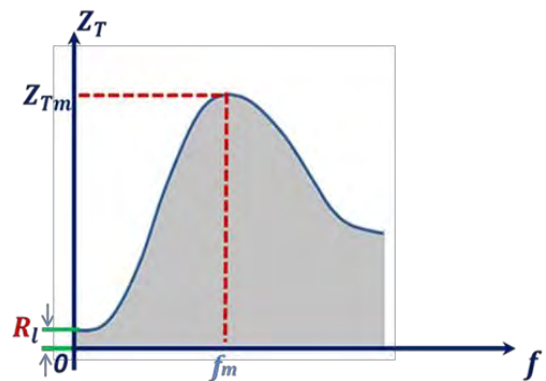


FIGURA 2.5.4. Z_T EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA EL CIRCUITO RESONANTE PARALELO. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

2.6 POTENCIA ELÉCTRICA

Capacidad que tiene un aparato eléctrico para realizar un trabajo en una unidad de tiempo. Su unidad de medida es el watt (W). la energía es alternativamente almacenada y liberada dependiendo del elemento de carga, de forma que se genera un campo magnético, en el caso de las bobinas, o de campo eléctrico, en el caso de los condensadores; produciendo un adelanto o atraso entre la señal de corriente y/o en la señal de tensión.

Este desfasamiento disminuye la potencia entregada a la carga resistiva sin que la carga aproveche esta energía, como consecuencia la potencia eléctrica total en un circuito debe mantener una relación entre los diferentes tipos de potencia, que podemos ver en la FIGURA 2.6.1 y que Posteriormente se describen.

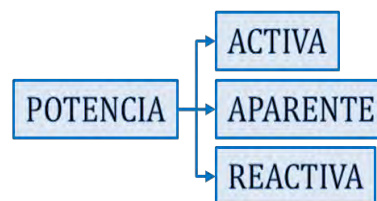


FIGURA 2.6.1. TIPOS DE POTENCIA. SOFIA ROSSANA LEVVA CARMONA.2016

POTENCIA ACTIVA(P)

Energía que realmente se aprovecha cuando funciona un sistema eléctrico al realizar un trabajo efectivo. Y se mide en watts (W)

señal de voltaje

$$v = V_m \sin(\omega t + \theta) \quad \text{EC. 2.6.1}$$

señal de corriente

$$i = I_m \sin(\omega t) \quad \text{EC. 2.6.2}$$

$$P = V_m \sin(\omega t + \theta) * I_m \sin(\omega t) \quad \text{EC. 2.6.3}$$

Aplicando identidades trigonométricas

$$P = VI \cos \theta (1 - \cos 2\omega t) + VI \sin \theta (\sin 2\omega t) \quad \text{EC. 2.6.4}$$

Dónde:

I y V tienen valores efectivos

I_m y V_m son valores pico

POTENCIA APARENTE(S)

Potencia compleja de un circuito eléctrico de corriente alterna; Potencia disipada por el circuito que se transforma en calor y/o trabajo (se mide en volts-amper (VA))

$$S = IV \quad \text{EC. 2.6.5}$$

$$V = IZ; \quad I = \frac{V}{Z}; \quad Z = R \pm j\omega \quad \text{EC. 2.6.6}$$

$$S = I^2 Z \text{ [VA]}; \quad \text{EC. 2.6.6}$$

$$S = \frac{V^2}{Z} \quad \text{EC. 2.6.7}$$

POTENCIA REACTIVA(Q)

No produce ningún trabajo útil y perjudica la transmisión de la energía a través de las líneas de distribución eléctrica; su unidad de medida es el VAR (kilovoltamper-reactivo) y su múltiplo es el kVAR.

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} \quad \text{EC. 2.6.8}$$

2.6.1 POTENCIA CONSUMIDA EN CARGAS

RESISTIVA (P_R) WATTS (W)

No depende de la frecuencia (2ω) ni del tiempo (t)

$$P_m = \frac{V_{max} I_{max}}{\sqrt{2} \sqrt{2}}$$

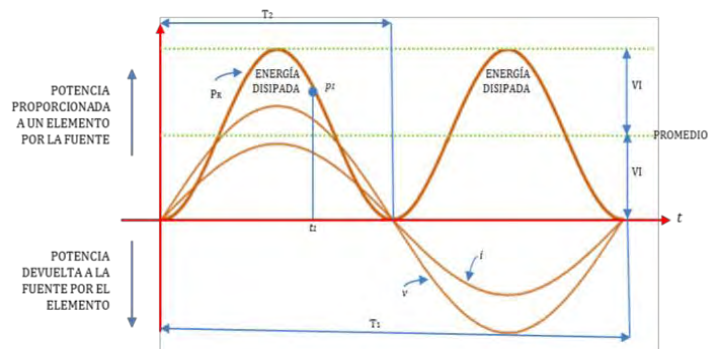


FIGURA 2.6.1.1 CURVA DE POTENCIA PARA UNA CARGA PURAMENTE RESISTIVA. BOYLESTAD, ROBERT L. ANALISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. PRENTICE HALL. OCTAVA EDICION. pp779.1998

Hay disipación de potencia por la resistencia en forma de calor esto se puede ver de acuerdo a (I^2R) , esto representa la potencia real. La potencia disipada o utilizada en el circuito y depende del valor de la resistencia y del flujo de la corriente.¹

Potencia media

$$P = \frac{V_m I_m}{2} \tag{EC. 2.6.1.1}$$

$$P = VI = \frac{V_m I_m}{2} = I^2 R = \frac{V^2}{R} \text{ [watts]} \tag{EC. 2.6.1.2}$$

$$T_1 = \frac{1}{f_1}; \quad T_2 = \frac{1}{f_2}$$

De acuerdo a la FIGURA 2.6.1.1

$$T_1 = 2 T_2 = 2 \left(\frac{1}{f_2} \right) \quad \frac{1}{f_1} = \frac{2}{f_2};$$

$$2f_1 = f_2;$$

EC. 2.6.1.3

$$f_1 = \frac{f_2}{2}$$

EC. 2.6.1.4

Potencia reactiva capacitiva Q [VA]

En la FIGURA 2.6.1.2 podemos observar las curvas de potencia del circuito capacitivo en referencia a la corriente y el voltaje que pasa a través de él. El flujo neto de potencia en el condensador es cero debido a la diferencia entre la energía absorbida y la energía entregada y por lo tanto la potencia promedio del condensador también es cero.

Para $\theta = -90^\circ$

$$P_C = VI \cos \theta (1 - \cos 2\omega t) + VI \sin \theta \sin 2\omega t$$

$$P_C = -VI \sin 2\omega t \text{ [w]} \tag{EC. 2.6.1.5}$$

$$Q_C = VI [VA_R]; \tag{EC. 2.6.1.6}$$

$$V = IX_C; \quad I = \frac{V}{X_C} \quad \therefore Q_C = I^2 X_C [VA_R];$$

$$Q_C = \frac{V^2}{X_C} [VA_R]$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \tag{EC. 2.6.1.7}$$

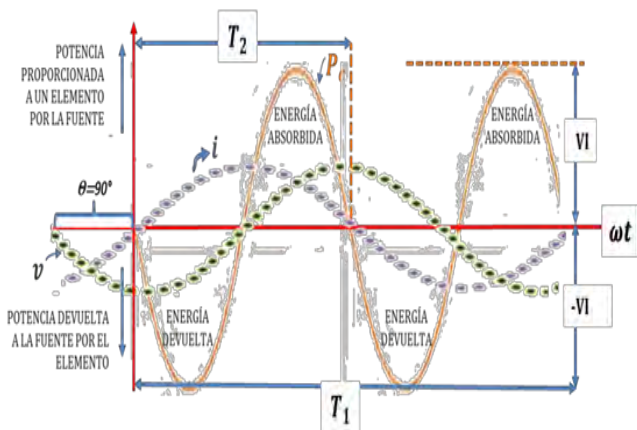


FIGURA 2.6.1.2 CURVA DE POTENCIA PARA UNA CARGA PURAMENTE CAPACITIVA. BOYLESTAD, ROBERT L. ANALISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. PRENTICE HALL. OCTAVA EDICION. pp779.1998

Potencia reactiva inductiva Q [VA]

La potencia reactiva inductiva y la potencia promedio siempre tienen un ángulo de desfase de 90° una respecto de la otra. En la FIGURA 2.6.1.3 podemos observar las curvas de potencia del circuito inductivo en referencia a la corriente y el voltaje que pasa a través de él.¹

1. *Análisis introductorio de circuitos*. Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998.

Para $\theta = 90^\circ$

$$P_L = VI \cos \theta (1 - \cos 2\omega t) + VI \sin \theta \sin 2\omega t$$

$$P_L = VI \sin 2\omega t \text{ [w]}$$

Dónde:

$P_L \rightarrow$ Potencia promedio

El flujo neto de potencia en el inductor es cero debido a la diferencia entre la energía absorbida y la energía entregada y por lo tanto la potencia promedio del inductor también es cero.

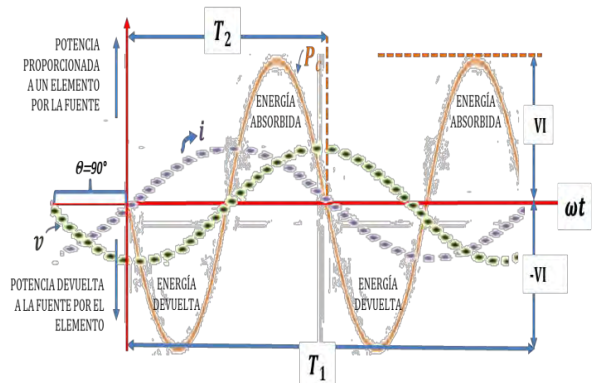


FIGURA 2.6.1.3 CURVA DE POTENCIA PARA UNA CARGA PURAMENTE INDUCTIVA. BOYLESTAD, ROBERT L. ANALISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. PRENTICE HALL. OCTAVA EDICION. pp779.1998

$$Q_L = VI \sin \theta [VA_R];$$

EC. 2.6.1.8

$$V = IX_L; \quad I = \frac{V}{X_L} \quad \therefore \quad Q_L = I^2 X_L [VA_R]; \quad Q_L = \frac{V^2}{X_L} [VA_R]$$

EC. 2.6.1.9

Cargas inductivas y capacitivas

$$S = P + Q$$

EC. 2.6.1.10

$$P = P < 0^\circ; \quad Q_L = Q_L < 90^\circ; \quad Q_C = Q_C < -90^\circ$$

Cargas inductivas: $S = P + jQ_L$

Cargas capacitivas: $S = P - jQ_C$

Ambas cargas

$$S = P + jQ_L - jQ_C = P + j(Q_L - Q_C)$$

EC. 2.6.1.11

2.6.2. FACTOR DE POTENCIA

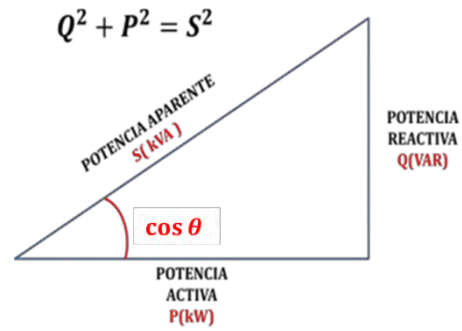
Se define factor de potencia de un circuito de corriente alterna, como la relación entre la potencia activa (P) y la potencia aparente (S). Y que indica una medida de la capacidad de una carga de absorber potencia activa.

$$F_p = \frac{\text{potencia activa (P)}}{\text{potencia aparente (S)}}$$

EC. 2.6.2.1

Las cargas del sistema eléctrico tienen un comportamiento; que puede analizarse mediante un diagrama de fuerzas (FIGURA 2.6.2.1); el campo electromagnético producido por las cargas reactivas representa una fuerza perpendicular al campo eléctrico que representa la fuerza correspondiente a la potencia activa del circuito.

Factor de potencia o coseno del ángulo θ , ($\cos \theta$): medida entre el desfase entre la tensión y la intensidad producida en la corriente alterna.



$$\theta = \arctg \frac{Q}{P}$$

EC. 2.6.2.2 FIGURA 2.6.2.1 TRIANGULO DE POTENCIA.SOFIA ROSSANA LEYVA CARMONA.2016

Dónde:

$Q \rightarrow$ Potencia reactiva
 $P \rightarrow$ Potencia activa

$$\cos \theta = \frac{P}{S}$$

EC. 2.6.2.3

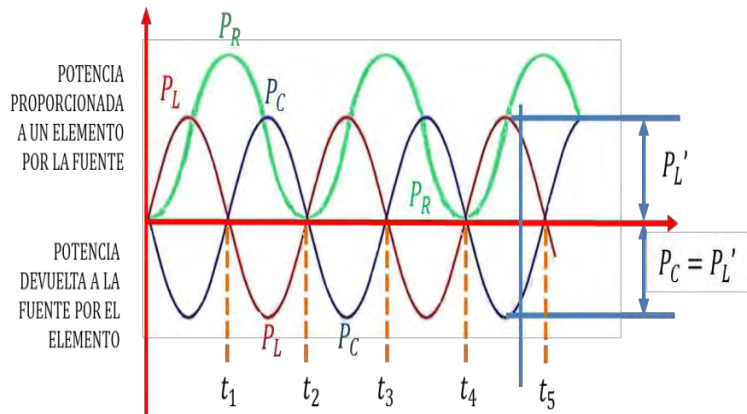


FIGURA 2.6.2.2. CURVAS DE POTENCIA PARA EL CIRCUITO RESONANTE SERIE. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

Dónde:

$S \rightarrow$ Potencia aparente
 $P \rightarrow$ Potencia activa

Al mover ligeramente la frecuencia, ocasiona que aumente la potencia aparente de tal forma que supere la disipación de la potencia promedio y se pierda la condición de resonancia¹ (FIGURA 2.6.2.2.)

En forma ideal se pretende que el Factor de potencia, fuera siempre igual a "1", pues así habría una mejor optimización y aprovechamiento del consumo de energía eléctrica, o sea, habría menos pérdida de (energía no aprovechada) así como una mayor eficiencia de trabajo en los generadores que producen esa energía y por lo tanto no se crea ningún desfase entre la intensidad de la corriente y la tensión o voltaje. Esto indicaría que el circuito solo posee resistencia activa. Entonces de acuerdo a la naturaleza de las cargas; tenemos que:

FACTOR DE POTENCIA	
carga resistiva	$P = VI \cos \theta;$ EC. 2.6.2.4
	$P = S \cos \theta \text{ y } \therefore F_p = \frac{P}{S} = \cos \theta = 1$ $FP = \frac{P}{VI} \left[\frac{W}{VA} \right]$ EC. 2.6.2.5

1. *Análisis introductorio de circuitos.* Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998.

<p>carga inductiva: $S_L = VI \text{ [VA]}$</p>	$F_p = \frac{P}{S} = \frac{0}{S} = \cos \theta = 0$ $Q_L = S$ <p style="text-align: right;">EC. 2.6.2.6</p>
<p>carga capacitiva: $S_C = VI \text{ [VA]}$</p>	$P = 0$ $F_p = \frac{P}{S} = \frac{0}{S} = \frac{0}{VI} = \cos \theta = 0$ <p style="text-align: right;">EC. 2.6.2.7</p>
<p>cargas mixtas:</p>	$P = S$ $F_p = \frac{P}{S} = \cos \theta = 1$

Dónde:

- $P \rightarrow$ Potencia en watt (W)
- $I \rightarrow$ Valor de la corriente en Amper (A)
- $FP \rightarrow$ factor de potencia
- $\cos \theta \rightarrow$ Coseno de "theta" (θ) o factor de potencia (menor que "1")
- $P \rightarrow$ Potencia activa
- $S \rightarrow$ Potencia aparente

Cuando la potencia aparente total sigue siendo igual a la potencia promedio; esta condición solo pasa cuando se da la condición de resonancia.

2.6.3 TEOREMA DE LA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA

Este teorema indica que: **“En un circuito de AC se proporcionará la potencia máxima a una carga cuando la impedancia de la carga sea la conjugada de la impedancia de Thévenin a través de terminales”**¹

De tal forma que para una transferencia máxima de potencia hacia la carga (FIGURA 2.6.3.1) tenemos:

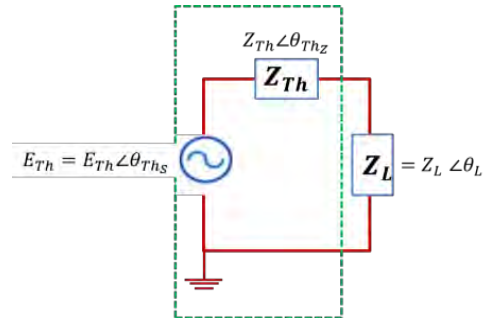


FIGURA 2.6.3.1 DEFINICIÓN DE LAS CONDICIONES PARA UNA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA PARA UNA CARGA. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

$$Z_L = Z_{Th} \quad y \quad \theta_L = -\theta_{Thz} \tag{EC. 2.6.3.1}$$

Dónde:

- $Z_L \rightarrow$ Impedancia del inductor
- $Z_{Th} \rightarrow$ Impedancia de Thévenin

1. *Análisis introductorio de circuitos.* Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998.

En forma rectangular:

$$R_L = R_{Th} \quad y \quad \pm jX_{carga} = \pm jX_{Thz}$$

EC. 2.6.3.2

Dónde:

$R_L \rightarrow$ Impedancia del inductor

$R_{Th} \rightarrow$ Impedancia de Thévenin

Al definir las condiciones de máxima transferencia de potencia para la carga (Z_L) aparentemente **indicarán que la impedancia total del circuito es puramente resistiva** (FIGURA 2.6.3.2)

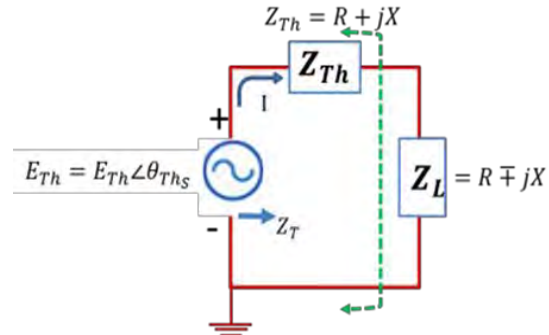


FIGURA 2.6.3.2 CONDICIONES PARA UNA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA PARA Z_L . ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS. BOYLESTAD, ROBERT L. OCTAVA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL.1998.

$$Z_T = (R \pm jX) + (R \mp jX) \quad y \quad Z_T = 2R$$

EC. 2.6.3.3

Como el circuito es puramente resistivo, el factor de potencia bajo condiciones de potencia máxima es 1; o sea $F_p = 1$ (MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA)

Entonces la magnitud de la corriente I (FIGURA 2.6.3.3) se determina como:

$$I = \frac{E_{Th}}{Z_T} = \frac{E_{Th}}{2R}$$

$$P_{MAX} = I^2 R = \left(\frac{E_{Th}}{2R}\right)^2 R$$



FIGURA 2.6.3.3 GRÁFICA DE UNA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA

Y la máxima transferencia de potencia (P_{MAX}) para la carga está dada por:

$$P_{MAX} = \frac{E_{Th}^2}{4R}$$

EC. 2.6.3.4

2.7 DISTORSIÓN ARMÓNICA

En condiciones normales de operación un dispositivo electrónico produce corrientes no necesariamente 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 figuras siguientes se muestra una señal fundamental de 60 Hz y sus armónicas serán de la siguiente forma:

FIGURA 2.7.1. La 1ª armónica es una señal de 60 Hz.

FIGURA 2.7.2. La 2ª armónica es una señal de 120 Hz (2X60Hz).

FIGURA 2.7.3. La 3ª armónica es una señal de 180 Hz (3X60Hz), etc.

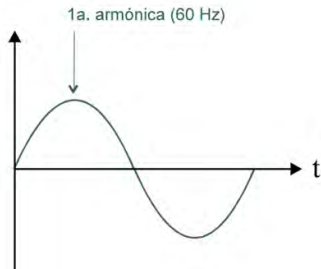


FIGURA 2.7.1. SEÑAL SENOIDAL

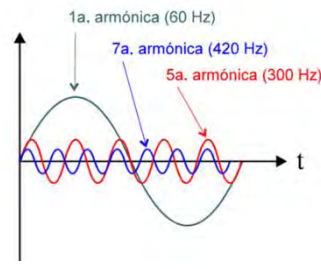


FIGURA 2.7.2. COMPONENTES ARMÓNICAS

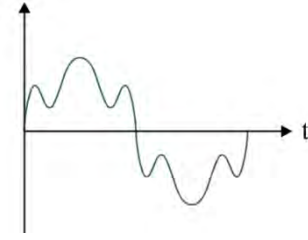


FIGURA 2.7.3. SEÑAL DISTORCIONADA POR ARMÓNICAS

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

En condiciones permanentes, la tensión de operación se relaciona con armónicas de estado estable. La distorsión tiene que estar dentro de los límites establecidos por la norma (límites establecidos en IEEE 519) es decir que la carga no lineal representa menos del 20% de la carga total y los efectos producidos en esta no requiere que se efectúe algún tipo de protección o filtrado. Apéndice a [INCISOS 6.1.7., 6.2.7. DE LA NORMA). En la FIGURA 2.7.4. Podemos ver cuáles son las fuentes emisoras de armónicas generada por equipos eléctricos- electrónicos tales como:

- Motores de corriente directa accionados por tiristores
- Inversores de frecuencia
- Fuentes ininterrumpidas UPS
- Computadoras
- Equipo electrónico
- Hornos de arco
- Hornos de inducción
- Equipos de soldadura
- bancos de capacitores en condiciones de resonancia
- Transformadores sobreexcitados

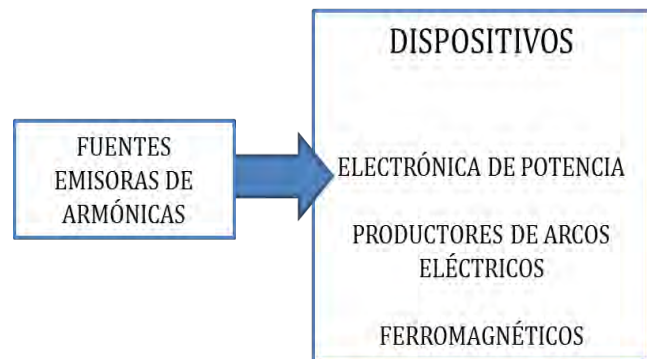


FIGURA 2.7.4. FUENTES EMISORAS DE ARMÓNICAS

Existen armónicas que son inherentes al proceso de conversión que realizan los equipos, se les llama Armónicas Características. Si asumimos que los dispositivos funcionan correctamente cuando tenemos convertidores estáticos y rectificadores, a partir del número de pulsos p, estas se definen como:

$$h = np + 1$$

EC. 2.7.1

Dónde:

$h \rightarrow$ orden armónico $n=1,2,3$

$p \rightarrow$ número de pulsos del convertidor

Las corrientes armónicas generadas por cargas no lineales, tienen un desfase de noventa grados con respecto al voltaje que las produce, representada como pérdidas por efecto Joule (calor) fluyendo una potencia distorsionante de la fuente a la red eléctrica y viceversa, de forma equivalente a la potencia reactiva fundamental relacionada al factor de potencia de desplazamiento. Para reducir los armónicos se pueden utilizar varios métodos por ejemplo; filtros pasivos, transformadores de aislamiento o soluciones activas.

2.7.1 CALCULO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA

La cantidad de armónicos generados por el sistema sobre la señal original, son frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental y su amplitud decrece conforme aumenta el múltiplo; de acuerdo a la potencia que maneje un circuito el valor de la distorsión armónica total (THD) permitido será un determinado porcentaje ya que la señal puede generar efectos negativos y entonces es necesario trabajar con ella para reducir sus valor. Para el cálculo de la distorsión armónica es necesario definir los siguientes aspectos:

Distorsión Armónica Total en Corriente (THDI).

La distorsión por armónicos de la corriente de entrada, se expresa de la siguiente forma:

$$i_1 = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \phi_1) = I_{m1} \sin(n\omega t + \phi_1) \quad \text{EC. 2.7.1.1}$$

Dónde:

i_1 → Valor instantáneo de la armónica fundamental

I_1 → Valor RMS

I_{m1} → Amplitud

ϕ_1 → Ángulo de fase

Por lo tanto; el desplazamiento del factor de potencia está definido como:

$$DPF = \cos \phi_1 \quad \text{EC. 2.7.1.2}$$

Entonces, podemos definir el factor de potencia en términos de la distorsión armónica como:

$$PF = \frac{DPF}{\sqrt{1 + (THD)^2}} \quad \text{EC. 2.7.1.3}$$

Dónde:

THD → Distorsión armónica total

Distorsión Armónica Total en Tensión (THDV).

La distorsión armónica de la tensión se define como:

$$v_1 = \sqrt{2}V_1 \sin(\omega t + \phi_1) = V_{n1} \sin(n\omega t + \phi_1)$$

Dónde:

v_1 → Valor instantáneo de la armónica fundamental

V_1 → Valor RMS

V_{n1} → Amplitud

ϕ_1 → Ángulo de fase

Distorsión Armónica Total

$$THDI = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad \text{ó} \quad THDV = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \quad \text{EC. 2.7.1.4}$$

Dónde:

I_1 ó V_1 → Amplitud de la armónica fundamental

I_n ó V_n → Amplitud de la armónica de nth – orden

La distorsión armónica total expresada en porcentaje

$$\% TDHI = THDI * 100 \quad \text{ó} \quad \% TDHV = THDV * 100 \quad \text{EC. 2.7.1.5}$$

El factor armónico, corresponde al porcentaje de la armónica de nth-orden en referencia a la amplitud de la armónica fundamental I_1 ó V_1 , según sea de corriente o voltaje y está definido por:

$$HF_n = \frac{I_n}{I_1} \quad \text{ó} \quad HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad \text{EC. 2.7.1.6}$$

Dónde:

$n = 1$ → Armónica fundamental

De esta forma $HF_1 = 1$ y la distorsión armónica total puede ser descrita como:

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} HF_n^2} \quad \text{EC. 2.7.1.7}$$

Una señal sinusoidal pura tendría una THD = 0

La ponderación de la distorsión armónica total en una señal de voltaje o corriente (WTHD) es una variable que describe la forma de onda de la distorsión; definida por:

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n}\right)^3}}{V_1} \quad \text{ó} \quad \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n^2}{n}\right)^3}}{I_1} \quad \text{EC. 2.7.1.8}$$

2.8 INCREMENTO DE EFICIENCIA EN TRANSISTORES

Al pasar corriente alterna por un conductor los niveles de voltaje y corriente se comportan en forma variable de acuerdo a la función senoidal correspondiente; para realizar circuitos en los que se controlen esas magnitudes, es necesario detectar en que instante la corriente y el voltaje se hacen cero; de tal forma que cuando el voltaje y/o la corriente lleguen a cero, ya sea durante el ciclo positivo o negativo de la señal (FIGURA 2.8.1); el circuito activará o desactivará los interruptores, o sea que realizará una conmutación específica; la cual puede ser:

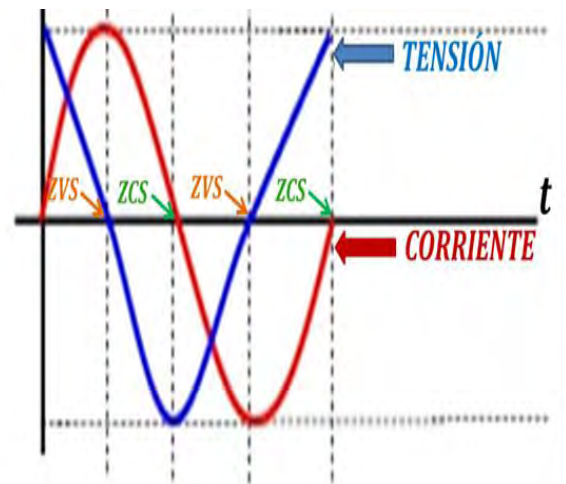


FIGURA 2.8.1. CRUCE POR CERO EN CORRIENTE Y VOLTAJE. SOFIA LEYVA 2016

- Conmutación a corriente cero (Zero Current Switching ; ZCS)
- Conmutación a voltaje cero (Zero Voltage Switching ZVS)

2.8.1 CELDAS RESONANTES DE CONMUTACIÓN A CORRIENTE CERO (Zero Current Switching ; ZCS)

En estos circuitos los interruptores utilizados se activan y desactivan cuando la corriente es cero. Son circuitos resonantes formados por: **Un inductor L conectado en serie con un interruptor de potencia S_1 y un capacitor C conectado como lo muestra la FIGURA 2.8.1.1 y puede ser tipo L o M. Para lograr el cruce por cero de corriente. De tal forma que se disminuye la pérdida de potencia en los circuitos de conmutación.** En ambos casos el inductor (L) limita la tasa de la derivada ($\frac{di}{dt}$) de la corriente en el interruptor; formando L y C , un circuito resonante serie¹.

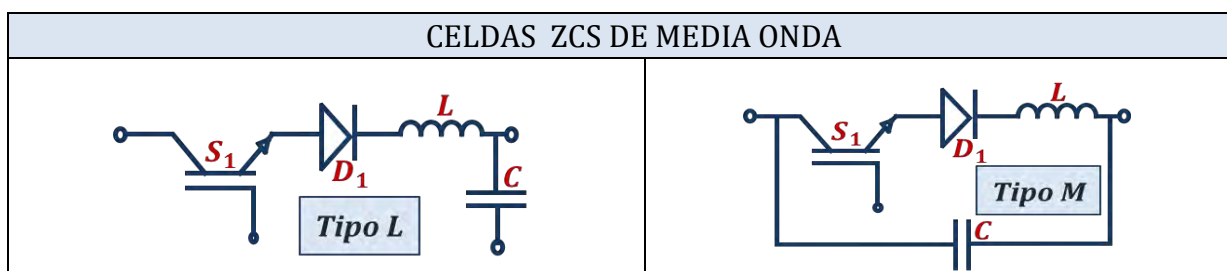


FIGURA 2.8.1.1. CELDAS ZCS DE MEDIA ONDA. POWER ELECTRONICS CIRCUITS. ISSA BATARSEH. JOHN WILEY & SONS, INC. 2004.

En altas frecuencias y a grandes voltajes, cuando el interruptor se vuelve a activar, la energía almacenada en el capacitor de salida se descarga a través del interruptor ocasionando una pérdida de potencia. Ésta pérdida por conmutación se puede minimizar con la utilización de celdas resonantes a voltaje cero (ZVS)¹.

1. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.* Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

2.8.2 CELDAS RESONANTES POR CONMUTACIÓN A VOLTAJE CERO (Zero Voltage Switching ZVS)

Los interruptores se activan y desactivan cuando el voltaje es cero. En la FIGURA 2.8.2.1 se aprecia cómo se conectan el capacitor C , el inductor L y un diodo con el interruptor S_1 , en el circuito resonante ZVS; para lograr el cruce por cero de voltaje. La capacitancia interna del interruptor (C_j), se suma a la del capacitor C , esto permite que solo afecte a la frecuencia de resonancia y de esta forma disipa menos potencia en el interruptor. El capacitor (C) limita la tasa de la derivada ($\frac{dv}{dt}$) del voltaje en el interruptor².

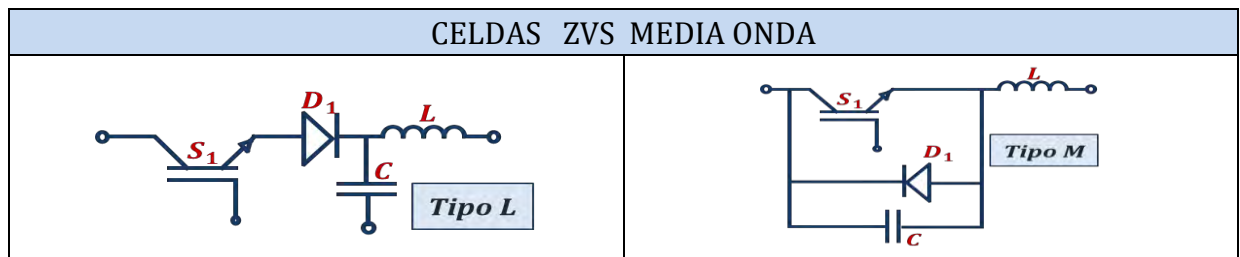


FIGURA 2.8.2.1. CELDAS ZVS DE MEDIA ONDA. POWER ELECTRONICS CIRCUITS. ISSA BATARSEH. JOHN WILEY & SONS, INC. 2004

Una celda con voltaje cero moldea la forma de onda de voltaje en la conmutación durante el tiempo de apagado del dispositivo de conmutación, para crear la condición de voltaje cero.

De esta forma podemos visualizar en la FIGURA 2.8.2.3. ; Que el uso de las celdas ayude a que los transistores trabajen de forma más eficiente. Es decir, en la conmutación de apagado; la corriente disminuya su ($\frac{di}{dt}$), haciendo que la pendiente de la señal de corriente, tienda a ser menos pronunciada; por otra parte, al realizarse la conmutación de encendido, la corriente se tiene que elevar y de la misma forma; el voltaje disminuye su ($\frac{dv}{dt}$) haciendo que la pendiente de la señal de voltaje, tienda a ser menos pronunciada¹.

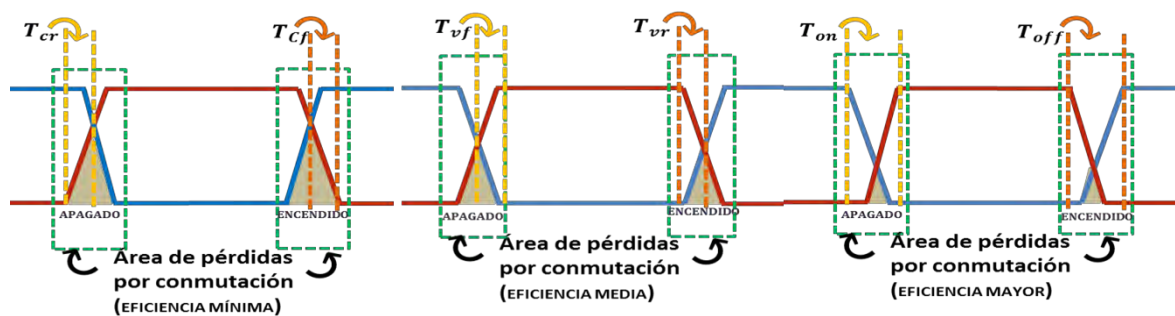


FIGURA 2.8.2.3 ÁREAS DE PERDIDA POR CONMUTACIÓN

Por lo tanto cuando la eficiencia es mínima hay mayores pérdidas por calor.

1. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.* Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

2.8.3 AMORTIGUADORES (SNUBBERS)

Circuito auxiliar encargado de absorber la energía generada en forma de calor de los dispositivos de conmutación y transferirla a resistencias de potencia, para reducir las pérdidas de dichos dispositivos.

Entre las funciones de un amortiguador tenemos las siguientes:

- El voltaje aplicado en el dispositivo es limitado durante la conmutación del transistor
- La corriente aplicada es limitada durante la conmutación
- Limita el factor de rizo (dv/dt) de la corriente durante la conmutación y el factor de rizo en el voltaje

Existen tres tipos diferentes¹ (FIGURA 2.8.1.):

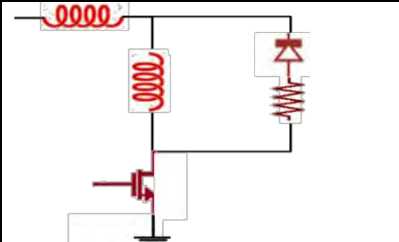
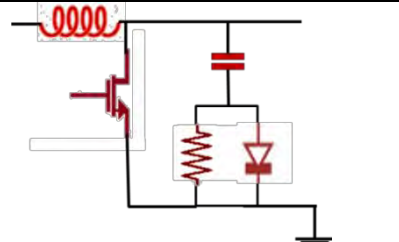
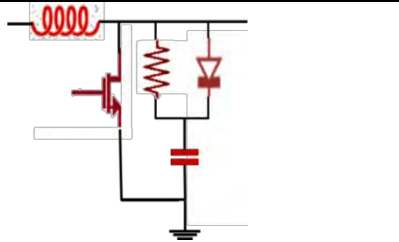
TIPOS DE AMORTIGUADORES Ó SUPRESORES (Snubbers)		
Supresores de encendido	Supresores de apagado	Supresores reducción de estrés
Minimiza sobrecargas de corriente a través del dispositivo cuando está encendido	Minimiza sobrecargas de voltaje a través del dispositivo cuando está apagado; para hacer dicha función la red de bloqueo entrega por medio del transistor un voltaje cero mientras deja de fluir la corriente	Da forma a las ondas de conmutación de forma que la corriente y el voltaje no sean tan grandes al mismo tiempo
		
AMORTIGUADOR DE ENCENDIDO	AMORTIGUADOR DE APAGADO	AMORTIGUADOR DE SOBRE VOLTAJE

FIGURA 2.8.1. TIPOS DE AMORTIGUADORES

2.9 ARQUITECTURA EN SISTEMAS EMBEBIDOS

Son sistemas electrónicos diseñados para realizar funciones específicas; los componentes se encuentran incluidos en la placa base; trabajan en tiempo real y forman parte de un sistema mayor. Generalmente los procesadores tienen una conexión de forma paralela que mejora la velocidad de procesamiento, son más fiables y los podemos clasificar como sigue:

- Multiprocesadores débilmente acoplados - Conjunto de sistemas autónomos
- Procesadores de Uso Específico controlados por un Procesador maestro
- **Multiprocesadores fuertemente acoplados - Conjunto de procesadores paralelos controlados por un sistema operativo; que tienen una tarea común.**
- **Procesadores - acoplados que ejecutan tareas al mismo tiempo**

1. *Power Electronics Circuits*. Issa Batarseh. John Wiley & Sons, Inc. 2004.

2. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

Tipos de arquitectura:

Arquitectura Von Neumann (Tipo Princeton) – Los buses de dirección y los datos son comunes para todos los accesos. (FIGURA 2.9.1) La memoria que se divide en intervalos definidos, y cada uno tiene un uso específico; tal como: código o programa, datos, pila y puertos asignados a los periféricos de E/S.

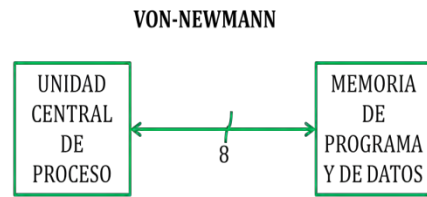


FIGURA 2.9.1. CONFIGURACIÓN VON NEUMANN CON UN BUS COMPARTIDO

Arquitectura Harvard – memorias separadas, buses de datos e instrucciones independientes. Esta configuración es típica para microcontroladores y DSP, utiliza en la organización de la memoria CACHE. Adecua el tamaño de los buses a las características de cada tipo de memoria, aumentando la velocidad de procesamiento (FIGURA 2.9.2).

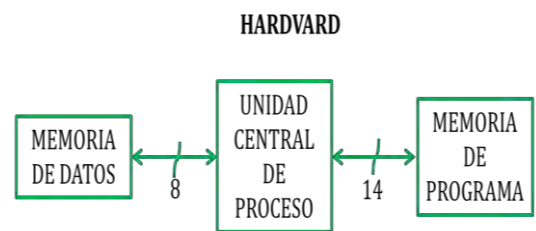


FIGURA 2.9.2. CONFIGURACIÓN HARVARD

La FIGURA 2.10.3. Corresponde a una arquitectura de procesadores paralelo con un bus común, que puede utilizar procesadores de arquitectura Harvard.

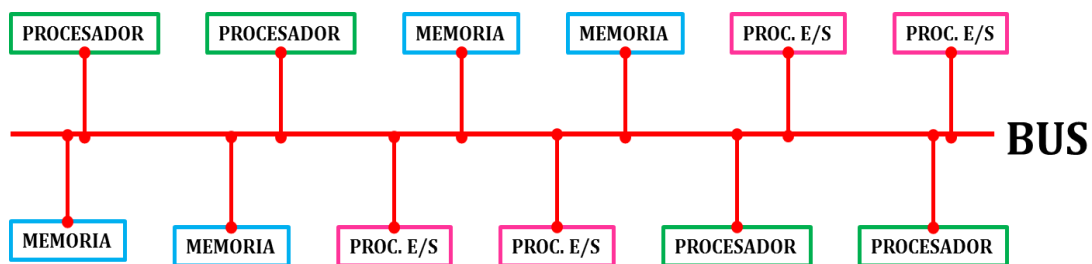


FIGURA 2.9.3. ARQUITECTURA PARALELA CON UN BUS COMÚN

2.10 LÓGICA DIFUSA

Procedimientos de manejo de información que tienen como entradas conjuntos de información relativa; dónde los límites entre uno y otro se traslapan y por lo tanto se manejan como una posición diferencial. La estructura de un controlador difuso se muestra en la FIGURA 2.10.1

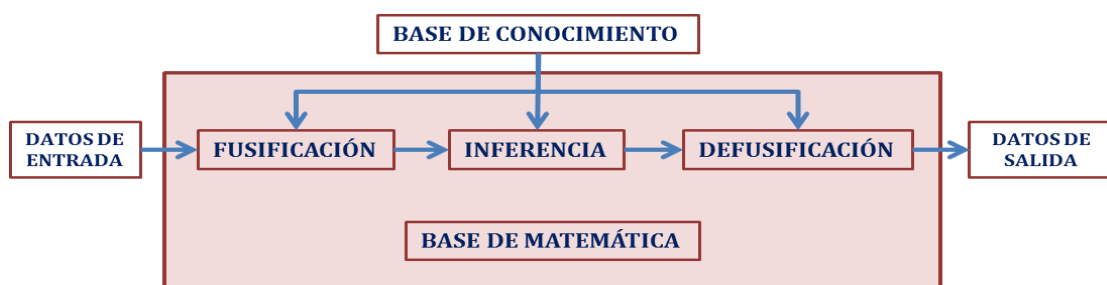


FIGURA 2.10.1. ESTRUCTURA DE UN MODELO DIFUSO

1. *Switching Power, Supply Design*. Abraham I. Pressman. McGraw-Hill, Inc. 1991.

Este tipo de lógica toma dos valores aleatorios, pero contextualizados y referidos entre sí; de forma que permite trabajar con información que no es exacta; ya que tiene un alto grado de imprecisión para definir límites claros y no es posible con evaluaciones convencionales. Su valor lingüístico se encuentra definido por una sola palabra, etiqueta lingüística o adjetivo; aquí la pertenencia puede tomar valores del intervalo entre 0 y 1 en una transición gradual y se define como:

$$A = \{(x, \mu_A(x)) | x \in U\}$$

EC. 2.10.1

Dónde:

$\mu_A(x) \rightarrow$ función de pertenencia de la variable x
 $U \rightarrow$ Universo predeterminado

Cuando más cerca este la pertenencia del conjunto A al límite superior, mayor será la pertenencia de la variable x al conjunto A , como se puede ver en la figura 2.10.2

Para controlar el sistema se utilizaran expresiones (reglas de inferencia); las cuales formaran la base de conocimiento que dará al sistema la capacidad de tomar decisiones durante su funcionamiento.

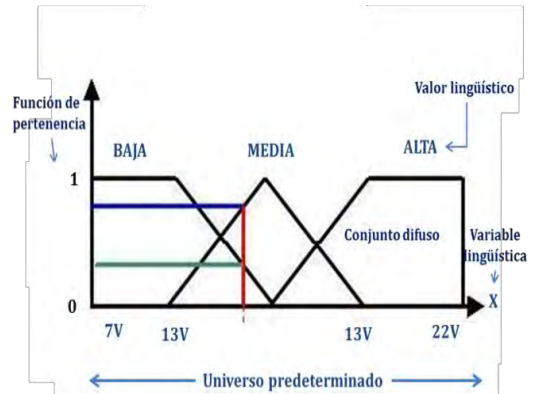


FIGURA 2.10.2. CONJUNTOS DIFUSOS. GESTIÓN DINÁMICA DE PROYECTOS MEDIANTE LÓGICA DIFUSA. HENRY A. MENDIBURU DÍAS

La altura coincide con el grado de emparejamiento (FIGURA 2.10.3) y pueden calcularse como la intersección de las rectas que pasan por x_0 y x_1 y la que pasa por x_2 y x_3 con la horizontal de altura h que podemos representar matemáticamente como:

$$x_4 = x_0 + (x_1 - x_0) * h \quad \text{EC. 2.10.2}$$

$$x_5 = x_3 + (x_3 - x_2) * h \quad \text{EC. 2.10.3}$$

Para obtener la defusificación; o sea el momento de inercia del proceso difuso para localizar un punto dentro del plano difuso utilizamos la fórmula:

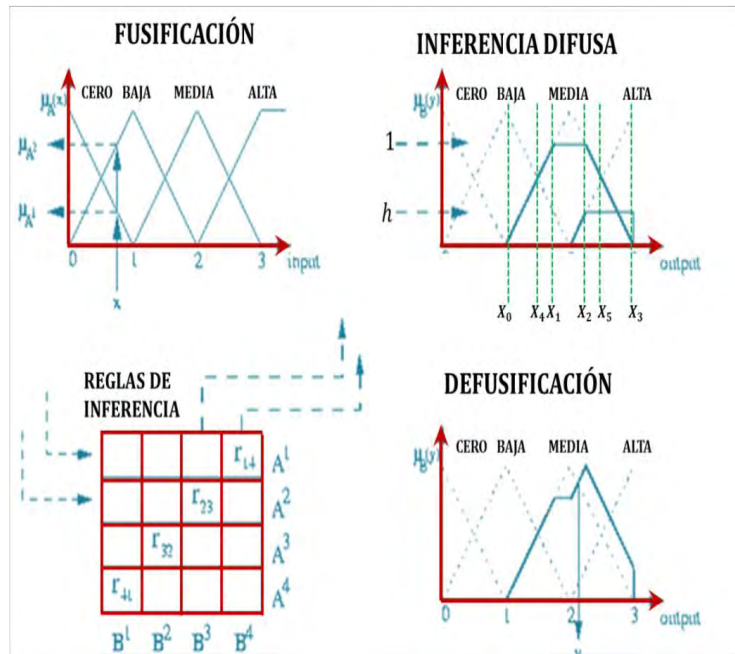


FIGURA 2.10.3. PROCESO DE LA LOGICA DIFUSA

$$I = \frac{(altura\ en\ y) * (centroide\ en\ y) + (altura\ en\ x) * (centroide\ en\ x)}{(altura\ en\ y + altura\ en\ x)}$$

EC. 2.10.8

3. MODULACIÓN

La información, lleva diferentes procesos en los cuales se convierte en impulsos eléctricos con una forma de onda determinada; Mediante el procesamiento de señales, es posible tratar estas señales para realizar su transmisión ó aplicación (**modulación**) y recepción, cuando esta se requiere (**demodulación**); sin embargo, el origen de la señal, la aplicación, las distancias y los medios de transmisión tienen características que nos obligan a utilizar diferentes métodos para un determinado fin. Para estos procesos se utilizan dos señales básicas (FIGURA 3.1):

Banda base (moduladora): Banda de frecuencias de la señal entregada por la fuente o el transductor de entrada; señal que contiene la información a transmitir.

Portadora: La señal que permite desplazar el espectro de frecuencia de otra señal (moduladora); sus parámetros básicos son la amplitud, la frecuencia o fase, en una portadora senoidal de alta frecuencia ω que varía en proporción a la señal de banda base; dando como resultado una señal modulada y tiene las facultades para ser transmitida o aplicada de forma eficiente.

ESQUEMA DE MODULACIÓN

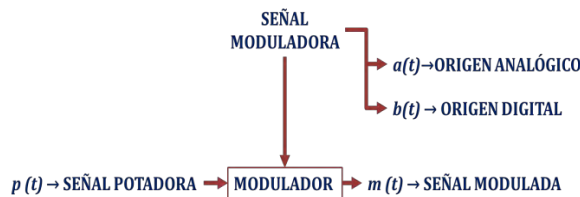


FIGURA 3.1 ESQUEMA DE MODULACIÓN. ES.CONVDOCS.ORG 2012. OBTENIDA EL 15 DE SEPTIEMBRE DE 2016. DE <http://es.convdocs.org/docs/index-43789.html>

Los principales tipos de modulación se clasifican de acuerdo a la FIGURA 3.2

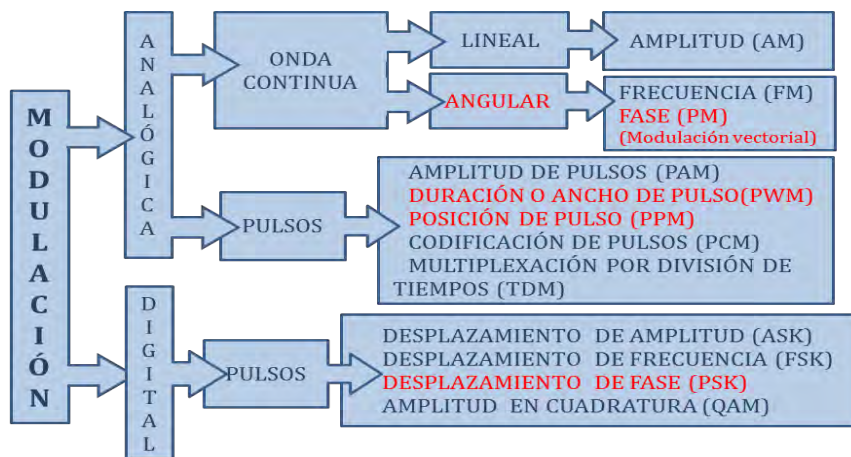


FIGURA 3.2. CLASIFICACION DE TIPOS DE MODULACIÓN. SOFÍA LEYVA. 2016

En este capítulo se tratarán únicamente los tipos de modulación que se requieren para controlar los diversos parámetros de la fuente AC/DC; mencionados en los capítulos anteriores, ya que la modulación permite procesar una determinada señal mediante un sistema de control que será aplicada, en este caso a la fuente AC/DC.

3.1 MUESTREO

La conversión de las señales Analógicas a Digitales (Conversión A/D) se utiliza porque las señales digitales al ser transmitidas y/o **procesadas** presentan ventajas; tales como: mayor inmunidad al ruido, mayor facilidad de procesamiento y facilidad de multiplexaje. Ese proceso es denominado como **Muestreo** ó **Discretización** de una señal y corresponde al primer paso en el proceso de conversión de una señal analógica (tiempo y amplitud continuos) en una señal digital (tiempo y amplitud discretos en intervalos regulares).

El proceso de muestreo consiste en la multiplicación de dos funciones en el dominio del tiempo. Equivale a la convolución de sus espectros¹. En la FIGURA 3.1.1 la función $\delta_T(t)$ representa el tren de pulsos de la EC. 3.1.1 Dónde n representa intervalos discretos de tiempo cada T segundos. $x(t)$ Corresponde a la señal portadora que se requiere muestrear y por último la señal $x(t - nT)$ es la señal resultante que corresponde a una señal discreta y su amplitud es determinada por la señal original en los puntos de muestreo; en este ejemplo la señal está modulada por amplitud de pulsos (PAM).

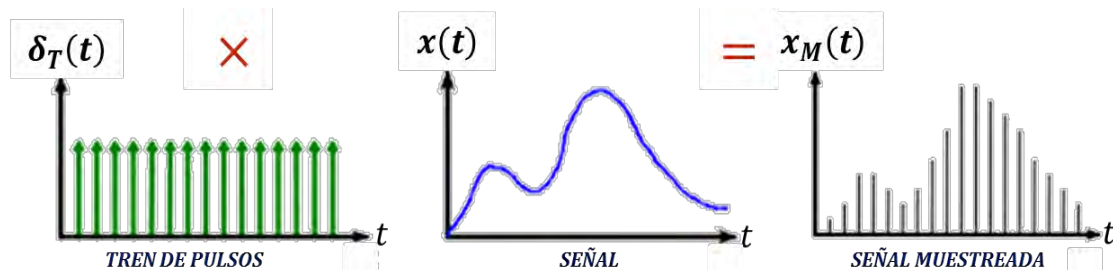


FIGURA 3.1.1, MUESTREO IDEAL $\delta_T(t) \times x(t) = x_M(t)$ SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN. PÉREZ VEGA, CONSTANTINO. SERVICIO DE PUBLICACIONES DE LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. 2007

En el dominio de frecuencia, la operación anterior equivale a la convolución del espectro de la señal con el del tren de impulsos, es decir:

$$X_M(\omega) = X(\omega) * \delta_T(\omega) = X(\omega) * \left[\frac{2\pi}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T}\right) \right] \quad \text{EC. 3.1.1}$$

Dónde:

$X(\omega)$ → transformada de Fourier de $x(t)$
 $*$ → operación de convolución.

Al aplicar la transformada de Fourier en un tren de impulsos en el dominio del tiempo obtenemos otro tren de impulsos ubicado en el dominio de la frecuencia.

Dada una función $x(t)$ que cuenta con tres señales de frecuencias diferentes; una dada por la señal(portadora) con amplitud $X_M(t)$ y con una frecuencia de ω_0 y otras dos frecuencias correspondientes a valores armónicos; de forma que puede ser modelada con una serie de Fourier donde los valores armónicos representan pérdidas de potencia. De la expresión de la señal portadora; se infiere que el espectro se reproduce periódicamente como se muestra en la FIGURA 3.1.2.

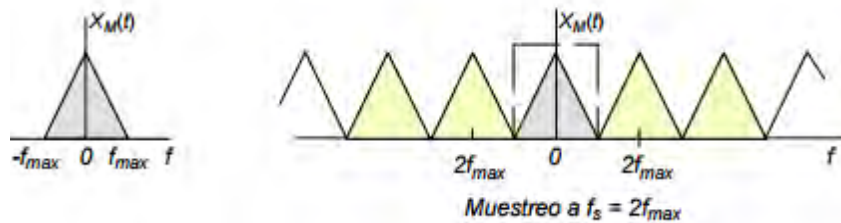


FIGURA 3.1.2. ESPECTRO DE LA SEÑAL MUESTREADA. SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN. PÉREZ VEGA, CONSTANTINO. SERVICIO DE PUBLICACIONES DE LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. 2007

Si el período de los impulsos es:

$$T = \frac{\pi}{\omega_{max}} = \frac{1}{2f_{max}} \tag{EC. 3.1.2}$$

Los espectros no se traslapan; cuando la frecuencia de muestreo es $f_0 < f_{max}$; con

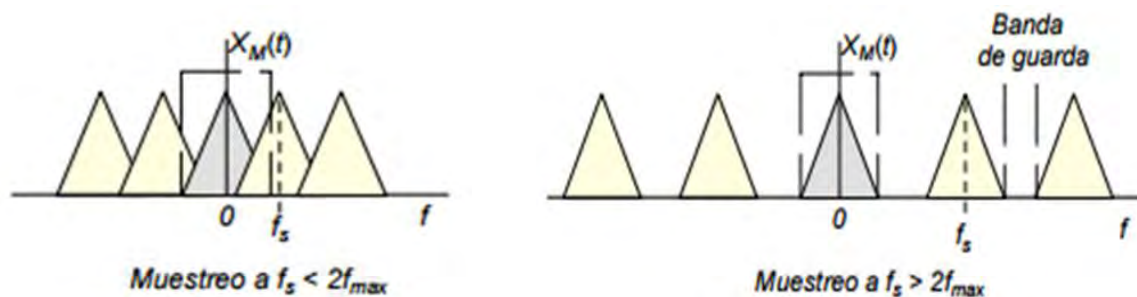
$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} \tag{EC. 3.1.3}$$

Dónde:

f_{max} → máxima frecuencia de la señal

T → intervalo de muestreo

El intervalo de muestreo T aumenta y los espectros se traslapan. Al pasar la señal de salida por un filtro de paso bajo, cuya respuesta se indica por la línea de puntos en el inciso a) de la FIGURA 3.1.3; esta produce señales analógicas que tienen distorsión en altas frecuencias y señales digitales con interferencia entre símbolos. Si por otra parte, la frecuencia de muestreo es mayor que $2f_{max}$; como se muestra en el inciso b) de la FIGURA 3.1.3; los espectros quedan separados por una banda de guarda que será mayor cuanto mayor sea la frecuencia de muestreo y que garantiza la posibilidad de obtener el espectro de la señal sin distorsión apreciable¹.



a) señal con frecuencia menor de $2f$

b) señal con frecuencia mayor de $2f$

FIGURA 3.1.3. ESPECTRO DE LA SEÑAL DE ACUERDO A LA FRECUENCIA. SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN. PÉREZ VEGA, CONSTANTINO. SERVICIO DE PUBLICACIONES DE LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. 2007

La frecuencia $2f_{max}$ se designa como frecuencia de Nyquist; cuando la frecuencia de muestreo es menor a la frecuencia de Nyquist se produce un efecto de superposición de las bandas adyacentes, que se refleja en un tipo de distorsión llamado traslape (*aliasing*) ver FIGURA 3.1.4.

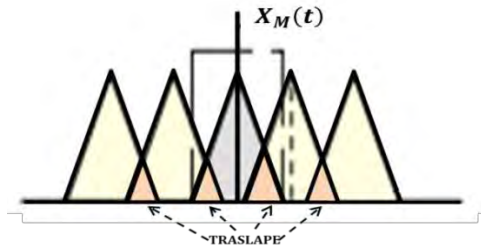


FIGURA 3.1.4. TRASLAPE (*aliasing*). SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN. PÉREZ VEGA, CONSTANTINO. SERVICIO DE PUBLICACIONES DE LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. 2007

Para un caso de muestreo ideal, la señal portadora se muestrea con un tren de impulsos $\delta T(t)$. Sin embargo en la práctica el muestreo se realiza con pulsos $\delta(\omega - k\omega_0)$ de corta duración¹, T_1 (FIGURA 3.1.5).

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T_0}$$

Dónde:

$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T_0 \rightarrow$ frecuencia angular de muestreo
 $T_0 \rightarrow$ período de repetición de los pulsos.

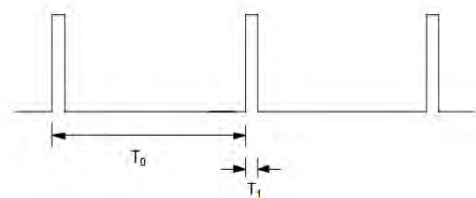


FIGURA 3.1.5 PULSOS DE MUESTREO. SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN. PÉREZ VEGA, CONSTANTINO. SERVICIO DE PUBLICACIONES DE LA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA. 2007

EC. 3.1.4

3.2 MODULACIÓN ANALÓGICA

La modulación modifica las características de una señal portadora (un tono de frecuencia elevada) para transportar la información contenida en otra señal en banda base, moduladora, por ejemplo; una señal pulsante $x(t)$ a 430 MHz se multiplica por un tono (un coseno) de esa frecuencia; en otras palabras, matemáticamente se realiza la multiplicación por los coeficientes de Fourier generados por la función coseno (VER ANEXO C). De esta forma queda el tono modificado ó “modulado” por la señal^{2,3}.

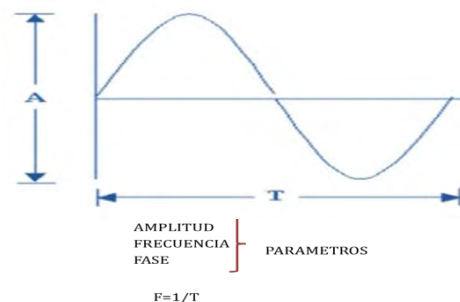


FIGURA 3.2.1 PARAMETROS FUNDAMENTALES DE UNA SEÑAL ANALÓGICA. MODULACIÓN. FUENTES ROSA, CAMACHO NAUDY. UNIVERSIDAD NACIONAL EXPERIMENTAL POLITÉCNICA DE LA FUERZA ARMADA. UNEFA. REPÚBLICA BOLIVARIANA DE VENEZUELA.

1. *Sistemas de Telecomunicación*. Pérez Vega, Constantino. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria. 2007.

2. *Conceptos básicos de procesamiento digital de señales*. Escobar Salguero, Larry H. Facultad de Ingeniería. UNAM febrero 2009.

3. *Arquitectura de DSP TMS320F28xxx y APLICACIONES*. Escobar Salguero, Larry H. Facultad de Ingeniería. UNAM. marzo 2014

3. *Modulación Vectorial de Inversores de Potencia*. Mauricio A. Tonelli. Tesis presentada para obtener el grado de MAGISTER EN INGENIERÍA. Director: Dra. María Inés Valla. Codirector: Ing. Pedro Eduardo Battaiotto. FACULTAD DE INGENIERÍA. Departamento de Electrotecnia. La Plata, febrero de 2004

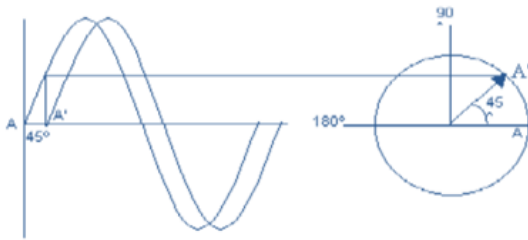


FIGURA 3.2.2. FRECUENCIA DE UNA SEÑAL ANALÓGICA. MODULACIÓN. FUENTES ROSA, CAMACHO NAUDY. UNIVERSIDAD NACIONAL EXPERIMENTAL POLITÉCNICA DE LA FUERZA ARMADA. UNEFA. REPÚBLICA BOLIVARIANA DE VENEZUELA.

En la FIGURA 3.2.1 se muestra una señal analógica y sus parámetros fundamentales⁴, mientras que en la FIGURA 3.2.2 podemos ver la gráfica de la señal analógica con respecto a la frecuencia:

3.2.1 MODULACIÓN DE ONDA CONTINUA

Se denominan de esta forma dada sus características matemáticas para generar la señal; En este tipo de modulación destacan dos tipos principales:

- Modulación lineal
- Modulación angular (Vectorial)

3.2.1.1 MODULACIÓN VECTORIAL (ANGULAR)

Modulación angular (FIGURA 3.2.1.1.1.) Se refiere a que cuando el ángulo de fase (θ) de una onda sinusoidal varía sin que los demás parámetros cambien. Esta señal se le denomina señal modulante $\theta(t)$ y matemáticamente se expresa como:

$$\theta(t) = f[V_m(t)] \tag{EC. 3.2.1.1.1}$$

Dónde:

$$V_m(t) \rightarrow V_m \sin(\omega_m t)$$

$f_m \rightarrow$ frecuencia de la señal modulante (hertz)

$\omega_m \rightarrow$ velocidad angular de la señal modulante (rad/seg)

$V_m \rightarrow$ amplitud pico de la señal modulante (volts)

Y por lo tanto la modulación angular se obtiene de:

$$y(t) = V_c \cos[\cos \omega_c t + \theta(t)]; \tag{EC. 3.2.1.1.2}$$

Dónde:

$y(t) \rightarrow$ onda con modulación angular

$V_c \rightarrow$ amplitud pico de la portadora expresada en volts

$\omega_c \rightarrow$ frecuencia en radianes de la portadora (velocidad angular), $2\pi f_c(t)$

$\theta(t) \rightarrow$ desviación instantánea de fase en radianes

En este tipo de modulación tiene 2 casos muy parecidos, que son:

- Modulación en frecuencia (*FM*)
- Modulación en fase (*PM*)

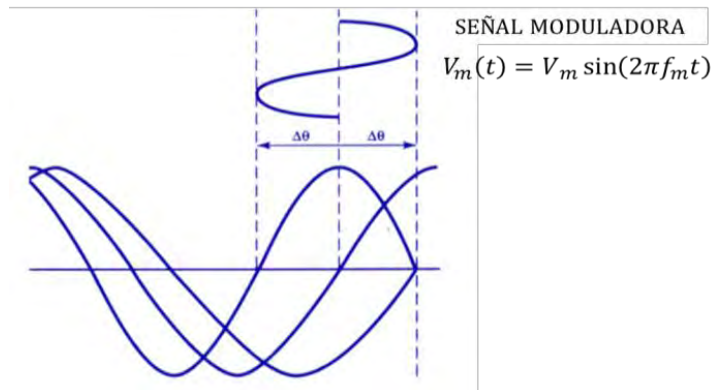


FIGURA 3.2.1.1.1 FRECUENCIA VARIABLE CON EL TIEMPO. Obtenida de [HTTP://WWW.MONOGRAFIAS.COM/TRABAJOS52/MODULACION-ANGULAR-Y-AM/MODULACION-ANGULAR-Y-AM3.SHTML](http://www.monografias.com/trabajos52/modulacion-angular-y-am/modulacion-angular-y-am3.shtml). 2016

Modulación en fase (*PM*)

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 (FIGURA 3.2.1.1.2.) 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 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 se exponen a continuación:

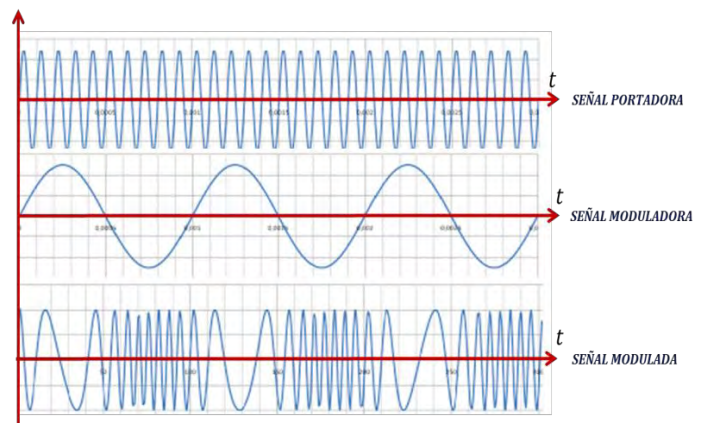


FIGURA 3.2.1.1.2 MODULACIÓN EN FASE (PM). TEORÍA DE RADIADORES. HECTOR TORRES. ESIME ZACATENCO AGOSTO 2014

La señal portadora dada por la siguiente expresión:

$$y_c(t) = A_c \cos(\omega_c * t)$$

EC. 3.2.1.1.3

Dónde:

A_c → valor pico de la señal portadora

ω_c → velocidad angular de la señal portadora

La expresión matemática de la señal moduladora es:

$$y_m(t) = A_m \sin(\omega_m * t)$$

EC. 3.2.1.1.4

Dónde:

A_m → valor pico de la señal portadora

ω_m → frecuencia

Considerando que la fase de la señal portadora varía proporcionalmente a la amplitud de la señal moduladora, tenemos:

$$\varphi(t) = \Delta\varphi A_m(t) = \Delta\varphi A_m \text{Sen}(\omega_m * t) \quad \text{EC. 3.2.1.1.5}$$

Dónde:

$\Delta\varphi$ → desviación de fase

La señal modulada se expresa:

$$y(t) = A_c \text{Cos}((\omega_c * t) + \varphi(t)) \quad \text{EC. 3.2.1.1.6}$$

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

$$y(t) = A_c \text{Cos}((\omega_c * t) + \beta \text{Sen}(\omega_m * t)) \quad \text{EC. 3.2.1.1.7}$$

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

Cuando se mantiene constante la señal y se fija la amplitud (A_m); al cambiar la frecuencia máxima (f_m) solo se altera el espaciamiento entre las líneas del espectro de frecuencias y en la modulación de frecuencia varía el espaciamiento y la amplitud de las líneas del espectro de frecuencias.

3.2.2 MODULACIÓN ANALÓGICA DE PULSOS

La información se transmite en forma analógica o discreta; Al modularse la señal en intervalos discretos de tiempo es posible variar alguno de los parámetros del tren de pulsos uniformes, ya sea su amplitud, duración o posición y por lo tanto el nivel de la señal puede tener cualquier valor real. En este tipo de modulación se seleccionan únicamente dos clases:

- Modulación por ancho de pulso (PWM)
- Modulación por posición de pulso (PPM)

3.2.2.1 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO (PWM)

En inglés, *pulse-width modulation* (**PWM**): Técnica de modulación que genera pulsos con ancho variable para representar la amplitud de una señal de entrada análoga o una fuente de energía. El principio de este proceso indica que la energía media entregada es directamente proporcional al ciclo de trabajo de la modulación. Si el ancho de pulso es delgado, la potencia que entrega el circuito a la carga, disminuirá mientras que si el ancho de pulso aumenta, la potencia se incrementa (FIGURA 3.2.2.1.1).

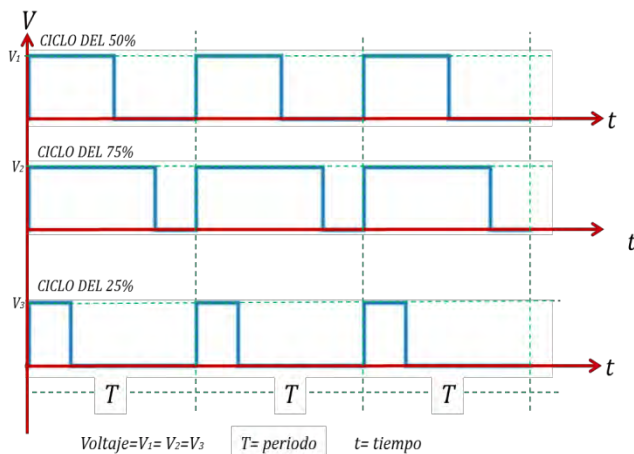


FIGURA 3.2.2.1.1 MODULACIÓN EN ANCHO DE PULSO (PWM). OBTENIDA DE :[HTTP://CURSOS.OLIMEX.CL/MODULACION-POR-ANCHO-DE-PULSOS/](http://cursos.olimex.cl/modulacion-por-ancho-de-pulsos/), 2016

Los sistemas de control programados en el microprocesador entregan trenes de pulsos con altas frecuencias que permiten la conmutación de los interruptores electrónicos y así controla el voltaje o la corriente que pasa a través de la carga.

Las interferencias generadas por radiofrecuencia pueden ser el resultado de defecto, fallo del sistema o *interferencias electromagnéticas (EMI)* causadas por fuentes externas ya sean naturales o artificiales.

Para solucionarlo se puede modificar la distancia entre la disposición física del generador *PWM* y la carga o bien; determinar la frecuencia de operación y realizar un filtrado de la fuente de alimentación, esta técnica modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica. El ciclo de trabajo será el ancho relativo de la parte positiva en relación con el período y matemáticamente se expresa como:

$$D = \frac{\tau}{T}$$

EC. 3.2.2.1.1

Dónde:

D → Ciclo de trabajo

τ → es el tiempo en que la función es positiva (ancho del pulso)

T → Período de la función

3.2.2.2 MODULACIÓN POR POSICIÓN DE PULSO (PPM)

En inglés, *Pulse Position Modulation* (**PPM**): Consiste en desplazar los pulsos desde una posición de referencia hasta otra, en función del valor de la señal. El mínimo desplazamiento de pulso indica el mínimo valor que puede tomar la señal y el cambio de posición es proporcional a la señal moduladora.

La amplitud y el ancho son fijos y la posición variable, de tal forma que una palabra de M bits se codifica por la generación de un pulso que puede estar en alguna de las posiciones posibles. FIGURA 3.2.2.2.1.

posiciones posibles = $2^M = N$ EC. 3.2.2.2.1

Dónde:

$N \rightarrow$ tipo de modulación PPM ($N - PPM$)

Si esto se repite cada X segundos, entonces:

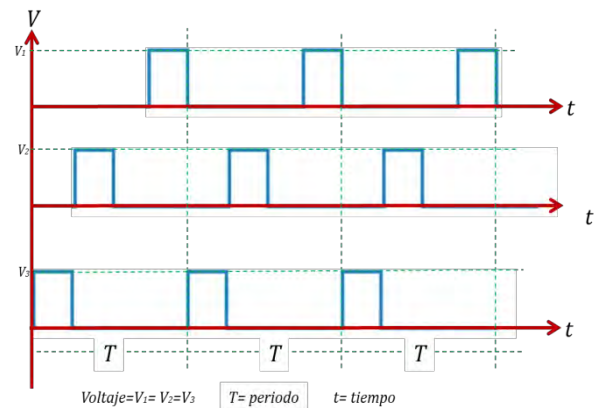


FIGURA 3.2.2.2.1. MODULACIÓN POR POSICIÓN DE PULSO. SOFÍA LEYVA. 2016

tasa de transmisión = M/X bits [bps]

EC. 3.2.2.2.2

En este tipo de modulación tiene las siguientes características:

- **Reducción de armónicos:** Utilizando la teoría de Fourier, se detectan los armónicos impares y se eliminan corrigiendo la distorsión armónica en la señal de salida
- **Sincronización:** Se sincroniza con una señal de reloj en el inicio de cada ciclo, la implementación se hace de manera diferencial; la posición de cada pulso está determinada por la posición del pulso anterior y en la salida se mide la diferencia de tiempo entre la llegada y los pulsos sucesivos; esto genera un error en el reloj, al hacer la medición de la distancia entre los pulsos; este error solo se propaga en los dos pulsos adyacentes.
- **Sensibilidad a la Interferencia:** hay atenuaciones en frecuencia y la señal de salida tiene ecos en los pulsos transmitidos, ocasionando que sea difícil determinar con precisión la posición correcta del pulso transmitido.

3.3 MODULACIÓN DIGITAL

La modulación de una señal digital, utiliza variables eléctricas con dos niveles bien diferenciados que se alternan en el tiempo según un código determinado; cada nivel eléctrico representa uno de dos símbolos: 0 ó 1 , V ó F . y dependen directamente del tipo de dispositivos utilizado. Tales como:

- La familia lógica TTL (transistor-transistor-logic) los niveles son: $0V$ y $5V$; los valores por debajo de $0.8 V$ son interpretados como un 0 y los valores por encima de $2V$ es interpretado como un 1
- En la familia CMOS (complementary metal-oxide-semiconductor), los valores dependen de la alimentación. Para alimentación de $+5 V$, los valores ideales son también $0V$ y $5V$, pero se reconoce un 0 hasta $2.25 V$ y un 1 a partir de $2,75 V$.

Una de las ventajas de este tipo de señales es su inmunidad al ruido. Las señales pueden ser procesadas por una línea única, en forma secuencial ó para manipular mayor cantidad de estados, se combinan varias señales en paralelo (simultáneas) formando códigos; cuando se tienen n señales binarias, el resultado representa $2n$ estados. El conjunto de n señales constituye una palabra. Pero de cualquier forma la interpretación depende, del código utilizado. Entre los códigos más utilizados tenemos los siguientes:

- Códigos numéricos tales como: binarios, código octal, código hexadecimal, etc.
- Código **ASCII** (acrónimo inglés de American Standard Code); código Gray, Código BCD, etc.

Estos códigos son interpretados por medio de protocolos, intérpretes, traductores y sistemas de control que permiten utilizar este tipo de señales para diferentes aplicaciones que van desde la transmisión y recepción de información, señales de control, de mando o de estado (informando sobre el estado de una operación o proceso).

En un sistema 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 ser utilizada; la señal resultante, está formada con pulsos digitales como se muestra en la FIGURA 3.3.1

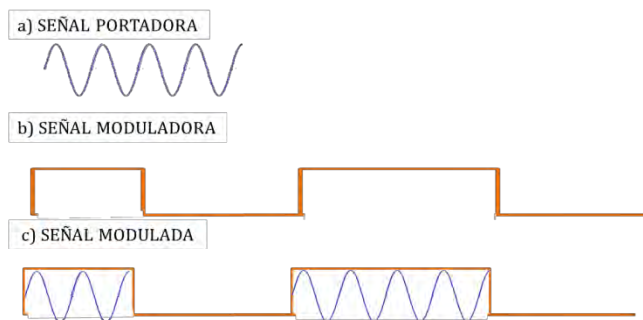


FIGURA 3.3.1 MODULACIÓN DIGITAL. SOFIA LEYVA.2016

3.3.1 MODULACIÓN DE PULSOS

Los parámetros de la señal son amplitud, duración o posición y se pueden observar en la FIGURA 3.3.1.1 y el procedimiento de modulación consiste en variar alguno de los parámetros de un tren de pulsos uniformes.

Este tipo de transmisión no tiene contraparte en los sistemas analógicos de onda continua. Aquí la señal de información corresponde a un flujo eléctrico compuesto por señales binarias cuyos niveles de voltaje sólo son dos y son interpretados como ceros y unos. Donde es importante tomar en consideración la infraestructura física ya que estos funcionan por medio de lógica positiva o lógica negativa.

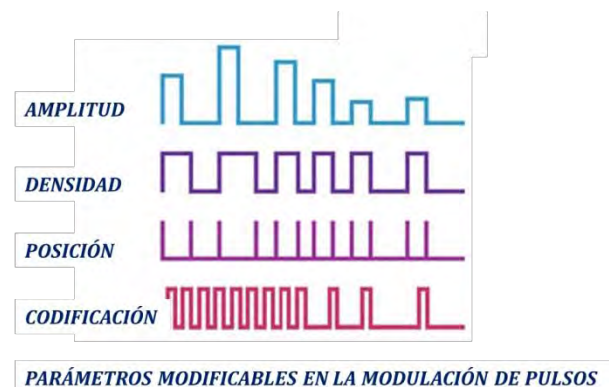


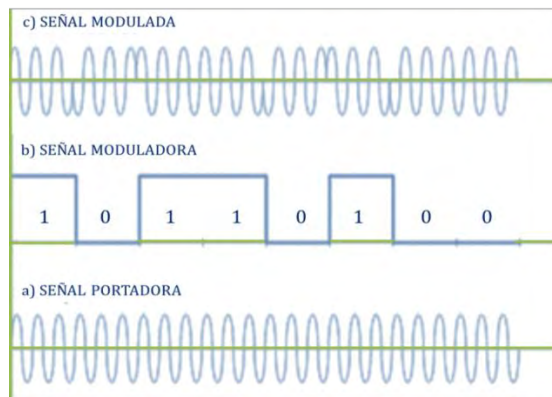
FIGURA 3.3.1.1 PARÁMETROS MODIFICABLES EN LA MODULACIÓN DE PULSOS

Los esquemas de modulación de pulsos son varios, sin embargo se manejan los necesarios para la aplicación de la fuente AC/DC propuesta:

3.3.1.1 MODULACIÓN DESPLAZAMIENTO DE FASE (PSK)

La modulación por desplazamiento de fase ó phase shift key (PSK) es un tipo de modulación angular; la fase de la onda portadora varía directamente de acuerdo con la señal modulante. La amplitud es constante y la señal de entrada es una señal digital binaria que tiene un número limitado de fases de salida.

La BPSK implica dos fases de salida; por una frecuencia de la portadora donde una señal de entrada representa un cero lógico (0) y la otra señal de entrada representa un uno lógico (1). En la FIGURA 3.3.2.1 podemos observar que conforme la señal digital cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos ángulos que tienen una diferencia de fase de 180°.



En cada una de las fases la potencia es la misma; factor importante en el diseño de fuentes ya que la potencia va a ser constante. Los desplazamientos obtenidos son de igual magnitud pero de sentido opuestos de la frecuencia de la señal portadora, de forma que la señal conmuta entre los dos posibles puntos; en la FIGURA 3.3.1.1.1 se muestra el diagrama de modulación indica los estados uno y cero; y se representan matemáticamente como:

FIGURA 3.3.1.1.1 DIAGRAMAS DE FORMAS DE ONDA EN MODULACIÓN FSK. OBTENIDA DE [HTTP://ES.SLIDESHARE.NET/ALIETHGUEVARA/MODULACION-POR-DESPLAZAMIENTO-DE-FASE-PSK-EXPOSICION](http://es.slideshare.net/aliethguevara/modulacion-por-desplazamiento-de-fase-psk-exposicion)

$$V(t) = V_p \sin(2\pi f_1 T) \quad (1 \text{ BINARIO}) \quad \text{EC. 3.3.1.1.1}$$

$$V(t) = V_p \sin(2\pi f_2 t) \quad (0 \text{ BINARIO}) \quad \text{EC. 3.3.1.1.2}$$

Dónde:

$f_1 \rightarrow$ desplazamiento en la parte positiva de la señal

$f_2 \rightarrow$ desplazamiento en la parte negativa de la señal

El índice de modulación es el desplazamiento máximo de la fase; se representa por la velocidad angular (ω) expresada en radianes. La modulación para una portadora en fase modulada se expresa como:

$$m = KV_m [\text{radianes}] \quad \text{EC. 3.3.1.1.3}$$

Dónde:

$V_m \rightarrow$ Voltaje de pico de la señal moduladora [volts]

$KV_m \rightarrow$ desplazamiento de pico [radianes]

Los índices de modulación nos indican lo siguiente:

BANDA ANGOSTA DIFERENCIA DE FASE MENOR $m_f < \frac{\pi}{2}$ EC. 3.3.1.1.4

BANDA ANCHA DIFERENCIA DE FASE MAYOR $m_f > \frac{\pi}{2}$ EC. 3.3.1.1.5

4. CONVERTIDORES

Los convertidores de energía son sistemas electrónicos que permiten la conversión de energía eléctrica de un tipo a otro tal como:

- Corriente Alterna a Corriente Alterna (AC/AC) y Corriente Directa a Corriente Directa (DC/DC); son del mismo tipo, pero sus parámetros son diferentes (magnitud, frecuencia, potencia)
- Corriente Alterna a Corriente Directa (AC/DC) y Corriente Directa a Corriente Alterna (DC/AC)

4.1 CONVERTIDORES AC/DC

Cuando se diseña un convertidor para obtener corriente continua a partir de corriente alterna. Se deben incluir aspectos como: eficiencia, reversibilidad, potencia, frecuencia, magnitud, tecnología, aplicación entre otras; sin embargo, es necesario tomar en cuenta que la energía se manifiesta en forma periódica, salvo algunos fenómenos transitorios propios de la conversión y de las líneas. En la FIGURA 4.1.1 se muestra la estructura básica de un convertidor.



FIGURA 4.1.1 ESTRUCTURA BÁSICA DE UN CONVERTIDOR.. REGULACIÓN, CONTROL Y PROTECCIÓN DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS APUNTES DE LA ASIGNATURA CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ENERGÉTICA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Los convertidores tratados son de segundo orden por lo que la relación entre la entrada y la salida es la siguiente:

$$M = \frac{v_{sal}}{v_{ent}} = \frac{1}{1 - k} \quad \text{EC. 4.1.1.}$$

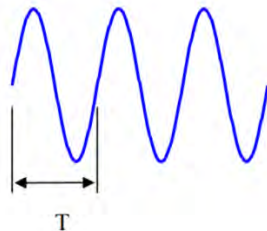
Dónde:

$M \rightarrow$ Ganancia de transferencia de voltaje

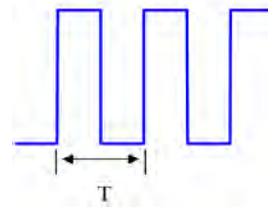
Para convertidores de mayor ganancia de voltaje se integran celdas (inductivas-capacitivas) incrementando el orden del circuito.

4.1.1 PARÁMETROS PARA CARACTERIZAR LOS CONVERTIDORES

Periodicidad de la señal: Para un convertidor es de vital importancia proveer una señal de flujo constante y homogéneo que sea posible; en la FIGURA 4.1.1.1 podemos observar dos tipos de señales periódicas utilizadas en los convertidores.



a) Señal sinusoidal



b) Señal cuadrada

FIGURA 4.1.1.1 TIPOS DE SEÑALES PERIÓDICAS. REGULACIÓN, CONTROL Y PROTECCIÓN DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS APUNTES DE LA ASIGNATURA CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ENERGÉTICA UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Las señales periódicas pueden representarse en los dominios del tiempo y de la frecuencia; y en cada caso los parámetros que lo caracterizan son diferentes y se muestran en la FIGURA 4.1.1.2

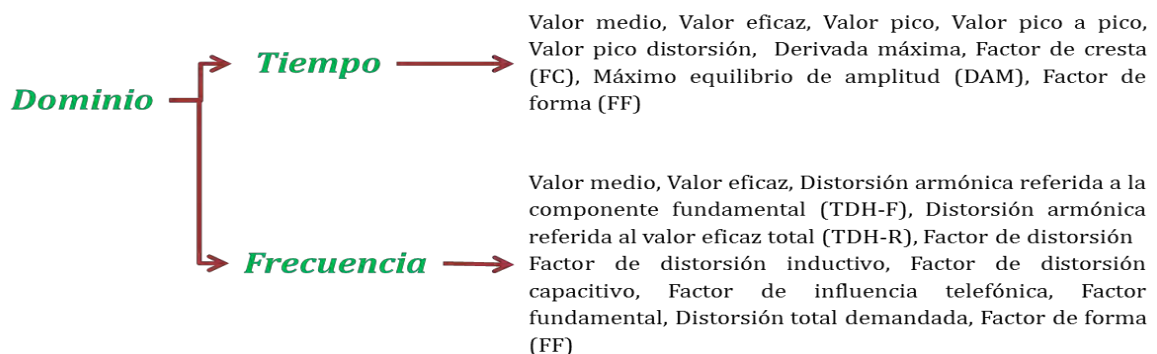


FIGURA 4.1.1.2. DOMINIO DE LAS SEÑALES. SOFIA LEYVA 2016

4.2 CONVERTIDORES DC/DC (FUENTES CONMUTADAS)

En el diseño de las fuentes de energía; es necesario establecer las condiciones de energía; la sensibilidad a las variaciones de voltaje, sobretensiones, la eliminación del ruido; para lograr un mejor factor de potencia y una distorsión armónica menor. 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. Las fuentes de alimentación conmutadas ^{1,2}; se puede manipular la señal CD de entrada por medio de una secuencia de pulsos; por medio de osciladores o por medio de conmutadores. La ventaja de usar un conmutador es que mientras un oscilador es continuo, el conmutador depende de un switch que puede ser controlado.

Los conmutadores requieren de un tiempo mínimo para activarse y desactivarse de manera que el ciclo de voltaje 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 sus inductores y capacitores, conectados a la carga.

4.2.1 REGULADORES REDUCTORES

En un regulador reductor; el voltaje promedio de salida V_s es menor que el voltaje de entrada V_e ; mientras que la corriente por el contrario; en la salida la corriente es mayor y en la entrada es menor. En la TABLA 4.2.1.1 se pueden ver las ecuaciones características correspondientes al regulador reductor³.

TABLA 4.2.1.1 ECUACIONES CARACTERÍSTICAS DEL REGULADOR REDUCTOR		
voltaje promedio de salida	$V_s = V_e \frac{t_1}{T} = kV_e$	EC. 4.2.1.1
corriente promedio de entrada	$I_e = kI_s$	EC. 4.2.1.2
periodo de conmutación	$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta IL}{V_e - V_s} + \frac{\Delta IL}{V_s} = \frac{\Delta IL V_e}{V_s(V_e - V_s)}$	EC. 4.2.1.3
corriente de la componente ondulatoria de pico a pico ΔI	$\Delta I = \frac{V_e k(1 - k)}{fL}$	EC. 4.2.1.4
voltaje de la corriente ondulatoria pico a pico del capacitor	$\Delta V_c = \frac{V_e k(1 - k)}{8f^2 LC}$	EC. 4.2.1.5
voltaje del capacitor	$v_c = \frac{1}{c} \int i_c dt + v_c(t = 0)$	EC. 4.2.1.6

El regulador reductor requiere de un solo transistor, es sencillo y tiene una alta eficiencia mayor al 90%; trabaja bajo el principio de operación reductora. En un circuito con carga resistiva; cuando el interruptor se cierra durante un tiempo, el voltaje

1. *Power Electronics, Advanced Conversion Technologies*. Fang Lin Luo, Hong Ye. Taylor and Francis Group. 2010
2. *Advanced DC/DC Converters*. Fang Lin Luo, Hong Ye. CRC PRESS. 2004.
3. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

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 4.2.1.1.

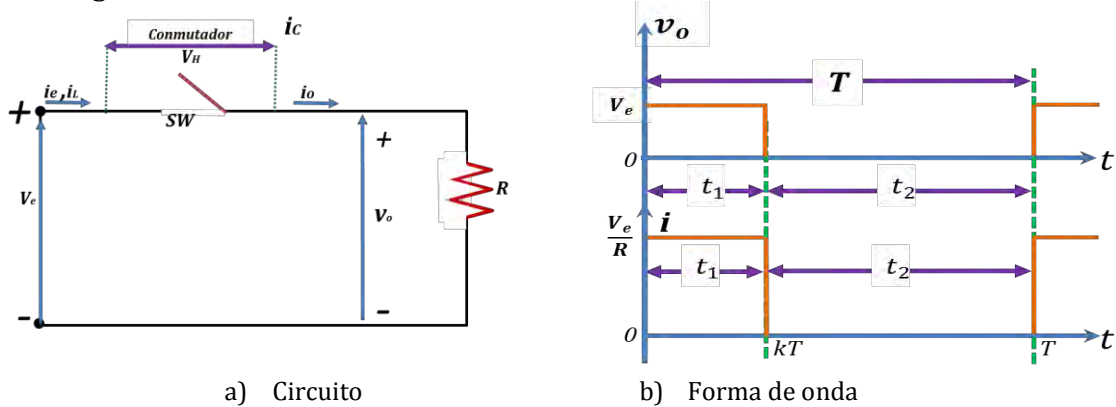


FIGURA 4.2.1.1 OPERACIÓN REDUCTORA. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRONICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

El voltaje promedio de salida (Va) está dado por:

$$V_{out} = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} v_0 dt = \frac{t_1}{T} V_{in} = f t_1 V_{in} = k V_{in} \quad EC. 4.2.1.7$$

$$I_{out} = \frac{V_{in}}{R} = \frac{k V_{in}}{s};$$

Dónde:

$T \rightarrow$ periodo de conmutación
 $k = \frac{t_1}{T} \rightarrow$ ciclo de trabajo de conmutación
 $f \rightarrow$ frecuencia de conmutación

El valor RMS del voltaje de salida se obtiene de:

$$V_0 = \left(\frac{1}{T} \int_0^{kT} v^2_0 dt \right)^{1/2} = \sqrt{k} V_{in} \quad EC. 4.2.1.8$$

Cuando la potencia de entrada y la de salida son iguales se dice que el conmutador no tiene pérdidas; es decir:

$$P_{in} = \frac{1}{T} \int_0^{kT} v_0 i dt = \frac{1}{T} \int_0^{kT} \frac{v^2_0}{R} dt = k \frac{V^2_{in}}{R} \quad EC. 4.2.1.9$$

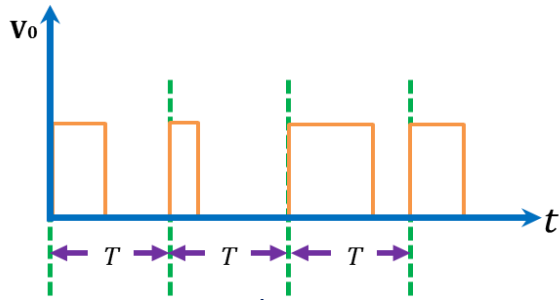
La resistencia efectiva de entrada, está dada por:

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{out}} = \frac{V_{in}}{\frac{V_{in}}{R} k} = \frac{R}{k} \quad EC. 4.2.1.10$$

El cálculo de la eficiencia varía entre un 92 y 99% debido a que al realizar el cálculo se toma en cuenta las pérdidas de conducción del conmutador pero no toma en cuenta las perdidas debidas a la activación y desactivación de los conmutadores reales. Estos conmutadores; de acuerdo al ciclo de trabajo tiene dos tipos de operación¹ (FIGURA 4.2.1.2)

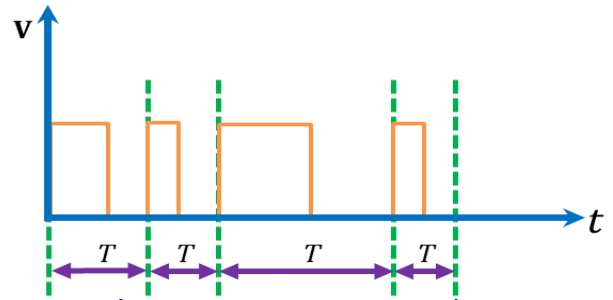
1. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.* Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

OPERACIÓN EN FRECUENCIA CONSTANTE



CONTROL DE MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO (PWM)

OPERACIÓN A FRECUENCIA VARIABLE



MODULACIÓN POR FRECUENCIA CON ARMÓNICAS A FRECUENCIAS NO PREDECIBLES

FIGURA 4.2.1.2 TIPOS DE OPERACIÓN. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013

En la TABLA 4.2.1.2 se puede ver el circuito reductor; su análisis en tiempos de conducción, los circuitos equivalentes y las formas de onda¹.

TABLA 4.2.1.2 REGULADOR REDUCTOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013. CON INFORMACIÓN CONTENIDA EN: MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRONICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICION. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.

<p>DIAGRAMA DEL REGULADOR REDUCTOR</p>	<p>FORMAS DE ONDA DEL CIRCUITO REDUCTOR</p>
<p>MODO 1</p>	
<p>MODO 1. Se activa le transistor Q1 en $t=0$.La corriente de entrada se eleva en forma lineal desde I_1 hasta I_2 en el tiempo t y fluye a través del circuito RCL. El Voltaje a través del inductor es:</p> $e_L = L \frac{di}{dt}$ <p style="text-align: right;">EC. 4.2.1.11</p>	
<p>MODO 2</p> <p>MODO 2. El transistor Q se desconecta en $t=t_1$ y el diodo Dm se pone en marcha libre y conduce debido a la energia almacenada en el inductor y la corriente del inductor continua fluyendo a traves de LC, la carga y el diodo Dm. La corriente se abate hasta que el transistor Q1 se activa</p> <p>DIAGRAMAS EQUIVALENTES DEL CIRCUITO REDUCTOR</p>	

1. **Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.** Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

El d_i/d_t de la corriente de carga está limitado por la corriente del inductor; dependiendo de la frecuencia de conmutación, los valores críticos del inductor determinan si la corriente en el circuito se comporta en modo continuo o discontinuo como puede verse en la FIGURA 4.2.1.3

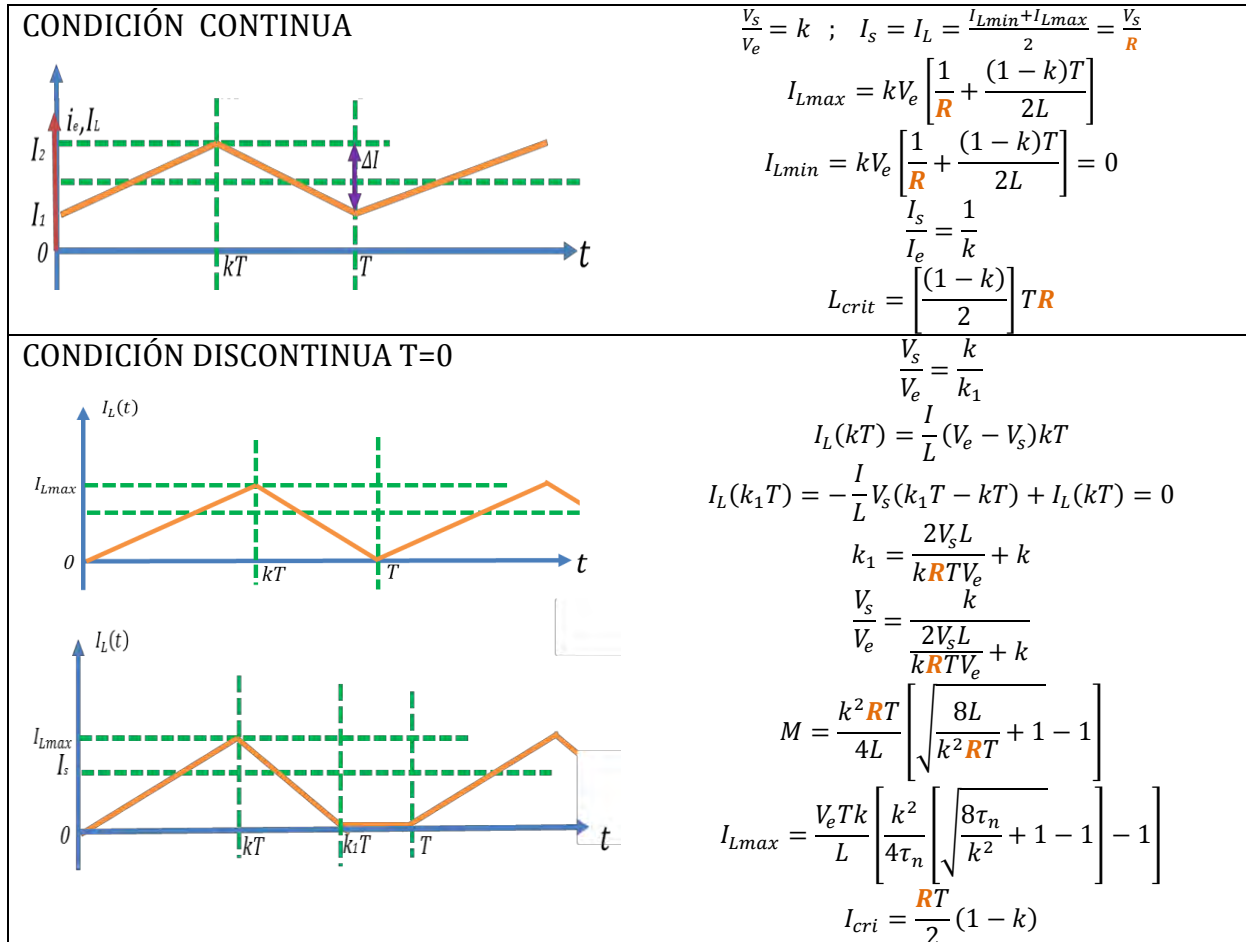


FIGURA 4.2.1.3 MODO CONTINUO Y DISCONTINUO DEL CIRCUITO REDUCTOR

Potencia en el reductor

Potencia de pérdidas por conducción debido al transistor y al diodo en DC¹

$$P_{DC} = L(Q_1) + L(D_1) = 1I_0 \frac{T_{On}}{T} + 1I_0 \frac{T_{Off}}{T} = 1I_0$$

EC. 4.2.1.12

Dónde:

$P_{DC} \rightarrow$ Potencia en DC

$L(Q_1) \rightarrow$ pérdida en el transistor

$L(D_1) \rightarrow$ pérdida de potencia en el diodo

La eficiencia para DC:

$$Eficiencia_{DC} = \frac{P_0}{P_0 + Losses} = \frac{V_0 I_0}{V_0 I_0 + 1I_0} = \frac{V_0}{V_0 + 1}$$

EC. 4.2.1.13

1. *Switching Power, Supply Design*. Abraham I. Pressman. McGraw-Hill, Inc. 1991.

Losses → pérdidas

Potencia de pérdidas por conducción debido al transistor y al diodo en AC¹; considerando:

$$T_{On} = T_{Off} = T_S$$

$$P_{AC} = (V_{DC}I_0T_S)/3T \quad \text{EC. 4.2.1.14}$$

Dónde:

P_{AC} → potencia de alterna

De esta forma la eficiencia incluyendo en AC y DC:

$$\begin{aligned} \text{Eficiencia}_{DC+AC} &= \frac{P_0}{P_0 + DC\text{Losses} + AC\text{Losses}} = \\ &= \frac{V_0I_0}{V_0I_0 + I_0 + (V_{DC}I_0T_S)/3T} = \frac{V_0}{V_0 + 1 + (V_{DC}T_S)/3T} \end{aligned} \quad \text{EC. 4.2.1.15}$$

Pérdidas por conmutación de encendido:

$$P(T_{On}) = \frac{V_{DC}I_0 T_{cr}}{2} \frac{1}{T} + \frac{V_{DC}I_0 T_{vf}}{2} \frac{1}{T} \quad \text{EC. 4.2.1.16}$$

Dónde:

$P(T_{On})$ → pérdida por conmutación de encendido

$$T_{cr} = T_{vf} = T_S ;$$

$$P(T_{On}) = V_{DC}I_0(T_S/T) \quad \text{EC. 4.2.1.17}$$

Dónde:

T_{cr} → tiempo de subida

T_{vf} → tiempo de bajada

Pérdidas por conmutación de apagado:

$$P(T_{Off}) = \frac{V_{DC}I_0 T_{vr}}{2} \frac{1}{T} + \frac{V_{DC}I_0 T_{cf}}{2} \frac{1}{T} \quad \text{EC. 4.2.1.18}$$

Dónde:

$P(T_{Off})$ → pérdida por conmutación de apagado

$$T_{vr} = T_{cf} = T_S ; P(T_{Off}) = V_{DC}I_0(T_S/T)$$

$$P_{AC} = 2V_{DC}I_0 \frac{T_S}{T} \quad \text{EC. 4.2.1.19}$$

1. *Switching Power, Supply Design*. Abraham I. Pressman. McGraw-Hill, Inc. 1991.

Dónde:

$P_{AC} \rightarrow$ pérdida por conmutación de encendido y apagado

$$P_t = P_{DC} + P_{AC} = 1I_0 + 2V_{DC}I_0 \frac{T_s}{T} \quad \text{EC. 4.2.1.20}$$

$P_t \rightarrow$ pérdidas de potencia totales

$$\begin{aligned} \text{Eficiencia}_t &= \frac{P_0}{P_0 + P_t} = \frac{V_0 I_0}{V_0 I_0 + 1I_0 + 2V_{DC}I_0(T_s/T)} \\ &= \frac{V_0}{V_0 + 1 + 2V_{DC}I_0(T_s/T)} \end{aligned} \quad \text{EC. 4.2.1.21}$$

$\text{Eficiencia}_t \rightarrow$ Eficiencia total

Para el inductor:

$$L = \frac{(V_{DC} - V_0)T_{On}}{di} = \frac{(V_{DC} - V_0)T_{On}}{0.2I_{On}} \quad \text{EC. 4.2.1.22}$$

$$T_{On} = \frac{V_0 T}{V_{DC}} \quad \text{EC. 4.2.1.23}$$

Entonces:

$$V_{cr} = \frac{I_t}{C_0} \quad \text{EC. 4.2.1.24}$$

$$R_0 = \frac{V_{or}}{I_2 - I_1} = \frac{V_{or}}{0.2 I_{On}}$$

Para el capacitor:

$$C_0 = \frac{65 \times 10^{-6}}{R_0} = \quad \text{EC. 4.2.1.25}$$

4.2.2 REGULADORES ELEVADORES

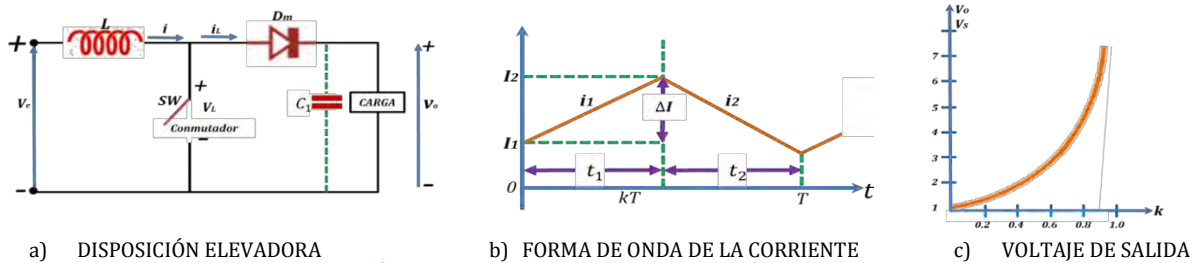
En el regulador elevador el voltaje de salida es mayor que el voltaje de entrada, mientras que la corriente por el contrario; en la salida la corriente es menor y en la entrada es mayor; las ecuaciones características de este circuito ¹ se muestran en la TABLA 4.2.2.1

TABLA 4.2.2.1 ECUACIONES CARACTERÍSTICAS DE UN REGULADOR ELEVADOR

voltaje promedio de salida	$V_s = V_e \frac{T}{t_2} = \frac{V_e}{1-k}$	EC. 4.2.2.1
corriente promedio de entrada	$I_e = \frac{I_s}{1-k}$	EC. 4.2.2.2
corriente de la componente ondulatoria pico a pico	$\Delta I = \frac{V_e k}{fL}$	EC. 4.2.2.3
voltaje de la componente ondulatoria de pico a pico del capacitor	$\Delta V_c = \frac{I_s k}{fC}$	EC. 4.2.2.4

1. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.* Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana

Este circuito funciona bajo el principio de operación elevadora donde se eleva un voltaje de CD que se almacena por un pequeño período de tiempo en un capacitor; si el interruptor se abre, la energía del inductor se libera y se transfiere la carga y a un diodo, entonces la corriente en el inductor se abate¹. Si el flujo de corriente es continuo la forma de la corriente la podemos observar en la FIGURA 4.2.2.1



a) DISPOSICIÓN ELEVADORA b) FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE c) VOLTAJE DE SALIDA
 FIGURA 4.2.2.1 OPERACIÓN ELEVADORA. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRONICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES. SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA

Cuando el pulsador esta activado

$$V_L = L \frac{di_L}{dt};$$

EC. 4.2.2.5

Entonces;

$$\Delta I_L(t) = \frac{V_{in}}{L} t$$

EC. 4.2.2.6

Dónde:

$$v_0(t) = V_{in} + L \frac{\Delta I_L(t)}{t_2} = V_{in} \left(1 + \frac{t_1}{t_2} \right) = V_{in} \frac{1}{1 - k}$$

EC. 4.2.2.7

$k \rightarrow$ ciclo de trabajo

Cuando se requiere que la señal del voltaje de salida sea lineal se integra un capacitor lo suficientemente grande; de forma que:

$$V_{out} = v_0 \quad \text{Entonces, } v_0 = V_0$$

Dónde:

$V_{out} \rightarrow$ voltaje de salida

$V_0 \rightarrow$ voltaje de promedio

$v_0 \rightarrow$ voltaje del conmutador

El voltaje que pasa a través de la carga puede ser elevado al variar el ciclo de trabajo; cuando:

$k=0$; $V_{out} = V_{in}$ y se dice que es mínimo

$k=1$; V_{out} aumenta considerablemente

El comportamiento de la corriente se da en dos fases (FIGURA 4.2.2.2):

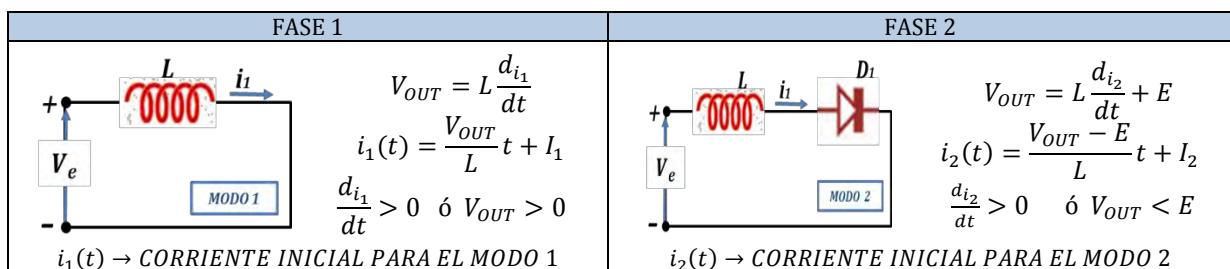


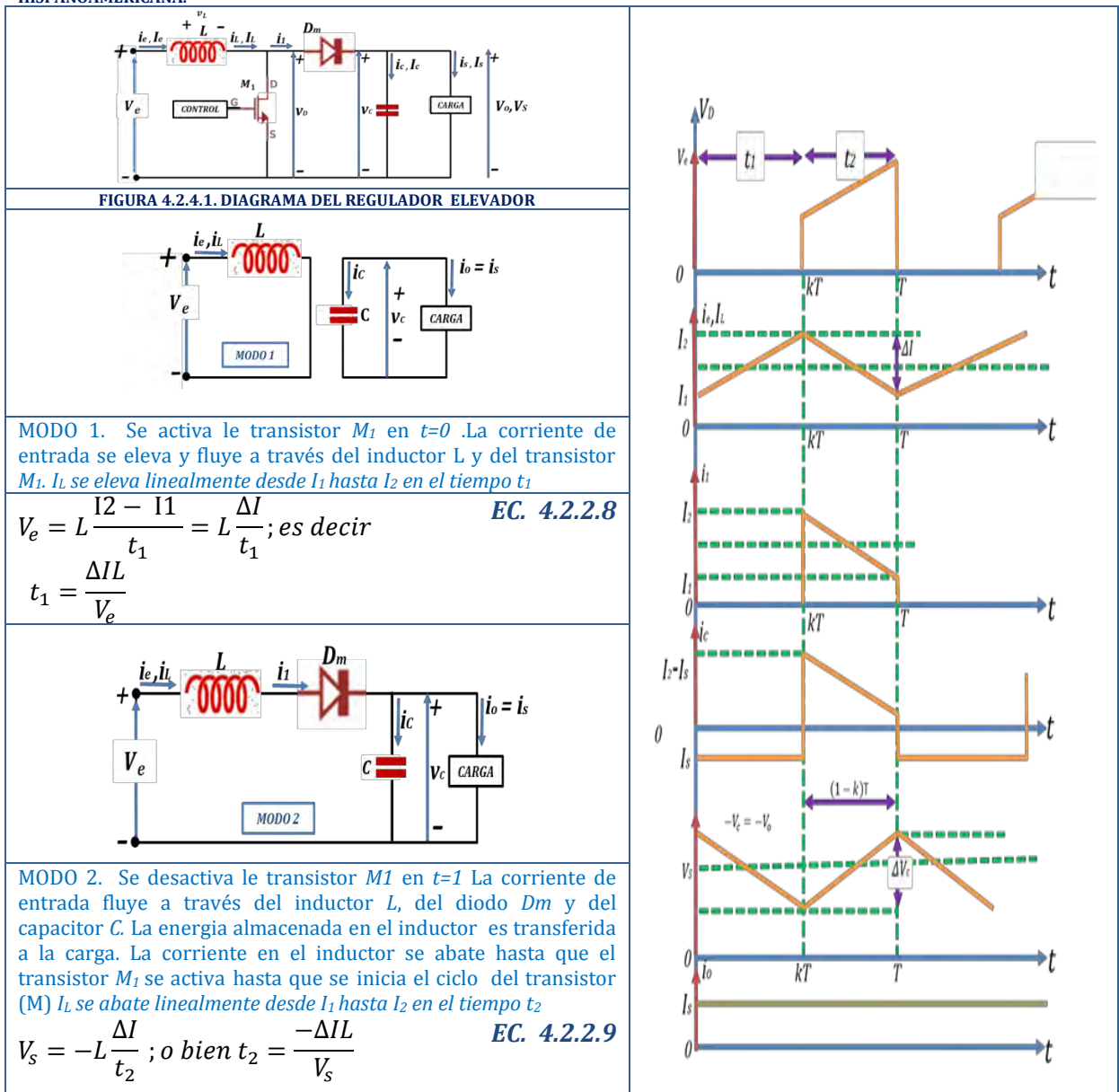
FIGURA 4.2.2.2 COMPORTAMIENTO DE LA OPERACIÓN ELEVADORA. ELECTRONICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES. MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. SEGUNDA EDICIÓN. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA

1. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.* Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana

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.

Se puede observar en la TABLA 4.2.2.2 los circuitos correspondientes, los modos de operación, y las formas de onda¹.

TABLA 4.2.2.2 REGULADOR ELEVADOR. LEYVA CARMONA, SOFIA R.2013. CON INFORMACIÓN CONTENIDA EN: MUHAMMAD H. RASHID. MÉXICO 1995. ELECTRONICA DE POTENCIA. CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.SEGUNDA EDICION. EDITORIAL PRENTICE HALL HISPANOAMERICANA.



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.

1. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.* Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

En la FIGURA 4.2.4.1.1 se pueden observar cómo se calculan los Valores críticos del inductor en condición continua y discontinua¹

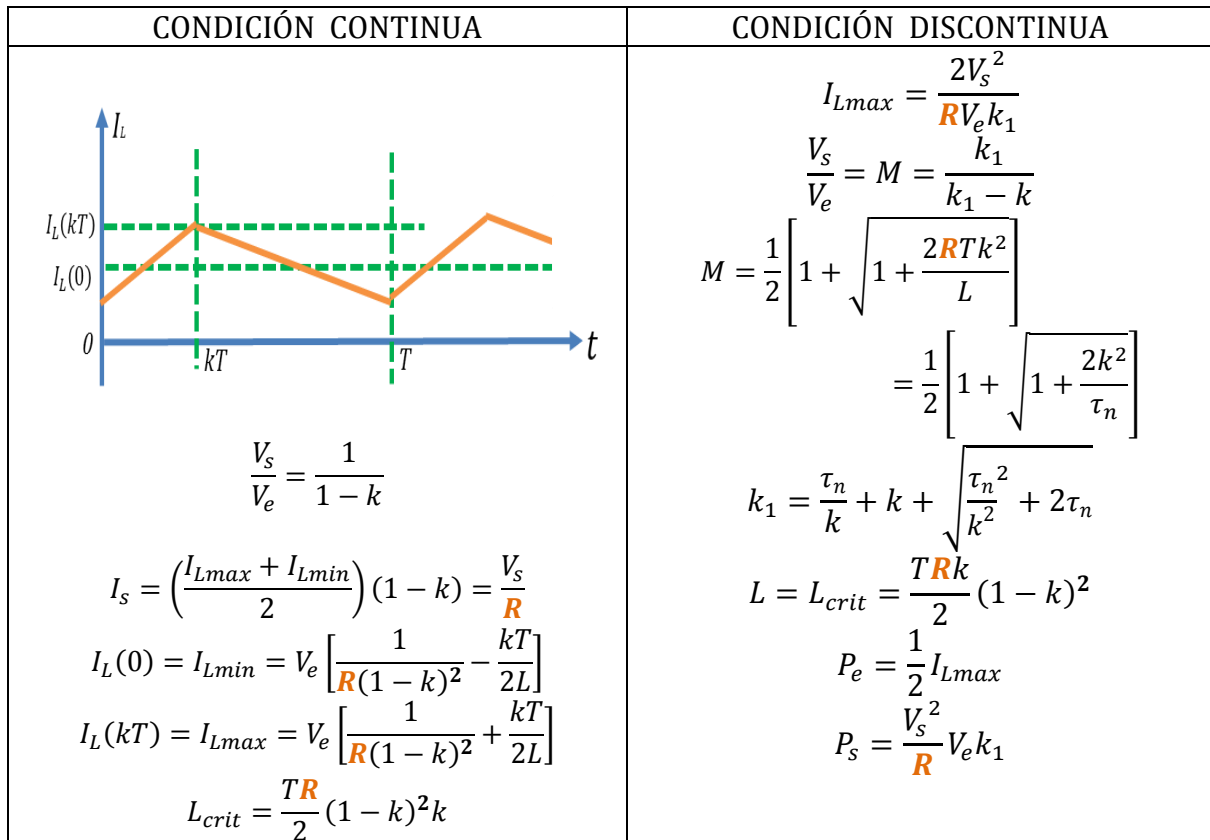


FIGURA 4.2.4.1.1 CONDICIÓN CONTINUA Y CONDICIÓN DISCONTINUA EN EL ELEVADOR. POWER ELECTRONICS CIRCUITS. ISSA BATARSEH. JOHN WILEY & SONS, INC. 2004

Potencia en el elevador

Potencia de los transistores²

$$E = \frac{1}{2L_1(I_p)^2} = 0.5L_1(I_p)^2$$

EC. 4.2.2.10

Dónde:

$E \rightarrow$ Energía almacenada en la bobina

$I_p \rightarrow$ corriente pico

$$P_t = P_L + P_{DC} = \frac{1/2 L_1(I_p)^2}{T} + V_{DC} \frac{I_p T_r}{2 T}$$

EC. 4.2.2.11

$$T_r = T_{off}$$

Dónde:

$P_t \rightarrow$ Potencia total entregada a la carga

$P_L \rightarrow$ Potencia en la bobina

$P_{DC} \rightarrow$ Potencia en DC

$T_r \rightarrow$ tiempo bajo

$T_{on} \rightarrow$ tiempo alto

1. Power Electronics Circuits. Issa Batarseh. John Wiley & Sons, Inc. 2004.
 2. Switching Power, Supply Design. Abraham I.Pressman. McGraw-Hill, Inc. 1991.

$$I_p = \frac{V_{DC} T_{On}}{L_1} \quad \text{EC. 4.2.2.12}$$

$$P_t = \frac{1/2 L_1 (V_{DC} T_{On}/L_1)^2}{T} + V_{DC} \frac{V_{DC} T_{On}}{2L_1} \frac{T_r}{T} =$$

$$= \frac{(V_{DC})^2 T_{On}}{2TL_1} (T_{On} + T_r) \quad \text{EC. 4.2.2.13}$$

$$(T_{On} + T_r) = kT \quad \text{EC. 4.2.2.14}$$

$$k < 1$$

Dónde:

$k \rightarrow$ porcentaje de ciclo de trabajo

$$P_t = \left(\frac{(V_{DC})^2 T_{On}}{2TL_1} \right) kT \quad \text{EC. 4.2.2.15}$$

$$P_t = \left(\frac{(V_{DC})^2 T_{On}}{2TL_1} \right) kT = \frac{V_0^2}{R_0}$$

$$V_0 = V_{DC} \sqrt{\frac{kR_0 T}{2L_1}} \quad \text{EC. 4.2.2.16}$$

4.3 EFECTOS DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA EN FUENTES AC/DC Y COMO AFECTAN EN LAS CARGAS

Los armónicos son tensiones y corrientes sinusoidales con frecuencias que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental que es aquella con la cual el sistema opera; es generada por características no lineales de los dispositivos y de sus cargas¹.

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

EC. 4.3.1

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 FIGURA 4.3.1 y esta es la corriente que va a entrar al circuito²

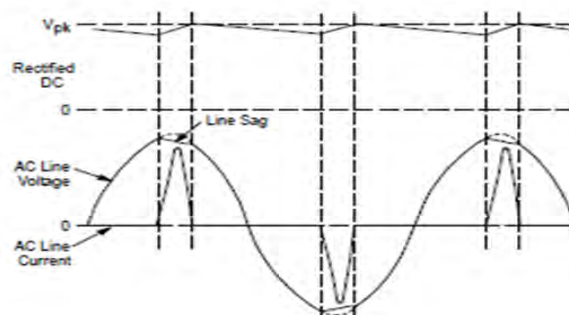


FIGURA 4.3.1 SEÑALES DE ENTRADA DISTORSIONADAS. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. Mc34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

1. **Power Electronics, Advanced Conversion Technologies.** Fang Lin Luo, Hong Ye. Taylor and Francis Group. 2010
2. Motorola Analog ic Device data. 2007. Manual de datos técnicos. Mc34262. Corrector de factor de potencia

En la TABLA 4.3.1 podemos ver los indicadores para cuantificar y evaluar la distorsión armónica:

TABLA 4.3.1 INDICADORES PARA EVALUAR Y CUANTIFICAR LA DISTORSIÓN ARMÓNICA. POWER ELECTRONICS, ADVANCED CONVERSION TECHNOLOGIES. FANG LIN LUO, HONG YE. TAYLOR AND FRANCIS GROUP. 2010

INDICADORES	FORMULA	
FACTOR DE POTENCIA	$\cos \varphi = \frac{P}{S}$	En presencia de armónicos el factor de potencia es inferior al $\cos \varphi$
FACTOR DE CRESTA	$k = \frac{I_m}{I_{RMS}}; \text{ o } k = \frac{V_m}{V_{RMS}}$	En una señal sinusoidal el factor de cresta es igual a $\sqrt{2}$ y en una no sinusoidal puede tener un valor superior o inferior a $\sqrt{2}$ cuando toma valores iguales a 1.5 hasta 5 en casos críticos, en valores elevados indica sobre intensidades por dispositivos de protección originada por desconexiones
POTENCIA ACTIVA	$P = \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n$	Dónde: $\varphi_n \rightarrow$ desfase entre la intensidad y la tensión del armónico de orden n
POTENCIA REACTIVA	$Q = V_1 \cdot I_1 \cdot \sin \varphi_1$	Se define solo para la armónica fundamental
POTENCIA DE DISTORSIÓN	$S = V_{rms} \cdot I_{rms}$ Con armónicos $S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$	$D \rightarrow$ Potencia de distorsión
TASA DE DISTORSIÓN ARMÓNICA	$v_1 = \sqrt{2} V_1 \sin(\omega t + \phi_1)$ $= V_{n1} \sin(n\omega t + \phi_1)$ $i_1 = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \phi_1)$ $= I_{n1} \sin(n\omega t + \phi_1)$ Y la TDH, será: $THDI = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}$ $THDV = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1}$	Estos valores indican el grado de contaminación de la línea

5. DISEÑO DE LA FUENTE AC/DC USANDO MODULACIÓN VECTORIAL, EN ANCHO DE PULSO Y POR DESPLAZAMIENTO DE FASE

En este diseño se utilizaron técnicas que permitan ofrecer una fuente de conversión AC/DC que cumpla con parámetros de sustentabilidad y que se encuentran respaldados, bajo conceptos desarrollados en temas anteriores y que en el texto han sido marcados con rojo y que corresponden a: Tierras flotantes, Arquitectura en sistemas embebidos, Arquitecturas en paralelo, Teorema de muestreo, Modulación vectorial, Modulación por ancho de pulso, Modulación por desplazamiento de pulso, Modulación por desplazamiento de fase, Índice de modulación, Ciclo de trabajo, Reactancia inductiva y capacitiva, Potencia aparente, Potencia activa, Potencia reactiva, Factor de potencia, Factor de calidad, Angulo de fase, Teorema de la máxima transferencia de energía, Distorsión armónica y corrección de distorsión armónica, Factor de rizo, Rectificación de media onda y onda completa, Celdas de conmutación ZCS y ZVS (Amortiguadores), Celdas de Transferencia de Potencia (snubbers).

Para corregir la distorsión armónica tanto en corriente como en voltaje se está trabajando en un método nuevo que consiste en utilizar un sistema embebido en combinación con una celda de circuito electrónico que hace los mismos efectos que un circuito corrector de factor de potencia comercial (PFC) y un circuito corrector de distorsión armónica. Ver la norma nacional mexicana dispuesta en los anexos A y B.

5.1 ARQUITECTURA DE LA FUENTE AC/DC PROPUESTA

La arquitectura propuesta corresponde a una fuente dual; donde se utilizan dos convertidores cíclicos, conectados espalda con espalda, mediante una tierra flotante [CONCEPTO 1]. Haciendo una analogía con las arquitecturas de los sistemas embebidos consideramos; una arquitectura Von Neumann donde:

El bus común corresponde a la tierra flotante, que también es la tierra de DC y la señal de la línea de corriente alterna es el dato de entrada y por consiguiente, el dato de salida será la energía proporcionada a la carga.¹ (FIGURA 5.1.1)

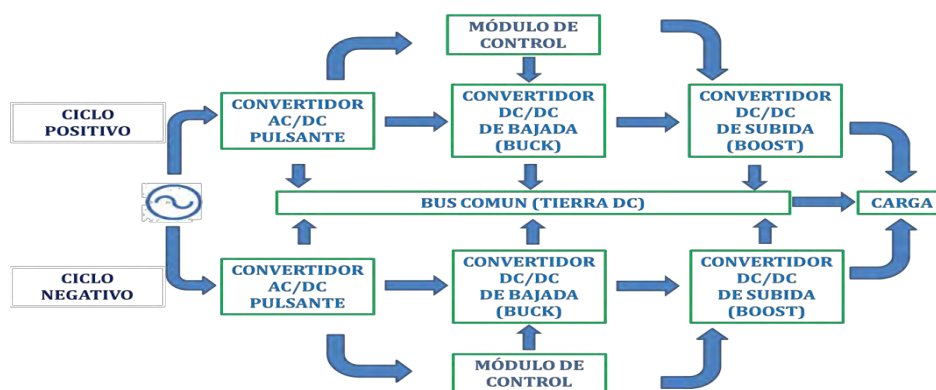


FIGURA 5.1.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN AC/DC PROPPUESTA

1. Fierheller; Ernest M. Obtienen el título de patente 07/966,231 con fecha del día 26 de octubre de 1992 bajo la denominación de "Delta conectado tres convertidor AC-DC de fase con circuitos de corrección de factor de potencia".

El uso de convertidores regulados por medio de microcontroladores permite albergar en su memoria los datos y programas en código que permitan hacer los procesos correspondientes y las modulaciones en el intervalo de tiempo requerido por el sistema. Aclarando que la fuente de alimentación propuesta es de uso general aunque en este caso ha sido utilizada para alimentar un panel de led para un luminario público; de manera que en el capítulo 6 se entreguen datos comparativos de diversas tecnologías y los resultados correspondientes a la fuente propuesta.

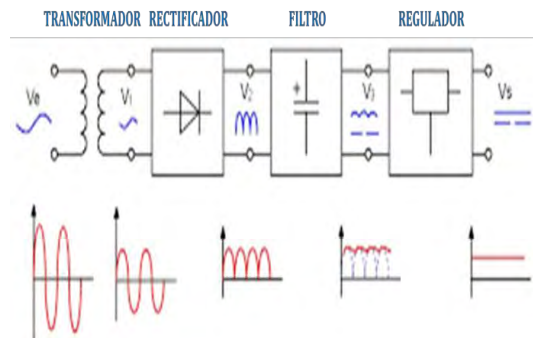
5.1.1 CONSIDERACIONES DE DISEÑO

La fuente AC/DC puede emplearse en diferentes tipos de carga; sin embargo en este caso se seleccionó un panel de led para alumbrado público (FIGURA 5.1.1.1); de acuerdo a esto es necesario hacer las siguientes consideraciones:



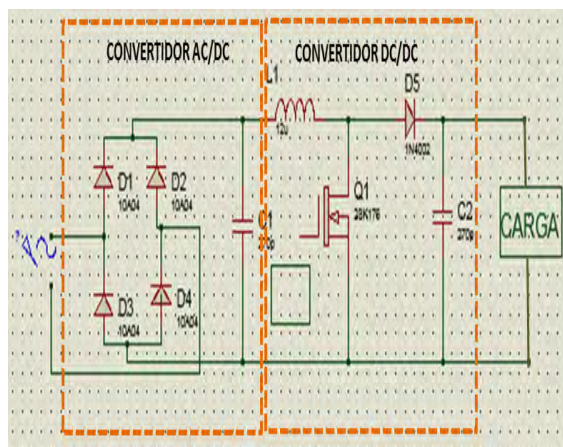
FIGURA 5.1.1.1. LUMINARIOS LED. FUENTE: ILUMINATA

Los led's en general pueden manipularse con una fuente de alimentación convencional ya sea lineal (inciso a) FIGURA 5.1.1.2) o conmutada (inciso b) FIGURA 5.1.1.2) con la que podemos obtener una potencia máxima; sin embargo, la corriente que se obtiene puede no ser la ideal dado que la línea puede tener algunos problemas y no ser una senoidal pura razón por la cual los led's podrían tener problemas y a la larga se quemarían.



a) Fuente de alimentación lineal

La tensión de la fuente de alimentación y la caída de tensión de directa a través de las terminales del led para un nivel de corriente determinado nos permite determinar las características de la topología de la fuente para el luminario. El uso de múltiples led's conectados en serie-paralelo, serie o paralelo, incrementa o disminuye la tensión o la corriente directa de estos.



b) Fuente de alimentación conmutada

FIGURA 5.1.1.2. FUENTES DE ALIMENTACION AC/DC

Los led's de potencia para su mejor funcionamiento deben tener una energía constante sin que genere ningún problema evitando fallas prematuras; sin embargo, debido a la alta disipación de potencia en el sistema rectificador, no es tan apropiado el uso de una fuente lineal. De manera que es necesario utilizar sistemas de conmutación para manejar mayores eficiencias.

Una última consideración pero de vital importancia es que, aun cuando el objetivo es la fuente de alimentación *AC/DC*, al utilizar como carga un panel de leds, se debe tomar en cuenta 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 $0,7$ y la distorsión armónica deberá ser inferior al 15% (Ver apéndice A).

En la siguiente sección se describe como está constituida la fuente y cada uno de sus módulos.

5.2 DESCRIPCIÓN DE LOS MÓDULOS DE LA FUENTE AC/DC APLICADA A UN LUMINARIO DE LED'S

Las fuentes *AC/DC* convencionales (FIGURA 5.1.1.2) no son tan eficientes debido a pérdidas que se generan dentro del circuito; estas provienen de la conversión de energía mediante el uso de sistemas de rectificación, así como el uso de circuitos eléctrico/electrónicos utilizados en forma saturada ya que generan demasiadas pérdidas por calor, que a la larga dañan los componentes reduciendo su vida útil en forma significativa; esto quiere decir que carecen de un sistema que eficiente el funcionamiento de los circuitos. *La propuesta que se hace es una fuente de alta eficiencia (cercana al 100%) capaz de reducir la distorsión armónica, las pérdidas y aumentar el factor de potencia.*

5.2.1 CONVERTIDOR AC/DC PULSANTE

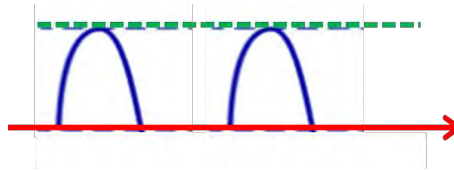
En este módulo se convierte la señal de *AC* a una señal de *DC pulsante* donde esta señal pulsante se usará para procesarla, de tal forma que se modulará vectorialmente, segmentando cada semiciclo y así asignar un determinado ancho de pulso con una determinada fase a cada uno de los niveles de voltaje en cada uno de los semiciclos.

Modulador por desplazamiento de fase

La señal pulsante de entrada a cada convertidor *AC/DC pulsante* tiene una magnitud de 63.5 V RMS , a una frecuencia de 60 Hz , estas dos señales son obtenidas por un arreglo de diodos, y conmutación natural, desplazando su fase entre ciclos, procesando cada uno de ellos en forma independiente pero sincronizada, como podemos ver en la FIGURA 5.2.1.1;

los parámetros de magnitud y frecuencia son utilizados como entrada para la modulación vectorial.

a) Señal pulsante positiva



b) Señal pulsante negativa

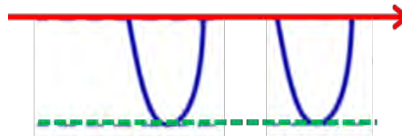


FIGURA 5.2.1.1. SEÑALES ENTREGADAS POR LOS CONVERTIDORES AC/DC PULSANTE

Por conmutación natural de la línea funciona la parte superior del circuito y la inferior en forma intercalada. Cada semiciclo tendrá una magnitud que corresponda a la mitad de la magnitud de entrada.

En una fuente convencional, la transformación de la energía de AC a DC requiere de un proceso de rectificación y un proceso de filtrado, acciones que reflejan una pérdida de energía en esos procesos, en el circuito; para evitar esa pérdida por conversión de energía se usa una señal pulsante con una frecuencia de 60hz, *que comparativamente con la frecuencia de la señal modulada, es como si fuera de directa.*

La señal entrante en cada semiciclo entra al modulador vectorial. Su funcionamiento se explica en la sección 5.3 de este capítulo.

TABLA 5.2.1.1. VOLTAJES RMS

Intervalos Voltaje de entrada RMS	$V_{ciclo} = \frac{V_g}{2}$	Voltaje máximo de cada semiciclo RMS (V_{EBUCK})
0 a 90	$\frac{90}{2} =$	45
0 a 110	$\frac{110}{2} =$	55
0 a 127	$\frac{127}{2} =$	63.5
0 a 220	$\frac{220}{2} =$	110
0 a 277	$\frac{277}{2} =$	138.5
0 a 300	$\frac{300}{2} =$	150

Los posibles valores de entrada para las pruebas son los calculados en la TABLA 5.2.1.1.

Posteriormente las muestras son dispuestas de acuerdo a los vectores asociados a las rutinas de generación de pulso y corrimientos de pulsos.

Los anchos de pulso calculados se pueden ver en las tablas correspondientes al modulador por ancho de pulso en la sección 5.2.1.1.

5.2.2 MÓDULO CONVERTIDOR DC/DC REDUCTOR (BUCK) Y MODULO CONVERTIDOR DC/DC ELEVADOR (BOOST)

Módulo Reductor (BUCK)

Las ecuaciones de operación del reductor vistas en el capítulo 4 se utilizan para el diseño del módulo de convertidor DC de bajada¹. Al colocar este convertidor baja el voltaje pero sube la corriente que es lo que se requiere como entrada al siguiente modulo.

De las Ecuaciones correspondientes al comportamiento dinámico del módulo reductor planteadas en el capítulo 4 y tomando en consideración que el reductor trabajará en modo discontinuo; retomamos las siguientes ecuaciones^{2,3}:

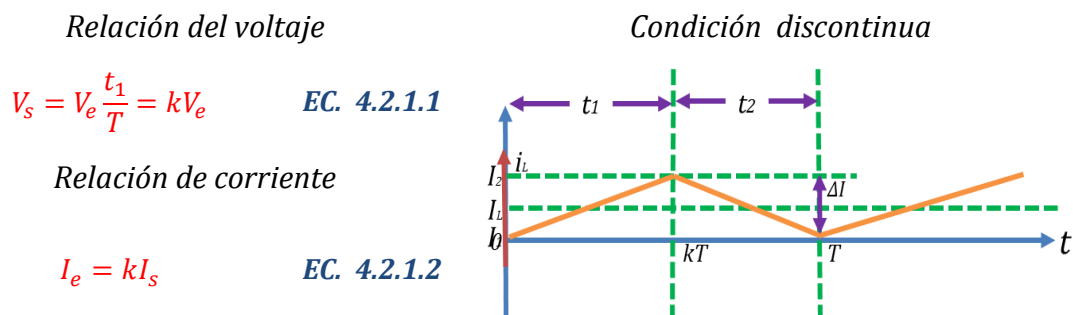


FIGURA 5.2.2.1 GRAFICA DE LA CONDICIÓN DISCONTINUA EN EL REDUCTOR

Rizo de corriente

$$\Delta I = \frac{V_e k(1 - k)}{fL} \quad \text{EC. 4.2.1.4}$$

Rizo de voltaje

$$\Delta V_c = \frac{V_e k(1 - k)}{8f^2 LC} \quad \text{EC. 4.2.1.5}$$

Valor del Capacitor

$$C = \frac{\Delta I}{\Delta V_c 8f}$$

Valor del Inductor

$$L = \frac{V_e k(1 - k)}{\Delta I f}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = k$$

$$I_s = I_L = \frac{I_{Lmin} + I_{Lmax}}{2} = \frac{V_s}{R}$$

$$I_{Lmax} = kV_e \left[\frac{1}{R} + \frac{(1 - k)T}{2L} \right]$$

$$I_{Lmin} = kV_e \left[\frac{1}{R} + \frac{(1 - k)T}{2L} \right] = 0$$

$$\frac{I_s}{I_e} = \frac{1}{k}$$

$$L_{crit} = \left[\frac{(1 - k)}{2} \right] T R$$

Módulo Elevador (BOOST)

En este módulo se requiere que el voltaje de salida sea mayor que el voltaje de entrada; aunque, la salida de la corriente sea menor que la corriente de entrada, es aceptable para alimentar la carga, ya que viene elevada por el modulo reductor de voltaje. Las ecuaciones correspondientes, se encuentran explicadas en el capítulo 4 ^{1,2}; pero, de ahí

1. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.* Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.
2. *Switching Power, Supply Design.* Abraham I. Pressman. McGraw-Hill, Inc. 1991.
3. *Power Electronics Circuits.* Issa Batarseh. John Wiley & Sons, Inc. 2004.

retomamos las que se requieren para el cálculo de valores en el circuito diseñado que son las siguientes¹:

Relación del voltaje

$$V_s = V_e \frac{T}{t_2} = \frac{V_e}{1-k} \quad \text{EC. 4.2.2.1}$$

Relación de corriente

$$I_e = \frac{I_s}{1-k} \quad \text{EC. 4.2.2.2}$$

Rizo de corriente

$$\Delta I = \frac{V_e k}{fL} \quad \text{EC. 4.2.2.3}$$

Rizo de voltaje

$$\Delta V_c = \frac{I_s k}{fC} \quad \text{EC. 4.2.2.4}$$

Valor del Capacitor

$$C = \frac{I_s k}{\Delta V_c f}$$

Valor del Inductor

$$L = \frac{V_e k}{\Delta I f}$$

Condición discontinua

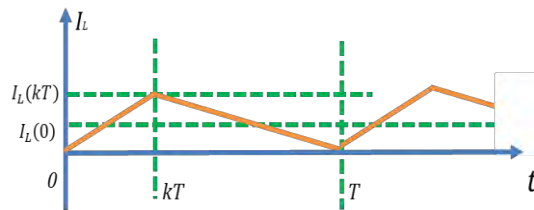


FIGURA 5.2.2.2 GRAFICA DE LA CONDICIÓN DISCONTINUA EN EL ELEVADOR

$$I_{Lmax} = \frac{2V_s^2}{RV_e k_1}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = M = \frac{k_1}{k_1 - k}$$

$$M = \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{2RTk^2}{L}} \right] = \frac{1}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{2k^2}{\tau_n}} \right]$$

$$k_1 = \frac{\tau_n}{k} + k + \sqrt{\frac{\tau_n^2}{k^2} + 2\tau_n}$$

$$L = L_{crit} = \frac{TRk}{2} (1-k)^2$$

$$P_e = \frac{1}{2} I_{Lmax}$$

$$P_e = \frac{1}{2} I_{Lmax}$$

Operación de los módulos convertidores; reductor - elevador de acuerdo a la arquitectura propuesta

De acuerdo a la configuración del circuito mostrada en la FIGURA 5.2.1., se plantea lo siguiente:

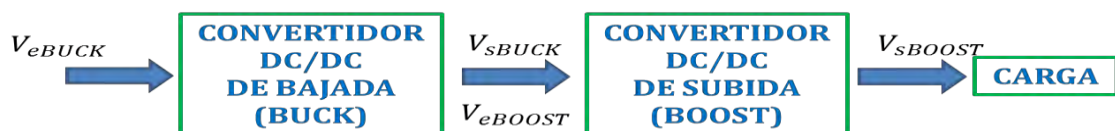


FIGURA 5.2.1 ARQUITECTURA PROPUESTA

La carga propuesta, en este caso requiere de las siguientes características:

Voltaje = 160[V]

Corriente = 137[mA]

En el capítulo cuatro se tratan los convertidores reductores y elevadores; de las ecuaciones características de ambos circuitos, tenemos lo siguiente:

1. *Power Electronics Circuits*. Issa Batarseh. John Wiley & Sons, Inc. 2004.

$$V_{sBUCK} = V_{eBUCK} \frac{t_1}{T} = kV_{eBUCK} \quad \text{De la ecuación 4.2.1.1}$$

$$V_{sBUCK} = kV_{eBUCK} \quad \text{EC. 5.2.2.1}$$

$$V_{sBOOST} = V_{eBOOST} \frac{T}{t_2} = \frac{V_{eBOOST}}{1-k} \quad \text{De la ecuación 4.2.2.1}$$

$$V_{sBOOST} = \frac{V_{eBOOST}}{1-k} \quad \text{EC. 5.2.2.2}$$

Si $V_{sBUCK} = V_{eBOOST}$; entonces se sustituye V_{eBOOST} por V_{sBUCK} en la EC. 5.2.2.1

$$V_{eBOOST} = kV_{eBUCK} \quad \text{EC. 5.2.2.3}$$

De la EC. 5.2.2.3. Se toma el valor de V_{eBOOST} y se sustituye en EC. 5.2.2.2

$$V_{sBOOST} = \frac{kV_{eBUCK}}{1-k} \quad \text{EC. 5.2.2.4}$$

$$V_{sBOOST}(1-k) = kV_{eBUCK}$$

$$V_{sBOOST} - kV_{sBOOST} = kV_{eBUCK}$$

$$V_{sBOOST} = kV_{eBUCK} + kV_{sBOOST}$$

$$V_{sBOOST} = k(V_{eBUCK} + V_{sBOOST})$$

$$k = \frac{V_{sBOOST}}{V_{eBUCK} + V_{sBOOST}} \quad \text{EC. 5.2.2.5}$$

De la EC. 5.2.2.2. se despeja V_{eBOOST}

$$V_{sBOOST}(1-k) = V_{eBOOST} \quad \text{EC. 5.2.2.6}$$

Se sustituye el valor de $V_{sBOOST} = 160 [V_{CD}]$ que es el *valor de salida y debe ser constante dada cualquier señal de entrada* V_{eBUCK} ; donde el voltaje de línea puede variar desde $[90V_{AC}]$ a $[300V_{AC}]$; estos valores nos permiten calcular el valor de k y considerando $V_{sBUCK} = V_{eBOOST}$; los resultados pueden observarse en la TABLA 5.2.1.1.1

Para el cálculo de la corriente de entrada I_{eBUCK} se considera la corriente de salida $I_{sBOOST} = 137mA$

$$\text{De la Ec. 4.2.1.2} \quad I_{eBUCK} = kI_{sBUCK} \quad \text{EC. 5.2.2.7}$$

$$\text{De la Ec. 4.2.2.2} \quad I_{eBOOST} = \frac{I_{sBOOST}}{1-k} \quad \text{EC. 5.2.2.8}$$

$$I_{sBUCK} = I_{eBOOST} \quad \text{EC. 5.2.2.9}$$

Con los datos obtenidos anteriormente se calcula I_{eBOOST}

Dada la relación de la EC. 5.2.2.9; Se sustituye I_{eBOOST} en la EC. 5.2.2.7. De tal forma que:

$$I_{eBUCK} = kI_{eBOOST} \quad \text{EC. 5.2.2.10.}$$

$$I_{eBUCK} = k \left(\frac{I_{sBOOST}}{1-k} \right) \quad \text{EC. 5.2.2.11.}$$

Los valores se calcularon y se encuentran registrados en la TABLA 5.2.1.1.1; donde el valor de k en la TABLA, únicamente representa el valor mínimo del ancho de pulso; correspondiente a la amplitud máxima de cada semiciclo, de acuerdo a las posibles variaciones de la línea, que en cada caso indican el valor de entrada en el convertidor de bajada ($V_{E_{BUCK}}$).

TABLA 5.2.1.1.1 VALORES MAXIMOS DEL ANCHO DE PULSO EN DIFERENTES VOLTIAJES DE SEMICICLO

$V_{E_{BUCK}}$	K	$V_{s_{BUCK}}$	$V_{s_{BOOST}}$	$I_{s_{BOOST}}$	$I_{E_{BOOST}}$	$I_{E_{BUCK}}$
RMS		RMS	RMS	mA	mA	
45	0,78	35,12	160	137	624	0,49
55	0,74	40,93	160	137	536	0,40
63,5	0,72	45,46	160	137	482	0,35
110	0,59	65,19	160	137	336	0,20
138,5	0,54	74,24	160	137	295	0,16
150	0,52	77,42	160	137	283	0,15

Conforme al nivel máximo de voltaje de entrada de la línea; el convertidor de bajada ($V_{E_{BUCK}}$) recibe la señal DC pulsante. Y se tendrá un nivel del voltaje correspondiente a cada ángulo, durante el semiciclo, así como los anchos de los diferentes pulsos, y su posición, de acuerdo al número de muestras. En base a las modulaciones; vectorial, ancho y posición de pulso; esas variaciones se muestran en las TABLAS 5.2.1.1.3, 5.2.1.1.4, 5.2.1.1.5, 5.2.1.1.6, 5.2.1.1.7, 5.2.1.1.8.

Donde la TABLA 5.2.1.1.2 refiere a los valores RMS máximos de voltaje ($V_{E_{BUCK}}$) considerados; indicados en el primer renglón. La primera columna indica los ángulos del vector correspondiente a cada voltaje de la señal pulsante.

TABLA 5.2.1.1.2 VOLTIAJES DE ENTRADA AL CONVERTIDOR REDUCTOR

V E C T O R	β	t [ms]	$V_{E_{BUCK}max}$					
			45[V]	55[V]	63.5[V]	110[V]	138.5[V]	150[V]
			$V_{E_{BUCK}}$					
S0	180°	0	0	0	0	0	0	0
S1	165	0,0007	7,5	9,17	10,58	18,33	23,08	25
S2	140°	0,0019	20	24,44	28,22	48,89	61,56	66,67
S3	135°	0,0021	22,5	27,50	31,75	55,00	69,25	75
S4	120°	0,0028	30	36,67	42,33	73,33	92,33	100
S5	115°	0,0030	32,5	39,72	45,86	79,44	100,03	108,33
S6	100°	0,0037	40	48,89	56,44	97,78	123,11	133,33
S7	90°	0,0042	45	55,00	63,50	110,00	138,50	150
S8	95°	0,0039	42,5	51,94	59,97	103,89	130,81	141,67
S9	85°	0,0037	40	48,89	56,44	97,78	123,11	133,33
S10	80°	0,0030	32,5	39,72	45,86	79,44	100,03	108,33
S11	65°	0,0028	30	36,67	42,33	73,33	92,33	100
S12	60°	0,0021	22,5	27,50	31,75	55,00	69,25	75
S13	45°	0,0019	20	24,44	28,22	48,89	61,56	66,67
S15	40°	0,0007	7,5	9,17	10,58	18,33	23,08	25
S15	15°	0,0007	7,5	9,17	10,58	18,33	23,08	25
S16	0°	0	0	0	0	0	0	0

TABLAS 5.2.1.1.3 VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 45 V MÁXIMO

VOLTAJE MÁXIMO DE 45V EN EL SEMICICLO

VECTOR	β	$V_{E\text{BUCK}}$	K	$V_{s\text{BUCK}}$	$V_{s\text{BOOST}}$	$I_{s\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BUCK}}$
						mA	mA	
S1	180°	0	1	0	160	137	0	0
S2	165	7,5	0,96	7,16	160	137	3060	2,92
S3	140°	20	0,89	17,78	160	137	1230	1,10
S4	135°	22,5	0,88	19,73	160	137	1110	0,97
S5	120°	30	0,84	25,26	160	137	868	0,73
S6	115°	32,5	0,83	27,01	160	137	811	0,67
S7	100°	40	0,8	32	160	137	685	0,55
S8	90°	45	0,78	35,12	160	137	624	0,49
S9	85°	42,5	0,79	33,58	160	137	653	0,52
S10	80°	40	0,8	32	160	137	685	0,55
S11	65°	32,5	0,83	27,01	160	137	811	0,67
S12	60°	30	0,84	25,26	160	137	868	0,73
S13	45°	22,5	0,88	19,73	160	137	1110	0,97
S15	40°	20	0,89	17,78	160	137	1230	1,10
S15	15°	7,5	0,96	7,16	160	137	3060	2,92
S16	0°	0	1	0	160	137	0	0

TABLA 5.2.1.1.4. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 55 V MÁXIMO

VOLTAJE MÁXIMO DE 55V EN EL SEMICICLO

VECTOR	β	$V_{E\text{BUCK}}$	K	$V_{s\text{BUCK}}$	$V_{s\text{BOOST}}$	$I_{s\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BUCK}}$
S1	180°	0	1	0	160	137	0	0
S2	165	9,17	0,95	8,67	160	137	2530	2,39
S3	140°	24,44	0,87	21,20	160	137	1030	0,90
S4	135°	27,5	0,85	23,47	160	137	934	0,80
S5	120°	36,67	0,81	29,83	160	137	735	0,60
S6	115°	39,72	0,80	31,82	160	137	689	0,55
S7	100°	48,89	0,77	37,45	160	137	585	0,45
S8	90°	55	0,74	40,93	160	137	536	0,40
S9	85°	51,94	0,75	39,21	160	137	559	0,42
S10	80°	48,89	0,77	37,45	160	137	585	0,45
S11	65°	39,72	0,80	31,82	160	137	689	0,55
S12	60°	36,67	0,81	29,83	160	137	735	0,60
S13	45°	27,5	0,85	23,47	160	137	934	0,80
S15	40°	24,44	0,87	21,20	160	137	1030	0,90
S15	15°	9,17	0,95	8,67	160	137	2530	2,39
S16	0°	0	1	0	160	137	0	0

TABLA 5.2.1.1.5. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 63.5 V MÁXIMO

VOLTAJE MÁXIMO DE 63.5 V EN EL SEMICICLO								
VECTOR	β	$V_{E\text{BUCK}}$	K	$V_{s\text{BUCK}}$	$V_{s\text{BOOST}}$	$I_{s\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BUCK}}$
S1	180°	0	1	0	160	137	0	0
S2	165	10,58	0,94	9,93	160	137	2210	2,07
S3	140°	28,22	0,85	23,99	160	137	914	0,78
S4	135°	31,75	0,83	26,49	160	137	827	0,69
S5	120°	42,33	0,79	33,48	160	137	655	0,52
S6	115°	45,86	0,78	35,64	160	137	615	0,48
S7	100°	56,44	0,74	41,72	160	137	525	0,39
S8	90°	63,50	0,72	45,46	160	137	482	0,35
S9	85°	59,97	0,73	43,62	160	137	503	0,37
S10	80°	56,44	0,74	41,72	160	137	525	0,39
S11	65°	45,86	0,78	35,64	160	137	615	0,48
S12	60°	42,33	0,79	33,48	160	137	655	0,52
S13	45°	31,75	0,83	26,49	160	137	827	0,69
S15	40°	28,22	0,85	23,99	160	137	914	0,78
S15	15°	10,58	0,94	9,93	160	137	2210	2,07
S16	0°	0	1	0	160	137	0	0

TABLA 5.2.1.1.6. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 110 V MÁXIMO

VOLTAJE MÁXIMO DE 110 V EN EL SEMICICLO								
VECTOR	β	$V_{E\text{BUCK}}$	K	$V_{s\text{BUCK}}$	$V_{s\text{BOOST}}$	$I_{s\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BUCK}}$
S1	180°	0	1	0	160	137	0	0
S2	165	18,33	0,90	16,45	160	137	1330	1,20
S3	140°	48,89	0,77	37,45	160	137	585	0,45
S4	135°	55	0,74	40,93	160	137	536	0,40
S5	120°	73,33	0,69	50,29	160	137	436	0,30
S6	115°	79,44	0,67	53,09	160	137	413	0,28
S7	100°	97,78	0,62	60,69	160	137	361	0,22
S8	90°	110	0,59	65,19	160	137	336	0,20
S9	85°	103,89	0,61	62,99	160	137	348	0,21
S10	80°	97,78	0,62	60,69	160	137	361	0,22
S11	65°	79,44	0,67	53,09	160	137	413	0,28
S12	60°	73,33	0,69	50,29	160	137	436	0,30
S13	45°	55	0,74	40,93	160	137	536	0,40
S15	40°	48,89	0,77	37,45	160	137	585	0,45
S15	15°	18,33	0,90	16,45	160	137	1330	1,20
S16	0°	0	1	0	160	137	0	0

TABLA 5.2.1.1.7. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 138.5 V MÁXIMO

VOLTAJE MÁXIMO DE 138.5 V EN EL SEMICICLO								
VECTOR	β	$V_{E\text{BUCK}}$	K	$V_{s\text{BUCK}}$	$V_{s\text{BOOST}}$	$I_{s\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BUCK}}$
S1	180°	0	1	0	160	137	0	0
S2	165	23,08	0,87	20,17	160	137	1090	0,95
S3	140°	61,56	0,72	44,45	160	137	493	0,36
S4	135°	69,25	0,70	48,33	160	137	454	0,32
S5	120°	92,33	0,63	58,55	160	137	374	0,24
S6	115°	100,03	0,62	61,55	160	137	356	0,22
S7	100°	123,11	0,57	69,58	160	137	315	0,18
S8	90°	138,5	0,54	74,24	160	137	295	0,16
S9	85°	130,81	0,55	71,97	160	137	305	0,17
S10	80°	123,11	0,57	69,58	160	137	315	0,18
S11	65°	100,03	0,62	61,55	160	137	356	0,22
S12	60°	92,33	0,63	58,55	160	137	374	0,24
S13	45°	69,25	0,70	48,33	160	137	454	0,32
S15	40°	61,56	0,72	44,45	160	137	493	0,36
S15	15°	23,08	0,87	20,17	160	137	1090	0,95
S16	0°	0	1	0	160	137	0	0

TABLA 5.2.1.1.8. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 150 V MÁXIMO

VOLTAJE MÁXIMO DE 150 V EN EL SEMICICLO								
VECTOR	β	$V_{E\text{BUCK}}$	K	$V_{s\text{BUCK}}$	$V_{s\text{BOOST}}$	$I_{s\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BOOST}}$	$I_{E\text{BUCK}}$
S1	180°	0	1	0	160	137	0	0
S2	165	25	0,86	21,62	160	137	1010	0,88
S3	140°	66,67	0,71	47,06	160	137	466	0,33
S4	135°	75	0,68	51,06	160	137	429	0,29
S5	120°	100	0,62	61,54	160	137	356	0,22
S6	115°	108,33	0,60	64,60	160	137	339	0,20
S7	100°	133,33	0,55	72,73	160	137	301	0,16
S8	90°	150	0,52	77,42	160	137	283	0,15
S9	85°	141,67	0,53	75,14	160	137	292	0,15
S10	80°	133,33	0,55	72,73	160	137	301	0,16
S11	65°	108,33	0,60	64,60	160	137	339	0,20
S12	60°	100	0,62	61,54	160	137	356	0,22
S13	45°	75	0,68	51,06	160	137	429	0,29
S15	40°	66,67	0,71	47,06	160	137	466	0,33
S15	15°	25	0,86	21,62	160	137	1010	0,88
S16	0°	0	1	0	160	137	0	0

5.2.2.1 FUNCION DE TRANSFERENCIA Y COMPORTAMIENTO DINAMICO

Función de transferencia:

Para el voltaje:

$$\frac{V_{sBOOST}}{V_{EBUCK}} = \frac{k}{1-k} \quad \text{EC. 5.2.2.1.1}$$

Para la corriente:

$$\frac{I_{sBOOST}}{I_{EBUCK}} = \frac{1-k}{k} \quad \text{EC. 5.2.2.1.2}$$

Comportamiento dinámico:

De acuerdo a la estructura de la fuente propuesta tenemos que:

La ley de elementos involucrados indica lo siguiente:

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad \text{EC. 5.2.2.1.3}$$

$$I_C = C \frac{dv_C}{dt} \quad \text{EC. 5.2.2.1.4}$$

$$V_R = RI \quad \text{EC. 5.2.2.1.5}$$

La ley de conjunto indica lo siguiente:

$$V_L = V_R = V_C \quad \text{EC. 5.2.2.1.6}$$

$$i_L + i_R + i_C = 0 \quad \text{EC. 5.2.2.1.7}$$

De la EC. 5.2.2.1.3. y la EC. 5.2.2.1.6

$$i_L = \int \frac{V_L}{L} dt \quad \text{EC. 5.2.2.1.8}$$

Entonces:

$$\int \frac{V_L}{L} dt + \frac{V_R}{R} + C \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad \text{EC. 5.2.2.1.9}$$

Tomando en cuenta la EC. 5.2.2.1.6; entonces se puede representar la ecuación en términos de V_C

$$\int \frac{V_C}{L} dt + \frac{V_C}{R} + C \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad \text{EC. 5.2.2.1.10}$$

Y de ahí que al derivar la EC. 5.2.2.1.10., tenemos:

$$\frac{V_C}{L} + \frac{dV_C}{Rdt} + C \frac{d^2v_C}{dt^2} = 0 \quad \text{EC. 5.2.2.1.11}$$

Dividiendo todo entre C y reordenando:

$\frac{d^2 V_C}{dt^2} + \frac{dV_C}{RCdt} + \frac{V_C}{LC} = 0$	<i>EC. 5.2.2.1.12</i>	<i>Con respecto al voltaje del capacitor de salida</i>
Por analogía:		
$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \frac{di_L}{RCdt} + \frac{i_L}{LC} = 0$	<i>EC. 5.2.2.1.13</i>	<i>Con respecto a la corriente de la bobina</i>
MODELO DINÁMICO DEL SISTEMA		

El modelo dinámico¹ corresponde matemáticamente a un sistema de segundo orden; de tal forma que la ecuación característica que tenemos es:

$$m^2 + \frac{1}{RC}m + \frac{1}{LC} = 0 \quad \text{EC. 5.2.2.1.14}$$

Y por lo tanto es una ecuación de la forma

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + b_1 \frac{dx}{dt} + b_0 x = 0 \quad \text{EC. 5.2.2.1.15}$$

Con los coeficientes definidos como:

$$b_1 = 2\alpha; \quad b_0 = \omega_n^2; \quad \alpha = \xi\omega_n \quad \text{EC. 5.2.2.1.16}$$

Dónde:

$a \rightarrow$ constante de amortiguamiento

$\omega_n \rightarrow$ velocidad angular no amortiguada del sistema

$\xi \rightarrow$ factor de amortiguamiento relativo al sistema (constante del sobrepaso)

Obteniendo la ecuación:

$$m^2 + 2\alpha m + \omega_n^2 = 0 \quad \text{EC. 5.2.2.1.17}$$

Y por lo tanto para obtener la oscilación natural del sistema ; se resuelve con la ecuación:

$$m_{1,2} = \frac{-2\alpha \pm \sqrt{4\alpha^2 - 4\omega_n^2}}{2} \quad \text{EC. 5.2.2.1.18}$$

Entonces:

$$m_{1,2} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_n^2} \quad \text{EC. 5.2.2.1.19}$$

Sustituyendo $\alpha = \xi\omega_n$; Tenemos:

$$m_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \sqrt{\xi^2\omega_n^2 - \omega_n^2} =$$

$$m_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1} \quad \text{EC. 5.2.2.1.20}$$

1. *Apuntes de Sistemas Dinámicos*. Francisco J. Rodríguez Ramírez. UNAM, Facultad de Ingeniería, División de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Depto. de Ingeniería de Control. 1986

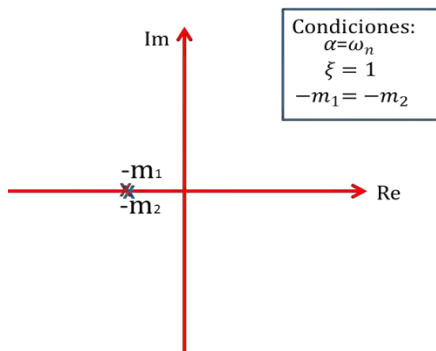


FIGURA 5.6.1.2.1 FRECUENCIAS NATURALES EN EL PLANO COMPLEJO

Las raíces representan las frecuencias naturales y estas son enteras e iguales; por lo tanto, el comportamiento para un sistema de segundo orden se considera como críticamente amortiguado¹. Considerando la EC. 5.2.2.1.19; α Debe ser igual a ω_n y el valor asociado a $\xi = 1$

En la FIGURA 5.6.1.2.1. Representamos las frecuencias naturales del sistema en un plano complejo.

Donde la respuesta al sistema está dada por la ecuación y corresponde a la gráfica mostrada en la FIGURA 5.6.1.2.2

$$x(t) = (K_1 + K_2 t)e^{-mt}$$

EC. 5.2.2.1.21

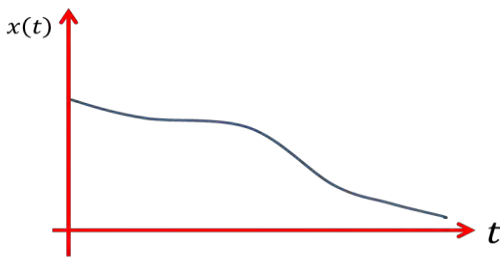


FIGURA 5.6.1.2.2 COMPORTAMIENTO CRÍTICAMENTE AMORTIGUADO

En este caso particular tenemos que; los coeficientes definidos en EC. 5.2.2.1.20 Y de acuerdo a la ecuación característica:

$$b_1 = 2\alpha = \frac{1}{RC} ; \text{ entonces } \alpha = \frac{1}{2RC}$$

$$b_0 = \omega_n^2 = \frac{1}{LC}$$

EC. 5.2.2.1.22

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

$\alpha = \xi \omega_n$; entonces

$$\xi = \frac{\alpha}{\omega_n} = \left(\frac{1}{2RC}\right) / \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

EC. 5.2.2.1.23

Se contempla un circuito de protección conformado por un amortiguador de encendido y una celda ZCS tipo L de media onda; de acuerdo a la configuración mostrada en la FIGURA 5.6.1.2.3

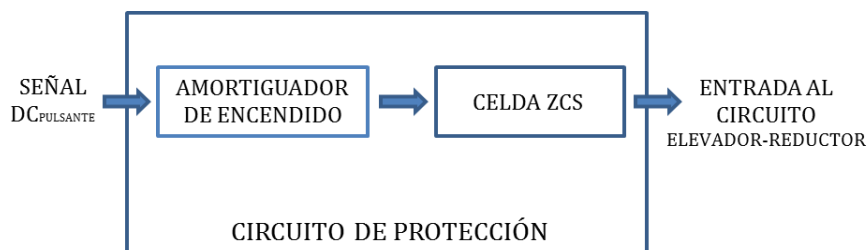


FIGURA 5.6.1.2.3 CIRCUITO DE PROTECCIÓN PROPUESTO

1. **Apuntes de Sistemas Dinámicos.** Francisco J. Rodríguez Ramírez. UNAM, Facultad de Ingeniería, División de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Depto. de Ingeniería de Control. 1986

Para tal efecto se deben calcular la potencia y eficiencia del circuito, refiriéndose a las secciones 5.2.2.2 y 5.2.2.3 de este capítulo.

5.2.2.2 CÁLCULO Y ACONDICIONAMIENTO DE SNUBBERS DE APAGADO LOS TRANSISTORES DE POTENCIA

Es un circuito que se colocó en paralelo a los transistores de los convertidores elevadores; el cual absorbe la energía que disiparían dichos transistores, transfiriendo la energía a la resistencia del circuito de la FIGURA 5.2.2.2.1; de forma que amortigua la corriente mediante la bobina y el voltaje mediante el capacitor; en el transistor; a diferencia de las celdas ZCS y ZVS que se encargan de modificar los puntos de cruce del voltaje y la corriente en la conmutación del transistor para evitar gasto innecesario de energía y proteger la vida del transistor^{1,2}.

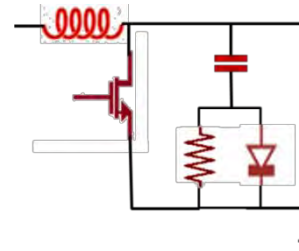


FIGURA 5.2.2.2.1 AMORTIGUADOR DE APAGADO

El mínimo voltaje (V_{DCmin}) en el transistor en los periodos de encendido será el 80% de la mitad del periodo y por lo tanto hay un pulso para cada medio periodo y el ciclo de trabajo de los pulsos es 0.8 al mínimo voltaje de V_{DC}

La potencia de entrada en V_{DC} donde la corriente promedio de los periodos de voltaje, el cual es 0.8 de I_{ptf} y asumiendo un 80% de eficiencia quedaría como:

$$P_S = 0.8 P_e \quad \text{ó} \quad P_e = 1.25 P_S = V_{DC} 3.13 I_{ptf} \quad \text{EC. 5.2.2.2.3}$$

$$P_e = 1.25 P_S = V_{DCmin} 0.81 I_{ptf} = (45[V])(0.81)(137m[A]) = 4.994[W] \quad \text{EC. 5.2.2.2.4}$$

Entonces:

$$I_{ptf} = 1.56 \frac{P_S}{V_{DCmin}} \quad \text{5.2.2.2.5}$$

Dónde:

$I_{ptf} \rightarrow$ Corriente tope promedio

Se selecciona una constante de tiempo de tres veces igual al tiempo de encendido mínimo; de tal forma que el capacitor sea lo suficientemente grande para que el voltaje de subida en el colector sea lo más lento posible.

$$T_{On} = \frac{V_0 T}{V_{DC}} = \frac{(35.1[V])(3.03 \times 10^{-5}[s])}{45[V]} = \frac{1.064 \times 10^{-3}[s]}{45} = 2.36 \times 10^{-5}[s]$$

1. **Switching Power, Supply Design.** Abraham I. Pressman. McGraw-Hill, Inc. 1991.
2. **Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones.** Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

Si consideramos el tiempo de descarga t_f es del 8%; entonces:

$$t_f = \frac{2.36 \times 10^{-5} [s] * 8}{100} = 1.888 \times 10^{-6} [s]$$

$$t_{onmin} = T_{On} - t_f = 2.36 \times 10^{-5} [s] - 1.888 \times 10^{-6} [s] = 2.1712 \times 10^{-5} [s]$$

$$C_1 = \frac{I_p}{2} \frac{t_f}{2V_{DC}} \frac{137m[A]}{2} \frac{1.888 \times 10^{-6} [s]}{2 * 45[W]} = 0.0685 [A] * 2.098 \times 10^{-6} [s/W] = 1.44 \times 10^{-9} [F]$$

Usamos $t_{onmin} = 3R_1C_1$; para calcular el valor de la resistencia

Dónde:

$R_1 \rightarrow$ Resistencia

$C_1 \rightarrow$ Capacitor

$t_{onmin} \rightarrow$ Tiempo minimo de encendido

$I_p \rightarrow$ Corriente promedio

$t_f \rightarrow$ Potencia de salida

$$R_1 = \frac{t_{onmin}}{3C_1} = \frac{2.1712 \times 10^{-5} [s]}{3 * 1.44 \times 10^{-9} [F]} = 5025.93 [\Omega]$$

$$PD_{R1} = \frac{0.5C_1(2V_{DC})^2}{T} = \frac{0.5 * (1.44 \times 10^{-9} [F])(2 * 35.1 [V])^2}{3.03 \times 10^{-5} [s]} = \frac{(7.2 \times 10^{-10})(4928.04)}{3.03 \times 10^{-5}} =$$

$$= \frac{3.548 \times 10^{-6}}{3.03 \times 10^{-5}} = 117.10 \times 10^{-3}$$

Dónde:

$PD_{R1} \rightarrow$ Potencia de disipación de la resistencia

$V_{DC} \rightarrow$ Voltaje DC pulsante

$C_1 \rightarrow$ capacitor utilizado

Considerando corriente mitad de la corriente pico y dos veces el voltaje del manejo del capacitor

La disipación del transistor durante el intervalo t_f

$$PD_{Q1} = \frac{(I_p/2)(2V_{DC})t_f}{6T} = \frac{\left(\frac{137m[A]}{2}\right) * 2 * 35.1 [V] * 1.888 \times 10^{-6} [s]}{6 * 3.03 \times 10^{-5} [s]}$$

$$= \frac{0.0685 [A] * 1.3254 \times 10^{-4} [V]}{1.818 \times 10^{-4} [s]} = \frac{9.0790 \times 10^{-6} [A][V]}{1.818 \times 10^{-4}} = 49.938 \times 10^{-3} [W]$$

Dónde:

$PD_{Q1} \rightarrow$ Potencia de disipación en el transistor sobre el periodo T

$t_f \rightarrow$ tiempo de bajada de la corriente

5.2.2.3 CÁLCULO Y ACONDICIONAMIENTO DE CELDAS ZCS (ZERO CURRENT SWITCHING), EN LOS TRANSISTORES DE POTENCIA

Para el cálculo de las celdas ZCS tipo L de un circuito Buck se utilizan los siguientes parámetros normalizados¹:

$$\text{Ganancia de Voltaje} \quad M = \frac{V_s}{V_e} \quad \text{EC. 5.2.2.3}$$

$$\text{Carga} \quad Q = \frac{R_s}{Z_s} \quad \text{EC. 5.2.2.4}$$

$$\text{Corriente de salida} \quad I_s = \frac{V_s}{R_s} \quad \text{EC. 5.2.2.5}$$

$$\text{Frecuencia de switcheo} \quad f_0 = \frac{f_s}{f_{ns}} \quad \text{EC. 5.2.2.6}$$

Tomando en consideración $V_e = 45[V]$; $V_s = 35.1[V]$; $I_s = 685m[A]$ y $f_s = 33kHz$

$$M = \frac{V_s}{V_e} = \frac{35.1[V]}{45[V]} = 0.78$$

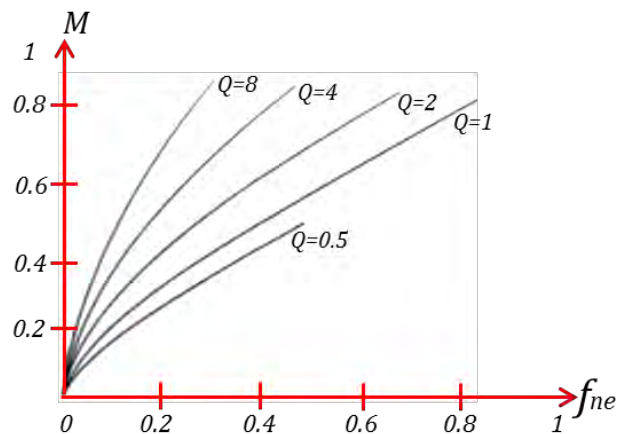


FIGURA 5.2.2.3.1 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE M CONTRA f_{ne} DE UN ZCS CON CONVERTIDOR BUCK. POWER ELECTRONICS CIRCUITS. ISSA BATARSEH. JOHN WILEY & SONS, INC. 2004.

El resultado se aproxima a la curva donde $Q_1 = 12$

$$R_s = \frac{V_s}{I_s} = \frac{35.1[V]}{685m[A]} = 51.241[\Omega]$$

$$Z_s = \frac{R_s}{Q} = \frac{51.241[\Omega]}{12} = 4.27[\Omega] \quad 6.4$$

$$f_0 = \frac{f_s}{f_{ne}} = \frac{33k[Hz]}{0.1} = 330000[Hz]$$

$$\omega_s = 2\pi f_0 = 2 * \pi * 330000[Hz] = 2073451.151[Hz]$$

$$L = \frac{Z_s}{\omega_s} = \frac{4.27[\Omega]}{2073451.151[Hz]} = 2.06 \times 10^{-6} = 2.06 \mu[H]$$

$$C = \frac{1}{Z_s \omega_s} = \frac{1}{(4.27[\Omega]) * (2073451.151[Hz])} = 112.92 \times 10^{-9}[F] = 112.92 n[F]$$

Para el cálculo de las celdas ZCS tipo L de un circuito Boost se utilizan los siguientes parámetros normalizados¹:

Ganancia de Voltaje $M = \frac{V_s}{V_e}$ *EC. 5.2.2.3*

Frecuencia de resonancia $f_0 = \frac{f_s}{f_{ns}}$ *EC. 5.2.2.6*

Tomando en consideración $V_e = 35.1[V]$; $V_s = 160[V]$; $I_s = 137m[A]$ y $f_s = 33kHz$

$$P_s = 160[V] * 137m[A] = 21.92[W]$$

$$M = \frac{V_s}{V_e} = \frac{160[V]}{35.1[V]} = 4.56$$

De la FIGURA 5.2.2.3.2 El resultado se aproxima a la curva donde $Q_1 = 20$; Entonces:

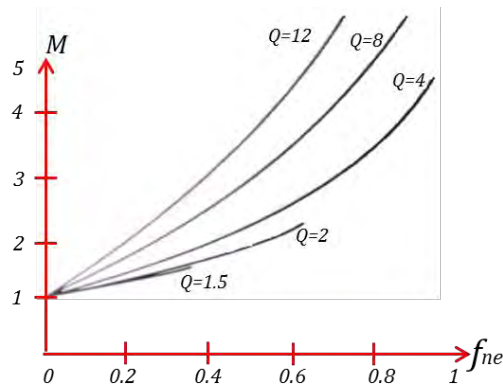


FIGURA 5.2.2.3.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE M CONTRA f_{ne} DE UN ZCS CON CONVERTIDOR BOOST. POWER ELECTRONICS CIRCUITS. ISSA BATARSEH. JOHN WILEY & SONS, INC. 2004.

$$f_0 = \frac{33kHz}{0.1} = 330000[Hz] = 330k[Hz]$$

$$R_{sBS} = \frac{V_s^2}{P_s} = \frac{160[V]^2}{21.92[W]} = \frac{25600}{21.92} = 1168[\Omega]$$

$$Z_s = \frac{R_s}{Q} = \frac{1168[\Omega]}{20} = 58.4[\Omega]$$

$$\omega_s = 2\pi f_0 = 2 * \pi * 330000[Hz] = 2073451.151[Hz]$$

$$L = \frac{Z_s}{\omega_s} = \frac{58.4[\Omega]}{2073451.151[\text{Hz}]} = 28.166 \times 10^{-6} = 28.166 \mu\text{H}$$

$$C = \frac{1}{Z_s \omega_s} = \frac{1}{(58.4[\Omega]) * (2073451.151[\text{Hz}])} = \frac{1}{121089547.2} = 8.26 \times 10^{-9} = 5.95 \text{ nF}$$

5.2.2.4 EFICIENCIA Y POTENCIA DE LA FUENTE

De acuerdo a la configuración propuesta tenemos:

Potencia de los transistores en el reductor

Considerando $I_0 = I_{sbuck} = I_{eBOOST}$ y el voltaje promedio de entrada $V_{DC} = V_{ebuck} = 45[\text{V}]$ y una frecuencia de $f = 33\text{kHz}$ y $V_{sbuck} = V_0$

De la EC. 4.2.1.1 obtenemos la ecuación para obtener el voltaje promedio de salida; donde $k = 0.78$ y $I_{eBOOST} = 685\text{m}[A]$ la obtenida de la TABLA 5.2.1.1.3

$$V_{sbuck} = kV_{ebuck} = (0.78)45[\text{V}] = 35.1[\text{V}]$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{33\text{kHz}} = 3.03 \times 10^{-5}$$

$$T_{on} = \frac{V_0 T}{V_{DC}} = \frac{(35.1[\text{V}]) (3.03 \times 10^{-5}(\text{s}))}{45[\text{V}]} = \frac{1.064 \times 10^{-3}}{45} = 2.36 \times 10^{-5}(\text{s})$$

Si $T_{on} + T_r = T = ;$ entonces: $T_r = T - T_{on} = 3.03 \times 10^{-5} - 2.36 \times 10^{-5}(\text{s}) = 6.67 \times 10^{-6}(\text{s})$

Para obtener la Potencia y eficiencia en DC; partimos de la EC. 4.2.1.12 y de la EC. 4.2.1.13, respectivamente; entonces:

$$P_{DC} = 1[V]I_0 = (1[V])(685\text{m}[A]) = (1[V])(685 \times 10^{-3}[A]) = 685 \times 10^{-3}(W)$$

$$Eficiencia_{DC} = \frac{V_0}{V_0 + 1[V]} = \frac{35.1[V]}{35.1[V] + 1[V]} = 0.972$$

Potencia de pérdidas por conducción debido al transistor y al diodo en AC;

Se considera $T_{on} = T_{off} = T_s$

$$P_{AC} = \frac{(V_{DC} I_0 T_s)}{3T} = \frac{(45[V] * 685\text{m}[A] * 2.36 \times 10^{-5}(\text{s}))}{3 * 3.03 \times 10^{-5}} = 8.01 [W]$$

$$Eficiencia_{DC+AC} = \frac{V_0}{V_0 + 1 + \frac{(V_{DC} T_s)}{3T}} =$$

$$= \frac{35.1[V]}{35.1[V] + 1 + \left(\frac{45[V] * 2.36 \times 10^{-5}(s)}{3 * 3.03 \times 10^{-5}} \right)} = 0.735$$

Perdidas por conmutación de encendido:

$$T_{cr} = T_{vf} = T_s$$

$$P(T_{On}) = V_{DC} I_0 (T_s / T) = (45[V] * 685m[A]) * (3.03 \times 10^{-5}(s) / 2.36 \times 10^{-5}(s)) = 24.04[W]$$

Perdidas por conmutación de apagado:

$$T_{vr} = T_{cf} = T_s$$

$$P(T_{Off}) = V_{DC} I_0 (T_s / T) = 24.04[W]$$

Perdidas de potencia AC en T(off)

$$P_{AC} = 2V_{DC} I_0 \frac{T_s}{T} = 2 * P(T_{Off}) = 2 * 24.04[W] = 48.08 [W]$$

Potencia total

$$P_t = P_{DC} + P_{AC} = 685 \times 10^{-3}(W) + 48.08 [W] = 48.765[W]$$

Eficiencia total

$$Eficiencia_t = \frac{V_0}{V_0 + 1 + 2V_{DC} I_0 (T_s / T)} = \frac{35.1[V]}{35.1[V] + 1 + 48.08 [W]} = 0.42$$

Para el inductor:

$$L = \frac{(V_{DC} - V_0) T_{On}}{0.2 I_{On}} = \frac{(45[V] - 35.1[V]) (2.36 \times 10^{-5}[s])}{0.2 (137m[A])} = \frac{2.3364 \times 10^{-4}}{0.0274} = 8.527 \times 10^{-3}$$

Para el capacitor:

$$\text{Si } V_s = 160 [V]; I_{On} = 137m[A]; \text{ entonces } R_s = 1167[\Omega]$$

$$C_s = \frac{6 \times 10^{-6}}{1167[\Omega]} = 5.57 \times 10^{-8}$$

Potencia de los transistores en el elevador

Se considera lo siguiente:

$i_p = I_0 = I_{sBOOST} = 137m[A]$ y el voltaje promedio de entrada $V_{DC} = V_{sbuck} = 35.12[V]$ y una frecuencia de $f = 33kHz$; $V_{sBOOST} = V_0 = 160[V]$ y $L = 560\mu[Henry]$

Donde $k = 0.78$ y $I_{eBOOST} = 685m[A]$ la obtenida de la TABLA 5.2.1.1.3

$$V_{sbuck} = kV_{ebuck} = (0.78)45[V] = 35.1[V]$$

$i_p = 137m[A]$ De corriente nominal $L = 560\mu[Henry]$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{33k[Hz]} = 3.03 \times 10^{-5}$$

$$T_{on} = \frac{V_0 T}{V_{DC}} = \frac{(35.1[V])(3.03 \times 10^{-5}[s])}{45[V]} = \frac{1.064 \times 10^{-3}}{45} = 2.36 \times 10^{-5}[s]$$

Si $T_{on} + T_r = T =$; entonces: $T_r = T - T_{on} = 3.03 \times 10^{-5} - 2.36 \times 10^{-5}[s] = 6.67 \times 10^{-6}[s]$

Para obtener la energía almacenada en la bobina y potencia en DC; partimos de la EC. 4.2.2.10 y de la EC. 4.2.2.11, respectivamente; entonces:

$$E = 0.5 L_1 (I_p)^2 = 0.5(560\mu[Henry])(137m[A])^2 = 5.25531 \times 10^{-6}$$

Potencia en DC

$$P_{DC} = V_{DC} \frac{I_p T_r}{2 T} = 35.1[V] \frac{137m[A] \cdot 6.67 \times 10^{-6}(s)}{2 \cdot (3.03 \times 10^{-5}(s))} = 35.12[V] \frac{9.138 \times 10^{-7}}{6.06 \times 10^{-5}}$$

$$= 35.1[V] * 15.08 \times 10^{-3}[A] = 529.28 \times 10^{-3}[W]$$

Potencia total

$$P_L = \frac{1/2 L_1 (I_p)^2}{T} = \frac{E}{T} = \frac{5.25531 \times 10^{-6}}{3.03 \times 10^{-5}} = 173.44 \times 10^{-3} [W]$$

$$P_t = P_L + P_{DC} = 173.44 \times 10^{-3} [W] + 529.28 \times 10^{-3} [W] = 702.72 \times 10^{-3} [W]$$

Cabe aclarar que los valores calculados utilizan un V_{CD} de tal forma que hay una variación con los resultados reales debido a que la señal de entrada real es un V_{CD} pulsante; entonces, los resultados calculados quedan por debajo de los valores reales.

En un regulador lineal al convertir de 48V a 5V su eficiencia está dada por:

$$\eta = \frac{V_0}{V_{DCmax}} = \frac{5}{48} = 0.1111;$$

Quiere decir que tenemos 11%; como eficiencia de dicho regulador.

5.3 MÓDULO DE CONTROL

La elección del microcontrolador; implica que sus características sean las necesarias para desarrollar la aplicación correspondiente que en este caso, es el Microcontrolador (PIC 12f683), cubre debido a lo siguiente:

Características internas: Un convertidor D/A; memoria interna; frecuencia del oscilador interno; frecuencia de muestreo; entre otras.

Características físicas: Actualmente las soluciones electrónicas tienden a ser más eficientes y más pequeñas; de tal forma que el análisis de necesidades nos indica que solo se requiere de un convertidor A/D, no hay necesidad de utilizar un oscilador externo que requeriría de dos pines, un puerto digital de salida; de forma que un microcontrolador con 8 pines es más que suficiente.

Características económicas: Las soluciones electrónicas como el caso de las fuentes de alimentación; son sistemas que se deben producir en serie y con bajo costos; de tal forma que se busca que los componentes sean más pequeños, más eficientes y más económicos.

Este módulo está implementado con dos Microcontroladores (PIC 12f683); que funcionan internamente bajo una arquitectura Harvard (FIGURA 5.3.1)

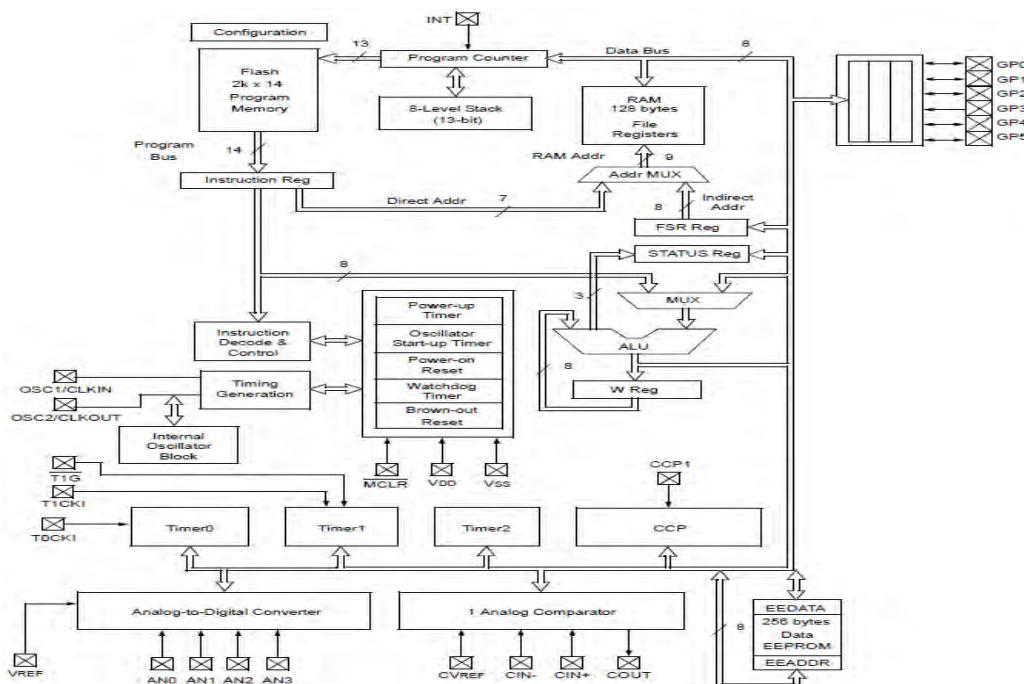


FIGURA 5.3.1 ARQUITECTURA DEL PIC 12F683. DATASHEET PIC 12F683

Los microcontroladores forman una arquitectura paralela de bus compartido; programada en lenguaje ensamblador; cada microcontrolador contiene un programa que funcionará de acuerdo al semiciclo en el que trabaje la fuente.

La selección del lenguaje ensamblador para el desarrollo de esta aplicación se debe a que:

- Permite escribir códigos de fácil comprensión, esenciales y exactos; por lo tanto debido a su brevedad, concisión y precisión son más pequeños.

- Ya que para escribir en ensamblador es necesario conocer a detalle la arquitectura interna del microcontrolador (FIGURA 5.3.1), el set de instrucciones, los registros y su funcionamiento interno; de esta forma se controla con precisión la operación del microcontrolador.
- Es ideal para aplicaciones profesionales; sobre todo para escribir controles para interfaces de periféricos o para escribir rutinas altamente optimizadas que requieren velocidad, tamaño reducido y/o precisión en las operaciones.
- Un código escrito en ensamblador para una determinada aplicación, ocupa menos memoria que si fuera escrito en lenguaje C.

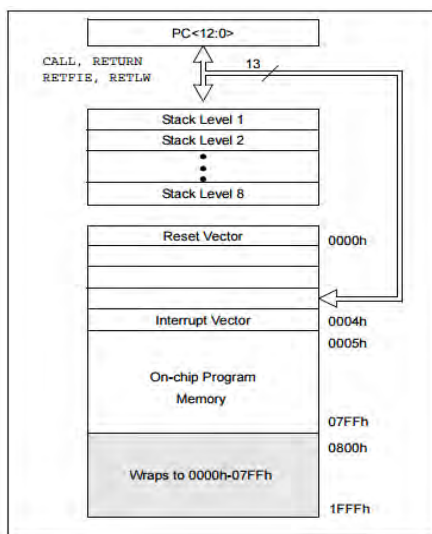


FIGURA 5.3.2. MAPA DE MEMORIA DEL PIC 12F683. 3.DATASHEET PIC 12F683

De acuerdo a la arquitectura del microcontrolador los programas serán almacenados en la memoria del microcontrolador (FIGURA 5.3.2); por lo que no se requiere de módulos externos de memoria; de tal forma que cada PIC está encargado de realizar en su semiciclo de funcionamiento, las siguientes acciones:

- Supervisión de la línea (sensado)
- Muestreo de la señal de entrada
- Modula vectorialmente
- Modula por ancho de pulso
- Modula por desplazamiento de pulso

La integración de todas estas acciones se realiza por medio de un Módulo de Control Difuso del que se hablara posteriormente.

Supervisión de la línea (sensado)

Eléctricamente el circuito lleva un divisor para reducir los voltajes de la línea, que entran al convertidor A/D del microcontrolador 12f683. En la FIGURA 5.3.3 se muestra un diagrama a bloques del convertidor A/D.

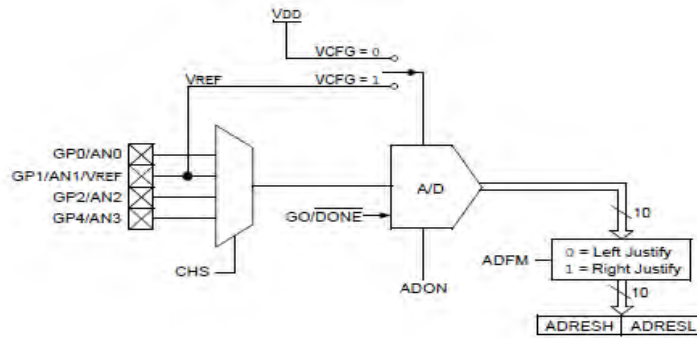


FIGURA 5.3.3 DIAGRAMA A BLOQUES DEL CONVERTIDOR A/D. 3.Datasheet PIC 12F683

La FIGURA 5.3.4 refiere a los ciclos de reloj del convertidor A/D que requiere el dispositivo de acuerdo a la frecuencia de operación del microcontrolador. La rutina de Supervisión de la línea (sensado) del convertidor A/D; configura y prepara el convertidor para la adquisición de las muestras con una frecuencia de adquisición en este caso se utiliza: FOSC 32.

TABLE 9-1: ADC CLOCK PERIOD (T_{AD}) Vs. DEVICE OPERATING FREQUENCIES (VDD ≥ 3.0V)

ADC Clock Period (T _{AD})		Device Frequency (FOSC)			
ADC Clock Source	ADCS<2:0>	20 MHz	8 MHz	4 MHz	1 MHz
FOSC/2	000	100 ns ⁽²⁾	250 ns ⁽²⁾	500 ns ⁽²⁾	2.0 μs
FOSC/4	100	200 ns ⁽²⁾	500 ns ⁽²⁾	1.0 μs ⁽²⁾	4.0 μs
FOSC/8	001	400 ns ⁽²⁾	1.0 μs ⁽²⁾	2.0 μs	8.0 μs ⁽³⁾
FOSC/16	101	800 ns ⁽²⁾	2.0 μs	4.0 μs	16.0 μs ⁽³⁾
FOSC/32	010	1.6 μs	4.0 μs	8.0 μs ⁽³⁾	32.0 μs ⁽³⁾
FOSC/64	110	3.2 μs	8.0 μs ⁽³⁾	16.0 μs ⁽³⁾	64.0 μs ⁽³⁾
FRC	x11	2-6 μs ^(1,4)	2-6 μs ^(1,4)	2-6 μs ^(1,4)	2-6 μs ^(1,4)

- Legend: Shaded cells are outside of recommended range.
- Note 1: The FRC source has a typical T_{AD} time of 4 μs for VDD > 3.0V.
- Note 2: These values violate the minimum required T_{AD} time.
- Note 3: For faster conversion times, the selection of another clock source is recommended.
- Note 4: When the device frequency is greater than 1 MHz, the FRC clock source is only recommended if the conversion will be performed during Sleep.

FIGURE 9-2: ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION T_{AD} CYCLES

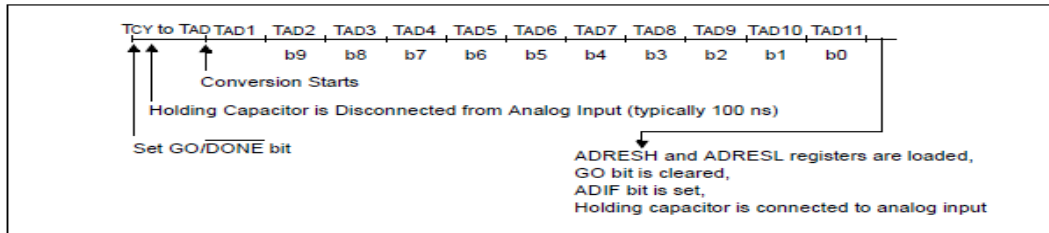


FIGURA 5.3.4 CICLOS DE RELOJ DEL CONVERTIDOR A/D. FRECUENCIA DE OPERACIÓN DEL MICROCONTROLADOR. DATASHEET PIC 12F683

En la FIGURA 5.3.5 se muestra diagrama de la rutina de supervisión (sensado).

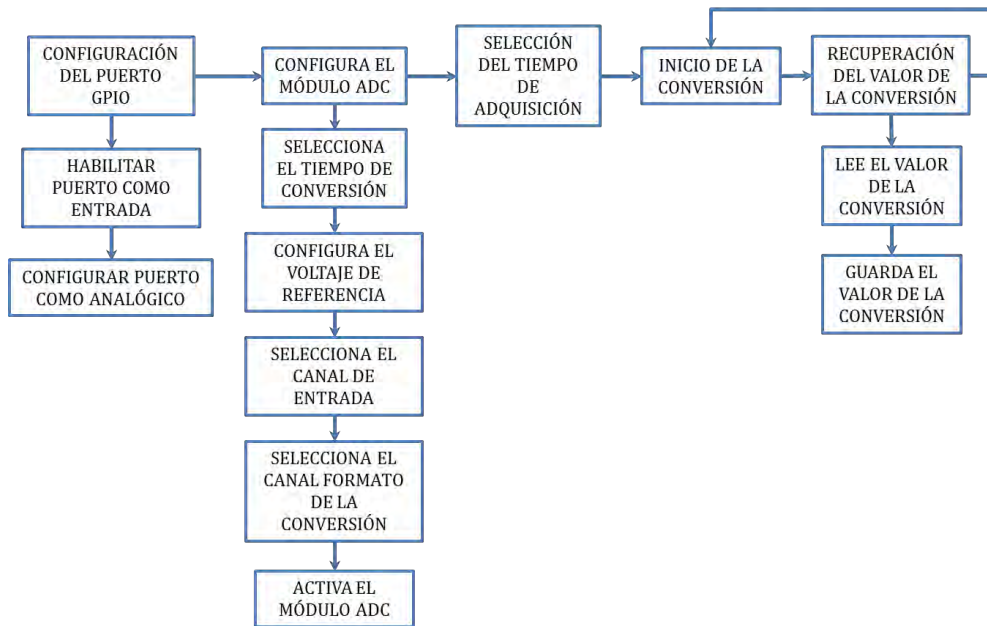


FIGURA 5.3.5 DIAGRAMA DE LA RUTINA DE SUPERVISIÓN DEL PROGRAMA PARA LA FUENTE AC/DC PROPUESTA

Muestreo

La señal de entrada es muestreada (FIGURA 5.3.6), por lo que se asigna un vector a cada muestra de acuerdo a lo siguiente:

$$T_e = \frac{1}{f} = \frac{1}{60[\text{Hz}]} = 0.0166666 = 16.66[\text{ms}] \quad \text{EC. 5.3.1}$$

Dónde:

$T_e \rightarrow$ Periodo de la señal de AC

$$T_{pul} = \frac{T_e}{2} = \frac{16.66[\text{ms}]}{2} \quad \text{EC. 5.3.2}$$

$$= 8.33[\text{ms}]$$

Dónde:

$T_e \rightarrow$ Periodo de cada semiciclo la señal DC pulsante

$$T_m = \frac{1}{f} = \frac{1}{33\text{k}[\text{Hz}]} = \frac{1}{33000[\text{Hz}]} \quad \text{EC. 5.3.3}$$

$$= 3.0303030303 \times E^{-5} [\mu\text{s}]$$

Dónde:

$T_m \rightarrow$ Periodo de la señal del muestreo

$$N_m = \frac{T_{pul}}{T_m} = \frac{8.33[\text{ms}]}{3.0303030303 \times E^{-5} [\mu\text{s}]} = 274.89 [\text{muestras}] \quad \text{EC. 5.3.4}$$

Dónde:

$N_m \rightarrow$ numero de muestras

Por lo tanto el número de muestras posibles en cada semiciclo es de 274

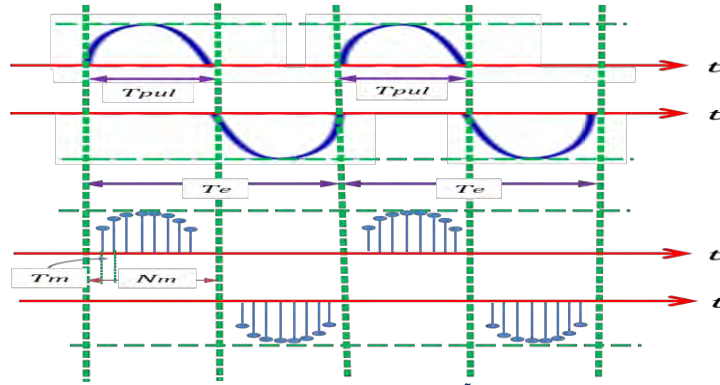


FIGURA 5.3.6 MUESTREO DE LA SEÑAL PULSANTE

Modulador vectorial

La modulación vectorial consiste en segmentar la línea (señal de entrada); en la FIGURA 5.3.7 pueden observarse los vectores que se obtienen en base al ángulo de acuerdo al nivel de voltaje en cada semiciclo, así como los diferentes ancho y posición de pulso correspondientes a cada nivel de voltaje; donde el periodo T es el mismo y el ancho de pulso está limitado por el número de muestras posibles en un semiciclo.

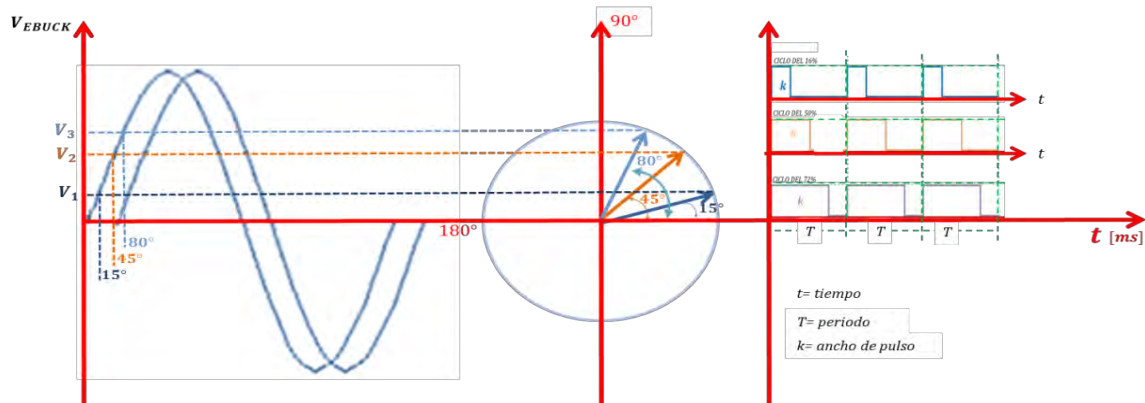


FIGURA 5.3.7 GENERACIÓN DE ANCHOS DE PULSO

La modulación vectorial se realiza estableciendo 32 celdas virtuales en cuatro cuadrantes que corresponden a 32 vectores asociados, como se puede ver en la figura.

Tomando en consideración que los cuadrantes I y II corresponden al semiciclo positivo; los cuadrantes III y IV al semiciclo negativo, de la señal de alterna. La modulación establece la asociación de los vectores y la selección de cada uno de ellos en el tiempo correspondiente al voltaje de entrada (FIGURA 5.3.8). Correspondiendo a los valores entregados en la TABLA 5.2.1.1.2, donde cada posición del vector corresponde a un valor en voltaje.

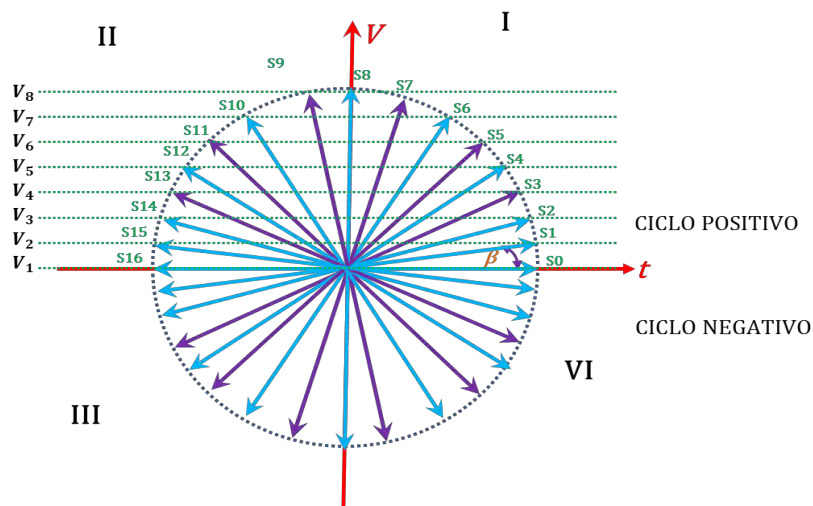


FIGURA 5.3.8 VECTORES VIRTUALES

En el programa del microcontrolador PIC 12f683, se asignan las celdas virtuales que se muestran en la TABLA 5.2.1.6.2; de acuerdo al número de celdas de conmutación seleccionadas¹.

Se asignan 16 vectores por semiciclo y a cada uno de estos se le asocia un voltaje, el cual se calculó y se visualiza en las TABLAS 5.2.1.1.3, 5.2.1.1.4, 5.2.1.1.5, 5.2.1.1.6, 5.2.1.1.7, 5.2.1.1.8; Correspondientes a los voltajes máximos en un semiciclo.

TABLA 5.2.1.6.2 VECTORES VIRTUALES CODIFICADOS

VECTOR	BINARIO								HEXA	
	7	6	5	4	3	2	1	0		
S ₁ =	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
S ₂ =	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
S ₃ =	0	0	0	0	0	0	1	0	0	2
S ₄ =	0	0	0	0	0	0	1	1	0	3
S ₅ =	0	0	0	0	0	1	0	0	0	4
S ₆ =	0	0	0	0	0	1	0	1	0	5
S ₇ =	0	0	0	0	0	1	1	0	0	6
S ₈ =	0	0	0	0	0	1	1	1	0	7
S ₉ =	0	0	0	0	1	0	0	0	0	8
S ₁₀ =	0	0	0	0	1	0	0	1	0	9
S ₁₁ =	0	0	0	0	1	0	1	0	0	A
S ₁₂ =	0	0	0	0	1	0	1	1	0	B
S ₁₃ =	0	0	0	0	1	1	0	0	0	C
S ₁₄ =	0	0	0	0	1	1	0	1	0	D
S ₁₅ =	0	0	0	0	1	1	1	0	0	E
S ₁₆ =	0	0	0	0	1	1	1	1	0	F

Modulador por ancho de pulso (PWM)

La fuente de alimentación entrega a la carga una tensión de salida con muy bajo contenido armónico que proviene del modulador por ancho de pulso (PWM).

1. **Puente inversor trifásico.** Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristáin J. José A. Y Aganza T. Alejandro, en la RIEE&C, Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación, Vol. 6 No. 1, Junio 2009. ISSN 1870 - 9532.16

Generación de las señales PWM por medio del microcontrolador

Dado que se requiere que la señal este fuera del espectro audible y el tiempo de operación de los transistores sea el menor posible, para evitar pérdidas por calor; esta condición se da en frecuencias bajas con anchos de pulso grandes o frecuencias muy altas; por tal razón se determina una frecuencia mayor a 21KHz. De esta forma se configura el microcontrolador con las siguientes especificaciones:

- Un oscilador interno de 8 MHz
- Frecuencia de 33KHZ

Como se mencionó con anterioridad, la potencia de salida debe sostenerse ante cualquier variación de la línea; por lo que se establece una salida de:

$$P_{sal} = (V_s)(I_s) = (160 [V])(137 [mA]) = 21,92[W] = 22[W] \quad \text{EC. 5.3.5}$$

La señal de entrada es supervisada constantemente para asignar un valor al ancho de pulso; El aumento o disminución del ancho de pulso depende directamente del ángulo del vector, así como del valor RMS de la línea; cuando la señal de entrada es menor, el ancho de pulso aumenta; en el caso contrario si la señal de entrada es mayor entonces el ancho de pulso se reduce y de esta manera se equilibra el valor de la potencia dando como consecuencia una señal de salida con potencia constante.

El microcontrolador cuenta con un PWM configurable; pero dado que las características que requerimos son diferentes a lo que ofrece esta opción, se realizó un programa que genera el PWM y lo integra a otras rutinas que permiten las otras modulaciones, dentro un programa principal; parte de este proceso puede observarse en el diagrama de la FIGURA 5.3.9

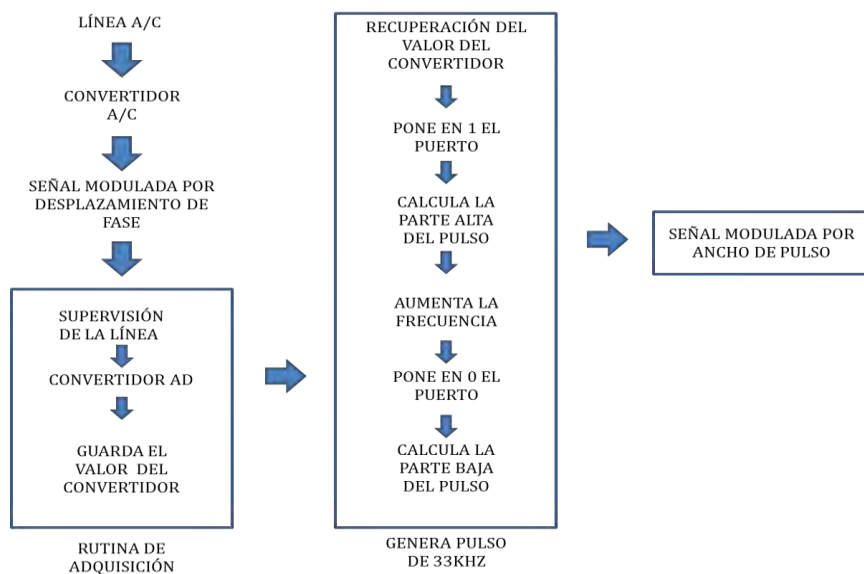


FIGURA 5.3.9 DIAGRAMA DEL PROGRAMA DE MODULACIÓN PWM EN LENGUAJE ENSAMBLADOR

Mientras que las señales moduladas de obtenidas, las podemos observar en la FIGURA 5.3.10 donde las señales a) y b) tienen anchos de pulso diferentes.

a) Señal

b) Señal

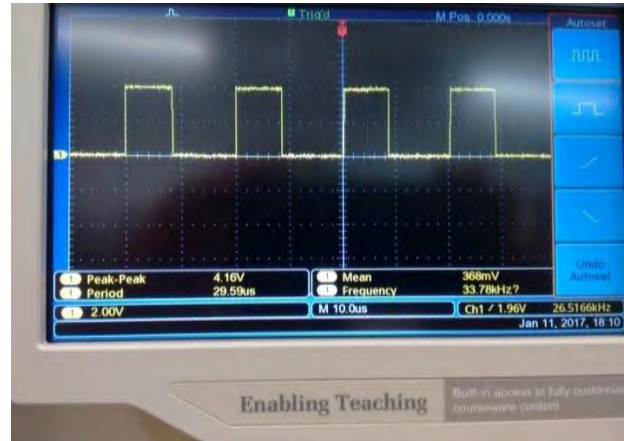
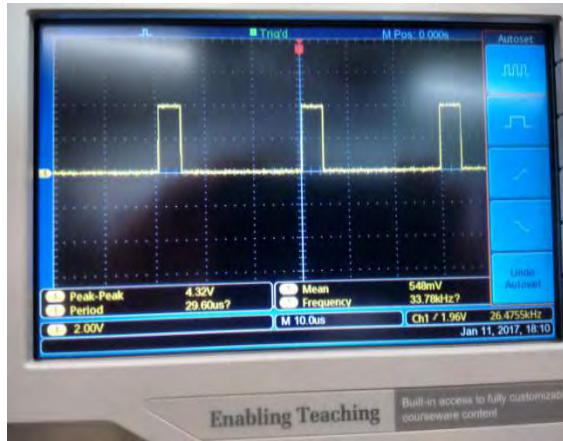


FIGURA 5.3.10 SEÑALES CON ANCHOS DE PULSO DIFERENTES

Conforme a las tablas obtenidas anteriormente, los anchos de pulso (k); y los diferentes voltajes RMS máximos se comparan en la TABLA 5.2.1.6.3; los valores marcados con rojo se ejemplifican en la FIGURA 5.3.11

TABLA 5.2.1.6.3 CONCENTRACION DE LOS VALORES DE K EN LOS DIFERENTES NIVELES DE VOLTAJE POR SEMICICLO

V E C T O R	β	$t[ms]$	$V_{EBUCKmax}$					
			45[V]	55[V]	63.5[V]	110[V]	138.5[V]	150[V]
			ANCHOS DE PULSO (k)					
S1	180°	0	0	1	1	1	1	1
S2	165	6942	1	0,95	0,94	0,90	0,87	0,86
S3	140°	18511	0,96	0,87	0,85	0,77	0,72	0,71
S4	135°	2082	0,89	0,85	0,83	0,74	0,70	0,68
S5	120°	27767	0,88	0,81	0,79	0,69	0,63	0,62
S6	115°	30081	0,84	0,80	0,78	0,67	0,62	0,60
S7	100°	37022	0,83	0,77	0,74	0,62	0,57	0,55
S8	90°	4165	0,8	0,74	0,72	0,59	0,54	0,52
S9	85°	43964	0,78	0,75	0,73	0,61	0,55	0,53
S10	80°	39336	0,79	0,77	0,74	0,62	0,57	0,55
S11	65°	37022	0,8	0,80	0,78	0,67	0,62	0,60
S12	60°	300806	0,83	0,81	0,79	0,69	0,63	0,62
S13	45°	2777	0,84	0,85	0,83	0,74	0,70	0,68
S15	40°	2082	0,88	0,87	0,85	0,77	0,72	0,71
S15	15°	1851	0,89	0,95	0,94	0,90	0,87	0,86
S16	0°	0694	0,96	1	1	1	1	1

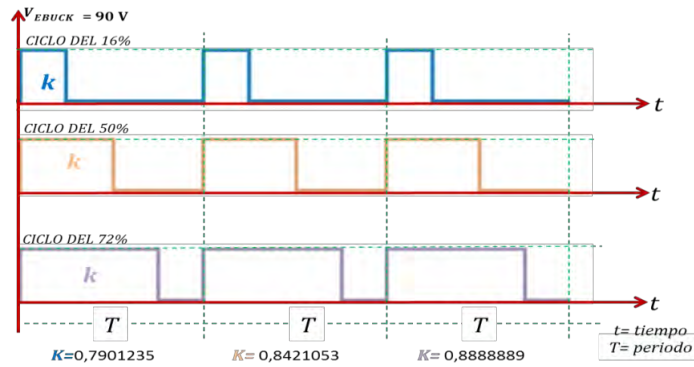


FIGURA 5.3.11 ANCHOS DE PULSO

Modulador por posición de pulso

Esta modulación se encarga de variar la posición del pulso de acuerdo a la posición angular de los vectores asociados dentro del semiciclo como puede apreciarse en la FIGURA 5.3.12

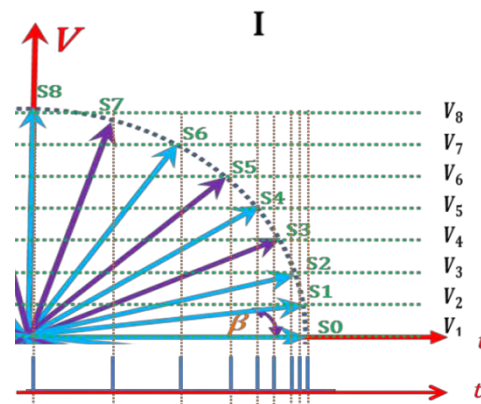


FIGURA 5.3.12 CORRESPONDENCIA ENTRE VECTORES Y EL DESPLAZAMIENTO DE PULSOS

Corrector de factor de potencia

La generación de los anchos de pulso se utiliza para corregir el factor de potencia. Cuando la corriente se abate en algún intervalo del periodo; entonces su señal tiene un porcentaje de distorsión y disminuye el factor de potencia. En la FIGURA 5.3.13 se aprecia la señal de corriente y de voltaje que entrarían a la fuente.

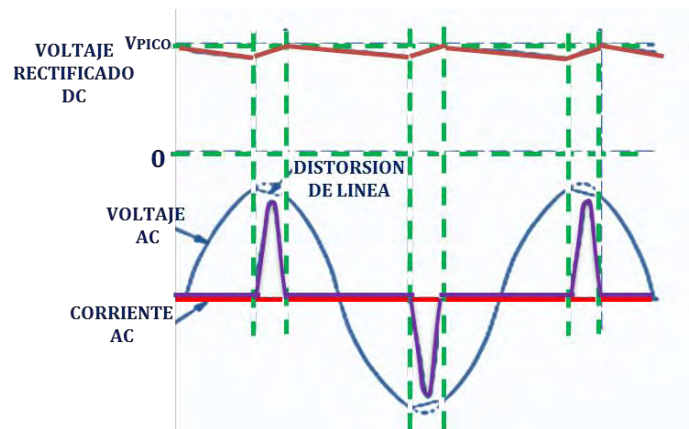


FIGURA 5.3.13 SEÑALES DE ENTRADA DISTORSIONADAS. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. Mc34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

En un intervalo del periodo aunque la línea está suministrando voltaje no hay corriente; la potencia reactiva Q se incrementa por lo tanto se incrementa el ángulo del factor de potencia θ como se puede apreciar en la FIGURA 5.3.13 y en las ecuaciones EC. 2.6.2.2

De acuerdo al teorema de la máxima transferencia de potencia se requiere que el circuito sea visto por la línea; como una carga netamente resistiva de esa manera la potencia de entrada va a ser transferida a la carga, sin pérdidas. Uno de los indicativos es que la señal de la corriente y del voltaje estén en fase; esto se logra cuando la reactancia inductiva del circuito y la reactancia capacitiva son de la misma magnitud pero de sentido contrario, por lo cual el circuito sería netamente resistivo y se vería como si estuviera en condición de resonancia. Para tal fin se requiere tener el máximo nivel de corriente de línea; esto se logra mediante un corto circuito controlado para que se eleve la corriente; utilizando un tren de pulsos modulados por ancho de pulso. Como se indica en la FIGURA 5.3.14

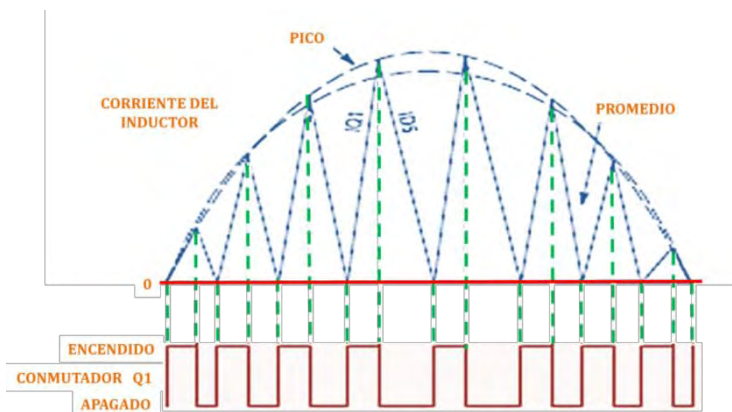


FIGURA 5.3.14 FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR Y EL MOSFET. MOTOROLA ANALOG IC DEVICE DATA. 2007. MANUAL DE DATOS TÉCNICOS. MC34262. CORRECTOR DE FACTOR DE POTENCIA

La señal de voltaje en forma general está dada por:

$$v = V_m \sin(\omega t + \theta)$$

EC. 2.6.1

Dónde θ indica el ángulo de desfase entre la corriente y el voltaje; análogamente la señal de corriente está dada por la siguiente ecuación:

$$i = I_m \sin(\omega t) \quad \text{EC. 2.6.3}$$

En la FIGURA 5.3.15 se muestra el triángulo de potencias asociado al ángulo θ y que posteriormente se calcula mediante la EC. 2.6.2.2

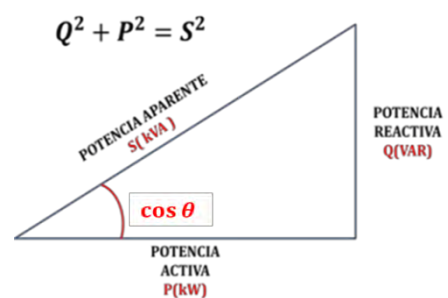


FIGURA 5.3.15 TRIANGULO DE POTENCIAS

$$S = P + Q \quad \text{EC. 2.6.1.10}$$

Se requiere que $Q = 0$; de tal forma que la reactancia inductiva del circuito debe ser igual a la reactancia del circuito capacitivo; para tal efecto la fuente.

$$S = P + jQ_L - jQ_C = P + j(Q_L - Q_C)$$

EC. 2.6.1.11

$$F_p = \frac{\text{potencia activa (P)}}{\text{potencia aparente (S)}}$$

EC. 2.6.2.1

$$\theta = \arctg \frac{Q}{P}$$

EC. 2.6.2.2

Reductor de distorsión armónica

Cuando la señal de AC es utilizada y esta es afectada por la carga; produce una distorsión como se ve en la FIGURA 5.3.16; inciso a) la señal senoidal sin ninguna deformación; FIGURA 5.3.16; inciso b) señal senoidal (primera armónica), quinta y séptima armónica; FIGURA 5.3.16; inciso c) señal distorsionada por las armónicas 5 y 7. La señal, al ser una función periódica en el dominio del tiempo puede ser transformada a señales en el dominio de la frecuencia.

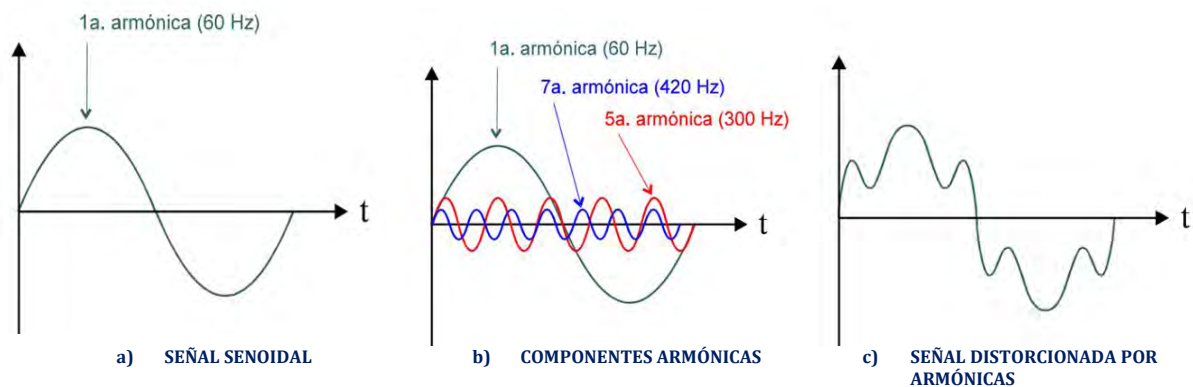


FIGURA 5.3.16 DISTORSIÓN ARMÓNICA. FICHA TÉCNICA. REA00410. .GRUPO ENERTEM. REASA POWER QUALITY. 2010.

Este proceso se realizó utilizando la transformada de Fourier para simplificar el cálculo de un conjunto discreto de amplitudes complejas, llamado coeficientes de las series de Fourier; que representan el espectro de frecuencia de la señal del dominio-tiempo original, como se indica en la FIGURA 5.3.17

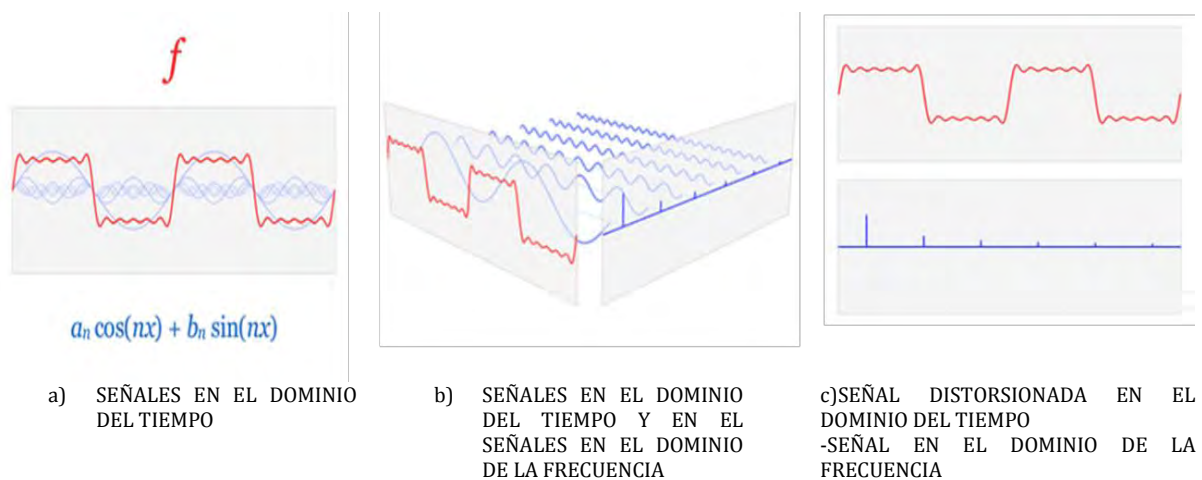


FIGURA 5.3.17. SEÑALES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

En la FIGURA 5.3.17 inciso a) Las señales se encuentran en el dominio del tiempo donde la señal indicada con color rojo es la señal de entrada con distorsión; mientras que las azules corresponden al espectro de frecuencias donde se nota la descomposición de la señal en componentes armónicas.

En la FIGURA 5.3.17 inciso b) se pueden ver los dominios del tiempo y la frecuencia donde cada pulso azul, representa cada una de las señales. Por último en la FIGURA 5.3.17 inciso c) se ven por separado en la parte superior la señal distorsionada por sus armónicas y en la parte azul que corresponde al dominio de la frecuencia, el primer pulso corresponde a la 3era y los pulsos siguientes son los armónicos.

El análisis armónico permite ver que las frecuencias componentes, extendidas para todo el espectro de frecuencia, son representadas como picos en el dominio de la frecuencia. *Un desplazamiento de fase del pulso generado, produce un voltaje de salida; este es un valor RMS de los voltajes de línea a neutro; a partir de:*

$$V_{RMS} = V_e \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad \text{EC. 5.3.6}$$

El voltaje instantáneo de salida, corresponde a:

$$v_{rms} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_e}{n\pi} \sin \frac{n\beta}{2} \cos n \left(\omega t - \frac{\beta}{2} \right) \quad \text{EC. 5.3.7}$$

Donde la componente fundamental está dada por:

$$v_{rms} = \frac{4V_e}{\sqrt{2}} \sin \frac{\beta}{2} \quad \text{EC. 5.3.8}$$

Esto indica que se puede variar al modificar el ángulo de desplazamiento o de retraso (β). La constante β cancela las dimensiones asociadas (armónicos) a las variables obteniendo una exponente adimensional.

En este caso; La señal es descompuesta en 16 vectores angulares; donde cada ángulo asociado al vector se mide como la relación de la longitud de arco de un círculo especificado por un ángulo, cuyo vértice es el centro del círculo con alguna otra longitud. Dicha longitud en este caso tiene que ver con el tiempo del periodo T (La relación longitud/longitud es adimensional).

Cuando se utilizan radianes como unidad, la longitud que se compara es la longitud del radio del círculo y Cuando se usan grados, la longitud del arco se compara con 1/360 de la circunferencia del círculo. En estos términos para definir el ángulo de desplazamiento que permita eliminar la armónica n, lo calculamos de acuerdo a lo siguiente:

$$\sin \frac{n\beta}{2} = 0 \quad \text{EC. 2.2.9.2.1}$$

O bien,

$$\beta = \frac{360^\circ}{n} \quad \text{EC. 2.2.9.2.2}$$

Dónde:

n → Número de armónica que se quiere eliminar

Cálculo realizado para el semiciclo positivo; que se repiten para el semiciclo negativo; estos valores indican en que puntos se va a realizar el desplazamiento del pulso.

3ª Armónica	$n = 3$	$\beta = \left(\frac{360^\circ}{n}\right)/2 = \left(\frac{360^\circ}{3}\right)/2 = \frac{120}{2} = 60^\circ$
5ª Armónica	$n = 5$	$\beta = \left(\frac{360^\circ}{n}\right)/2 = \left(\frac{360^\circ}{5}\right)/2 = \frac{72}{2} = 36^\circ$
7ª Armónica	$n = 7$	$\beta = \left(\frac{360^\circ}{n}\right)/2 = \left(\frac{360^\circ}{7}\right)/2 = \frac{51,429}{2} = 25.7143^\circ$

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 la frecuencia cambia, en tanto se mantenga fija la amplitud, β se mantiene constante y solo se altera el espaciamiento entre las líneas del espectro de frecuencias.

La serie de Fourier del voltaje de salida se puede expresar como:

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} b_n \sin n\omega t \quad \text{EC. 2.2.9.2.3}$$

Dónde:

$$b_n = \frac{4V_s}{\pi} \left[\int_0^{\alpha_1} \sin n\omega t \, d(t) - \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \sin n\omega t \, d(t) - \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{2}} \sin n\omega t \, d(t) \right]$$

$$= \frac{4V_s}{\pi} \frac{[1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2]}{n} \quad \text{EC. 2.2.9.2.4}$$

La ecuación se puede extender hasta m muescas por cada cuarto de onda

$$b_n = \frac{4V_s}{\pi} [1 - 2\cos n\alpha_1 + 2\cos n\alpha_2 - 2\cos n\alpha_3 + 2\cos n\alpha_4 \dots \dots] \quad \text{EC. 2.2.9.2.5}$$

Tercera y quinta armónica se eliminan si $b_3=b_5=0$, Sustituyendo en la EC. 2.2.9.2.4

$$b_3 = \frac{4V_s}{\pi} \frac{[1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2]}{3} = 0 ; \quad b_5 = \frac{4V_s}{\pi} \frac{[1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2]}{5} = 0$$

De ahí que:

$$1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 = 0;$$

$$1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 = 0$$

Despejando α_1 y α_2

$$\alpha_2 = \frac{1}{3} \cos^{-1}(\cos 3\alpha_1 - 0.5) ;$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{5} \cos^{-1}(\cos 5\alpha_1 - 0.5)$$

Al resolver las ecuaciones de forma iterativa se obtiene los ángulos y entonces, la modulación por posición de pulso (PM) permite reducir las armónicas del voltaje de salida.

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.

Módulo de Control Difuso:

La integración de las modulaciones se realiza por medio de un controlador difuso; sus algoritmos controlan la potencia, la disminución de la distorsión armónica y el aumento del factor de potencia.

A continuación se muestra el proceso del módulo de control difuso de acuerdo a la modulación vectorial analizada anteriormente en este capítulo; mediante las siguientes figuras:

- En la FIGURA 5.3.18 se puede ver el plano de las entradas difusas.
- En la FIGURA 5.3.19 se muestra la matriz de inferencias correspondiente al plano de entradas difusas.

- En la FIGURA 5.3.20 observamos el proceso de fusificación.
- En la FIGURA 5.3.21 se puede ver el proceso de defusificación.

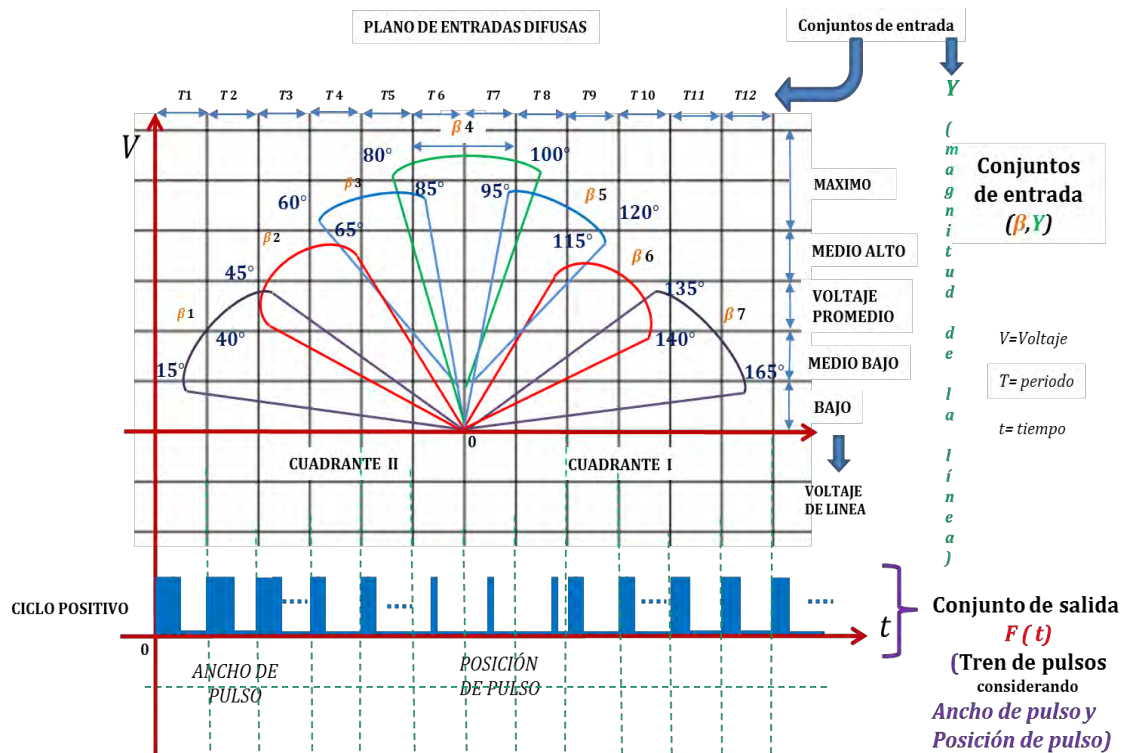


FIGURA 5.3.18 GRÁFICA DE CONJUNTOS DIFUSOS

		Entrada en T											
		T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
y magnitud de la línea	BAJO	β_1	β_1	β_1	β_1	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_1 \beta_2 \beta_3 \beta_4$	$\beta_7 \beta_6 \beta_5 \beta_4$	$\beta_7 \beta_6$	β_7	β_7	β_7	β_7
	MEDIO BAJO	β_1	β_1	β_1	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_2 \beta_3 \beta_4$	$\beta_6 \beta_5 \beta_4$	$\beta_7 \beta_6$	$\beta_7 \beta_6$	$\beta_7 \beta_6$	$\beta_7 \beta_6$	β_7
	VOLTAJE PROMEDIO		β_1	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_1 \beta_2$	$\beta_2 \beta_3$	$\beta_3 \beta_4$	$\beta_5 \beta_4$	$\beta_6 \beta_5$	$\beta_7 \beta_6 \beta_5$	$\beta_7 \beta_6$	β_7	
	MEDIO ALTO			β_2	$\beta_2 \beta_3$	$\beta_2 \beta_3 \beta_4$	$\beta_3 \beta_4$	$\beta_5 \beta_4$	$\beta_6 \beta_5 \beta_4$	$\beta_6 \beta_5$	β_6		
	MAXIMO				β_3	$\beta_3 \beta_4$	$\beta_3 \beta_4$	$\beta_5 \beta_4$	$\beta_5 \beta_4$	β_5			

FIGURA 5.3.19 MATRIZ DE INFERENCIA

El proceso de defusificación nos permite encontrar el momento de inercia

$$I = \frac{(\text{voltaje}) * (\text{centroide en y}) + (\text{tiempo[ms]}) * (\text{centroide en x})}{(\text{voltaje} + \text{tiempo})}$$

$I \rightarrow$ momento de inercia

El resultado nos indica los grados sobre el cual está montado el vector.

Estos valores corresponden al 25% del conjunto difuso llamado voltaje promedio y el 75% del intervalo de tiempo T7.

$$I = \frac{(0.25) * (90^\circ) + (0.25) * (107.5^\circ)}{(0.25 + 0.25)} = 98.75^\circ$$

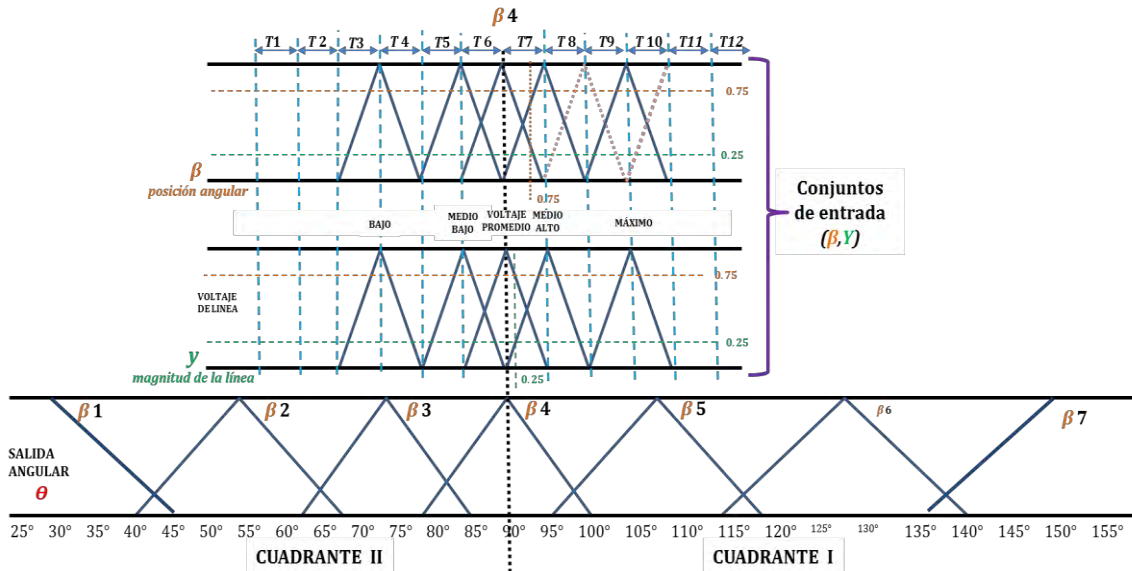


FIGURA 5.3.20 FUSIFICACIÓN

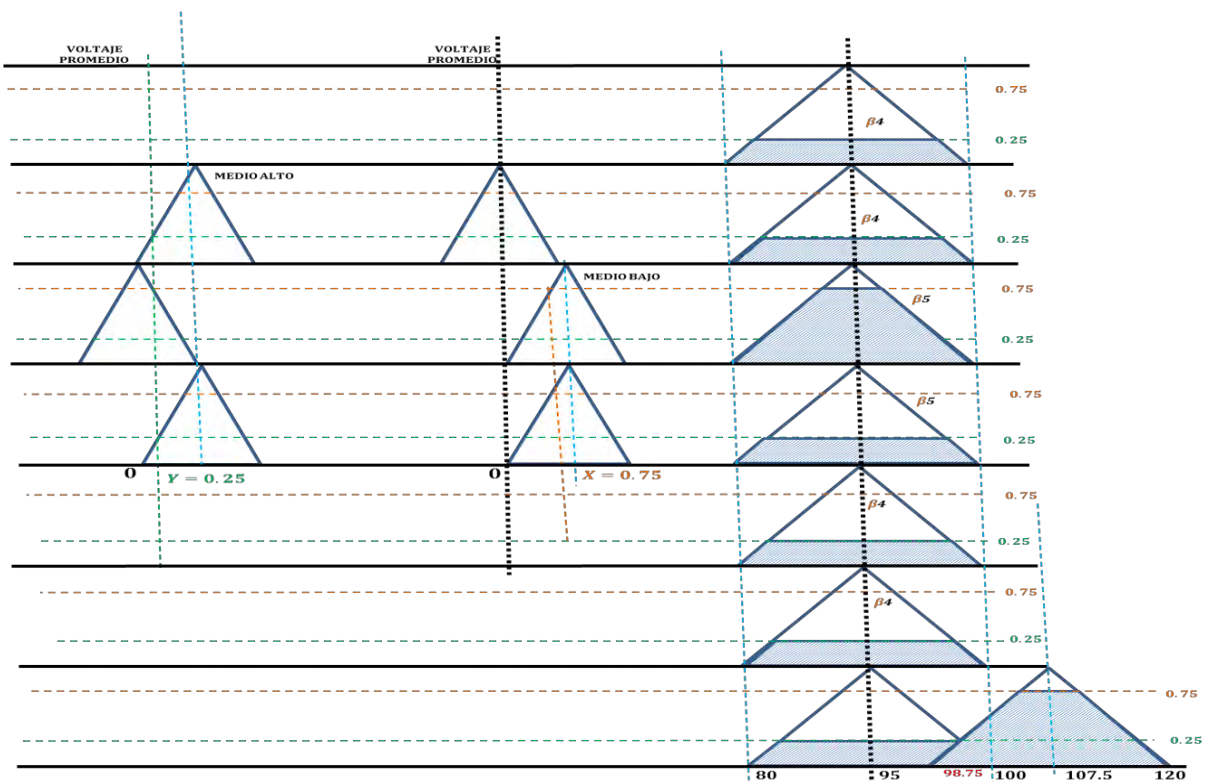


FIGURA 5.3.21 DEFUSIFICACIÓN

En la FIGURA 5.3.22 se muestra un diagrama que corresponde al programa del motor de inferencias.

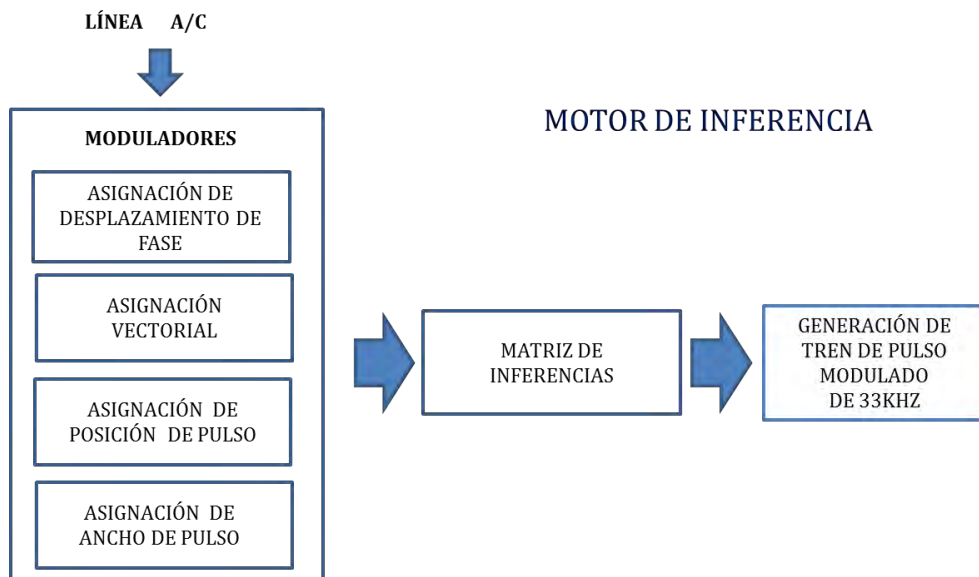


FIGURA 5.3.22 DIAGRAMA DEL MOTOR DE INFERENCIAS

6. SIMULACIÓN, PRUEBAS Y RESULTADOS DEL PROTOTIPO EXPERIMENTAL DE LA FUENTE AC/DC

Para realizar las pruebas de la fuente AC/DC se integró a un módulo de iluminación conformando una lámpara de tecnología led, que si bien se considera una tecnología cara, uno de los objetivos del trabajo es mejorar la eficiencia, y reducir considerablemente el costo, de tal forma que se tome como una mejor opción.

El sistema tienen diversos módulos; estos fueron probados por separados en diferentes sistemas tales como:

Prueba 1:

Modulador por ancho de pulso: Utilizando ciclo completo, con corrector de factor de potencia implementó en un balastro electrónico de bajas pérdidas. Para encender focos de vapor de sodio, y aditivos metálicos.

Prueba 2:

Modulador por ancho de pulso: Con ciclo completo Implementado en una Luminario de led's para alumbrado público.

Prueba 3:

Modulador por ancho de pulso: Convertidor CD/CD, implementado en un luminario público Autónomo Solar

Prueba 4:

Modulador por posición de pulso: Implementado en un sistema de iluminación incandescente; para controlar la potencia.

Prueba 5:

Módulo de control Difuso: Implementado en un soporte móvil para alumbrado público autónomo solar; cuya función es que el panel solar que alimenta el sistema del luminario; siga al sol para conseguir los mayores puntos de irradiación solar aumentando la eficiencia del panel solar y reduce la necesidad de aumentar el número de baterías

Prueba 6:

Implementación sistema completo con un modulador por desplazamiento de fase que permite el manejo de semiciclos segmentados; cada control del semiciclo, está integrado por un modulador por posición de pulso, por ancho de pulso y modulador vectorial; dentro de un control difuso.

6.1 DESCRIPCIONES Y SIMULACIONES DE LOS MÓDULOS DE LA FUENTE AC/DC

Prueba 1:

Los valores de la TABLA 6.1.1 muestran las pruebas del balastro electrónico con diferentes tipos de focos y en la FIGURA 6.1.1 se muestra la medición del factor de potencia para el balastro con un foco de 100V-100W

TABLA 6.1.1 PRUEBAS DEL BALASTRO ELECTRONICO CON DIFERENTES TIPOS DE FOCOS

BALASTRO	UNAM	UNAM	UNAM
MODELO	RVP1000 100-100	RVP1000 70-10	RVP1000 100-55
USO	FOCO DE TIPO	100V 100W VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN	70 W ADITIVOS METALICOS (METALARC)
			55V 100W VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN
DATOS DE PLACA	V= 220V±15%	V=220V±15%	V=220V±15%
FRECUENCIA [Hz]	60	60	60
CORRIENTE DE LÍNEA [A]	0.49	0.426	0.49
V _{ENT} [volts]	222.2	174.82	222.6
I _{ENT} [A]	.49	0.426	0.512
POTENCIA ENTRADA [watts]	108.3	76.6	112.6
V _{SAL} [volts]	97.85	93	51.1
I _{SAL} [A]	1.03	0.73	1.98
POTENCIA SALIDA [watts]	101	71.1	101
PERDIDAS [watts]	(7.9-8.2) 7.3	5.5	11.6
FACTOR DE POTENCIA	0.9847	0.986	0.986
DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL	7.5	6.9	7.7



FIGURA 6.1.1. MEDICIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

En la siguiente tabla se muestra la comparación entre diferentes balastos electrónicos; El objeto de esta prueba es una sección en este caso lo que nos interesa es el convertidor DC/DC, integrado en el balastro electrónico y su modulación en ancho de pulso (PWM).

TABLA 6.3.1 COMPARATIVA DE MEDICIONES EN BALASTROS. LABORATORIO DE TRANSDUCTORES Y ACTUADORES DEL EDIFICIO DE POSGRADO DE INGENIERÍA .UNAM.

BALASTRO	SOLA	UNAM	PHILIPS	VOSSLOH MADE IN JAPAN	UNAM	LUXTRONIC	SOLA	UNAM	
MODELO	791-S-100- P-2	RVP1000 100-100	X-TREME	M70112-27CK- 5EU-f	RVP1000 70-10	BESAP-2.5- 150AE	100w554	RVP1000 100-55	
USO	FOCO DE	100V 100W	100V 100W	90W	70 W	70 W	100V 150W	55V 100W	55V 100W
	TIPO	VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN	VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN	VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESION	ADITIVOSMETALICOS (METALARC)	ADITIVOSMETALICOS (METALARC)	VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN	VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN	VAPOR DE SODIO DE ALTA PRESIÓN
DATOS DE PLACA	V=220V±10%	V= 220V±15%	V=208V-277V	V=120-277	V=220V±15%	V=220V±10%	V=220V±10%	V=220V±15%	
FRECUENCIA [Hz]	60	60	60	50/60 Hz	60	60	60	60	
Corriente de línea [A]	0.48	0.49	0.49	0.67-0.29	0.426	0.75	2.10	0.49	
V _{ENT} [volts]	220	222.2	208	128.62	174.82	225.01	220	222.6	
I _{ENT} [A]	0.48	.49	0.49	0.5988	0.426	0.5953	0.57	0.512	
POTENCIA ENTRADA [watts]	102.4	108.3	99	75.10	76.6	132.68	123.7	112.6	
V _{SAL} [volts]	101	97.85	100	87.01	93	75.48	57	51.1	
I _{SAL} [A]	0.895	1.03		0.7854	0.73	1.6367	2.26	1.98	
POTENCIA SALIDA [watts]	90.4	101	90	-68.39	71.1	122.40	102	101	
PERDIDAS [watts]	12.8 Bajas perdidas	(7.9-8.2) 7.3	9	7.84 6.71	5.5	10.3	21.3	11.6	
FACTOR DE POTENCIA	0.98	0.9847		0.98	0.986	.99	0.976	0.986	
DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL	6.2	7.5		9.5	6.9	6.5-7	10.4	7.7	

Prueba2:

Modulador por ancho de pulso: Con ciclo completo Implementado en una Luminario de led's para alumbrado público.

En la FIGURA 6.1.2 Se puede observar la simulación del circuito correspondiente donde:

- 1^a gráfica representa la señal de voltaje de entrada.
- 2^a gráfica representa la señal de corriente de entrada.
- 3^a gráfica representa la señal de corriente de salida.
- 4^a gráfica representa de voltaje de salida.
- 5^a gráfica representa corriente en la bobina.

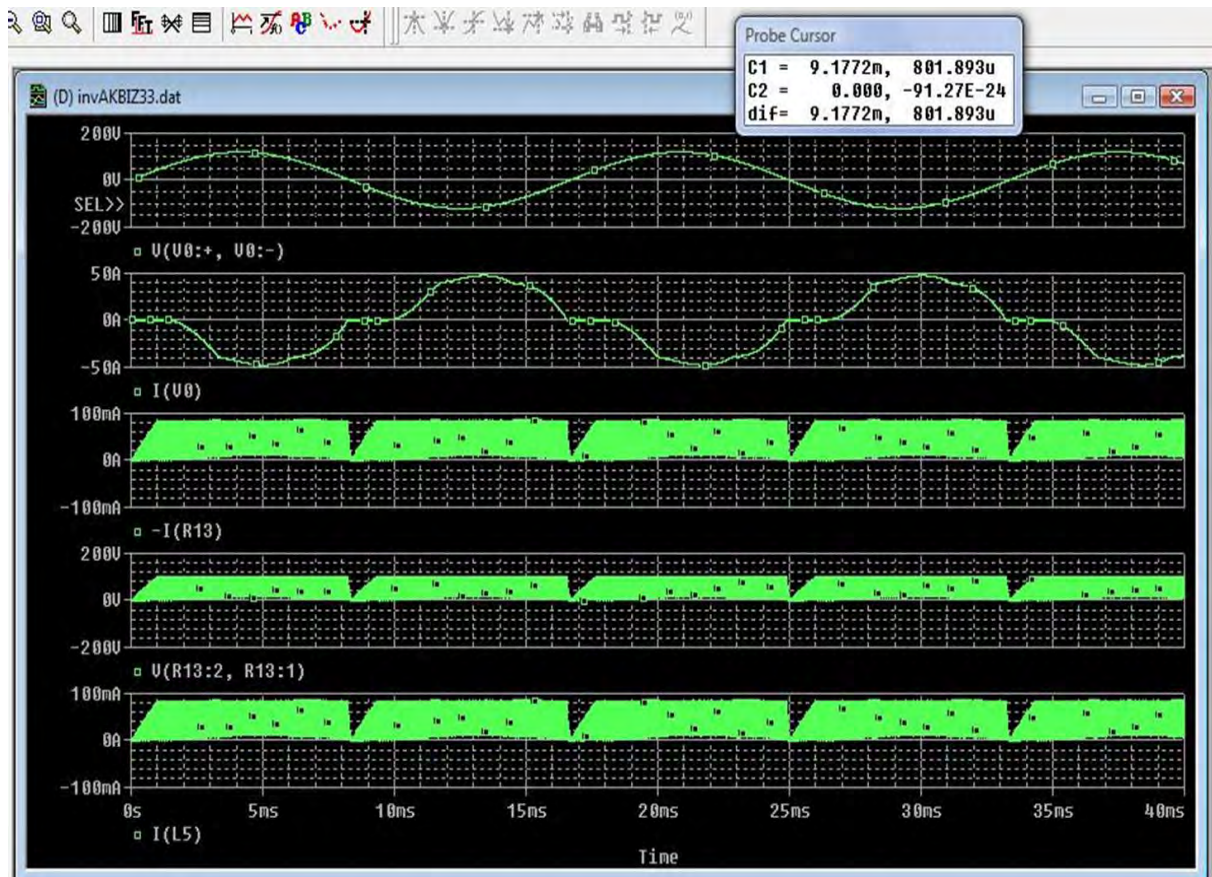


FIGURA 6.1.2 SIMULACIÓN DE LAS SEÑALES DE LUMINARIO DE LED'S

En la simulación no se utilizan filtros de entrada ni de salida, para ver el efecto de conmutación, mediante PWM.

Prueba 3:

Modulador por ancho de pulso: Convertidor CD/CD implementado en un luminario público Autónomo Solar

CARACTERÍSTICAS:

- Procedimientos de control basados en lógica difusa y sistemas embebidos
- Alta eficiencia en el manejo energético
- La generación de energía no produce contaminación por emisiones de CO_2

El sistema cuenta con tres funciones básicas:

- Realizar el movimiento del panel solar
- Proporcionar la energía para encender la luminaria
- Recargar la batería

Para realizar estas funciones se integran los siguientes sistemas:

Sistema de protección de carga para mantener la batería en condiciones óptimas
 Sistema de alta precisión en el sensado de los niveles de voltaje de la batería
 Sistema de conmutación que garantiza el funcionamiento óptimo donde selecciona si se debe cargar la batería o debe encender el luminario.

Esto permite que el controlador:

- Detecte las condiciones de iluminación ambiental
- Encienda el luminario cuando hay condición de oscuridad
- Detecta la baja de batería y entra en la función de recarga

En la FIGURA 6.1.3. Se muestra el diagrama de bloques del sistema de control del luminario autónomo solar.

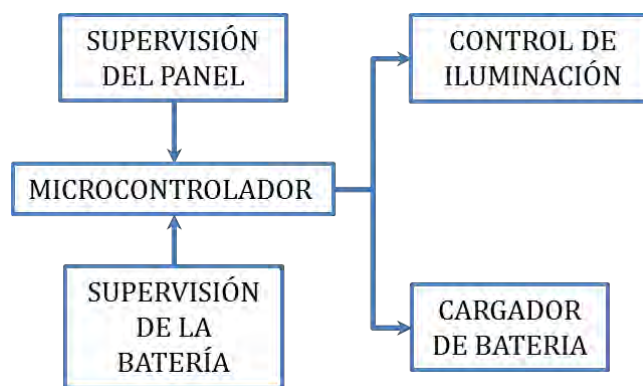


FIGURA 6.1.3. DIAGRAMA A BLOQUES DE LUMINARIO AUTÓNOMO SOLAR

En la TABLA 6.1.2 se muestran las mediciones de los parámetros del luminario autónomo solar.

TABLA 6.1.2. MEDICIONES DE FUNCIONAMIENTO DEL LUMINARIO AUTÓNOMO SOLAR

Ve	Ie	Pe	Vs	Is	Ps	PERDIDAS	EFICIENCIA
12.5	0.54	6.75	12.34	0.546	6.73	0.02	0.997
12.6	0.54	6.804	12.39	0.547	6.777	0.0267	0.996
12.7	0.54	6.85	12.48	0.55	6.85	-----	1.00
12.8	0.55	7.04	12.57	0.554	6.96	0.08	0.988
12.9	0.55	7.095	12.68	0.559	6.088	0.07	0.999

Prueba 4:

Modulador por posición de pulso: Implementado en un sistema de iluminación incandescente; para controlar la potencia.

Utiliza convertidor AC/DC con un triac que por conmutación natural apaga el circuito en la parte negativa; El microcontrolador varía el tiempo de conexión a la carga con la posición del pulso; la amplitud y el ancho del pulso son fijos, mientras que la posición es variable.

FIGURA 6.1.4. Nos muestra un oscilograma del programa de corrimiento de pulso.



FIGURA 6.1.4. OSCILOGRAMAS DE CORRIMIENTO DE PULSO

Prueba 5:

Módulo de control Difuso: Implementado en un soporte móvil para alumbrado público autónomo solar; cuya función es: que el panel solar que alimenta el sistema del luminario; siga al sol para conseguir los mayores puntos de irradiación solar aumentando la eficiencia del panel solar y reduce la necesidad de aumentar el número de baterías.

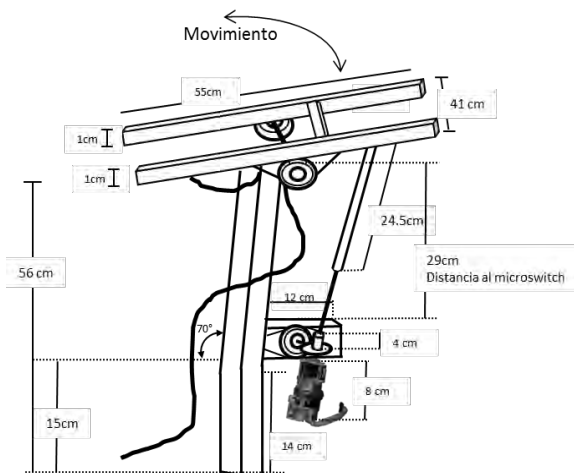


FIGURA 6.1.5 DIAGRAMA DEL PROTOTIPO DEL SOPORTE PARA EL PANEL SOLAR. SOFÍA LEYVA. 2016

CARACTERÍSTICAS:

- Soporte tubular con ángulo de inclinación acorde a la localización del sitio; montado sobre un poste cónico circular de 7 mts. de altura
 - Realizado en hierro cuadrado. (10 cm x 10 cm)
 - Sistema mecánico de un grado de libertad
 - Sistema con chumaceras; que permite el movimiento de localización solar
 - Motor de engrane planetario
 - Encoder con relación 60:1
 - Calculado para catorce movimientos de seguimiento durante el día
- Como se muestra en la FIGURA 6.1.5.

FUNCIONAMIENTO:

- Automatización de la posición y orientación del panel de acuerdo al azimut y a la estación del año y del lugar específico en que sea colocado.
- Sistema de control del movimiento de alta tecnología ubicado en el sistema de control.
- El sistema se auto ajusta de acuerdo instante de instalación
- Realiza un recorrido inicial donde censa la luminosidad y toma la posición de iluminación mayor; a partir de la cual comienza su recorrido normal
- Movimiento en un grado de libertad y catorce pasos diferentes de acuerdo al ángulo

de incidencia solar

- La posición del panel variará cada hora hasta llegar a la posición final donde esperará
- El momento programado para regresar a su posición de inicio
- Medio de auto ajuste diario para inicio de actividad

SISTEMA DE CONTROL:

El sensado de iluminación se realiza en dos instantes. Cuando se hace el proceso de instalación y por las mañanas cuando detecta el nivel de iluminación para comenzar el movimiento diario.

El escaneo se realiza por medio de la modulación vectorial y se asigna un movimiento de acuerdo a los vectores marcados en la FIGURA 6.1.6; para realizar el movimiento del panel solar.

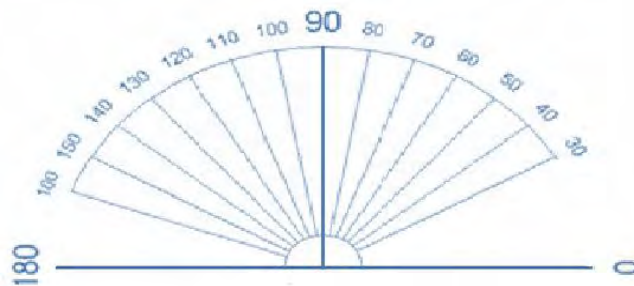


FIGURA 6.1.6 CONJUNTO DE VECTORES UTILIZADOS EN EL CONTROL DIFUSO DEL SOPORTE DEL LUMINARIO AUTÓNOMO SOLAR DE ACUERDO A LA LATITUD DE LA UBICACIÓN

El controlador difuso se encarga de seleccionar el punto en el que se tiene que ubicar el panel por primera vez, posteriormente comenzar el movimiento del panel solar; de acuerdo a el nivel de radiación solar seleccionado y al final del día regresa a su posición inicial. Integra el manejo de bases de tiempo para realizar el movimiento:

- 1-base de 30 segundos para el proceso de instalación
- 2-base de 1 hora para mover el panel

En la FIGURA 6.1.7 se muestra el prototipo del soporte para el panel solar y en la FIGURA 6.1.8 se muestra uno de los luminarios autónomos solares con soporte de movimiento para seguir al sol; instalados en Ixtapaluca, Edo de México.



FIGURA 6.1.7 PROTOTIPO DE SOPORTE PARA PANEL SOLAR. SOFIA LEYVA. 2016



FIGURA 6.1.8 LUMINARIO PÚBLICO AUTÓNOMO SOLAR UBICADO EN EL MUNICIPIO DE IXTAPALUCA. ESTADO DE MÉXICO. SOFIA LEYVA. 2016

Prueba 6:

En la Implementación sistema completo de la fuente AC/DC_{PULSANTE}; integrando las técnicas de modulación mencionadas se realizó la simulación en Pspice que podemos ver a continuación:

En la FIGURA 6.1.9 se pueden observar las gráficas de la simulación del circuito ZCS Buck; donde:

- 1ª gráfica representa la señal de control en el transistor;
- 2ª gráfica representa como se eleva la señal de corriente (I_D) en el transistor;
- 3ª gráfica representa como se abate la señal de voltaje en Drain- source (V_{D-S}) del transistor

Donde se puede observar que hay un instante de tiempo en el que la corriente (I_D) y el voltaje en Drain- source (V_{D-S}) es cero y por lo tanto el área de pérdidas por conmutación es casi cero aumentando así la eficiencia del circuito.

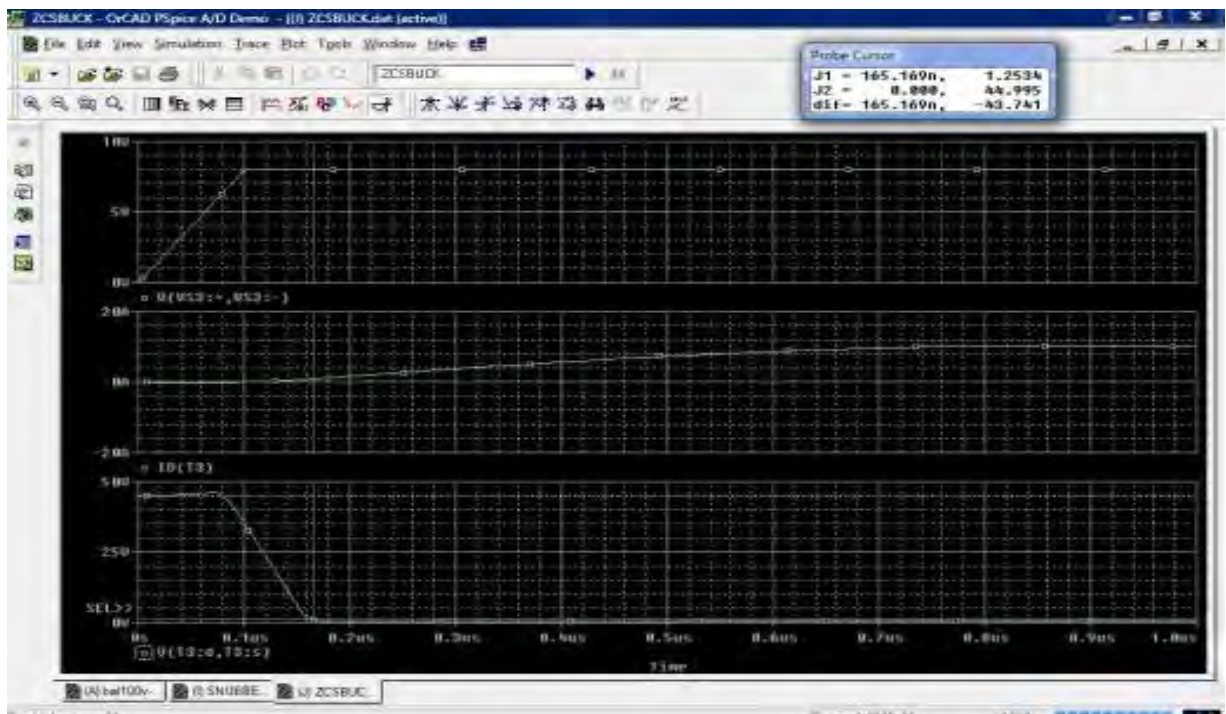


FIGURA 6.1.9. SIMULACIÓN DE LA CELDA ZCS EN UN CONVERTIDOR DC/DC BUCK

En la FIGURA 6.1.10 se pueden observar las gráficas de la simulación del circuito ZCS Buck; donde:

- 1ª gráfica representa la señal de control en el transistor;
- 2ª gráfica representa la señal de corriente en el transistor (I_D) y la señal de voltaje en el Drain-source (V_{D-S}) del transistor; de forma que se puede ver el cruce por cero de

ambas señales; el área de pérdidas por conmutación es prácticamente cero de forma que se tiene una eficiencia muy alta; este valor puede ser corroborado con los datos medidos de la fuente AC/DC pulsante

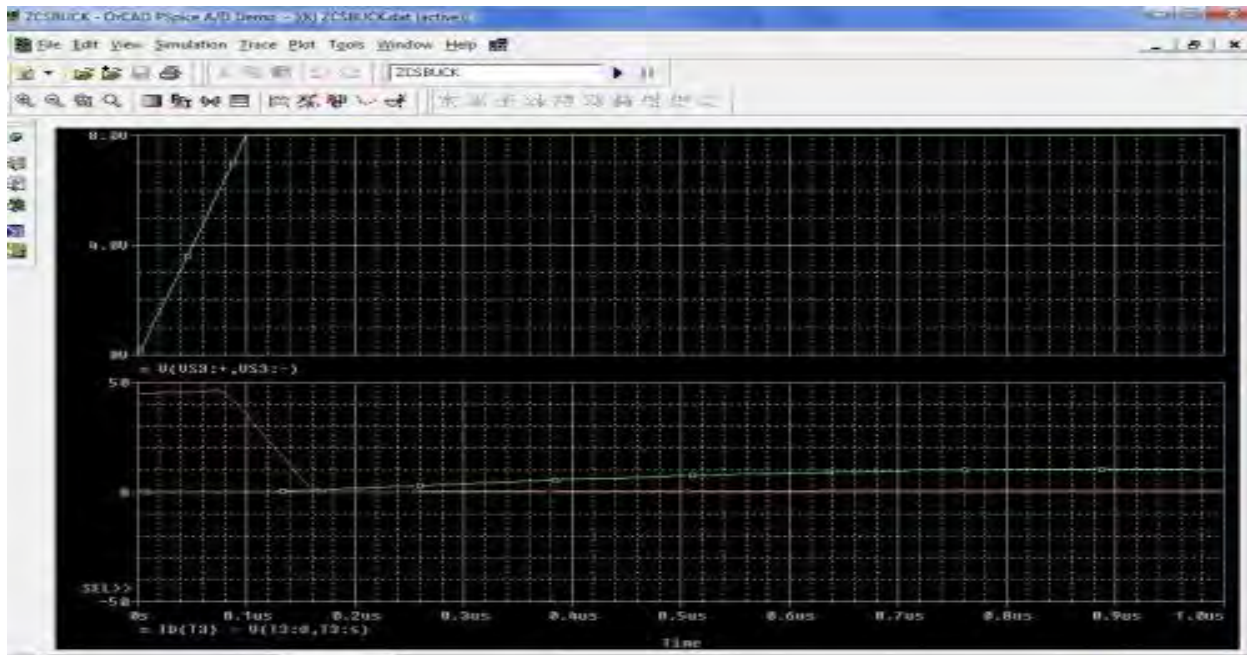


FIGURA 6.1.10 SIMULACIÓN DE LA CELDA ZCS EN UN CONVERTIDOR DC/DC BUCK CON CRUCE POR CERO

En la FIGURA 6.1.11 se pueden observar las gráficas de la simulación del circuito ZCS Boost; donde:

- 1ª gráfica representa la señal de control en el transistor;
- 2ª gráfica representa como se eleva la señal de corriente I_D en el transistor;
- 3ª gráfica representa como se abate la señal de voltaje en el drain-source (V_{D-S}) del transistor.

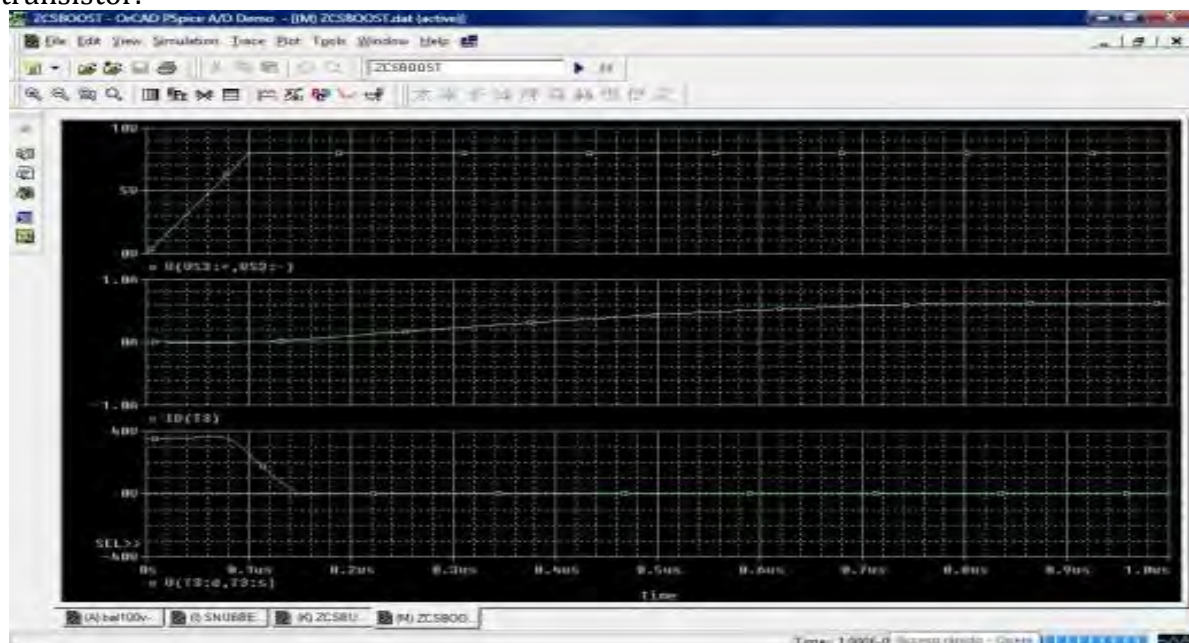


FIGURA 6.1.11 SIMULACIÓN DE LA CELDA ZCS EN UN CONVERTIDOR DC/DC BOOST

En la FIGURA 6.1.12 se pueden observar las gráficas de la simulación del circuito ZCS Boost; donde:

- 1ª gráfica representa la señal de control en el transistor;
- 2ª gráfica representa la señal de corriente en el transistor (I_D) y la señal de voltaje; drain-source (V_{D-S}) del transistor.

La figura muestra en rojo la señal (V_{D-S}) y en verde la corriente (I_D) de forma que se puede ver el cruce de ambas señales. La pendiente de la señal de corriente, es menos pronunciada; en la conmutación, la corriente se tiene que elevar y de la misma forma; el voltaje disminuye de forma que la pendiente de la señal de voltaje, es menos pronunciada y así el área de pérdidas por conmutación es mínima y por lo tanto tiene una alta eficiencia haciendo.

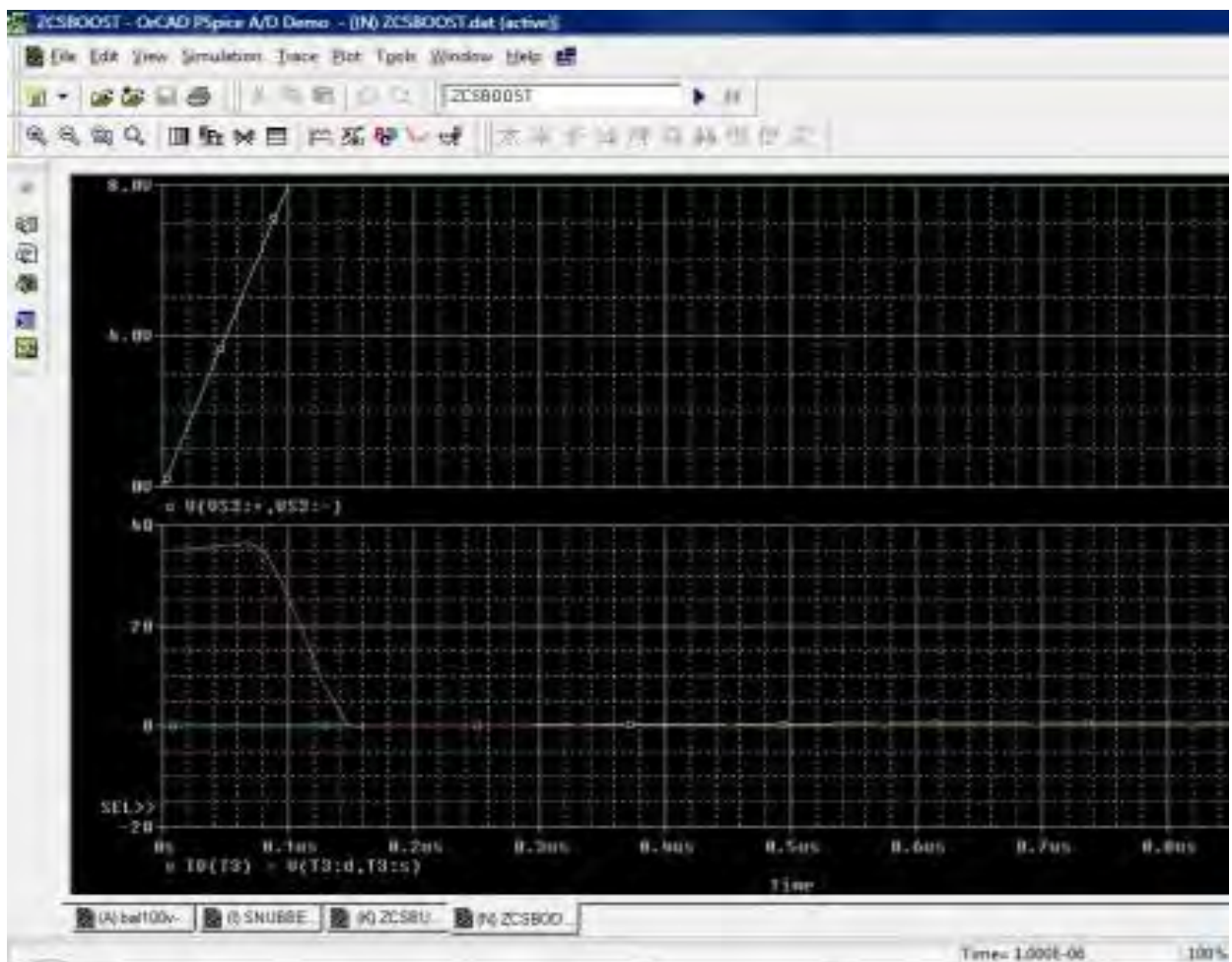


FIGURA 6.1.12 SIMULACIÓN DE LA CELDA ZCS EN UN CONVERTIDOR DC/DC BOOST CON CRUCE POR CERO

En la FIGURA 6.1.13 se pueden observar las gráficas de la simulación del circuito Snubber de apagado; donde:

- 1ª gráfica representa la señal de voltaje drain-source (V_{D-S}) en el transistor;
- 2ª gráfica representa la señal de corriente (I_D) en el transistor;
- 3ª gráfica representa la señal de corriente (I_R) en la resistencia.

Antes de que se active el transistor hay una oscilación en la corriente que sirve como amortiguamiento; al activarse el transistor la corriente sube lentamente y el voltaje se abate casi en forma lineal.

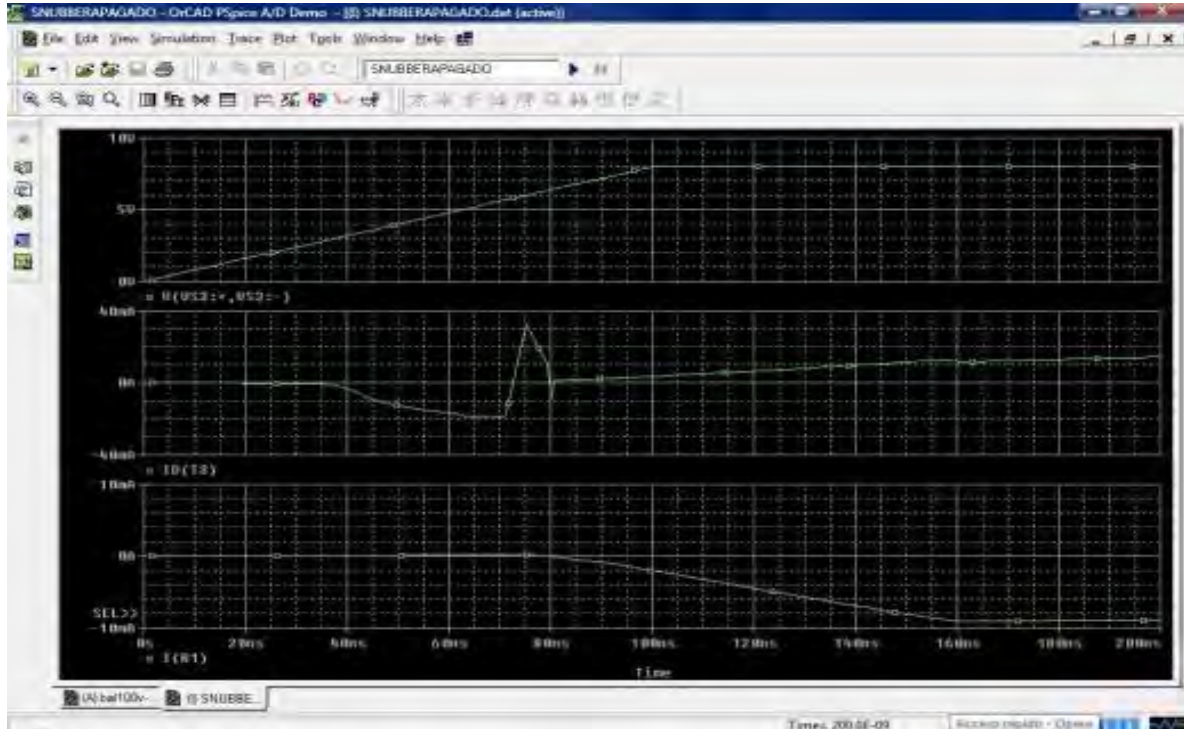


FIGURA 6.1.13 SNUBBER DE APAGADO

En la FIGURA 6.1.14 se pueden observar las gráficas de la simulación del circuito de la fuente AD/CD_{pulsante}; donde:

- 1ª gráfica representa la señal de corriente en el inductor L_1 ;
- 2ª gráfica representa la señal de corriente en el inductor L_2 ;
- 3ª gráfica representa la señal de voltaje de línea
- 4ª gráfica representa la señal de corriente de línea;
- 5ª gráfica representa la señal de voltaje de carga;
- 6ª gráfica representa la señal de corriente en la resistencia de carga
- 7ª gráfica representa la señal de voltaje en el capacitor1 de sostenimiento de salida en el ciclo positivo;
- 8ª gráfica representa la señal de voltaje en el capacitor2 de sostenimiento de salida en el ciclo negativo;

Los inductores trabajan en forma alternada debido a la modulación por desplazamiento de fase; por lo tanto las señales de la corriente I_{L1} e I_{L2} están alternadas en la FIGURA 6.1.14 y se puede ver que funcionan en modo discontinuo; mientras que la señal de voltaje de entrada al circuito no presenta ninguna distorsión; se puede ver la distorsión

en la señal de corriente ya que no tiene ningún filtro para poder observar claramente las conmutaciones debido a las modulaciones

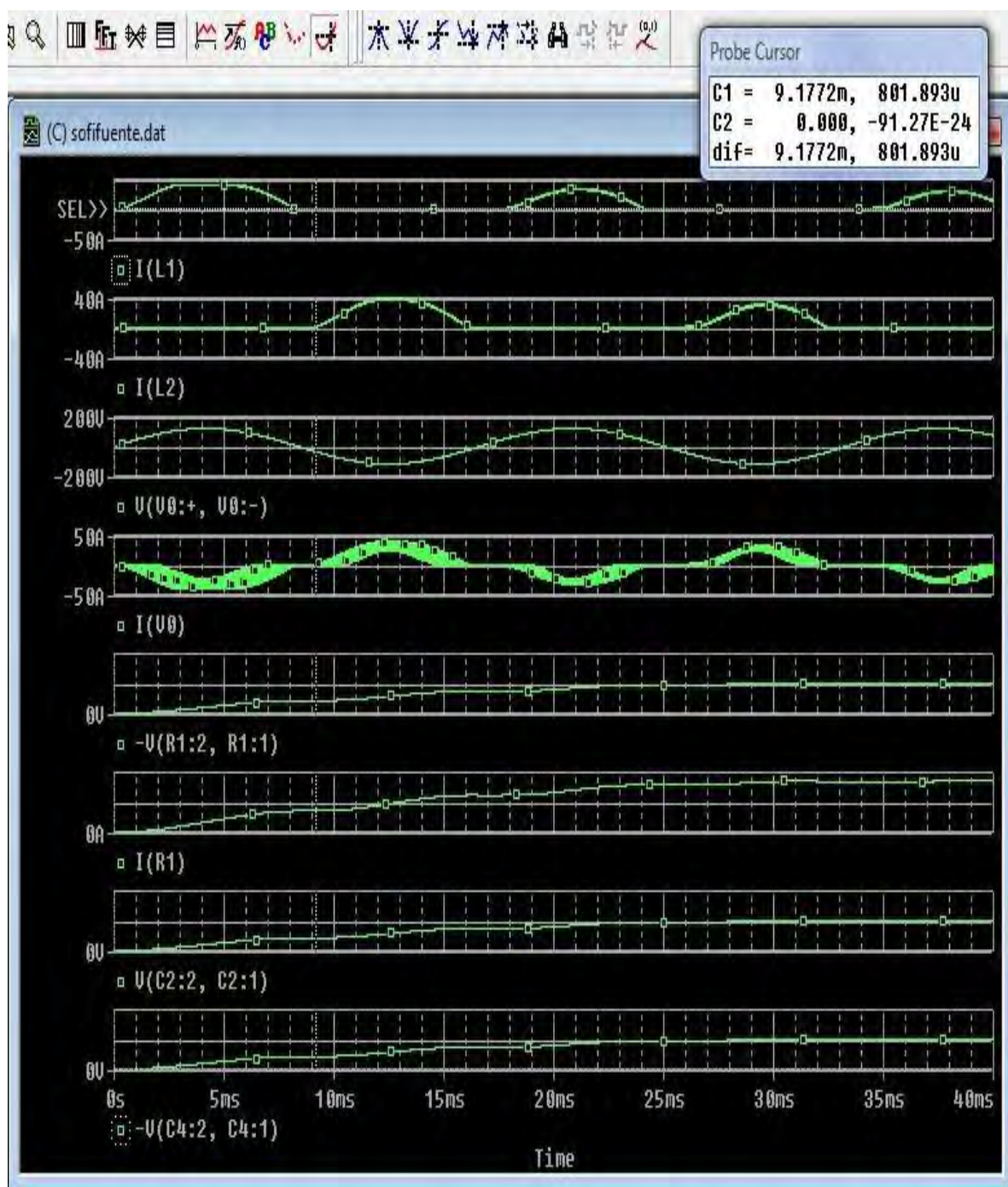


FIGURA 6.1.14 SIMULACION DEL CIRCUITO COMPLETO

En la FIGURAS 6.1.15 se pueden observar una ampliación de las gráficas de la corriente y el voltaje en el circuito de la fuente. Podemos observar cómo se realiza la corrección de la distorsión de la corriente; así como el factor de potencia, por medio de la estrategia presentada en el trabajo, puede visualizarse que no hay señales armónicas de orden superior a la fundamental; solo están las señales generadas por medio de las modulaciones en la frecuencia de 33.3 KHz.

- 1ª gráfica representa la señal de corriente de salida en el circuito;
 2ª gráfica representa la señal de voltaje de salida en el circuito;

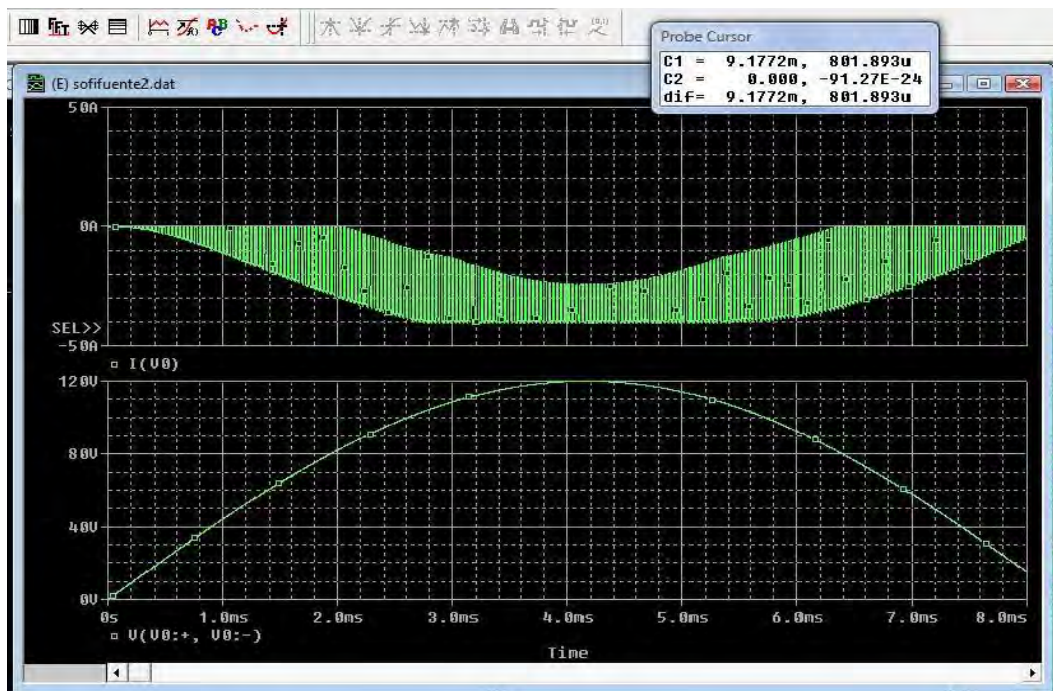
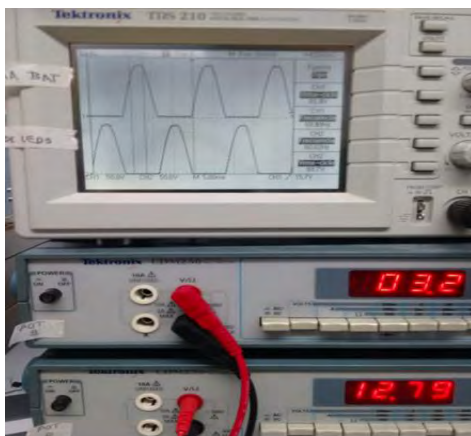


FIGURA 6.1.15 SIMULACION DE LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE DEL CIRCUITO COMPLETO DE LA FUENTE AC/DC PULSANTE

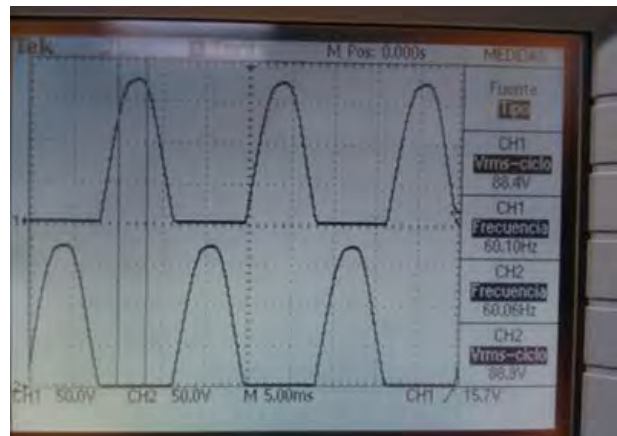
6.2 IMPLEMENTACIÓN Y MEDICIÓN DE LA FUENTE

En las siguientes figuras se muestran los resultados de la implementación de la fuente AC/DC; donde:

GRUPO 1: Este grupo de imágenes (FIGURA 6.2.1) corresponde a las pruebas realizadas donde se modula la señal en forma analógica y da como resultado dos señales pulsantes positivas desplazadas en fase.



SEÑALES DEL MODULADOR POR DESPLAZAMIENTO DE FASE;
 VOLTAJES DE POLARIZACIÓN DE CIRCUITOS INTEGRADOS



SEÑALES DEL MODULADOR POR DESPLAZAMIENTO DE FASE

FIGURA 6.2.1 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO; USANDO MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE

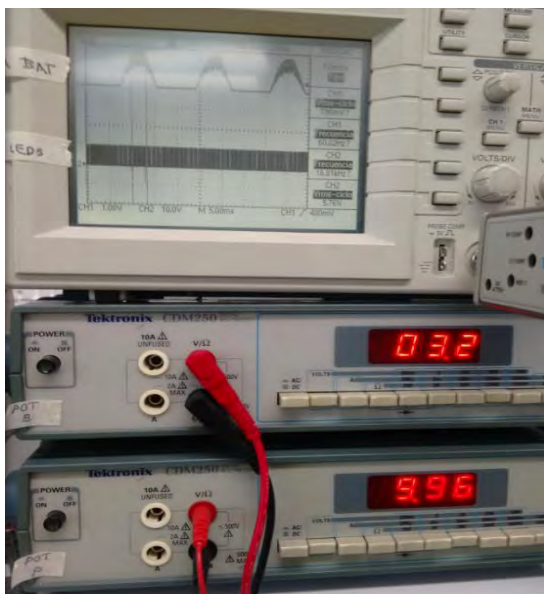
GRUPO 2: Este grupo de imágenes FIGURA (6.2.2) corresponde a las pruebas realizadas en el circuito; usando el semiciclo positivo; donde:

Inciso a) el canal 1 del osciloscopio muestra la señal pulsante de entrada al circuito en el semiciclo positivo; el canal 2 muestra la secuencia de pulsos modulados. En la parte inferior se muestran el voltaje de polarización (3.2 V) para el microcontrolador PIC 12f683 y los otros integrados se polarizan con un voltaje de 9.96 V.

Inciso b) temperatura medida en la resistencia de carga en el funcionamiento del circuito durante el semiciclo positivo.

Inciso c) voltaje de salida, pulso modulado en el semiciclo positivo.

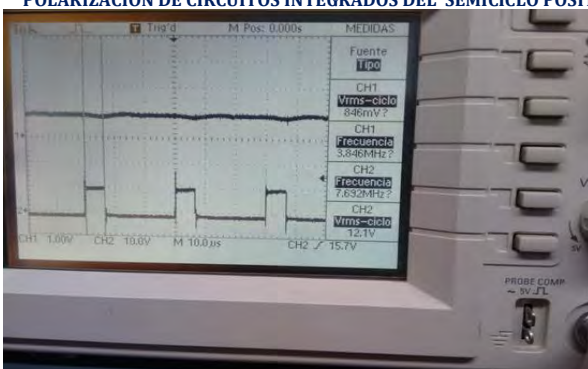
Inciso d) Se muestran las mediciones de la corriente de entrada (I_{AC}) y el voltaje de entrada (V_{CA}) durante el funcionamiento del circuito en el semiciclo positivo.



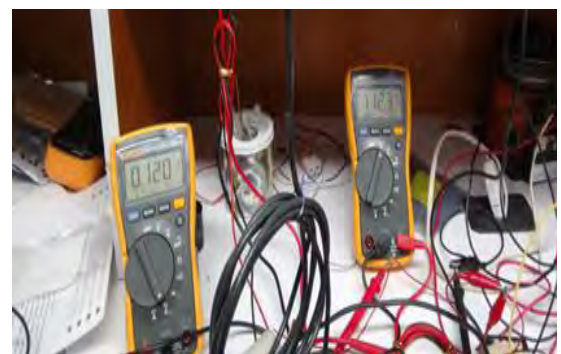
a) SEÑALES DEL MODULADOR POR DESPLAZAMIENTO DE FASE; VOLTAJES DE POLARIZACION DE CIRCUITOS INTEGRADOS DEL SEMICICLO POSITIVO



b) TEMPERATURA MEDIDA EN LA RESISTENCIA DE CARGA



c) VOLTAJE DE SALIDA, PULSO MODULADO EN EL SEMICICLO POSITIVO



d) CORRIENTE Y VOLTAJE DE ENTRADA

FIGURA 6.2.2 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO; USANDO EL SEMICICLO POSITIVO

Para verificar el funcionamiento correcto del circuito se utilizó voltaje de entrada de corriente directa controlado y se hicieron diferentes mediciones con variación de bobinas, capacitores de sostenimiento y anchos de pulso; mostrando los resultados de la TABLA 6.2.1; posteriormente; se realizó el cambio del voltaje de entrada de corriente

directa a la señal pulsante obtenida de la modulación por desplazamiento de fase que se muestra en el grupo 2 de imágenes.

TABLA 6.2.1 MEDICIONES CON VARIACION DE PARAMETROS L,C Y k. CICLO POSITIVO

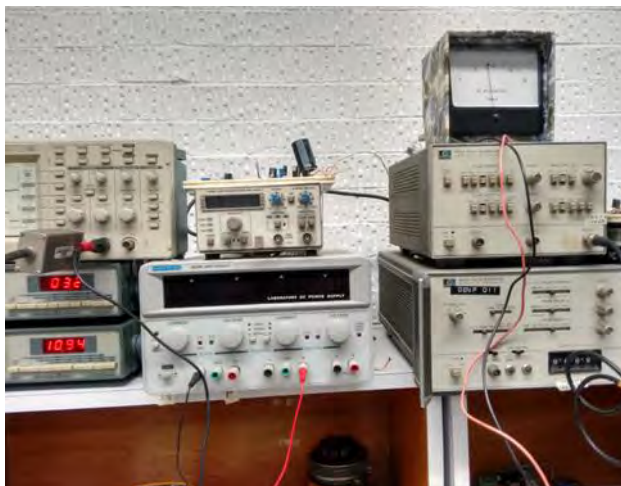
V_{eCD} [V]	I_e [mA]	P_e [w]	V_S [V]	I_S [mA]	P_S [w]	η
63.2	0.05	3.16	68.9	0.047	3.23	102 %
63.2	0.07	4.24	82.7	0.055	4.5485	102 %
63.2	0.08	5.05	86.1	0.057	4.95	98 %

GRUPO 3: Este grupo de imágenes FIGURA (6.2.3) corresponde a las pruebas realizadas en el circuito; usando el semiciclo negativo; donde:

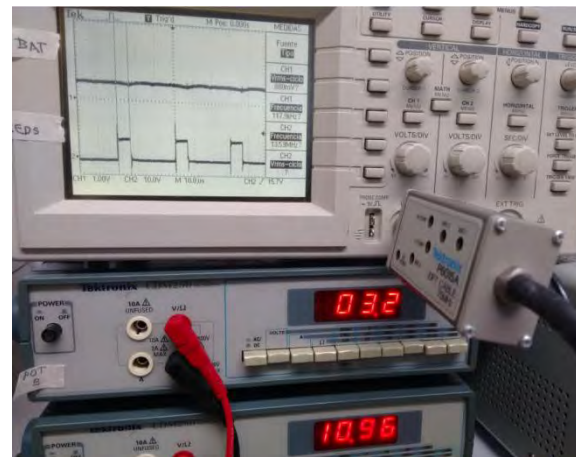
Inciso a) se muestran el voltaje de polarización (3.2 V) para el microcontrolador PIC 12f683 y los otros integrados se polarizan con un voltaje de 10.96 V

Inciso b) voltaje de salida, pulso modulado en el semiciclo negativo.

Inciso c) corriente de salida en el semiciclo negativo.



a) VOLTAJES DE POLARIZACION EN LOS INTEGRADOS DURANTE EL SEMICICLO NEGATIVO



b) VOLTAJE DE SALIDA, PULSO MODULADO EN EL SEMICICLO NEGATIVO



c) CORRIENTE DE SALIDA DURANTE EL SEMICICLO NEGATIVO

FIGURA 6.2.3 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO; USANDO EL SEMICICLO NEGATIVO

El proceso realizado con el semiciclo positivo; también fue verificado en el semiciclo negativo con los valores de la TABLA 6.2.2

TABLA 6.2.2 MEDICIONES CON VARIACION DE PARAMETROS L,C Y k CICLO NEGATIVO

V_e [V]	I_e [mA]	P_e [w]	V_S [V]	I_S [mA]	P_S [w]	η
63.2	0.05	3.16	65.71	0.045	2.95	93.5 %
63.2	0.08	5.056	84.7	0.058	4.9126	97 %
63.2	0.07	4.424	76	0.05	3.8	86 %

GRUPO 3: Este grupo de imágenes FIGURA 6.2.4 corresponde a las pruebas realizadas en el circuito completo con semiciclos positivo y negativos en forma alternada:

Inciso a) El analizador de potencia muestra en λ_1 el factor de potencia que corresponde a 0.9913

Inciso b) El analizador de potencia muestra en I_{thd1} la distorsión armónica de corriente que es del 5.18 %

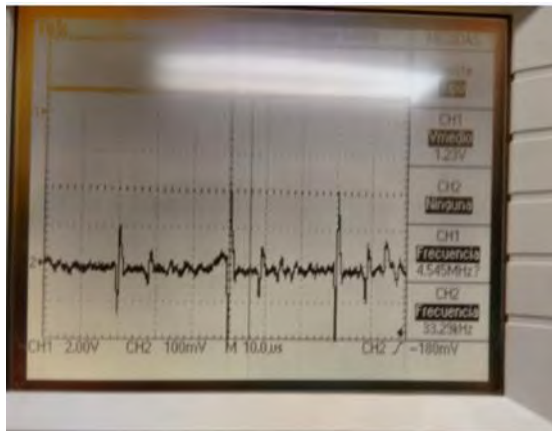
Inciso c) Muestra el oscilograma de la corriente en la bobina.

Inciso d) El analizador de potencia muestra en color naranja la corriente y el voltaje de línea y en amarillo la corriente y voltaje de salida



a) λ_1 FACTOR DE POTENCIA

b) DISTORSION ARMÓNICA ITHD1



c) CORRIENTE DE LA BOBINA



d) CORRIENTE Y VOLTAJE DE LINEA Y DE SALIDA

FIGURA 6.2.4 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO COMPLETO PROBADO CON UNA RESISTENCIA DE CARGA

Inciso e) El analizador de potencia muestra los valores siguientes:

V_e [V]	I_e [mA]	P_e [w]	V_S [V]	I_S [mA]	P_S [w]	η
111.69	0.1626	18.00	125.01	0.511	16.26	90.33

Inciso f) temperatura medida en los transistores.

Inciso g) temperatura medida en la carga.



e) MEDICIONES DEL CIRCUITO COMPLETO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN AC/DC PULSANTE



f) TEMPERATURA MEDIDA EN LOS TRANSISTORES



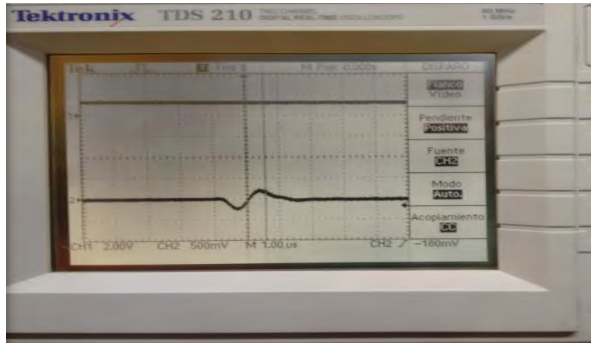
g) TEMPERATURA MEDIDA EN LA CARGA

Al medir las temperaturas FIGURA 6.2.4 inciso f y Figura 6.2.4 inciso g; Podemos observar que los transistores están fríos y no hay pérdida por disipación de calor pues la energía se va hacia la carga que es la que está a altas temperaturas; esta medición nos indica que se cumple con el teorema de la máxima transferencia de potencia

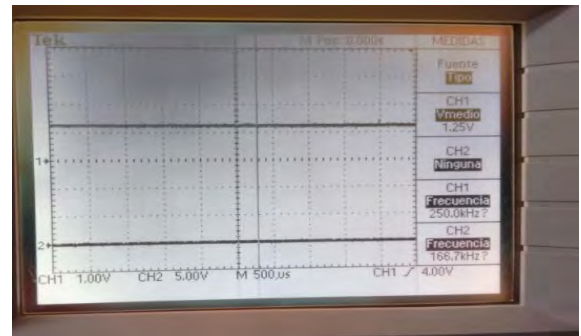
Inciso h) El oscilograma muestra en el canal 1 el voltaje de salida y en el canal 2 la corriente en la bobina en un intervalo más pequeño. Donde se ve más claramente que la bobina trabaja en modo discontinuo.

Inciso i) El oscilograma muestra en el canal 1 el voltaje de salida

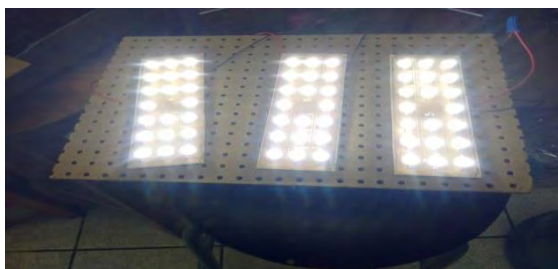
Inciso j) Muestra tres módulos de led conectados en serie y alimentados con la Fuente AC/DC pulsante propuesta.



h) EL OSCILOGRAMA MUESTRA EN EL CANAL 1 EL VOLTAJE DE SALIDA Y EN EL CANAL 2 LA CORRIENTE EN LA BOBINA FUNCIÓN EN MODO DISCONTINUO



i) CANAL 1. VOLTAJE DE SALIDA



j) PANEL DE LED EN TRES MÓDULOS CONECTADOS EN SERIE Y VISTOS A DISTANCIAS DIFERENTES

6.3 TABLAS COMPARATIVAS DE EFICIENCIA, FACTOR DE POTENCIA, DISTORSIÓN ARMÓNICA DE LA FUENTE

Los resultados obtenidos al alimentar las tres placas de led's con la fuente AC/DC pulsante se muestra en la tabla 6.3.1

TABLA 6.3.1 RESULTADOS OBTENIDOS CON LA FUENTE AC/DC PULSANTE

LED	V _{ENT} [VOLTS]	I _{ENT} [A]	POTENCIA ENTRADA [WATTS]	V _{SAL} [VOLTS]	I _{SAL} [A]	POTENCIA SALIDA [WATTS]	PERDIDAS [WATTS]	EFICIENCIA %	DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL	FACTOR DE POTENCIA
SILED 3W	106.48	0.0824	7.81	317.10	0.0176	5.29	2.34	69.73	40.39	0.903
SILED 3W	116.41	0.1678	19.04	323.49	0.0462	14.84	3.95	79.27	6.31	0.9807
SILED 5W	106.72	0.0818	7.84	293.45	0.0206	5.80	2.01	74.34	40.11	0.9029
SILED 5W	115.25	0.1658	18.65	301	0.0516	15.43	3.15	83.09	6.18	0.9851

TABLA 6.3.2 Las pruebas realizadas con diferentes placas de led's con fuentes AIMTEC de origen canadiense y el prototipo de fuente desarrollada; que forman parte de las pruebas indicadas en la sección 6.1 prueba 2; de forma que podemos realizar la comparación con la fuente AC/DC propuesta.

En la parte superior de la tabla se usan paneles de led en configuración serie-paralelo y que es utilizada en luminarios públicos; mientras que en la parte inferior se usa una disposición lineal de led's en configuración serie y son utilizados para lámparas que sustituyen las lámparas fluorescentes T5. La fuente de alimentación en ambas tablas es la misma.

TABLA 6.3.2 LAS PRUEBAS REALIZADAS CON DIFERENTES PLACAS DE LED'S

LÁMPARA LUMINARIO PÚBLICO	LED	V _{ENT} [VOLTS]	I _{ENT} [mA]	POTENCIA ENTRADA [WATTS]	V _{SAL} [VOLTS]	I _{SAL} [mA]	POTENCIA SALIDA [WATTS]	PERDIDAS [WATTS]	EFICIENCIA %	DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL	LUX	TEMPERATURA DEL LED °C
AIMTEC	OSRAM	121.54	253	30.41	32.96	800	26.35	4.14	86.3	7.5	636	95
UNAM	OSRAM	121	249	29.7	99.44	279	27.32	2.4	91.7	7.2	642	34
UNAM	SILED 3W	109	224	24	160	137	22	1.8	92.2	8.5	304	33
UNAM	SILED 5W	116	240	27.3	324	70	24.8	2.5	90	9.8	626	34
UNAM	SILED 5W	118	242	28.1	324	79	25.6	2.6	90.8	10.1	640	36

LÁMPARA T5	LED	V _{ENT} [VOLTS]	I _{ENT} [mA]	POTENCIA ENTRADA [WATTS]	V _{SAL} [VOLTS]	I _{SAL} [mA]	POTENCIA SALIDA [WATTS]	PERDIDAS [WATTS]	EFICIENCIA %	DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL	LUX	TEMPERATURA DEL LED °C
MEIN WELL	CHINO	127	384	33.4	41.86	709	29.67	3.73	88.8	71.33	1615	83
UNAM	3W	198	174	31.5	162.4	187	30.4	1	96.7	21	1641	40

La compañía **Interled light** realiza una comparación de productos de iluminación con varios tipos de tecnología; que se muestra en la TABLA 6.3.2; aunque este trabajo no tiene como objetivo la construcción de un luminario público; esta tabla comparativa nos

144 | SIMULACIÓN, PRUEBAS Y RESULTADOS

TABLA 6.3.1 COMPARATIVA DE MEDICIONES EN PRODUCTOS DE ILUMINACIÓN POR TIPO DE TECNOLOGÍA. INTERLED LIGHT

	VAPOR DE MERCURIO	BULBO LED	SODIO DE ALTA PRESIÓN	LUMINARIO LED	LUMINARIO 10 LED	LUMINARIO LED	LUMINARIO LED
							
CONSUMO [W]	175	28	250	30	400	90	120
VOLTAJE [VAC]	240	100-240	240	100-240	240	100-240	100-240
COLOR	Blanco cálido	Blanco cálido/blanco frío	Blanco cálido	Blanco cálido/blanco frío	Blanco cálido	Blanco cálido/blanco frío	Blanco cálido/blanco frío
TEMPERATURA DE COLOR [K]	3000	3000-7000	3000	3000-7000	3000	3000-7000	3000-7000
ÍNDICE DE [CRI]	30	80	40	80	40	80	80
TIEMPO DE VIDA [HRS]	20000	50000	20000	50000	20000	50000	50000
LÚMENES	7000	2500	15000	1800	25000	7200	9600
EFICIENCIA [LUMEN/W ATT]	40	89	60	60	63	80	80
ÁNGULO	360°	120°	360°	120°	360°	80°	80°
GARANTÍA	Ninguna	2 años	Ninguna	2 años	Ninguna	2 años	2 años

CONCLUSIONES

En la realización de este proyecto integraron varias áreas de la ingeniería, ya que se realizaron etapas de programación, y diseño electrónico.

El diseño electrónico permite transferir mayor parte de la energía proporcionada a la carga; en una proporción mayor a las existentes en el mercado que en promedio es del 75% al 85%.

Esto se realiza mediante el uso de diferentes técnicas; tales como:

La modulación analógica para obtener el desplazamiento de fase; de tal forma que se obtienen las señales correspondientes al ciclo positivo y al ciclo negativo. Esto permite que las conmutaciones en los transistores no trabajen forzosamente y estén activados durante menos tiempo.

Para armar la fuente de alimentación con una arquitectura Von Neumann, se utilizó un controlador para cada ciclo, conectados espalda con espalda, mediante una tierra flotante; dando como resultado una fuente dual, donde los convertidores cíclicos, funcionan alternadamente debido a la conmutación natural y de esta forma alimentar la siguiente etapa con la línea modulada por desplazamiento de fase a fin de que los transistores trabajen menos y se tenga mejor rendimiento.

El uso de celdas ZCS Y ZVS modifica los puntos de cruce del voltaje y la corriente en la conmutación del transistor evitando el gasto innecesario de energía y protegiendo la vida del transistor ya que ocasiona que las áreas de pérdidas por conmutación se reduzcan y se disipe menos energía y permitiendo que la mayor parte de la energía se dirija a la carga.

La poca energía que disipe el transistor se va a transferir a la resistencia del circuito amortiguador (Snubbers), colocado en paralelo al transistor del convertidor elevador; amortiguando la corriente mediante la bobina y el voltaje mediante el capacitor.

Cada convertidor de la fuente dual, integra un convertidor reductor (Buck) un elevador (Bosst); la arquitectura propuesta al ser evaluada por medio de función de transferencia cumplió con los resultados esperados debido a que los resultados están dentro de los parámetros correctos; es decir:

El Buck permite obtener una salida elevada en corriente y baja en voltaje

El Boost que aumenta el nivel de voltaje y baja la corriente

De tal forma que en los cálculos se utilizó para el reductor (Buck) un valor de Voltaje de entrada al (V_{EBUCK}) de $45V_{DC}$ y una corriente de entrada (I_{EBUCK}) de 0.49 mA ; los resultados obtenidos fue una corriente de salida (I_{SBUCK}) de 0.624 mA y un voltaje de salida (V_{SBUCK}) de 35.12 V_{CD} ; así el objetivo se cumplió.

Los datos de entrada al elevador (Boost) corresponden a los datos de salida del reductor (Buck) y los resultados obtenidos son: una corriente de salida ($I_{s\text{BOOST}}$) de 0.137 mA y un voltaje de salida ($V_{s\text{BOOST}}$) de 160 V_{CD}. Claramente se puede ver que los cálculos en este módulo elevador también se cumplen con lo previsto; y en general, los valores calculados cumplen con el objetivo de toda la arquitectura propuesta de elevar la corriente y el voltaje.

En el circuito real los resultados obtenidos superan a los calculados debido a que la señal de entrada es un $V_{\text{DCPULSANTE}}$; El manejo de una señal pulsante permite que se aproveche la energía y no se pierda en un proceso de filtrado.

Las pruebas iniciales se realizaron con el uso cargas formadas por resistencias de potencia y posteriormente se utilizaron varios paneles de led's; variando las características de demanda energética de la carga de los cual se obtuvieron los siguientes datos:

Las funciones de transferencia para voltaje y corriente nos permite ver el comportamiento dinámico del sistema en cada ciclo; que en este caso es un sistema de segundo orden con dos las raíces enteras e iguales que representan las frecuencias naturales del sistema y que por lo tanto su comportamiento se considera como críticamente amortiguado.

Los dos microcontroladores (PIC12f683) fueron configurados con un oscilador interno de 8 MHz y programados en lenguaje ensamblador para realizar los procesos de modulación; generando en cada convertidor cíclico, las señales de control para los transistores con una frecuencia de 33KHZ necesaria para que salga del rango audible evitando ruido.

De acuerdo a la Norma Oficial Mexicana (NOM-030-ENER-2012) Eficacia luminosa de lámparas de diodos emisores de luz (led) integrada para iluminación en general, límites y métodos de prueba; publicada en el diario oficial; indica que las lámparas con una potencia mayor a 5 W deben tener un Factor de Potencia (FP) mayor o igual a 0.7 y la distorsión armónica deberá ser inferior al 15%; por lo tanto:

La fuente AC/ $D_{\text{CPULSANTE}}$ propuesta, al ser utilizada para cargas de paneles de led debe estar dentro de la norma, lo cual se cumple ya que nuestros resultados superan la norma ya que tenemos: *0.99 en el factor de potencia; mientras que la distorsión armónica se mantiene en un 5.18 %*

El software generado se encarga de realizar las otras modulaciones propuestas en este trabajo y las integra por medio de un controlador difuso. Esto quiere decir que:

El proceso inicial es el sensado de la línea ya que este sistema permite alimentaciones que van desde 90 V_{AC} hasta 300V_{AC}. Aclarando que las fuentes comerciales no alcanzan estos rangos de operación.

El valor en el convertidor AD proporciona los valores para hacer el muestreo de la línea que de acuerdo a los valores calculados el número de muestras posibles en cada semiciclo es de 274 y genera los anchos de pulso correspondientes a la señal de control de los transistores.

Las características del software generado permiten aumentar la eficiencia del sistema además de reducir la distorsión armónica y aumentar el factor de potencia; debido a que la secuencia de pulsos es el resultado de las modulaciones propuestas (modulación vectorial, modulación por posición de pulso y modulación por ancho de pulso); donde:

El modulador vectorial determina las celdas virtuales asignándoles un vector característico a cada una de ellas ($S_1, S_2 \dots S_{16}$) es decir que segmenta la línea y da una correspondencia en voltaje de acuerdo al sensado de la línea y a la celda virtual.

De acuerdo a los cálculos por medio de las series de Fourier; las armónicas 3,5 y 7 se requiere eliminarlas para corregir la distorsión armónica de tal forma que el modulador por posición de pulso, modifica la posición de pulso evitando las armónicas mencionadas.

El modulador por ancho de pulso, toma como dato el vector asociado (obtenido de la modulación vectorial) y el valor de sensado de la línea, generando el ancho de los pulsos; las variaciones en los anchos de pulso generan la señal modulada por ancho de pulso (PWM) de forma que la potencia del circuito se eleva o disminuye dando como consecuencia una señal de salida con diferentes anchos de pulso que mantiene una potencia constante que en este caso corresponde a 22W que fueron calculados en la Ec. 5.3.5.

La modulación en anchos de pulso se usó para corregir el factor de potencia ya que cuando la corriente se abate en algún intervalo del periodo; la señal tiene un porcentaje de distorsión ocasionando la disminución del factor de potencia. Si en un intervalo del periodo no hay corriente aunque la línea está suministrando voltaje; entonces al aumentar el ancho de pulso en ese intervalo la potencia reactiva Q se incrementa y por lo tanto se incrementa el factor de potencia.

Al observar la gráfica de la salida en voltaje y corriente en el analizador de potencia se puede ver que prácticamente está en fase por lo cual el factor de potencia es muy cercano a la unidad, indicando que cumple con teorema de la máxima transferencia de potencia.

Por ultimo; para hacer la integración de las modulaciones se utilizó un controlador difuso. Las entradas corresponden a los niveles de voltaje de línea y las fracciones de tiempo en el semiciclo completo.

La ubicación de los vectores modulados permite plantear la matriz de inferencias para realizar el proceso de fusificación; en el cual se encuentra el momento de inercia sobre el cual está montado el vector.

El conjunto de salidas corresponde al tren de pulsos considerando el ancho y la posición del pulso.

Como resultado se llegó al diseño y construcción de un prototipo de nivel industrial, patentable y publicable (artículos) con adelantos tecnológicos capaz de ofrecer mejoras, sobre los comerciales

Aportaciones: Entre estas podemos mencionar:

- Uso de la modulación analógica por desplazamiento de fase para segmentar la línea de alterna en dos semiciclos y desplazarlos por conmutación natural
- Diseño e Implementación de un circuito que usa señales $V_{CDPULSANTE}$ para aprovechar toda la energía y no desperdiciarla en procesos de filtrado.
- Diseño de Arquitectura paralelo con bus compartido para control de fuentes cíclicas.
- Integración de tierras flotantes en el diseño de sistema completo correspondiendo a la arquitectura paralela.
- El empleo de técnicas de protección de la conmutación en los transistores para incrementar la eficiencia, disminuir las pérdidas y elevar la potencia en la fuente.
- Uso de sistemas de amortiguamiento para control de la disipación de energía en los transistores.
- Diseño e Implementación de fuentes de alimentación CD/CD utilizando técnicas de modulación vectorial usada para inversores.
- Diseño e Implementación de un sistema de control para la fuente de alimentación CD/CD, integrando varias técnicas de modulación para corregir distorsión armónica y factor de potencia en un solo sistema (modulación por posición de pulso y por ancho de pulso);
- El uso de técnicas de control difuso para el control de potencia de la carga independientemente de la variación de la línea.

TRABAJO FUTURO

Implementación de filtros paso bajas para mejorar la calidad de las señales de entrada y salida.

Implementación de circuitos de protección de las señales de entrada al circuito reductor (BUCK), para mejorar la conmutación de los transistores y elevar la eficiencia de la fuente.

Integrar el ZCS y el ZVS en un solo circuito resonante.

Implementar circuitos con transistores para reducir la resistencia dinámica

Dotar de un sistema de sensado en la línea con mayor definición de los pulsos modulados

Trabajar con bobinas en condición continua para aumentar el aprovechamiento de la corriente ya que no se forzaría a que la señal de corriente llegue a cero después de un periodo de tiempo T .

Implementación y desarrollo de bobinas litz wire (efecto piel) y núcleos de material de polímero-ferromagnéticos

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 wáttmetro, vóltmetro y ampérmetro 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 vóltmetro y el ampérmetro, debe de ser $\leq 0,5\%$.

La exactitud del wáttmetro 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.

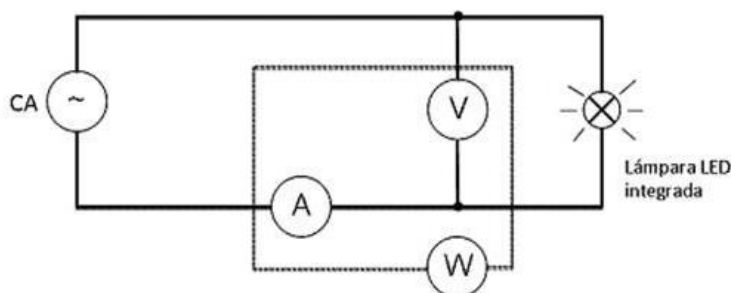
Tabla A1. Tensiones monofásicas de prueba

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.

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.

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 $\leq 0,5\%$.

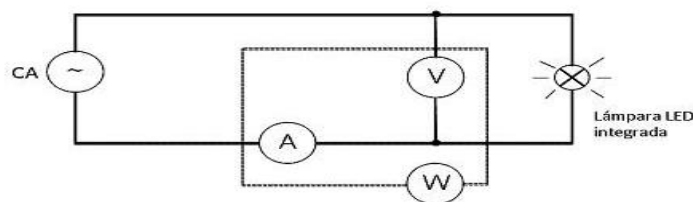
E.3. Preparación y acondicionamiento de las muestras

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.

ANEXO B RESOLUCIÓN DEL DIARIO OFICIAL DE LA FEDERACIÓN DEL 28 DE ENERO DEL 2010

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

Etapas			
Etapas 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

Etapas 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 autobalastradas
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	

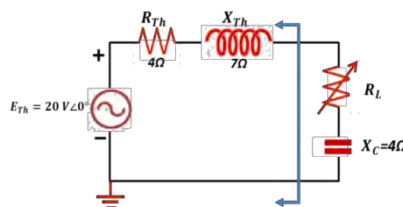
TRANSITORIOS

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.

ANEXO C. TEOREMA DE LA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA

EJEMPLO:



- Determinar el valor de R_L para la máxima transferencia de potencia a la carga si la reactancia de la carga esta fija en 4Ω :

Solución:

$$R_L = \sqrt{R_{Th}^2 + (X_{Th} + X_{carga})^2} = \sqrt{(4\Omega)^2 + (7\Omega + 4\Omega)^2} = \sqrt{16 + 9} = \sqrt{25} = 5\Omega$$

- Encuentra la potencia proporcionada para la carga bajo las condiciones anteriores.

Solución:

$$R_{av} = \frac{R_{Th}^2 + R_L}{2} = \frac{4\Omega + 5\Omega}{2} = 4.5\Omega$$

$$P = \frac{E_{Th}^2}{4R_{av}} = \frac{(20V)^2}{4(4.5\Omega)} = \frac{400}{18} W \cong 22.22W$$

- Encuentre la transferencia máxima de potencia para la carga si la reactancia de la carga se hace ajustable para cualquier valor y compare el resultado

Solución:

$$Z_L = 4\Omega - j 7\Omega$$

$$P = \frac{E_{Th}^2}{4R_{Th}} = \frac{(20V)^2}{4(4\Omega)} = 25W$$

Esto excede los 22.22W por 2.78W

ANEXO D. TEORÍA DE FOURIER

La corriente alterna al ser una corriente que invierte periódicamente el sentido con una determinada frecuencia; así como la corriente y la diferencia de potencial; varían sinusoidalmente con el tiempo por lo tanto la transformación de funciones periódicas en series de Fourier permite aplicarse a cualquier señal que siga funciones periódicas aplicando superposición.

Características del voltaje y la corriente alterna:

En una función sinusoidal, $v(t) = v_m \cos(\omega t + \phi_v)$ ó $i(t) = i_m \cos(\omega t + \phi_i)$; podemos distinguir los siguientes parámetros:

Amplitud, periodo, frecuencia, pulsación, fase inicial, desfase, valor eficaz.

2.5.1. TEOREMA DE FOURIER

La corriente alterna constituye la base para el análisis de señales variables en el tiempo en redes lineales considerándose como función periódica y puede expresarse como la suma de diferentes armónicos.

Las entradas de voltaje de AC pueden tener posibles dependencias temporales de la corriente, $I(t)$, cuando entre ellas hay una variación armónica se describe como:

$$I(t) = I_0 \cos(\omega t + \delta) \quad \text{EC. 2.5.1.1}$$

En condiciones de régimen permanente, el voltaje de salida en convertidores de frecuencia y dado que la función es periódica en el tiempo, se puede definir el voltaje como:

$$v_o(t) = v_o(t + T) \quad \text{EC. 2.5.1.2}$$

Dónde

$T \rightarrow$ tiempo periódico

Si f es la frecuencia en Hertz del voltaje de salida, se describe la frecuencia angular como:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \quad \text{EC. 2.5.1.3}$$

Sustituyendo EC. 2.5.1.3 en la EC. 2.5.1.1 tenemos:

$$v_o(\omega t) = v_o(\omega t + 2\pi) \quad \text{EC. 2.5.1.4}$$

Dado que el teorema de Fourier plantea que una función periódica en el tiempo $f(t)$ se describe mediante un término constante más una serie infinita de términos senoidales y cosenoidales de frecuencia $n\omega$, donde $n \in$ enteros y por lo tanto:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega_0 t + b_n \sin n\omega_0 t) \quad \text{EC. 2.5.1.5}$$

Dónde:

$a_0 \rightarrow$ valor de la armónica fundamental; $v_o(t)$

$\omega_0 \rightarrow$ frecuencia fundamental asociada al periodo T ; $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$

Los coeficientes constantes a_0, a_n y b_n representan las amplitudes de los senos y cosenos que de acuerdo a n les corresponde una frecuencia $\omega_n = n\omega_0$ por lo que siempre es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental (ω_0)

La serie infinita representada en la EC. 2.2.8.12, se puede reescribir explícitamente así:

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega_0 t) + b_1 \sin(\omega_0 t) + \dots + a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t) + \dots +$$

La base ortogonal de funciones en el intervalo $(0, T)$ es:

$$\{1, \cos(\omega_0 t), \sin(\omega_0 t), \cos(2\omega_0 t), \sin(2\omega_0 t), \dots, \cos(n\omega_0 t), \sin(n\omega_0 t), \dots\}$$

Cumple la condición, en el intervalo $(0, T)$:

$$\int_0^T f(t)f'(t) dt = \begin{cases} 0 & \text{si } m \neq m' \\ \text{const} & \text{si } m = m' \end{cases}$$

Al verificarse la ortogonalidad en el intervalo $(0, T)$ y si el número de puntos $(N+1)$ tiende a infinito la suma se puede escribir como una integral.

Los coeficientes se determinan de acuerdo a las siguientes expresiones:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad \text{EC. 2.5.1.6}$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t dt \quad \text{EC. 2.5.1.7}$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega_0 t dt$$

EC. 2.5.1.8

Para determinar las constantes a_0, a_n, b_n ; podemos partir de dos consideraciones:

- Si $f(t)$ se considera como una función analítica, las constantes se determinan con una sola integración
- Pero para el caso los convertidores de voltaje, la función $f(t)$ se considera discontinua y por lo tanto se requiere hacer varias integraciones a lo largo del periodo (T)

Ahora bien; Si $a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t$

$$\left(\frac{(a_n^2 + b_n^2)^{1/2}}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \right) (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) =$$

EC. 2.5.1.9

$$= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \left(\frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \cos n\omega t + \frac{b_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \sin n\omega t \right)$$

EC. 2.5.1.10

Podemos definir el ángulo ϕ_n utilizando la EC. 2.2.8.16; de forma que tenemos:

$$a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} (\sin \phi_n \cos n\omega t + \cos \phi_n \sin n\omega t)$$

$$= (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \sin(n\omega t + \phi_n)$$

EC. 2.5.1.11

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n}$$

EC. 2.5.1.12

Sustituyendo la EC. 2.2.8.17 en la EC. 2.2.8.12, tenemos la ec.2.28.19 de modo gráfico podemos verlo en la FIGURA 2.5.1.1

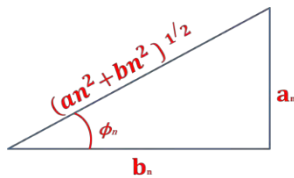


FIGURA 2.5.1.1. OBTENCIÓN DEL TERMINO C_n MEDIANTE EL TEOREMA DE PITAGORAS

$$v_o(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2)^{1/2} \sin(n\omega t + \phi_n)$$

EC. 2.5.1.13

$$= \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \phi_n)$$

EC. 2.5.1.14

$$C_n = (a_n^2 + b_n^2)^{1/2}$$

EC. 2.5.1.15

Dónde:

$C_n \rightarrow$ Magnitud pico

$\phi_n \rightarrow$ Ángulo de retraso de la componente armónica de orden n , del voltaje de salida

$v_o(t) \rightarrow$ Voltaje de salida

CÁLCULO DE LOS COEFICIENTES DE LAS SERIES DE FOURIER

Para, calcular a_0 , multipliquemos los dos términos de la serie (3) por dx , e integremos de $(-\pi, \pi)$, todas las integrales del segundo miembro de dicha serie, se anulan, excepto la que multiplica a_0 .

$$\int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx = \frac{a_0}{2} \int_{-\pi}^{\pi} dx = \pi a_0 \Rightarrow a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx \quad (7)$$

Para calcular a_n multipliquemos los dos términos de la serie, por $\cos nx$ e integremos de $(-\pi, \pi)$ todas las integrales del segundo miembro se anulan excepto el factor que multiplica a_n

$$\int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx = a_n \int_{-\pi}^{\pi} \cos^2 nx dx = a_n \pi$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx \quad (8)$$

ya que sabemos que si m y n son enteros positivos diferentes se verifica

$$\int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx \cos mx dx = 0$$

y si m y n son dos enteros positivos iguales o distintos se verifica

$$\int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin mx \cos nx dx = 0$$

Dando a n valores $(0, 1, 2, 3, \dots)$ en (8), se obtienen todos los coeficientes de los cosenos. Análogamente, se obtiene b_n , multiplicando los dos términos de (3) por $\sin nx$, e integrando se verifica

$$\int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx = b_n \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2 nx dx = b_n \pi \Rightarrow$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx \quad (9)$$

Ya que sabemos que si m y n son dos enteros positivos diferentes se verifica

$$\int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx \sin mx dx = 0$$

APLICACIONES DE LA FFT EN SEÑALES SIMÉTRICAS Y ANTISIMÉTRICAS PARA EL CÁLCULO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA

Cálculo de la distorsión armónica usando FFT en señales simétricas y antisimétricas

En una señal antisimétrica

Sea la función $f(t)$

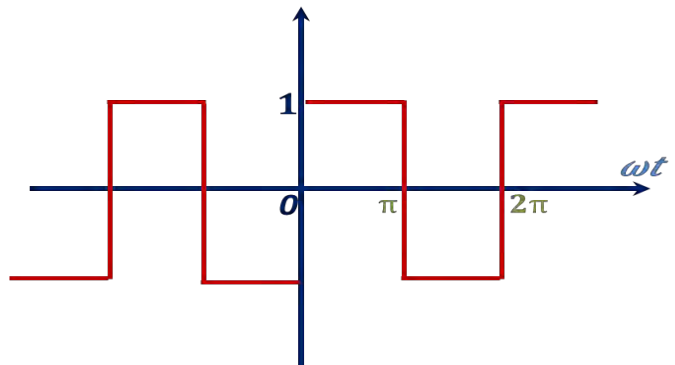
$$f(t) = \begin{cases} 1, & 2n\pi \leq \omega t < (2n+1)\pi \\ -1, & (2n+1)\pi \leq \omega t < 2(n+1)\pi \end{cases}$$

Los coeficientes de Fourier son:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(n\omega t) d\omega t = \frac{2}{n\pi} \int_0^{n\pi} \sin \theta d\theta = 2 \frac{1 - (-1)^n}{n\pi}$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \quad n = 1, 3, 5, \dots, \infty$$

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\omega t}{n} \quad n = 1, 3, 5, \dots, \infty$$



La amplitud de la armónica fundamental es de $\frac{4}{\pi}$ si se considera como la armónica de mayor orden a la armónica de orden 7, tal que $n = 3, 5, 7$;

El factor armónico es $HF_3 = \frac{1}{3}$; $HF_5 = \frac{1}{5}$; $HF_7 = \frac{1}{7}$

La distorsión armónica total $THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2} = 0.41415$

La tasa de variación

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n}\right)^3}}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{1}{3}\right)^3 + \left(\frac{1}{5}\right)^3 + \left(\frac{1}{7}\right)^3} = 0.219$$

En una señal simétrica

Sea la función $f(t)$

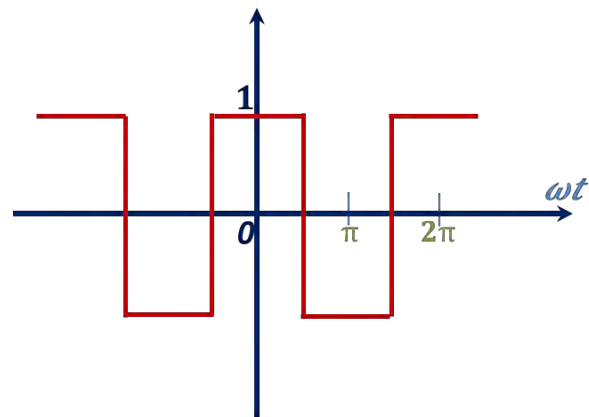
$$f(t) = \begin{cases} 1, & (2n - 0.5)\pi \leq \omega t < (2n + 0.5)\pi \\ -1, & (2n + 0.5)\pi \leq \omega t < (2n + 1.5)\pi \end{cases}$$

Los coeficientes de Fourier son: $a_0 = 0$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(n\omega t) d\omega t = \frac{4}{n\pi} \int_0^{n\pi/2} \cos \theta d\theta = \frac{4 \sin(n\pi/2)}{n\pi}$$

$$a_n = \frac{4}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \quad n = 1, 3, 5, \dots, \infty$$

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\omega t}{n} \cos(n\omega t), \quad n = 1, 3, 5, \dots, \infty$$



La amplitud de la armónica fundamental es de $\frac{4}{\pi}$ si se considera como la armónica de mayor orden a la armónica de orden 7, tal que $n = 3, 5, 7$;

El factor armónico es $HF_3 = \frac{1}{3}$; $HF_5 = \frac{1}{5}$; $HF_7 = \frac{1}{7}$

La distorsión armónica total $THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2} = 0.41415$

La tasa de variación

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n}\right)}}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{1}{3}\right)^3 + \left(\frac{1}{5}\right)^3 + \left(\frac{1}{7}\right)^3} = 0.219$$

En una señal antisimétrica

Sea la función $f(t)$ en el periodo $-\pi$ a $+\pi$

$$f(t) = \begin{cases} 1, & \frac{\pi - x}{2} \leq \omega t < \frac{\pi + x}{2} \\ -1, & -\frac{\pi + x}{2} \leq \omega t < -\frac{\pi - x}{2} \end{cases}$$

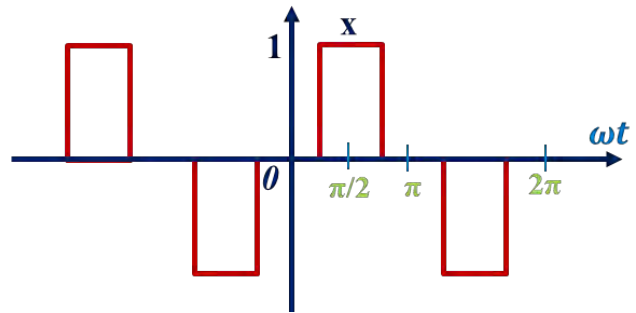
Los coeficientes de Fourier son: $a_0 = 0$

$$= \frac{2}{n\pi} \int_n^{\frac{\pi+x}{2}} \sin \theta \, d\theta = 2 \frac{\cos[n(\pi - x)/2] - \cos[n(\pi + x)/2]}{n\pi} \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(n\omega t) \, d\omega t =$$

$$= 2 \frac{2\cos[n(\pi - x)/2]}{n\pi} = \frac{4 \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{nx}{2}\right)}{n\pi}$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{nx}{2} \quad n = 1, 3, 5, \dots \infty$$

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\omega t}{n} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{nx}{2}, \quad n = 1, 3, 5, \dots \infty$$



La amplitud de la armónica fundamental es de $\frac{4}{\pi} \sin \frac{x}{2}$ si se considera como la armónica de mayor orden a la armónica de orden 7, tal que $n = 3, 5, 7$;

El factor armónico es:

$$HF_3 = \frac{\sin\left(\frac{3x}{2}\right)}{3 \sin\left(\frac{x}{2}\right)}, \quad HF_5 = \frac{\sin\left(\frac{5x}{2}\right)}{5 \sin\left(\frac{x}{2}\right)}; \quad HF_7 = \frac{\sin\left(\frac{7x}{2}\right)}{7 \sin\left(\frac{x}{2}\right)}$$

La distorsión armónica total

$$\text{Si } x = \pi$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2} = 0.41415$$

La tasa de variación

$$WTHD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n}\right)} / V_1 = \sqrt{\left(\frac{1}{3}\right)^3 + \left(\frac{1}{5}\right)^3 + \left(\frac{1}{7}\right)^3} = 0.219$$

En una señal antisimétrica

Sea la función $f(t)$
en el periodo
 $-\pi$ a $+\pi$

$$f(t) = \begin{cases} 2, & \frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}, \\ 1, & \frac{\pi}{6} \leq \omega t < \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \frac{5\pi}{6}, \\ 0, & \text{otro,} \\ -1, & -\frac{5\pi}{6} \leq \omega t < -\frac{2\pi}{3}, -\frac{\pi}{3} \leq \omega t < -\frac{\pi}{6}, \\ -2, & -\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < -\frac{\pi}{3} \end{cases}$$

Los coeficientes de Fourier son:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(n\omega t) d\omega t = \frac{2}{n\pi} \left(\int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sin \theta d\theta + \frac{2}{n\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \sin \theta d\theta \right) =$$

$$= \frac{2}{n\pi} \left[\left(\cos \frac{n\pi}{6} - \cos \frac{5n\pi}{6} \right) + \left(\cos \frac{n\pi}{3} - \cos \frac{2n\pi}{3} \right) \right] =$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left(\cos \frac{n\pi}{6} - \cos \frac{n\pi}{3} \right), \quad n = 1, 3, 5, \dots, \infty$$

$$F(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\omega t}{n} \left(\cos \frac{n\pi}{6} - \cos \frac{n\pi}{3} \right), \quad n = 1, 3, 5, \dots, \infty$$

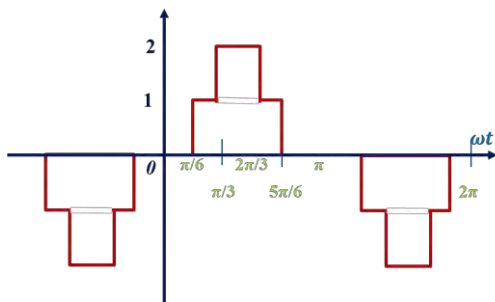
La amplitud de la armónica fundamental es de $\frac{2}{\pi}(1 + \sqrt{3})$ si se considera como la armónica de mayor orden a la armónica de orden 7, tal que $n = 3, 5, 7$;

El factor armónico es

$$HF_3 = \frac{2}{3(1+\sqrt{3})} = 0.244;$$

$$HF_5 = \frac{\sqrt{3}-1}{5(1+\sqrt{3})} = 0.0536;$$

$$HF_7 = \frac{\sqrt{3}-1}{7(1+\sqrt{3})} = 0.0383$$



DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL	$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} HF_n^2} = \sqrt{(0.244)^2 + (0.0536)^2 + (0.0383)^2} = 0.2527$
TASA DE VARIACIÓN	$WTHD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n^2/n)} / V_1 = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{HF_n^2}{n}} = \sqrt{\frac{(0.244)^2}{3} + \frac{(0.0536)^2}{5} + \frac{(0.0383)^2}{7}} = 0.1436$

Como conclusión podemos indicar que el desfase no aumenta ni disminuye la distorsión armónica

ANEXO E LÓGICA DIFUSA.

Centros de gravedad

La ubicación del centro de gravedad o centroide en un área; está dado por:

$$x_c = \frac{\int x dA}{\int dA} = \frac{\int x dA}{A}; \quad y_c = \frac{\int y dA}{\int dA} = \frac{\int y dA}{A}; \quad z_c = \frac{\int z dA}{\int dA} = \frac{\int z dA}{A} \quad \text{EC. 2.10.4}$$

Para los procesos de un control difuso requerimos obtener el centroide de un área triangular (FIGURA 2.10.4.) con una base b y una altura h

El área de un triángulo está dado por:

$$A = \frac{1}{2}bh; \quad \text{EC. 2.10.5}$$

Dado que el área diferencial es ωdy ; como puede observarse en la figurammm.

Entonces tenemos que:

$$\omega = b \frac{(h - y)}{h}$$

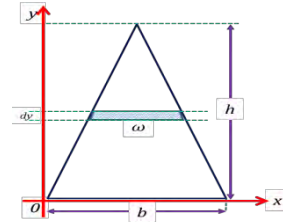


FIGURA 2.10.4. CENTROIDE DE UN AREA TRIANGULAR


EC. 2.10.6

Aplicando la EC. 2.10.5 En EC. 2.10.6

$$y_c = \frac{\int_0^h [yb(h - y)/h] dy}{\int dA} = \frac{(b/h) \left(\frac{hy^2}{2} - \frac{y^3}{3} \right) \Big|_0^h}{\frac{1}{2}bh} = \frac{\frac{1}{6}(b/h)h^3}{\frac{1}{2}bh} = \frac{1}{3}h; \quad \text{EC. 2.10.7}$$

ANEXO F HOJAS DE DATOS DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS

MICROCONTROLADOR PIC 12F683



PIC12F683

8-Pin Flash-Based, 8-Bit CMOS Microcontrollers with nanoWatt Technology

High-Performance RISC CPU:

- Only 35 instructions to learn:
 - All single-cycle instructions except branches
- Operating speed:
 - DC - 20 MHz oscillator/clock input
 - DC - 200 ns instruction cycle
- Interrupt capability
 - 8-level deep hardware stack
 - Direct, Indirect and Relative Addressing modes

Special Microcontroller Features:

- Precision Internal Oscillator:
 - Factory calibrated to ±1%, typical
 - Software selectable frequency range of 8 MHz to 125 kHz
 - Software tunable
 - Two-Speed Start-up mode
 - Crystal fail detect for critical applications
 - Clock mode switching during operation for power savings
- Power-Saving Sleep mode
- Wide operating voltage range (2.0V-5.5V)
- Industrial and Extended temperature range
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PWRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Brown-out Reset (BOR) with software control option
- Enhanced Low-Current Watchdog Timer (WDT) with on-chip oscillator (software selectable nominal 205 seconds with full prescaler) with software enable
- Multiplexed Master Clear with pull-up/input pin
- Programmable code protection
- High Endurance Flash/EEPROM cell:
 - 100,000 write Flash endurance
 - 1,000,000 write EEPROM endurance
 - Flash/Data EEPROM Retention: > 40 years

Low-Power Features:

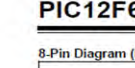
- Standby Current:
 - 50 nA @ 2.0V, typical
- Operating Current:
 - 11 µA @ 32 kHz, 2.0V, typical
 - 220 µA @ 4 MHz, 2.0V, typical
- Watchdog Timer Current:
 - 1 µA @ 2.0V, typical

Peripheral Features:

- 8 I/O pins with individual direction control:
 - High current source/sink for direct LED drive
 - Interrupt-on-pin change
 - Individually programmable weak pull-ups
 - Ultra Low-Power Wake-up on GPIO
- Analog Comparator module with:
 - One analog comparator
 - Programmable on-chip voltage reference (C/VREF) module (5% of VDD)
 - Comparator inputs and output externally accessible
- A/D Converter:
 - 10-bit resolution and 4 channels
 - Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit programmable prescaler
 - Enhanced Timer1:
 - 16-bit timer/counter with prescaler
 - External Timer1 Gate (count enable)
 - Option to use OSC1 and OSC2 in LP mode as Timer1 oscillator if INTOSC mode selected
 - Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Capture, Compare, PWM module:
 - 16-bit Capture, max resolution 12.5 ns
 - Compare, max resolution 200 ns
 - 10-bit PWM, max frequency 20 kHz
 - In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins

Device	Program Memory		Data Memory		IO	10-bit AD (ch)	Comparators	Timers 8-Bit
	Flash (words)	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)					
PIC12F683	2048	128	256		8	4	1	2/1

© 2007 Microchip Technology Inc. DS41211D-page 1



PIC12F683

8-Pin Diagram (PDIP, SOIC)

2.1 MEMORY ORGANIZATION

2.1.1 Program Memory Organization

The PIC12F683 has a 13-bit program counter capable of addressing an 8k x 14 program memory space. Only the first 2k x 14 (0000h-07FFh) for the PIC12F683 is physically implemented. Accessing a location above these boundaries will cause a wraparound within the first 2k x 14 space. The Reset vector is at 0000h and the interrupt vector is at 0004h (see Figure 2-1).

2.2 Data Memory Organization


The data memory (see Figure 2-2) is partitioned into two banks, which contain the General Purpose Registers (GPR) and the Special Function Registers (SFR). The Special Function Registers are located in the first 32 locations of each bank. Register locations 20h-7Fh in Bank 0 and ADh-BFh in Bank 1 are General Purpose Registers, implemented as static RAM. Register locations 80h-FFh in Bank 1 point to addresses 70h-7Fh in Bank 0. All other RAM is unimplemented and returns '0' when read. RPO of the STATUS register is the bank select bit.

RPO:

- 0 → Bank 0 is selected
- 1 → Bank 1 is selected

Note: The IRP and RPI bits of the STATUS register are reserved and should always be maintained as '0's.

© 2007 Microchip Technology Inc. DS41211D-page 1



PIC12F683

2.2.1 GENERAL PURPOSE REGISTER FILE

The register file is organized as 128 x 8 in the PIC12F683. Each register is accessed, either directly or indirectly through the File Select Register FSR (see Section 2.4 "Indirect Addressing, INDF and FSR Registers").

2.2.2 SPECIAL FUNCTION REGISTERS

The Special Function Registers are registers used by the CPU and peripheral functions for controlling the desired operation of the device (see Table 2-1). These registers are static RAM.


The special registers can be classified into two sets: core and peripheral. The Special Function Registers associated with the "core" are described in this section. Those related to the operation of the peripheral features are described in the section of that peripheral feature.

FIGURE 2-2: DATA MEMORY MAP OF THE PIC12F683

File Address	File Address	File Address	File Address
Indirect Addr ⁽¹⁾ 00h	Indirect Addr ⁽¹⁾ 80h	Indirect Addr ⁽¹⁾ 100h	Indirect Addr ⁽¹⁾ 180h
TMR0 01h	OPTION_REG 02h	INTCON 03h	STATUS 04h
PCL 05h	PCL 06h	FSR 07h	FSR 08h
GP0 09h	TMR0 0Ah	TMR0 0Bh	TMR0 0Ch
GP1 0Dh	TMR0 0Eh	TMR0 0Fh	TMR0 10h
GP2 11h	TMR0 12h	TMR0 13h	TMR0 14h
GP3 15h	TMR0 16h	TMR0 17h	TMR0 18h
GP4 19h	TMR0 1Ah	TMR0 1Bh	TMR0 1Ch
GP5 1Dh	TMR0 1Eh	TMR0 1Fh	TMR0 20h
PCLATH 11h	PCLATH 12h	PCLATH 13h	PCLATH 14h
INTCON 03h	INTCON 04h	INTCON 05h	INTCON 06h
RIR 0Ch	RIR 0Dh	RIR 0Eh	RIR 0Fh
TMR1L 10h	TMR1H 11h	TMR1L 12h	TMR1H 13h
TMR1L 14h	TMR1H 15h	TMR1L 16h	TMR1H 17h
TMR1L 18h	TMR1H 19h	TMR1L 1Ah	TMR1H 1Bh
TMR1L 1Ch	TMR1H 1Dh	TMR1L 1Eh	TMR1H 1Fh
TMR2 20h	TMR2 21h	TMR2 22h	TMR2 23h
TMR2 24h	TMR2 25h	TMR2 26h	TMR2 27h
TMR2 28h	TMR2 29h	TMR2 2Ah	TMR2 2Bh
TMR2 2Ch	TMR2 2Dh	TMR2 2Eh	TMR2 2Fh
TMR2 30h	TMR2 31h	TMR2 32h	TMR2 33h
TMR2 34h	TMR2 35h	TMR2 36h	TMR2 37h
TMR2 38h	TMR2 39h	TMR2 3Ah	TMR2 3Bh
TMR2 3Ch	TMR2 3Dh	TMR2 3Eh	TMR2 3Fh
TMR2 40h	TMR2 41h	TMR2 42h	TMR2 43h
TMR2 44h	TMR2 45h	TMR2 46h	TMR2 47h
TMR2 48h	TMR2 49h	TMR2 4Ah	TMR2 4Bh
TMR2 4Ch	TMR2 4Dh	TMR2 4Eh	TMR2 4Fh
TMR2 50h	TMR2 51h	TMR2 52h	TMR2 53h
TMR2 54h	TMR2 55h	TMR2 56h	TMR2 57h
TMR2 58h	TMR2 59h	TMR2 5Ah	TMR2 5Bh
TMR2 5Ch	TMR2 5Dh	TMR2 5Eh	TMR2 5Fh
TMR2 60h	TMR2 61h	TMR2 62h	TMR2 63h
TMR2 64h	TMR2 65h	TMR2 66h	TMR2 67h
TMR2 68h	TMR2 69h	TMR2 6Ah	TMR2 6Bh
TMR2 6Ch	TMR2 6Dh	TMR2 6Eh	TMR2 6Fh
TMR2 70h	TMR2 71h	TMR2 72h	TMR2 73h
TMR2 74h	TMR2 75h	TMR2 76h	TMR2 77h
TMR2 78h	TMR2 79h	TMR2 7Ah	TMR2 7Bh
TMR2 7Ch	TMR2 7Dh	TMR2 7Eh	TMR2 7Fh
TMR2 80h	TMR2 81h	TMR2 82h	TMR2 83h
TMR2 84h	TMR2 85h	TMR2 86h	TMR2 87h
TMR2 88h	TMR2 89h	TMR2 8Ah	TMR2 8Bh
TMR2 8Ch	TMR2 8Dh	TMR2 8Eh	TMR2 8Fh
TMR2 90h	TMR2 91h	TMR2 92h	TMR2 93h
TMR2 94h	TMR2 95h	TMR2 96h	TMR2 97h
TMR2 98h	TMR2 99h	TMR2 9Ah	TMR2 9Bh
TMR2 9Ch	TMR2 9Dh	TMR2 9Eh	TMR2 9Fh
TMR2 A0h	TMR2 A1h	TMR2 A2h	TMR2 A3h
TMR2 A4h	TMR2 A5h	TMR2 A6h	TMR2 A7h
TMR2 A8h	TMR2 A9h	TMR2 AAh	TMR2 ABh
TMR2 Ach	TMR2 Adh	TMR2 AEh	TMR2 AFh
TMR2 B0h	TMR2 B1h	TMR2 B2h	TMR2 B3h
TMR2 B4h	TMR2 B5h	TMR2 B6h	TMR2 B7h
TMR2 B8h	TMR2 B9h	TMR2 BAh	TMR2 B Bh
TMR2 BCh	TMR2 BDh	TMR2 BEh	TMR2 BFh
TMR2 C0h	TMR2 C1h	TMR2 C2h	TMR2 C3h
TMR2 C4h	TMR2 C5h	TMR2 C6h	TMR2 C7h
TMR2 C8h	TMR2 C9h	TMR2 CAh	TMR2 CBh
TMR2 CCh	TMR2 CDh	TMR2 CEh	TMR2 CFh
TMR2 D0h	TMR2 D1h	TMR2 D2h	TMR2 D3h
TMR2 D4h	TMR2 D5h	TMR2 D6h	TMR2 D7h
TMR2 D8h	TMR2 D9h	TMR2 DAh	TMR2 DBh
TMR2 DCh	TMR2 D Dh	TMR2 DEh	TMR2 DFh
TMR2 E0h	TMR2 E1h	TMR2 E2h	TMR2 E3h
TMR2 E4h	TMR2 E5h	TMR2 E6h	TMR2 E7h
TMR2 E8h	TMR2 E9h	TMR2 EAh	TMR2 EBh
TMR2 ECh	TMR2 EDh	TMR2 E Eh	TMR2 EFh
TMR2 F0h	TMR2 F1h	TMR2 F2h	TMR2 F3h
TMR2 F4h	TMR2 F5h	TMR2 F6h	TMR2 F7h
TMR2 F8h	TMR2 F9h	TMR2 FAh	TMR2 FBh
TMR2 FCh	TMR2 F Dh	TMR2 FEh	TMR2 FFh

Legend: — = unimplemented data memory locations, read as '0'.
 Note 1: Not a physical register.

© 2007 Microchip Technology Inc. DS41211D-page 8

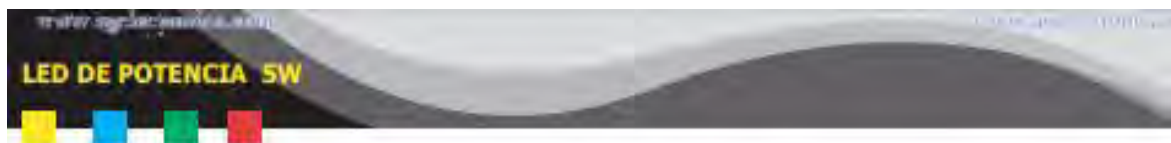


PIC12F683

Legend: — = unimplemented locations read as '0', u = unchanged, x = unknown, q = value depends on condition, shaded = unimplemented.
 Note 1: IRP and RPI bits are reserved, always maintain these bits clear.

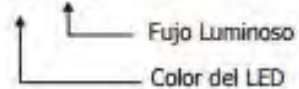
© 2007 Microchip Technology Inc. DS41211D-page 9

LED DE POTENCIA DE 5 WATT



LED DE POTENCIA 5W

LED-P5YLLLL-120/44



Especificaciones

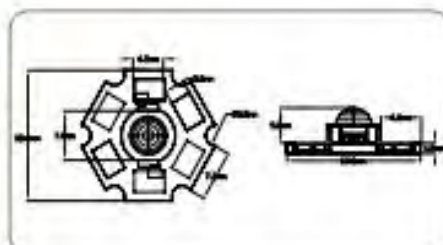
Tipo de LED: POTENCIA de 5W
 Angulo de apertura: 120 grados
 Encapsulado transparente
 Base para disipador de calor

Temperatura de operación: - 35 a 60 °C
 Corriente nominal: 700mA
 Temperatura de soldadura sin plomo: 260°C
 5 seg. máximo
 Numero de chips internos: 4

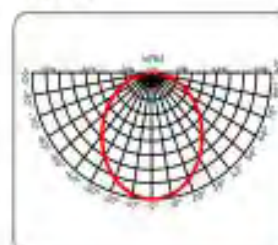
Y Colores disponibles	Longitud de onda [nm] / Temperatura de Color [Tc]	voltaje de Operación [V]		Consumo [W]	Flujo Luminoso [lm]	
		Min	Max		Min	Max
R	600-650	2.2	3.0	5.0	120	180
G	490-540	6.5	7.5	5.0	200	300
B	450-500	6.5	7.5	5.0	50	80
Y	550-600	2.2	3.0	5.0	120	180
WW	3000-5000 K	6.5	7.5	5.0	140	200
W	5000-7000 K	6.5	7.5	5.0	180	300

LLLL=Flujo Luminoso Max

Dimensiones



Curva de Distribucion 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

GLOSARIO DE TÉRMINOS

- **Frecuencia:** Número de ciclos de la función sinusoidal por unidad de tiempo.
- **Fase inicial:** Fase de la función sinusoidal en el instante inicial ($t = 0$).
- **Desfase ϕ :** Diferencia entre la fase inicial de dos funciones sinusoidales $\phi = \phi_u - \phi_i$.
- **Valor eficaz:** Raíz cuadrada del valor medio del cuadrado de la función sinusoidal durante un ciclo

$$V_{eficaz} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} ; \quad I_{eficaz} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$
- **Impedancia:** Relación entre amplitudes de diferencia de potencial e intensidad en un dipolo RLC

$$Z = \frac{V_m}{I_m}$$
- **Reactancia inductiva:** Relación entre amplitudes de diferencia de potencial e intensidad en una bobina.

$$X_L = \omega L$$
- **Reactancia capacitiva:** Relación entre amplitudes de diferencia de potencial e intensidad en un condensador

$$X_C = 1/\omega C$$
- **Potencia activa:** Potencia consumida por efecto Joule en un dipolo RLC

$$P_a = IU \cos \phi$$
- **Factor de potencia ($\cos \phi$):** Relación entre la potencia activa y el producto entre tensión eficaz e intensidad eficaz.
- $$\cos \phi = \frac{P}{S}$$
- **Frecuencia de resonancia:** En un circuito RLC en serie es aquella que produce una impedancia mínima y depende de R, L y C. LC

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$
- **Convulsión:**
- **La amplitud,** V_m ó I_m es el valor máximo al que llega la función sinusoidal. (Ω) ó (A)
- **El período** de una función sinusoidal T es la duración en tiempo de un ciclo completo. (s)
- **La frecuencia (f)** es el número de ciclos de la función sinusoidal en una unidad de tiempo, es decir, en un segundo. Es por tanto el inverso del período T. $f = \frac{1}{T}$. La unidad es el Hertz (Hz), el inverso del segundo $s^{-1} \cong Hz$
- **La pulsación (ω)** son los radianes recorridos por unidad de tiempo. Un ciclo son 2π radianes, y el periodo es la duración de un ciclo, la pulsación será el cociente entre ambos: $\omega = 2\pi \frac{1}{T} = 2\pi f$
Tendrá las mismas unidades de la frecuencia, aunque se utilizan los radianes por segundo para señalar la forma de expresar los ángulos $s^{-1} \cong (radianes/s)$. La fase es $\omega t + \phi v$ (radianes)
- **La fase inicial** es ϕv , y representa el valor de la fase en el instante inicial. La fase inicial en grados y la pulsación en radianes por segundo.
- **El desfase** se define para dos funciones sinusoidales. Cuando hay relación entre una diferencia de potencial $v(t) = V_m \cos(\omega t + \phi v)$ y una intensidad de corriente $i(t) = I_m \cos(\omega t + \phi i)$ en un circuito. El desfase ϕ es la diferencia entre la fase inicial de la diferencia de potencial y la intensidad $\phi = \phi v - \phi i$. El signo del desfase se utiliza para señalar qué función está adelantada en tiempo respecto de la otra. Si ϕ es positivo querrá decir que la diferencia de potencial está adelantada en el tiempo respecto de la intensidad.
Si ϕ es negativo querrá decir que la diferencia de potencial está retrasada, o de otra manera, que la intensidad está adelantada.
Si ϕ es cero se dice que las dos magnitudes están en fase.
- **Valor eficaz:** o valor RMS Valor máximo de la medición ya sea en corriente o voltaje de tal forma que para una señal senoidal tenemos que:

$$valor\ eficaz = \frac{medición}{\sqrt{2}}$$
- **Valor instantáneo:** medición realizada en un instante de tiempo
- **Valor medio:** media aritmética de todos los valores instantáneos de una tensión o corriente; medidos en un intervalo de tiempo.

$$valor\ medio = \frac{2(valor\ máximo)}{\sqrt{2}}$$

REFERENCIAS

Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. Muhammad h. Rashid. México 1995. Segunda edición. Editorial Prentice hall hispanoamericana.

Análisis introductorio de circuitos. Boylestad, Robert L. Octava edición. Editorial Prentice hall.1998.

Potencia y control eléctrico. Espinoza Reynoso, José Pedro. Electricidad básica. 1990.

Máquinas Eléctricas y sistemas de potencia. Wildi, Theodore. Sexta edición. Editorial Prentice hall

Apuntes de electrotecnia general. Castillo Dorado, M.; Hidalgo Giménez, M. y Casares de la Torre, Fr. J. Editorial Servicio de publicaciones de la Universidad de Córdoba. Año: 1997. 392 páginas, 490 ilustraciones.

The 8086/8088 Family Design Programming and Interfacing. Uffenbeck, John. 1987, Edited By Prentice Hall.

Series y transformada de Fourier. L.Bucio. Facultad de Química. UNAM

Manual de teleinformática. Liberto Martínez, Guillermo. 1987.

Sistemas de comunicación. B.P, Lathi. Nueva editorial interamericana.1986

Conceptos básicos de procesamiento digital de señales. Escobar Salguero, Larry Hipolito. Facultad de Ingeniería. UNAM febrero 2009

Conceptos básicos de procesamiento digital de señales. Escobar Salguero, Larry Hipolito. Facultad de Ingeniería. UNAM. febrero 2009

Arquitectura de DSP TMS320F28xxx y APLICACIONES. Escobar Salguero, Larry Hipolito. Facultad de Ingeniería. UNAM. marzo 2014

APUNTES DE ELECTRONICA POTENCIA. Álvarez Castillo, Jesús. . Año: 2016

Implementación de la Técnica de Modulación de Vectores Espaciales utilizando un controlador Digital de Señal dsPIC30F3010. Iribe Q. Víctor, Pérez R. Javier, Beristáin J. José A. y Aganza T. Alejandro. **RIIE&C**, REVISTA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN, Vol. 6 No. 1, JUNIO 2009

Modulación Vectorial de Inversores de Potencia. Mauricio A. Tonelli. Tesis presentada para obtener el grado de MAGISTER EN INGENIERÍA. Director: Dra. María Inés Valla. Codirector: Ing. Pedro Eduardo Battaiotto. FACULTAD DE INGENIERÍA. Departamento de Electrotecnia. La Plata, febrero de 2004

Modulación por ancho de pulso (PWM) y modulación vectorial (SVM). Una introducción a las técnicas de modulación. Johnny Posada Contreras. El Hombre y la Máquina, núm. 25, julio-diciembre, 2005, pp. 70-83, Universidad Autónoma de Occidente. Colombia

Aportación al control del convertidor CC/CA de tres niveles. Alepuz Menéndez, Salvador. Tesis Doctoral para obtener el grado de Doctor Ingeniero Industrial. Director: Dr. Josep Bordonau Farrerons. Universidad Politécnica de Cataluña. Noviembre 2004

Compatibilidad electromagnética de balastros electrónicos. Fuentes de alimentación. García Rivero, Gustavo. 2008. Tesis. IPN-ESIME unidad profesional "Adolfo López Mateos"

Curso de electrónica. Onildo Plasencia, Alberto. 2009. Capítulo 2. Universidad Tecnológica Nacional. Facultad Regional Resistencia (Chaco)- Argentina.

Sistemas de Telecomunicación. Pérez Vega, Constantino. Servicio de Publicaciones de la Universidad de Cantabria. 2007.

Sistemas de Comunicación. Ferrel G. Stremmer. Fondo Educativo Interamericano, 1989.

Electrónica: Teoría de Circuitos. Robert Boylestad, Prentice Hall Hispanoamericana. 1987.

Sistemas de comunicación. B.P. Lathi. Nueva Editorial Interamericana, S.A. de C.V. 1986

Una Introducción al Álgebra de Vectores. Gonzalo Aguilar Quiroz. UNAM, Escuela Nacional de Estudios Profesionales Aragón. 1984.

Conversión de Energía Electromecánica. Vembu Gourishankar. Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A. 1975.

Electricidad Cuatro. Harry Mileaf, Limusa. 1980.

Electricidad Tres. Harry Mileaf. Limusa. 1980.

Diseño e Implementación de una Red de Lámparas para interiores basadas en Tecnología LED, Monitoreadas y Controladas por Transceiver de Alta Frecuencia. Sofía Rossana Leyva Carmona. Tesis. 2013.

Apuntes de Sistemas Dinámicos. Francisco J. Rodríguez Ramírez. UNAM, Facultad de Ingeniería, División de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, Depto. de Ingeniería de Control. 1986.

Power Electronics Circuits. Issa Batarseh. John Wiley & Sons, Inc. 2004.

Switching Power, Supply Design. Abraham I. Pressman. McGraw-Hill, Inc. 1991.

Teoría Electromagnética. William H. Hayt. McGraw-Hill. 1979.

Power Electronics, Advanced Conversion Technologies. Fang Lin Luo, Hong Ye. Taylor and Francis Group. 2010

Advanced DC/DC Converters. Fang Lin Luo, Hong Ye. CRC PRESS. 2004.

Designing Embedded Systems with PIC Microcontrollers: Principles and Applications. Tim Wilmshurst., Elsevier. 2010.
sites.upiicsa.ipn.mx/polilibros/portal/polilibros/p_terminados/PolilibroFC/Unidad_IV/Unidad%20IV_4.htm

Transformada de Fourier. Juan-Pablo Cáceres CCRMA Stanford University. Agosto, 2007

Mecánica para ingenieros. Tomo I. Estática. T.C. Huang. Editorial Representaciones y servicios de ingeniería, S.A.México.1974

Teoría De Radiadores. Hector Torres. Esime Zacatenco. Agosto 2014

Modulación. Fuentes Rosa, Camacho Naudy. Universidad Nacional Experimental Politécnica de la fuerza Armada. UNEFA. República Bolivariana de Venezuela.

<http://ocw.um.es/ingenierias/sistemas-embebidos/material-de-clase-1/ssee-t01.pdf>

INDICE DE IMÁGENES

	PAG.
FIGURA 1.2.1. CONVERTIDORES.....	21
FIGURA 1.2.2. TIPO DE INVERSORES.....	22
FIGURA 1.2.3. CONVERTIDOR DE POTENCIA AC ADAPTADO CON WYE Y DELTA.....	23
FIGURA 1.2.4. PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO.....	24
FIGURA 1.2.5. SOBREMÓDULACIÓN EN SPWM.....	25
FIGURA 1.2.6. INVERSOR TRIFÁSICO DE DOS NIVELES.....	25
FIGURA 1.2.6. INVERSOR TRIFÁSICO DE DOS NIVELES.....	26
FIGURA 1.2.7. TOPOLOGÍA PROPUESTA PARA UN INVERSOR MULTINIVEL DE 7 NIVELES.....	26
FIGURA 1.2.8. CONVERTIDORES AC/DC.....	27
FIGURA 1.2.9. CONVERTIDOR CONTROLADO AC/DC MONOFÁSICO.....	28
FIGURA 1.2.10. CONVERTIDORES DC/DC.....	29
FIGURA 1.2.11 TOPOLOGÍA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR BIDIRECCIONAL EN CASCADA.....	29
FIGURA 1.2.12. CORRIENTES Y VOLTAJES EN MODO OPERACIÓN.....	30
FIGURA 1.2.13. CORRIENTES Y VOLTAJES EN MODO CARGADOR.....	30
FIGURA 1.2.14. CONVERTIDORES AC/AC MODERNOS.....	30
FIGURA 1.2.15. DISEÑO DE CONVERTIDORES AC/AC MONOFÁSICO CON CONTROLADOR DE VOLTAJE.....	31
FIGURA 2.1. RADIO VECTOR GIRATORIO. ONDA SENOIDAL.....	37
FIGURA 2.1.1. REPRESENTACION FASORIAL.....	37
FIGURA 2.1.1.1. PUENTE INVERSOR TRIFÁSICO.....	39
FIGURA 2.1.1.2. VECTORES DE CONMUTACIÓN EN LOS MOSFET.....	39
FIGURA 2.2.1. GRÁFICA DE LA CORRIENTE DIRECTA.....	40
FIGURA 2.2.2. GRÁFICA DE LA CORRIENTE ALTERNA.....	40
FIGURA 2.2.3 TENSIONES EN UN SISTEMA MONOFASICO.....	40
FIGURA 2.2.4. SISTEMA TRIFASICO EN ESTRELLA.....	41
FIGURA 2.4.1 CIRCUITO DE DEFINICIÓN PARA UNA REACTANCIA INDUCTIVA.....	42
FIGURA 2.4.2 GRÁFICA DE CORRIENTE Y VOLTAJE EN UN CIRCUITO CON UNA REACTANCIA INDUCTIVA.....	42
FIGURA 2.4.3. GRÁFICA DEL COMPORTAMIENTO INDUCTIVO. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS.....	42
FIGURA 2.4.4. CIRCUITO DE DEFINICIÓN PARA UNA REACTANCIA CAPACITIVA.....	43
FIGURA 2.4.5. GRÁFICA DE VOLTAJE Y CORRIENTE EN UN CIRCUITO CAPACITIVO.....	43
FIGURA 2.4.6. GRÁFICA DEL COMPORTAMIENTO CAPACITIVO. ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS.....	43
FIGURA 2.4.7. REPRESENTACIÓN VECTORIAL DE LA REACTANCIA INDUCTIVA Y REACTANCIA CAPACITIVA.....	44
FIGURA 2.5.1. GRÁFICA DE LA RESPUESTA EN FRECUENCIA DE LA REACTANCIA INDUCTIVA Y LA CAPACITIVA.....	44
FIGURA 2.5.2 GRÁFICA DE LA FASE PARA UN CIRCUITO RESONANTE SERIE ANÁLISIS INTRODUCTORIO DE CIRCUITOS.....	44
FIGURA 2.5.3 CURVAS DE RESONANCIA.....	45
FIGURA 2.5.4. Z_T EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA EL CIRCUITO RESONANTE PARALELO.....	46
FIGURA 2.6.1. TIPOS DE POTENCIA.....	46
FIGURA 2.6.1.1 CURVA DE POTENCIA PARA UNA CARGA PURAMENTE RESISTIVA.....	47
FIGURA 2.6.1.2 CURVA DE POTENCIA PARA UNA CARGA PURAMENTE CAPACITIVA.....	48
FIGURA 2.6.1.3 CURVA DE POTENCIA PARA UNA CARGA PURAMENTE INDUCTIVA.....	49
FIGURA 2.6.2.1 TRIANGULO DE POTENCIA.....	50
FIGURA 2.6.2.2. CURVAS DE POTENCIA PARA EL CIRCUITO RESONANTE SERIE.....	50
FIGURA 2.6.3.1 DEFINICIÓN DE LAS CONDICIONES PARA UNA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA PARA UNA CARGA.....	51
FIGURA 2.6.3.2 CONDICIONES PARA UNA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA PARA Z_L	52
FIGURA 2.6.3.3 GRÁFICA DE UNA MÁXIMA TRANSFERENCIA DE POTENCIA.....	52
FIGURA 2.7.1 SEÑAL SENOIDAL.....	53
FIGURA 2.7.2 COMPONENTES ARMÓNICAS.....	53
FIGURA 2.7.3 SEÑAL DISTORCIONADA POR ARMÓNICAS.....	53
FIGURA 2.7.4 FUENTES EMISORAS DE ARMÓNICAS.....	53

	PAG.
FIGURA 2.8.1. CRUCE POR CERO EN CORRIENTE Y VOLTAJE.....	56
FIGURA 2.8.1.1. CELDAS ZCS DE MEDIA ONDA.....	56
FIGURA 2.8.2.1. CELDAS ZVS DE MEDIA ONDA.....	57
FIGURA 2.8.2.3 ÁREAS DE PERDIDA POR CONMUTACIÓN.....	57
FIGURA 2.8.1. TIPOS DE AMORTIGUADORES.....	58
FIGURA 2.9.1.CONFIGURACIÓN VON NEUMANN CON UN BUS COMPARTIDO.....	59
FIGURA 2.9.2. CONFIGURACIÓN HARVAD.....	59
FIGURA 2.9.3. ARQUITECTURA PARALELA CON UN BUS COMÚN.....	59
FIGURA 2.10.1. ESTRUCTURA DE UN MODELO DIFUSO.....	59
FIGURA 2.10.2.CONJUNTOS DIFUSOS.....	60
FIGURA 2.10.3. PROCESO DE LA LOGICA DIFUSA.....	60
FIGURA 3.1 ESQUEMA DE MODULACIÓN.....	61
FIGURA 3.2 CLASIFICACION DE TIPOS DE MODULACIÓN.....	61
FIGURA 3.1.1. MUESTREO IDEAL $\delta_T(t) \times x(t) = x_M(t)$	62
FIGURA 3.1.2. ESPECTRO DE LA SEÑAL MUESTREADA.....	63
FIGURA 3.1.3 ESPECTRO DE LA SEÑAL DE ACUERDO A LA FRECUENCIA.....	63
FIGURA 3.1.4. TRASLAPE.....	64
FIGURA 3.1.5 PULSOS DE MUESTREO.....	64
FIGURA 3.2.1 PARAMETROS FUNDAMENTALES DE UNA SEÑAL ANALÓGICA.....	64
FIGURA 3.2.2 FRECUENCIA DE UNA SEÑAL ANALÓGICA.....	65
FIGURA 3.2.1.1.1 FRECUENCIA VARIABLE CON EL TIEMPO.....	66
FIGURA 3.2.1.1.2 MODULACIÓN EN FASE (PM).....	66
FIGURA 3.2.2.1.1 MODULACIÓN EN ANCHO DE PULSO (PWM).....	68
FIGURA 3.2.2.2.1 MODULACIÓN POR POSICIÓN DE PULSO.....	69
FIGURA 3.3.1 MODULACIÓN DIGITAL.....	70
FIGURA 3.3.1.1 PARÁMETROS MODIFICABLES EN LA MODULACIÓN DE PULSOS.....	70
FIGURA 3.3.1.1.1 DIAGRAMAS DE FORMAS DE ONDA EN MODULACIÓN FSK.....	71
FIGURA 4.1.1 ESTRUCTURA BÁSICA DE UN CONVERTIDOR.....	73
FIGURA 4.1.1.1 TIPOS DE SEÑALES PERIÓDICAS.....	74
FIGURA 4.1.1.2. DOMINIO DE LAS SEÑALES.....	74
FIGURA 4.2.1.1 OPERACIÓN REDUCTORA.....	76
FIGURA 4.2.1.2 TIPOS DE OPERACIÓN.....	77
FIGURA 4.2.1.3 MODO CONTINUO Y DISCONTINUO DEL CIRCUITO REDUCTOR.....	78
FIGURA 4.2.2.1 OPERACIÓN ELEVADORA.....	81
FIGURA 4.2.2.2 COMPORTAMIENTO DE LA OPERACIÓN ELEVADORA.....	81
FIGURA 4.2.4.1.1 CONDICIÓN CONTINUA Y CONDICIÓN DISCONTINUA EN EL ELEVADOR.....	83
FIGURA 4.3.1 SEÑALES DE ENTRADA DISTORSIONADAS.....	84
FIGURA 5.1.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN AC/DC PROPPUESTA.....	87
FIGURA 5.1.1.1. LUMINARIOS LED.....	88
FIGURA 5.1.1.2. FUENTES DE ALIMENTACION AC/DC.....	88
FIGURA 5.2.1.1. SEÑALES ENTREGADAS POR LOS CONVERTIDORES AC/DC PULSANTE.....	90
FIGURA 5.2.2.1 GRAFICA DE LA CONDICIÓN DISCONTINUA EN EL REDUCTOR.....	91
FIGURA 5.2.2.2 GRAFICA DE LA CONDICIÓN DISCONTINUA EN EL ELEVADOR.....	92
FIGURA 5.2.2.1 ARQUITECTURA PROPUESTA.....	92
FIGURA 5.6.1.2.1 FRECUENCIAS NATURALES EN EL PLANO COMPLEJO.....	100
FIGURA 5.6.1.2.2 COMPORTAMIENTO CRÍTICAMENTE AMORTIGUADO.....	100
FIGURA 5.6.1.2.3 CIRCUITO DE PROTECCIÓN PROPUESTO.....	100
FIGURA 5.2.2.2.1 AMORTIGUADOR DE APAGADO.....	101
FIGURA 5.2.2.3.1 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE M CONTRA FNE DE UN ZCS CON CONVERTIDOR BUCK.....	103
FIGURA 5.2.2.3.2 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE M CONTRA FNE DE UN ZCS CON CONVERTIDOR BOOST.....	104
FIGURA 5.3.1 ARQUITECTURA DEL PIC 12F683.....	108
FIGURA 5.3.2. MAPA DE MEMORIA DEL PIC 12F683.....	109
FIGURA 5.3.3 DIAGRAMA A BLOQUES DEL CONVERTIDOR A/D.....	110

	PAG.
FIGURA 5.3.4 CICLOS DE RELOJ DEL CONVERTIDOR A/D. FRECUENCIA DE OPERACIÓN DEL MICROCONTROLADOR.....	110
FIGURA 5.3.5 FIGURA 5.3.5 DIAGRAMA DE LA RUTINA DE SUPERVISIÓN DEL PROGRAMA PARA LA FUENTE AC/DC PROPUESTA	111
FIGURA 5.3.6 MUESTREO DE LA SEÑAL PULSANTE.....	112
FIGURA 5.3.7 GENERACIÓN DE ANCHOS DE PULSO.....	112
FIGURA 5.3.8 VECTORES VIRTUALES.....	113
FIGURA 5.3.DIAGRAMA DEL PROGRAMA DE MODULACIÓN PWM EN LENGUAJE ENSAMBLADOR.....	114
FIGURA 5.3.10 SEÑALES CON ANCHOS DE PULSO DIFERENTES.....	115
FIGURA 5.3.11 DE ANCHOS DE PULSO.....	116
FIGURA 5.3.12 CORRESPONDENCIA ENTRE VECTORES Y EL DESPLAZAMIENTO DE PULSOS.....	116
FIGURA 5.3.13 SEÑALES DE ENTRADA DISTORSIONADAS.....	116
FIGURA 5.3.14 FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE EN EL INDUCTOR Y EL MOSFET.....	117
FIGURA 5.3.15 TRIANGULO DE POTENCIAS.....	117
FIGURA 5.3.16 DISTORSIÓN ARMÓNICA.....	118
FIGURA 5.3.17 SEÑALES EN EL DOMINIO DEL TIEMPO Y EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.....	118
FIGURA 5.3.18 GRÁFICA DE CONJUNTOS DIFUSOS.....	122
FIGURA 5.3.19 MATRIZ DE INFERENCIA.....	122
FIGURA 5.3.20 FUSIFICACIÓN.....	123
FIGURA 5.3.21 DEFUSIFICACIÓN.....	123
FIGURA 5.2.1.6.19 DIAGRAMA DEL PROGRAMA EN ENSAMBLADOR PARA LA PROGRAMACIÓN DE INFERENCIAS.....	124
FIGURA 6.1.1. MEDICIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA.....	126
FIGURA 6.1.2 SIMULACIÓN DE LAS SEÑALES DE LUMINARIO DE LED'S.....	128
FIGURA 6.1.3. DIAGRAMA A BLOQUES DE LUMINARIO AUTÓNOMO SOLAR.....	129
FIGURA 6.1.4. OSCILOGRAMAS DE CORRIMIENTO DE PULSO.....	130
FIGURA 6.1.5 DIAGRAMA DEL PROTOTIPO DEL SOPORTE PARA EL PANEL SOLAR.....	130
FIGURA 6.1.6 CONJUNTO DE VECTORES UTILIZADOS EN EL CONTROL DIFUSO DEL SOPORTE DEL LUMINARIO AUTÓNOMO SOLAR DE ACUERDO A LA LATITUD DE LA UBICACIÓN.....	131
FIGURA 6.1.7 PROTOTIPO DE SOPORTE PARA PANEL SOLAR.....	131
FIGURA 6.1.8 LUMINARIO PÚBLICO AUTÓNOMO SOLAR UBICADO EN EL MUNICIPIO DE IXTAPALUCA. ESTADO DE MÉXICO.....	131
FIGURA 6.1.9. SIMULACIÓN DE LA CELDA ZCS EN UN CONVERTIDOR DC/DC BUCK.....	132
FIGURA 6.1.10 SIMULACIÓN DE LA CELDA ZCS EN UN CONVERTIDOR DC/DC BUCK CON CRUCE POR CERO.....	133
FIGURA 6.1.11 SIMULACIÓN DE LA CELDA ZCS EN UN CONVERTIDOR DC/DC BOOST.....	133
FIGURA 6.1.12 SIMULACIÓN DE LA CELDA ZCS EN UN CONVERTIDOR DC/DC BOOST CON CRUCE POR CERO.....	134
FIGURA 6.1.13 SNUBBER DE APAGADO.....	135
FIGURA 6.1.14 SIMULACION DEL CIRCUITO COMPLETO.....	136
FIGURA 6.1.15 SIMULACION DE LA CORRIENTE Y EL VOLTAJE DEL CIRCUITO COMPLETO DE LA FUENTE AC/DC PULSANTE.....	137
FIGURA 6.2.1 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO; USANDO MODULACIÓN POR DESPLAZAMIENTO DE FASE.....	137
FIGURA 6.2.2 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO; USANDO EL SEMICICLO POSITIVO.....	138
FIGURA 6.2.3 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO; USANDO EL SEMICICLO NEGATIVO.....	139
FIGURA 6.2.4 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO COMPLETO PROBADO CON UNA RESISTENCIA DE CARGA (INCISOS a-d).....	140
FIGURA 6.2.4 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO COMPLETO PROBADO CON UNA RESISTENCIA DE CARGA (INCISOS e-g).....	141
FIGURA 6.2.4 PRUEBAS REALIZADAS EN EL CIRCUITO COMPLETO PROBADO CON UNA RESISTENCIA DE CARGA (INCISOS h-j).....	142

INDICE DE TABLAS

	PAG.
TABLA 1.2.1 CONVERTIDORES AC/DC COMERCIALES	28
TABLA 2.5.1 COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO SERIE.....	45
TABLA 4.2.1.1 ECUACIONES CARACTERÍSTICAS DEL REGULADOR REDUCTOR.....	75
TABLA 4.2.1.2 REGULADOR REDUCTOR.....	77
TABLA 4.2.2.1 ECUACIONES CARACTERISTICAS DE UN REGULADOR ELEVADOR.....	80
TABLA 4.2.2.2 REGULADOR ELEVADOR.....	82
TABLA 4.3.1 INDICADORES PARA EVALUAR Y CUANTIFICAR LA DISTORSIÓN ARMÓNICA.....	85
TABLA 5.2.1.1. VOLTAJES RMS.....	90
TABLA 5.2.1.1.1 VALORES MAXIMOS DEL ANCHO DE PULSO EN DIFERENTES VOLLTAJES DE SEMICICLO.....	94
TABLA 5.2.1.1.2 VOLTAJES DE ENTRADA AL CONVERTIDOR REDUCTOR.....	94
TABLAS 5.2.1.1.3 VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 45 V MÁXIMO.....	95
TABLA 5.2.1.1.4. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 55 V MÁXIMO.....	95
TABLA 5.2.1.1.5. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 63.5 V MÁXIMO.....	96
TABLA 5.2.1.1.6. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 110 V MÁXIMO.....	96
TABLA 5.2.1.1.7. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 138.5 V MÁXIMO.....	97
TABLA 5.2.1.1.8. VOLTAJES DE LOS VECTORES PARA 150 V MÁXIMO.....	97
TABLA 5.2.1.6.2 VECTORES VIRTUALES CODIFICADOS.....	113
TABLA 5.2.1.6.3 CONCENTRACION DE LOS VALORES DE K EN LOS DIFERENTES NIVELES DE VOLTAJE POR SEMICICLO.....	115
TABLA 6.1.1 PRUEBAS DEL BALASTRO ELECTRONICO CON DIFERENTES TIPOS DE FOCOS.....	126
TABLA 6.3.1 COMPARATIVA DE MEDICIONES EN BALASTROS.....	127
TABLA 6.1.2. MEDICIONES DE FUNCIONAMIENTO DEL LUMINARIO AUTÓNOMO SOLAR.....	129
TABLA 6.2.1 MEDICIONES CON VARIACION DE PARAMETROS L,C Y k CICLO POSITIVO.....	139
TABLA 6.2.2 MEDICIONES CON VARIACION DE PARAMETROS L,C Y k CICLO NEGATIVO.....	140
TABLA 6.3.1 RESULTADOS OBTENIDOS CON LA FUENTE AC/DC PULSANTE.....	142
TABLA 6.3.2 LAS PRUEBAS REALIZADAS CON DIFERENTES PLACAS DE LED'S	143
TABLA 6.3.1 COMPARATIVA DE MEDICIONES EN PRODUCTOS DE ILUMINACIÓN POR TIPO DE TECNOLOGÍA. INTERLED LIGHT.....	143