



UNIVERSIDAD QUINTANA ROO

División de Ciencias e Ingeniería

ANÁLISIS DE CONFIABILIDAD DE UN INVERSOR DE PUENTE COMPLETO CON CONTROL SINCRONIZADO CON LA RED

Tesis para Obtener el Grado de:

INGENIERO EN SISTEMAS DE ENERGÍA

Presenta

JORGE ARTURO RODRÍGUEZ ROSADO

Director de Tesis

Dr. Freddy Chan Puc

Asesores

MES Roberto Acosta Olea

Dr. Jorge Ovidio Aguilar Aguilar

Chetumal, Q. Roo, México, Diciembre de 2011



UNIVERSIDAD DE QUINTANA ROO

División de Ciencias e Ingeniería

Tesis elaborado bajo supervisión del Comité de Asesoría y aprobada como requisito parcial para obtener el grado de:

INGENIERO EN SISTEMAS DE ENERGÍA

Comité de Tesis

Director: _____
DR. FREDDY IGNACIO CHAN PUC

Asesor: _____
MES. ROBERTO ACOSTA OLEA

Asesor: _____
DR. JORGE OVIDIO AGUILAR AGUILAR

Chetumal, Quintana Roo, México, Diciembre de 2011.

Agradecimientos

Al Dr. Freddy Ignacio Chan Puc por su apoyo en asesoramiento que me ha brindado, desde la primera vez que entre a su clase hasta el día de mi examen profesional, porque con su apoyo se cumplió uno de mis objetivos en la vida.

Al M.E.S. Roberto Acosta Olea quien me orientó desde la primera vez que pise la universidad y me ha ayudado a formarme como ingeniero por estos largos 5 años.

Al M.C. Emmanuel Torres Montalvo profesor y amigo quien con sus enseñanzas han sido de inspiración para el desempeño de mi profesión.

Al Dr. Jorge Ovidio Aguilar Aguilar por ser mi sinodal que a pesar de nunca haber tomando ninguna clase con él, me calificará mi examen profesional con sus críticas constructivas y su apoyo moral.

Al resto de mis profesores quienes siempre llevo conmigo sus enseñanzas y experiencias que me servirán de mucho el momento que me desempeñe como ingeniero

A la Universidad de Quintana Roo que ha sido la casa de estudios donde aprendí lo que debí aprender y me desarrollé como me tuve que desarrollar, al igual por sus facilidades y apoyos para proyectos realizados en ella.

A los encargados del Laboratorio de Metrología quienes me ayudaron y brindaron herramientas para las prácticas y proyectos.

A PROMEP por el apoyo económico brindado para la realización de este proyecto.

A mis compañeros de clase, quienes que luchando hombro con hombro ante tareas, proyectos, desvelos y exámenes logramos superar los obstáculos de la universidad y entablar una buena relación.

Al Ing. Humberto Jesús Rodríguez Marrufo mi padre, que con él he vivido mis logros y momentos más felices de mi vida que con su apoyo incondicional y moral me han servido para aprender lo más importante que existe “como vivir la vida”.

A los arquitectos Jesús Humberto Rodríguez Rosado y Abril Noemí Pereira Fernández mi hermano y su esposa, quienes han sido mis compañeros de toda la vida, quienes me han ayudado, aconsejado, y apoyado en las buenas y en las malas.

A Clara García Santos mi novia, que con su amor y ternura ha sido fuente de motivación en seguir adelante con la vida y con su paciencia ha soportado mi carácter y mi desahogo.

A las familias García Santos y Pedrero García quienes me han abierto las puertas de sus hogares y sus brazos amorosos cada vez que visito a estas hermosas personas.

A mi familia: mi hermana, mi abuelita, mis primos, tíos, sobrinos, cuñados, entenados y conocidos, quienes son la fuerza principal en la vida y las hermosas personas quienes puedes contar para cualquier situación y jamás dan la espalda.

A mis amigos, quienes con ellos vivo día a día el sabor de la vida, que con ellos se ríe, se llora, y se vive. Gracias a todos ellos me he convertido en lo que soy y con ayuda de ellos seguiré con este camino llamado vida.

Y al ser más importante en la vida Dios, pues él me ha dado los golpes de la vida donde he aprendido de ellas, me ha brindado esta hermosa familia con la que vivo ahora, estos amigos que he compartido experiencias, y esta vida que me toco vivir... Gracias Dios.

Dedicatoria

Para mi madre:

María Elvira Rosado Moguel (15 /oct/1958 al 5/nov/ 2011)

La vida solo se vive una vez y hay que saber vivirla, cada persona ya sea conocida o muy cercana influye directamente en la vida de cada persona y el chiste es aprender de ella.

Una madre es un ángel en la tierra quien te cuida con todo su amor y esfuerzo, quien te apoya y te inspira a seguir adelante, quien desea lo mejor de tí y desea verte triunfar.

Mi madre fue la verdadera mujer quien me amó, quien sacrifico todo por mí, quien solo me quería ver sonreír en vez de llorar, la única quien me podía escuchar.

Madre solo hay una y esa fue suficiente como para aprender lo hermoso de la vida, la persona más influyente y la mujer quien amaré en lo que me resta de vida.

Hoy este ángel ya tiene alas, y ya no me cuida en la tierra, sino en el cielo. No alcanzo la vida para verme convertido en ingeniero, pero si su vida fue suficiente como para verme convertido en su hijo.

Gracias mamita por todo, te quiero, te amo y te extraño.

Resumen.

En un sistema fotovoltaico la parte de potencia quien brinda la energía del sistema, es el punto débil del mismo, ya que presenta un tiempo de vida menor al resto de los demás elementos que lo conforman. El inversor quien es el convertidor de la energía de corriente directa a corriente alterna, opera con distorsión armónica; esta distorsión, mas la cantidad de energía que debe brindar y los esfuerzos térmicos y eléctricos que ejerce, afecta su operación dando un tiempo de vida útil determinado en su utilización. Analizando estos datos se obtiene lo que se conoce como la confiabilidad que brinda el inversor.

Este trabajo de tesis hace una investigación referente a la confiabilidad que se obtiene de un inversor de puente completo conectado a la red. De manera experimental, un inversor se somete a pruebas para mediciones de esfuerzos térmicos y eléctricos cuando se encuentra en operación; en él se conectan cargas lineales y no lineales, estas son comparadas cuando trabajan de manera convencional y como fuente el inversor, se analiza el efecto que adquiere las cargas en ambas condiciones, se mide los esfuerzos del mismo inversor, se observa sus formas de ondas y distorsión armónica y por último se estima su confiabilidad y tiempo de vida útil de operación.

A través de una metodología militar MIL-HDBK-217F, se hace los cálculos necesarios para estimar la confiabilidad del inversor, se calcula la tasa de fallos y la temperatura de unión de los componentes; usando la información que el fabricante brinda mas la información obtenida a través de las mediciones, se generan curvas que dictaminan el tiempo que el inversor trabajaría de manera adecuada y sin fallas.

Introducción.

A través de los años la población humana ha ido creciendo alrededor del mundo, dando como resultado que la población actual tiene un número aproximando de 7000 millones de habitantes¹ y sigue en aumento. Esto incrementa la densidad demográfica de los países produciendo algunas consecuencias, que entre ellas se encuentran el crecimiento de las necesidades básicas para la población (salud, ropa y vivienda); Haciendo una proyección a estas necesidades se observa que para satisfacerlas se requiere un elemento básico común para todas ellas, esta es la energía eléctrica. Debido a que la población crece año tras año, su demanda energética crece también, por lo que es necesario generar energía para cumplir estas demandas anuales.

Esto ha sido una problemática para la población a través de los años, pues solo la generación de la energía se desarrolla tecnológicamente con el fin de hacerlo eficiente para disminuir pérdidas y aumentar la producción. Las máquinas que trabajan con base a estas tecnologías, evoluciona años tras año mejorando sus funciones y consumo. Todo esto crea una nueva problemática de la obtención de la energía eléctrica, con el fin de usar tecnología para su generación, también es necesario administrarle energía.

Para la obtención de energía es necesario utilizar recursos que existan dentro del planeta, que existen en abundancia y puedan ser utilizados. A través de los años, científicos e ingenieros desarrollan técnicas y tecnologías para producir energía usando recursos naturales para ello. Dentro de estos recursos existen dos tipos: los recursos renovables y los no renovables; los no renovables han tenido un impacto muy grande en el mundo, en especial las de combustibles fósiles, ya que en la actualidad estos son utilizados para la producción de energía eléctrica, energía mecánica, medicamentos, plásticos, polímeros, etc.

El petróleo (un derivado de los combustibles fósiles) es el recurso natural más utilizado alrededor del mundo, ha traído estabilidad económica en muchos países y beneficiando su desarrollo tecnológico. Desafortunadamente el petróleo por ser un recurso natural no renovable, tiene el grave problema de no regenerarse y una limitada cantidad de disposición de ella, al igual que en su utilización requiere liberarse niveles de carbono a la atmósfera teniendo con ello problemas graves, como por ejemplo el efecto invernadero y el daño a la capa de ozono.

¹ Según las estimaciones de la Organización de las Naciones Unidas (ONU) (30 de octubre de 2011)

A consecuencia de ello, año tras año la mayoría de las tecnologías que funcionan en base al petróleo (o sus derivados) incrementa su necesidad y obliga a consumir más con el paso del tiempo. La energía que se dispone con base al petróleo disminuye y su precio aumenta, todo esto altera el balance económico y energético alrededor del mundo afectando sus políticas y leyes.

Es un hecho que la disposición del petróleo no será eterna, con el paso del tiempo hacia un futuro, su disposición se aproximará a cero y su precio de compra se elevará a cifras enormes casi imposibles de pagar, de igual manera el impacto ambiental que ocasionaría sería fatal para la vida natural del planeta. Es necesario recuperar el balance energético y económico que se obtiene en el mundo, para ello se requiere cambiar el tipo de recurso natural para satisfacer las necesidades que daba el petróleo, analizando los graves problemas que esto conlleva se concluye que el recurso natural más viable para satisfacer las demandas energéticas en el mundo es el recurso natural renovable.

Los recursos naturales renovables tienen una fuerte ventaja, a diferencia de los no renovables su disposición es grande en todo el mundo, existen en abundancia (como por ejemplo: la luz solar, la velocidad del viento, las corrientes de agua en los ríos, etc.), no contaminan en su utilización, son inagotables y gratuitas; sin embargo, los materiales que están hechos los sistemas que trabajan con estos recursos son contaminantes al medio ambiente y generan problemas similares como las que produce el petróleo, por ejemplo, las celdas solares para los módulos fotovoltaicos no son biodegradables y para su fabricación es utilizado el trifloruro de nitrógeno, que esta contamina a la atmósfera generando el efecto invernadero, al igual se utilizan metales pesados como son el plomo y el cadmio. Dado a lo anterior, para un sistema que sea utilizado para la generación de energía, es necesario encontrar un punto de equilibrio con el medio ambiente y la energía obtenida.

Para estos recursos, es necesario implementar nuevas tecnologías o mejorar las ya existentes con el fin de satisfacer las mismas necesidades que daba el petróleo. Ya que en la actualidad las tecnologías existentes con base a recursos naturales renovables no son tan eficientes como las de combustibles fósiles, sin embargo estas tecnologías pueden ser “evolucionadas” para mejorar sus eficiencias y recuperar el balance económico y energético de muchos países.

De los recursos renovables que abundan en el planeta, el principal es la energía solar, ya que esta es la que brinda vida al planeta y produce los demás recursos renovables que se obtiene del mismo. Como bien sabemos los rayos del sol llega a cualquier parte del mundo sobre la corteza terrestre y literalmente su recurso está disponible en el día. Esto es una enorme ventaja ya que su disposición se obtiene en cualquier lado produciendo que sea una fuente de energía gratuita para cualquier

persona, el problema es su densidad energética ya que varía dependiendo del lugar de captación de la misma, ya que factores como la nubosidad, velocidad del viento y el horario entre otros, modifica la cantidad de energía a utilizar. Las nuevas tecnologías de energía solar se deben enfocar a estos factores para utilizar mejor la energía y se obtenga un buen uso de ella.

Unos de los métodos ya existentes para obtener energía eléctrica a través de la energía solar es la implementación de sistemas fotovoltaicos (SFV), que utilizan los fotones provenientes del sol y que llegan a la corteza terrestre y son convertidos a energía eléctrica. Al ser comparado la energía eléctrica proveniente del sistema fotovoltaico con la red eléctrica convencional, observamos que ambos difieren por el tipo de onda que generan, en un sistema fotovoltaico la energía eléctrica producida se comporta de manera lineal esta es llamada corriente directa (CD) y en la red convencional el tipo de onda generada es senoidal o corriente alterna (CA).

La corriente alterna tiene propiedades adecuadas para la distribución de la energía a distancias largas, con ayuda de componentes como el transformador, que pueden modificar sus voltajes y corrientes de tal manera que las pérdidas que estas presentan no se viera afectada enormemente cuando circula a distancias largas. La corriente continua no tiene esta propiedad ya que su caída de tensión es grande a largas distancias y no puede modificar su voltaje y corriente con ayuda de un transformador.

Al tener un sistema fotovoltaico de manera convencional para satisfacer alguna demanda energética ya existente, se necesita adicionarle al sistema un elemento llamado "inversor". La función del inversor es convertir la corriente continua en corriente alterna, esto lo logra alternando la corriente que circula en dos sentidos de acuerdo a una frecuencia en la que se establece, esto ayuda al sistema para trabajar de manera convencional como lo haría una red eléctrica.

Este trabajo de tesis está enfocado a la confiabilidad de un inversor, dado que en un sistema fotovoltaico convencional el inversor se expone a cargas resistivas e inductivas, a factores ambientales como la temperatura y factores operacionales como es la distorsión armónica y el calor disipado, estos producen al inversor un tiempo de vida útil y un porcentaje de confiabilidad de acuerdo con el tiempo que va operando el inversor; con esto se dictamina si el inversor analizado es factible para el sistema.

Justificación.

Una problemática actual del inversor en su tiempo de vida útil. Se estima que en promedio se presenta la primera falla a los 5 años, mientras que otros elementos del sistema fotovoltaico, como las celdas fotovoltaicas, se presentan un tiempo de vida útil de hasta 20 años.

De este modo, este trabajo se enfoca en el diseño e implementación de un inversor tipo Puente Completo con un control sincronizado con la red, en el cual se realizará un estudio de confiabilidad (determinación de vida útil).

Hipótesis.

“Es factible pronosticar el tiempo de vida útil de un inversor mediante la determinación de esfuerzos térmicos y esfuerzos eléctricos, así como la optimización de la confiabilidad de dicho convertidor”

Objetivo General.

Analizar la confiabilidad de un Inversor Puente Completo con Control Sincronizado con la Red.

Objetivos Particulares.

- Diseñar e implementar un inversor Puente Completo con transistores tipo MOSFET's.
- Diseñar e implementar un control de la etapa de potencia (Drivers) que incluya sincronización con la Red Eléctrica.
- Realizar mediciones eléctricas y térmicas al inversor mientras se encuentre en operación con las cargas lineales y no lineales.
- Realizar un estudio de confiabilidad para pronosticar el tiempo de vida útil del inversor desarrollado.

Contenido.

| | |
|-------------------------------------|-----|
| <i>Hoja de Votos</i> | ii |
| <i>Agradecimientos</i> | iii |
| <i>Dedicatoria</i> | v |
| <i>Resumen</i> | vi |
| <i>Introducción</i> | vii |
| <i>Justificación</i> | ix |
| <i>Hipótesis</i> | x |
| <i>Objetivo general</i> | x |
| <i>Objetivos particulares</i> | x |
| <i>Contenido</i> | xi |

Capítulo 1.- INVERSORES FOTOVOLTAICOS

| | |
|--|---|
| 1.1.- Introducción..... | 1 |
| 1.2.- Fundamentos básicos para los inversores fotovoltaicos..... | 1 |
| 1.3.- Métodos de conversión..... | 2 |
| 1.4.- Tipos de inversores..... | 3 |
| 1.4.1.- Inversores de onda cuadrada..... | 4 |
| 1.4.2.- Inversores de onda modificada..... | 4 |
| 1.4.3.- Inversores de onda sinusoidal..... | 5 |
| 1.5.- Características de los inversores..... | 5 |
| 1.5.1.- Características estándar de los inversores..... | 5 |
| 1.5.2.- Características operacionales de los inversores..... | 6 |
| 1.6.- Inversores conectados a la red sin baterías..... | 7 |
| 1.6.1.- Características ideales para inversores interconectados a la red sin baterías..... | 7 |
| 1.6.2.- Especificación de un inversor interconectado a red sin baterías..... | 8 |
| 1.7.- Modulación de ancho de pulso..... | 9 |

| | |
|--|----|
| 1.7.1.- Principios de operación..... | 10 |
| 1.7.1.1.- Corriente de alimentación en CD..... | 13 |
| 1.7.1.2.- Parámetros de rendimiento..... | 15 |
| 1.7.2.- Puentes inversores monofásicos..... | 16 |
| 1.8.- Bibliografía del capítulo..... | 20 |

Capítulo 2.- EFECTOS DE LAS FORMAS DE ONDA EN LA CARGA

| | |
|---|----|
| 2.1.- Introducción..... | 21 |
| 2.2.- inversor de onda cuadrada..... | 22 |
| 2.3.- Procedimiento de medición..... | 22 |
| 2.4.- Resultados experimentales..... | 25 |
| 2.4.1.- Caso 1: Red de CA..... | 25 |
| 2.4.2.- Caso 2: Inversor de voltaje..... | 26 |
| 2.5.- Efectos térmicos en las cargas..... | 29 |
| 2.6.- Bibliografía del capítulo..... | 31 |

Capítulo 3.- DISEÑO Y RESULTADOS EXPERIMENTALES DE UN INVERSOR PUENTE COMPLETO

| | |
|---|----|
| 3.1.- Introducción..... | 32 |
| 3.2.- Desarrollo..... | 32 |
| 3.3.- Resultados experimentales..... | 35 |
| 3.3.1.- Control PWM programado..... | 36 |
| 3.3.2.- Control PWM senoidal..... | 37 |
| 3.3.3.- Control de onda cuadrada sincronizada con la red..... | 38 |
| 3.4.- Filtros pasivos..... | 41 |
| 3.4.1.- Diseño del filtro pasa bajas..... | 43 |
| 3.4.2.- Respuesta del filtro..... | 44 |
| 3.5.- Bibliografía del capítulo..... | 45 |

**Capítulo 4.- ESTIMACIÓN DE LA CONFIABILIDAD EN UN INVERSOR
FOTOVOLTAICO**

| | |
|---|----|
| 4.1.- Introducción..... | 46 |
| 4.2.- Estimación de la confiabilidad..... | 47 |
| 4.3.- Los factores de ajuste..... | 47 |
| 4.4.- Estimación de confiabilidad en un inversor..... | 50 |
| 4.4.1.- Estimación de la tasa de fallo del transistor (Q1, Q4)..... | 52 |
| 4.5.- Bibliografía del capítulo..... | 56 |
| | |
| Conclusiones..... | 57 |
| Trabajos futuros..... | 59 |

Capítulo 1

Inversores fotovoltaicos

1.1.- Introducción.

En un sistema fotovoltaico está conformado por varios elementos: los módulos fotovoltaicos, las baterías, el controlador y el inversor. El módulo fotovoltaico es el “corazón del sistema”, ya que utiliza los fotones captados por la luz solar y es usado como catalizador para la unión PN que conlleva, de tal manera al recibir los fotones el módulo genere energía eléctrica en forma de corriente directa y sea esta la energía utilizado en el sistema. Para un sistema convencional, la energía de respaldo es proporcionado por las baterías en los días que no se obtenga suficiente energía para alimentar la energía, ya sea en días lluviosos o en las noches, pues el controlador tomaría de ellas la energía que se necesite para mantener alimentado las cargas que estén conectados al sistema. El controlador dirige la energía, este analiza la potencia que generan los módulos para tomar la decisión de cómo dirigir esa energía (ya sea administrándola al inversor o a las baterías para su almacenamiento). Y por último el inversor fotovoltaico quien convertirá la energía en corriente directa proporcionado por el módulo a las cargas en corriente alterna.

1.2.- Fundamentos básicos para los inversores fotovoltaicos.

La corriente alterna (CA) es más fácil de transportar a grandes distancias que la corriente directa y se ha convertido en el estándar eléctrico moderno convencional. Por consiguiente, los aparatos más comunes y las cargas se diseñan para operar con CA.

Los módulos fotovoltaicos generan solo energía en forma de corriente directa. Además, las baterías solo pueden almacenar la energía en forma de corriente directa (CD). Las CA y CD son, por naturaleza, básicamente incompatibles. Por lo que se hace necesario un “puente” – un inversor – entre las dos.

Históricamente, los inversores han sido un eslabón débil en los sistemas fotovoltaicos. Los primeros inversores eran ineficientes y poco confiables, imponiendo grandes trabas al desempeño del sistema en total. Las ineficiencias del sistema aparecían por el hecho que la mayoría de los aparatos de corriente alterna usaban una gran cantidad de energía y se generaba mucho calor en los transistores de dichos inversores, entonces gran parte de la energía generada era disipada por el calor del inversor. Mejoras recientes en los inversores y los equipos eléctricos han reducido estos inconvenientes y han convertido a los inversores de un “puente” viable entre la energía de corriente directa y los requisitos de las cargas de corriente alterna.

El propósito fundamental del inversor de un sistema fotovoltaico es cambiar la corriente directa de los módulos FV (cuando está conectado con la red de servicio eléctrico) y las baterías (en los sistemas autónomos o acoplados a la red con respaldo de baterías) a corriente alterna y finalmente para alimentar las cargas de corriente alterna. Los inversores también pueden alimentar a la red con electricidad. Los inversores diseñados para acoplarse con la red de servicio eléctrico son llamados conectados a red, conectados a la línea o inversores conectados al servicio eléctrico. Estos inversores son usados en plantas fotovoltaicas de gran escala en poder de compañías de servicios eléctricos, que generan electricidad para la red, así como en los sistemas residenciales que aportan a la red.

1.3.- Métodos de conversión.

Durante años los fabricantes de inversores han usado diferentes tecnologías para convertir la electricidad de corriente directa de bajo voltaje en corriente alterna de voltaje más alto. Los primeros inversores usaban un transistor básico para cambiar la polaridad de la electricidad de corriente alterna de positivo a negativo cerca de 60 veces por segundo, creando una forma de onda cuadrada. Esta forma relativamente

básica de “corriente alterna” pasa entonces a través de un transformador para aumentar el voltaje.

Un transformador aumenta o disminuye el voltaje al pasar la electricidad a través de una bobina o enrollado primario, que induce un flujo en el enrollado secundario del transformador. Si el número de vueltas en el enrollado secundario es mayor que en el enrollado primario, entonces se incrementara proporcionalmente al número de vueltas en cada enrollado. Los transformadores de los inversores autónomos se diseñan para incrementar el voltaje a 120 o 240 volts de corriente alterna (VCA) en dependencia del país en que se va a usar el inversor.

La llegada de circuitos integrados sofisticados, transistores de efecto de campo, y transformadores de alta frecuencia han permitido la creación de inversores más eficientes y ligeros que producen una forma de onda cercanas a una verdadera onda sinusoidal. En lugar de convertir la corriente directa en 120 o 240 VCA, se utiliza un proceso multipasos computarizado con ciclos de tiempo variables. Por ejemplo se cambia 12 VCD a 160 VCA a una frecuencia muy alta (20 kilohertz). A continuación la CA de alta frecuencia se transforma en 160 VCD y finalmente se invierte al voltaje y frecuencia requeridos [1].

1.4.- Tipos de inversores.

Existen tres categorías de inversores: los conectados a red, los conectados a red con respaldo de baterías y los autónomos. Los dos primeros tipos son inversores asincrónicos o conectados a la red, estos son usados con los sistemas fotovoltaicos conectados a la red de servicio eléctrico. La tercera categoría es la de los inversores autónomos o fuera de la red, que son apropiados para instalaciones independientes y ubicadas en lugares remotos.

Otra forma de clasificar a los inversores es por la forma de la onda que producen. Las tres formas de ondas más comunes incluyen las siguientes:

- Onda cuadrada
- Onda cuadrada modificada

- Onda sinusoidal

1.4.1.- Inversores de onda cuadrada.

Estas unidades cambian la entrada de corriente directa en una salida de corriente en función de paso o “cuadrada” alterna. Ellas brindan poco control del voltaje de salida, capacidad de sobretensión limitada y una distorsión armónica¹

considerable. Por consiguiente, los inversores de onda cuadrada son apropiados solo para pequeñas cargas de calentamiento resistivo, algunos aparatos eléctricos pequeños y bombillos incandescentes. Estos inversores baratos pueden llegar a dañar los motores de ciertos equipos y no se usan en los sistemas residenciales.

1.4.2.- Inversores de onda cuadrada modificada.

Este tipo de inversores utiliza transistores de efecto de campo (FET) o rectificadores de control de silicio (SCR) para cambiar la entrada de corriente directa en salida de corriente alterna. Estos circuitos complejos pueden manejar grandes sobretensiones y producir salidas con menor distorsión armónica. Este estilo de inversor es más apropiado para operar una amplia variedad de cargas, incluyendo motores, luces y equipos de música. Sin embargo, ciertos dispositivos electrónicos pueden ser susceptibles al ruido cuando trabajan con un inversor de onda cuadrada modificada. También los relojes y hornos de microondas que trabajan con marcadores de tiempo digitales pueden funcionar más rápidos o más lentos con los inversores de onda cuadrada modificada. Tampoco se recomienda cargar paquetes de baterías para equipos inalámbricos en este tipo de inversores².

¹ *Distorsión Armónica.- Es la forma no senoidal que la corriente adopta, producto de las diferentes ondas (múltiplos enteros a la fundamental), que a ella se suman y que son originadas por las cargas no lineales.*

² *Véase en el capítulo 2 un ejemplo de los efectos que tienen las baterías cuando están operando con en una onda con distorsión armónica.*

1.4.3.- Inversores de onda sinusoidal.

Los inversores de onda sinusoidal se utilizan para operar aparatos electrónicos sensibles que requieren una forma de onda de alta calidad. Ellos son los inversores más comunes en las aplicaciones residenciales y tienen muchas ventajas sobre los de onda cuadrada modificada. Estos inversores están diseñados específicamente para producir salidas con poca distorsión armónica lo que les permite operar aun los más sensibles equipos electrónicos. Tienen una alta capacidad de sobretensión y pueden operar varios tipos de motores fácilmente. Para aplicaciones acopladas a la red se debe utilizar un inversor de onda sinusoidal.

1.5.- Características de los inversores.

Un diseñador de sistemas fotovoltaicos debe conocer las características óptimas de un inversor antes de seleccionar uno.

1.5.1.- Características estándar de los inversores.

A continuación aparecen características que se pueden aplicar a todos los inversores [1]:

- **Alta eficiencia:** hoy en día la mayor parte de los inversores convierten 90% o más de la corriente directa de entrada en corriente alterna de salida. Muchos fabricantes de inversores declaran una alta eficiencia, sin embargo, los inversores solo son eficientes cuando se operan con algunos valores de salida o cerca de ellos. Frecuentemente el inversor se usa para alimentar cargas por debajo de su capacidad nominal. Por lo tanto, a menudo, es acertado escoger una unidad certificada como de alta eficiencia para un intervalo amplio de cargas.
- **Bajas pérdidas de espera o standby:** el inversor debe ser altamente eficiente cuando no haya cargas en operación.

- **Regulación de frecuencia:** el inversor debe mantener 60Hz a la salida a pesar de que varíen las condiciones de entrada (60Hz es la frecuencia utilizada en el servicio eléctrico de CA de la mayor parte de los países de América, mientras que en Europa se usa una frecuencia de 50Hz)
- **Distorsión armónica:** el inversor debe “suavizar” los picos de salida indeseables para minimizar efectos de calentamiento dañinos en los aparatos conectados.
- **Confiabilidad:** el inversor debe brindar un servicio con un bajo mantenimiento a largo plazo.
- **Factor de corrección de potencia:** El inversor debe mantener un balance óptimo entre la fuente de energía y los requerimientos de las cargas.
- **Bajo peso:** el inversor debe facilitar el servicio y la instalación con comodidad.

1.5.2.- Características operacionales de los inversores.

Además de las funciones primarias ya listadas, las que siguen son características deseables para un inversor:

- **Operación por control remoto y monitoreo remoto de datos:** el inversor puede ser controlado, programado y monitoreado desde un lugar remoto.
- **Interruptor de transferencia de carga:** un interruptor manual de cargas permite a un inversor hallar las cargas críticas en caso de fallas. Este se diseña para incrementar la confiabilidad en aquellos sistemas que tienen inversores múltiples.
- **Capacidad de operación en paralelo:** en algunos sistemas es ventajoso usar inversores múltiples. Estos inversores pueden ser conectados en paralelo para servir a más cargas al mismo tiempo.
- **Capacidad para operar en serie:** en sistemas con inversores múltiples, esta característica permite al inversor operar cargas a mayor voltaje.

1.6.- Inversores conectados a la red sin baterías.

La mayoría de los inversores conectados a la red, no utilizan un banco de baterías sino que por el contrario conectan directamente con la red de servicio público, usando la energía del servicio como una batería de almacenaje. Cuando el sol está brillando, la electricidad proviene del arreglo FV a través del inversor. Si el arreglo FV está produciendo más energía de la que está utilizando, el exceso se vende a la compañía eléctrica (esto ya aplica en México) a través del medidor eléctrico. Si uno utiliza más energía de la que le proporciona el arreglo FV, la red eléctrica le suministrará la diferencia. También, en la noche y durante el tiempo nublado toda la energía proviene de la red.

1.6.1.- Características ideales para inversores interconectados a la red sin baterías.

- **Seguidor del punto máximo de potencia (Maximum Power Point Tracking MPPT):** es un sistema electrónico que gestiona los módulos fotovoltaicos, de tal manera que permite extraer la máxima potencia de éstos y varía el punto eléctrico de operación de los paneles, así permite que el panel entregue la máxima potencia extraíble.
- **Protección contra conexión a tierra defectuosa:** puesto que la protección contra conexión defectuosa es un requisito de la normativa *NEC*³ para ciertos sistemas, la mayoría de los inversores interconectados tienen hoy una protección de este tipo incorporada en el inversor.
- **Desconectores para CA/CD:** algunos inversores traen incorporados desconectores de CA y CD así como protección contra sobre corriente. Pueden

³ *National Electrical Code (NEC), o NFPA 70, es un estándar estadounidense para la instalación segura de alambrado y equipos eléctricos. Es parte de la serie de normas de prevención de incendios publicada por la National Fire Protection Association (NFPA).*

necesitarse desconectores externos adicionales para quitar con seguridad el inversor durante las reparaciones.

- **Cubierta o recinto a prueba de intemperie:** la mayoría de los inversores interconectados se diseñan para instalaciones al aire libre y tienen cubiertas a prueba de intemperie.

1.6.2.- Especificación de un inversor interconectado a red sin baterías.

Para especificar un inversor interconectado a red sin baterías, debe verificarse lo siguiente:

- *Potencia de salida CA* – Al calcular un sistema interconectado a la red, el tamaño del arreglo estará determinado para que cumpla con las cargas, el presupuesto del cliente o las limitaciones de espacio. Una vez que se determine el tamaño del arreglo, el inversor deberá soportar el paso de la potencia total conectada desde el arreglo FV. Para calcular este valor se toma la potencia nominal en la parte de la CD del inversor y se multiplica por la eficiencia del inversor. Esto dará como resultado la potencia CA de salida del inversor. La mayoría de los fabricantes también darán este valor como “potencia de entrada de CD” al inversor.
- *Voltaje de entrada* – los inversores interconectados, requieren un voltaje constante de entrada en CD para mantener funcionando el inversor, los rangos que usualmente maneja diferentes inversores en CD son 12V, 24V, 48V etc., dependiendo de las especificaciones del fabricante se debe realizar el arreglo de los módulos fotovoltaicos (en serie y/o en paralelo) para alimentar con la potencia requerida si exceder el voltaje de entrada. Se considera las diferentes estaciones del año, pues la densidad energética varía conforme pasa el tiempo; se diseña el arreglo de manera tal que en las épocas del año que escasee de luz solar el voltaje brindado por el arreglo no sea menor al voltaje de entrada, pues esto produciría que el inversor se apague y no funcione el sistema. En caso

contrario, por un excedente de energía el voltaje suba, se debe tomar en cuenta el excedente o podría dañar los componentes del inversor.

- *Voltaje de salida* – los inversores que se fabrican para ser usados en sistemas residenciales tienen un voltaje de salida de 120V o de 240V para el uso doméstico de los sistemas interconectados a la red, ambos voltajes de salida son adecuados. Si la salida de un inversor es 120V, se necesita verificar que existe un interruptor de simple polo de repuesto, en el panel de servicio para retro alimentación; si la salida de un inversor es de 240V, se verifica que exista un interruptor de doble polo disponible para el inversor para retro alimentación. Para un sistema comercial FV, se determina el voltaje al cual se instalara el edificio. Los voltajes típicos del inversor se pueden aplicar en sistemas comerciales son 120V, 240V, 208V o 480V. Una vez que se verifique el voltaje de suministro en el edificio, debe elegirse un inversor con el voltaje correcto de salida.

- *Frecuencia* – el inversor debe mantener 60Hz de salida

1.7.- Modulación de ancho de pulso.

El voltaje de salida de un inversor podría ser fijo o variable, a una frecuencia fija o variable. Un voltaje variable de salida se obtiene haciendo variar el voltaje de entrada de CD, manteniendo constante la ganancia del inversor. Por otro lado, si el voltaje de CD de entrada es fijo y no es controlable, se obtiene un voltaje variable de salida haciendo variar la ganancia del inversor, lo que consigue normalmente con control por modulación por ancho de pulso (PWM, de *pulse-width-modulation*) dentro del inversor. La ganancia del inversor se define como la relación entre el voltaje de salida de CA y el voltaje de entrada de CD.

Los inversores se usan mucho en aplicaciones industriales, como por ejemplo impulsores (“variadores”, “reguladores” o “controles”) de motor de CA y velocidad variable, o en calentamiento por inducción, fuentes de alimentación de reserva y

fuentes de alimentación ininterrumpibles. La entrada puede ser una batería, una celda de combustible, celda solar u otra fuente de CD. Las salidas normales monofásicas son 1) 120V a 60Hz, 2) 220V a 50Hz), 3) 115V a 400Hz. Para sistemas trifásicos de gran potencia, las salidas normales son 1) de 220 a 380V a 50Hz, 2) 120 a 208V a 60Hz y 3) de 115 a 200V a 400Hz.

Los inversores se pueden clasificar en el sentido amplio en dos tipos: 1) inversores monofásicos y 2) inversores trifásicos. Cada uno puede usar dispositivos controlados de encendido y apagado (como transistores bipolares de unión [BJT], transistores de efecto campo, de metal óxido semiconductor [MOSFET], transistores bipolares de compuerta aislada [IGBT], tiristores controlados por compuerta [GTO]. Estos inversores usan en general señales de control por modulación por ancho de pulso (PWM) para producir un voltaje de salida de CA. Un inversor se llama *inversor alimentado por voltaje* (VFI, de *voltage-fed inverter*) si el voltaje de entrada permanece constante; *inversor alimentado por corriente* (CFI, de *current-fed inverter*) si la corriente de entrada se mantiene constante, y *convertidor enlazado con CD variable* si el voltaje de entrada es controlable. Si se hacen pasar el voltaje o la corriente de salida del inversor por cero, creando un circuito resonante LC, a esta clase de inversor se le llama *inversor de pulso resonante*, y tiene muchas aplicaciones en la electrónica de potencia.

1.7.1.- Principios de operación.

La figura 1.1[4] muestra las principales características de un inversor de medio puente. El circuito del inversor consiste en dos pulsadores. Cuando solo enciende el transistor Q_1 durante el tiempo $T_0/2$, el voltaje instantáneo v_0 a través de la carga. El circuito lógico se debe diseñar de tal modo que Q_1 y Q_2 no estén activos al mismo tiempo. Este inversor requiere una fuente de CD de tres hilos, y cuando un transistor está apagado, su voltaje inverso es de V_S en lugar de $V_S/2$.

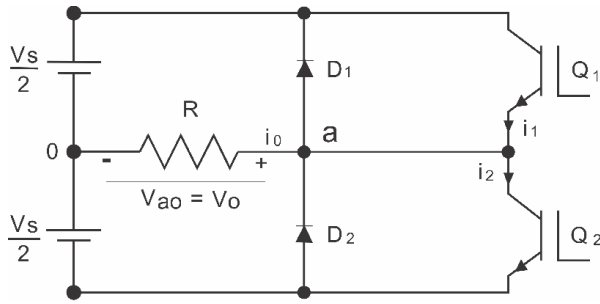


Figura 1.1a) circuito

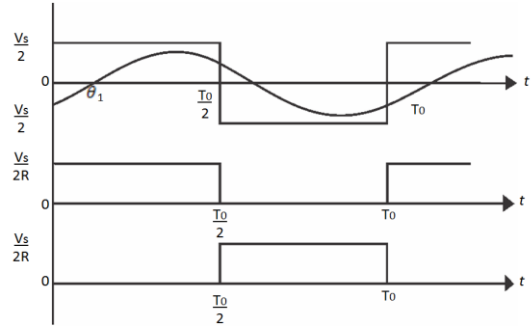


Figura 1.1b) Formas de onda con carga resistiva

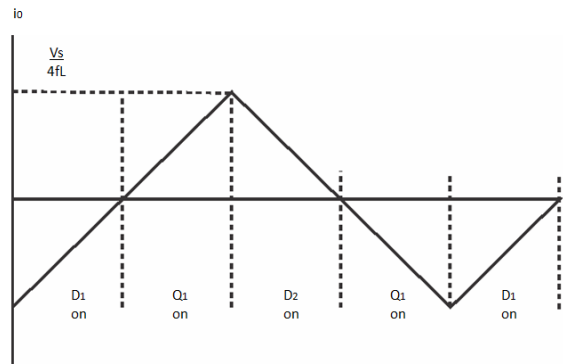


Figura 1.1c) Corriente de la carga con una carga altamente inductiva.z

Diagramas de operación del inversor monofásico de medio puente.

El voltaje raíz cuadrático medio (rms) de salida se puede calcular como:

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} \frac{V_S^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{V_S}{2} \quad (1.1)$$

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar como serie de Fourier:

$$v_0 = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega x) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (1.2)$$

Debido a la simetría de cuarto de onda respecto al eje x, tanto a_0 como a_n son cero, se obtiene b_n como:

$$b_n = \left[\int_{-\frac{\pi}{2}}^0 \frac{-V_s}{2} d(\omega t) + \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{V_s}{2} d(\omega t) \right] = \frac{4V_s}{n\pi} \quad (1.3)$$

Por lo que el voltaje instantáneo de salida v_0 es:

$$\begin{aligned} v_0 &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \\ &= 0 \text{ para } n = 2, 4, \dots \end{aligned} \quad (1.4)$$

Donde $\omega = 2\pi f_0$ es la frecuencia del voltaje de salida, en radianes por segundo. Por la simetría de cuarto de onda del voltaje de salida respecto al eje x , los voltajes armónicos pares están ausentes. Para $n = 1$, la ecuación anterior da como resultado el valor rms de la componente fundamental:

$$V_{o1} = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_s \quad (1.5)$$

Para una carga inductiva, su corriente no puede cambiar de inmediato al cambiar el voltaje de salida. Si Q_1 se apaga cuando $t = T_0/2$, la corriente de carga continuará pasando por D_2 , la carga y la mitad inferior de la fuente de CD, hasta que llegue a cero. De igual modo, cuando se enciende Q_2 en el momento $t = T_0$, la corriente de carga pasa por D_1 , la carga y la mitad superior de la fuente de CD. Cuando el diodo D_1 o D_2 conducen, la energía se regresa a la fuente de CD, y a esos diodos se le llama *diodos de retroalimentación*. La figura 1.1 c) muestra la corriente de carga y los intervalos de conducción de los dispositivos, con una carga puramente inductiva. Se puede ver que en este caso el transistor sólo conduce durante $T_0/2$ (o 90°). Dependiendo del ángulo de impedancia de la carga, el periodo de conducción de un transistor podría variar de 90° a 180° .

Cualquier dispositivo de conmutación puede sustituir a los transistores. Si t_{off} es el tiempo de apagado de un dispositivo, debe haber un tiempo mínimo de retardo $t_d (=t_{off})$ entre el dispositivo a la salida y el disparo del siguiente dispositivo en la entrada. De no ser así, se produciría una condición de cortocircuito a través de los dos dispositivos. En consecuencia, el tiempo máximo de conducción de un dispositivo sería $ton = T_0/2 - t_d$.

Todos los dispositivos prácticos requieren cierto tiempo de encendido y apagado. Para que el funcionamiento de los inversores sea adecuado, el circuito lógico los debe tener en cuenta.

Para una carga RL , la corriente instantánea de carga i_o se puede determinar dividiendo el voltaje instantáneo de salida entre la impedancia de carga, $Z = R + jn\omega L$.

De este modo se obtiene:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (1.6)$$

Donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$. Si I_{01} es la corriente *rms* fundamental por la carga, la potencia fundamental de salida (para $n = 1$) es

$$P_{01} = V_{01}I_{01} \cos \theta_1 = I_{01}^2 R \quad (1.7)$$

$$= \left[\frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \right]^2 R \quad (1.8)$$

Nota: en la mayor parte de las aplicaciones (por ejemplo, impulsores de motor eléctrico), la potencia de salida debida a la corriente fundamental es, en general, la potencia útil, y la potencia debida a las corrientes armónicas se disipa en forma de calor, y aumenta la temperatura de la carga.

1.7.1.1.- Corriente de alimentación en CD.

Suponiendo un inversor sin pérdidas, la potencia promedio absorbida por la carga debe ser igual a la potencia promedio suministrada por la fuente de CD. Entonces, se puede escribir:

$$\int_0^T v_s(t)i_s(t) dt = \int_0^T v_o(t)i_o(t) dt \quad (1.9)$$

Donde T es el periodo del voltaje de salida de CA.

Para una carga inductiva, y una frecuencia de conmutación relativamente alta, la corriente i_o en la carga es casi sinusoidal, y en consecuencia sólo el componente fundamental del voltaje de salida de CA suministra potencia a la carga. Ya que el voltaje de alimentación de CD permanece constante, $v_s(t) = V_s$, se puede escribir

$$\int_0^T i_s(t) dt = \frac{1}{V_s} \int_0^T \sqrt{2}V_{o1} \sin(\omega t) \sqrt{2}I_o \cos(\omega t - \theta_1) dt = I_s \quad (1.10)$$

En donde V_{o1} es el voltaje rms fundamental de salida,

I_o Es la corriente rms fundamental de carga,

θ_1 Es el ángulo de la carga de la frecuencia fundamental.

Así, la corriente de alimentación de CD, I_s , se puede simplificar a

$$I_s = \frac{V_{o1}}{V_s} I_o \cos(\theta_1) \quad (1.11)$$

Secuencia de disparo. La secuencia de disparo para el control de los dispositivos de conmutación es la siguiente:

1. Generar una señal de disparo cuadrada, v_{g1} , con una frecuencia f_o y ciclo de trabajo de 50%. La señal de disparo v_{g2} debe ser una inversa lógica de v_{g1} .
2. La señal v_{g1} controla al interruptor de Q_1 a través de un circuito aislador de compuerta, y v_{g2} puede controlar a Q_2 sin circuito alguno de asilamiento.

Puntos clave para los principios de operación.

- Se puede obtener un voltaje alterno de salida conectando, alternativamente, las terminales positiva y negativa de la fuente de CD a través de la carga y encendiendo y apagando en forma correspondiente los dispositivos de conmutación. La componente fundamental rms, V_{o1} , del voltaje de salida, es $0.45 V_s$.

- Se requieren diodos de retroalimentación para regresar a la fuente de CD la energía almacenada en la inductancia de carga.

1.7.1.2.- Parámetros de rendimiento.

La salida de los inversores comerciales contiene armónicas, y la calidad de un inversor en términos de los siguientes parámetros de rendimiento.

Factor armónico de la n -ésima armónica (HF_n). El factor armónico (de la n -ésima armónica), que es una medida de la contribución individual de esa armónica, se define como:

$$HF_n = \frac{V_{on}}{V_{o1}} \quad \text{para } n > 1 \quad (1.12)$$

Donde V_1 es el valor rms de la componente fundamental, y V_{on} es el valor rms de la n -ésima componente armónica.

Distorsión armónica total (THD). La distorsión armónica total, que es una medida de la coincidencia de formas entre una onda y su componente fundamental, se define como:

$$THD = \frac{1}{V_{o1}} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_{on}^2 \right)^{1/2} \quad (1.13)$$

Factor de distorsión (DF). La THD expresa el contenido total de armónicas, pero no indica el nivel de cada componente armónico. Si se usa un filtro a la salida de los inversores, las armónicas de orden mayor se atenúan con más eficacia. Por consiguiente, es importante conocer tanto la frecuencia como la magnitud de cada armónica. El DF indica la cantidad de distorsión armónica que queda en determinada

forma de onda después de someter a las armónicas de esa onda a una atenuación de segundo orden, es decir, dividir las entre n^2 . Así el factor de distorsión es una medida de la eficacia de reducción de armónicas no deseadas, sin tener que especificar los valores de un filtro de carga de segundo orden, y se define como sigue:

$$DF = \frac{1}{V_{o1}} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{on}}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (1.14)$$

El DF de un componente armónico individual (o el n -ésimo) se define como

$$DF_n = \frac{V_{on}}{V_{o1} n^2} \quad \text{para } n > 1 \quad (1.15)$$

Armónica de orden más bajo (LOH). La LOH es aquel componente armónico cuya frecuencia se acerca más a la de la fundamental, y su amplitud es mayor o igual al 3% de la componente fundamental.

1.7.2.- Puentes inversores monofásicos.

En la figura 1.2(a) [4] se muestra un puente inversor (VSI, de *voltaje source invertir*, inversor de fuente de voltaje) monofásico para fuente de voltaje. Consiste en cuatro interruptores periódicos. Cuando los transistores Q_1 y Q_2 encienden en forma simultánea, el voltaje de alimentación V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q_3 y Q_4 se encienden al mismo tiempo, se invierte el voltaje a través de la carga y es $-V_s$. La forma de onda de voltaje de salida se ve en la figura 1.2(b).

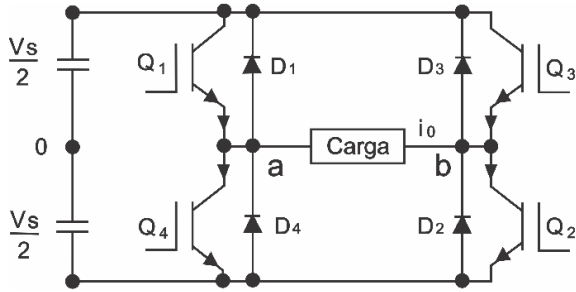


Figura 1.2a) Circuito

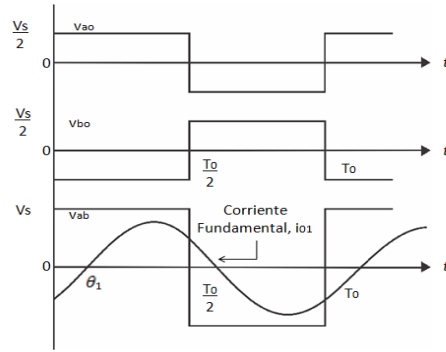


Figura 1.2b) Formas de onda con carga resistiva

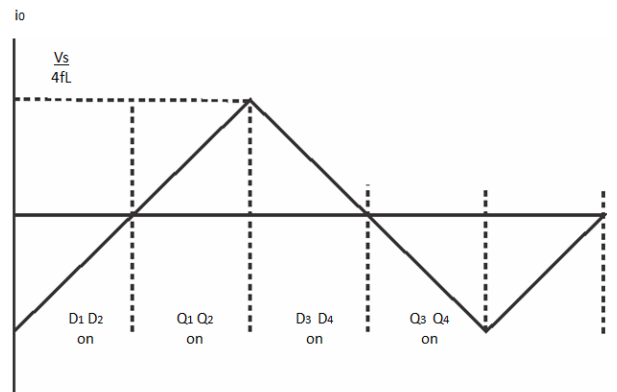


Figura 1.2c) Corriente de la carga con una carga altamente inductiva

Diagramas de operación del inversor monofásico de puente completo.

La tabla 1.1 muestra los cinco estados de conmutación. Los transistores Q_1 y Q_4 de la figura 1.2(a) funcionan como dispositivos de conmutación S_1 y S_4 , respectivamente. Si al mismo tiempo conducen dos interruptores: uno superior y uno inferior, de tal modo que el voltaje de salida es $\pm V_s$, el estado de conmutación es 1, mientras que si están apagados al mismo tiempo, el estado de conmutación es 0.

El voltaje rms de salida se puede calcular con:

$$V_o = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (1.16)$$

Se puede ampliar la ecuación (1.4) para que exprese el voltaje instantáneo de salida en forma de serie de Fourier, como sigue:

$$v_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen } n\omega t \quad (1.17)$$

Tabla 1.1 Estados de interruptores para un puente inversor de fuente de voltaje monofásico completo.

| Estado | Estado no. | Estado de interruptor* | v_{ao} | v_{bo} | v_o | Componentes que conducen |
|--|------------|------------------------|---------------------|---------------------|-----------------|--|
| S_1 y S_2 están cerrados y S_4 y S_3 están abiertos | 1 | 10 | $V_s/2$ | $-V_s/2$ | V_s | S_1 y S_2 , si $i_o > 0$ D_1 y D_2 , si $i_o < 0$ |
| S_4 y S_3 están cerrados y S_1 y S_2 están abiertos | 2 | 01 | $-V_s/2$ | $V_s/2$ | $-V_s$ | D_4 y D_3 , si $i_o > 0$ S_4 y S_3 , si $i_o < 0$ |
| S_1 y S_3 están cerrados y S_4 y S_2 están abiertos | 3 | 11 | $V_s/2$ | $-V_s/2$ | 0 | S_1 y S_3 , si $i_o > 0$ D_1 y D_3 , si $i_o < 0$ |
| S_4 y S_2 están cerrados y S_1 y S_3 están abiertos | 4 | 00 | $-V_s/2$ | $-V_s/2$ | 0 | D_4 y S_2 , si $i_o > 0$ S_4 y D_2 , si $i_o < 0$ |
| $S_1, S_2, S_3, y S_4$ están abiertos todos | 5 | off | $-V_s/2$ $V_s/2$ | $V_s/2$ $-V_s/2$ | $-V_s$ V_s | D_4 y D_3 , si $i_o > 0$ D_4 y D_2 , si $i_o < 0$ |
| *1, si un interruptor superior está cerrado, y 0 si un interruptor inferior está cerrado | | | | | | |

Y para $n = 1$, la ecuación 1.17 expresa el valor rms de la componente fundamental:

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.90V_s \quad (1.18)$$

De acuerdo con la ecuación 1.6, la corriente instantánea de i_o para una carga RL es:

$$i_o = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \text{sen}(n\omega t - \theta_n) \quad (1.19)$$

Donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega R / L)$.

Cuando conducen los diodos D_1 y D_2 , la energía se regresa a la fuente de CD, y por consiguiente se les llama *diodos de retroalimentación*. La figura 1.2(c) muestra la forma de onda de la corriente de carga, cuando la carga es inductiva.

Corriente de alimentación de CD. Sin tener en cuenta las pérdidas, el balance instantáneo de potencia es:

$$v_s(t)i_s(t) = v_o(t)i_o(t) \quad (1.20)$$

Para una carga inductiva, y para frecuencias de conmutaciones relativamente altas, se puede suponer que la corriente i_o de carga y el voltaje de salida son sinusoidales, ya que el voltaje de alimentación de CD permanece constante, $v_s(t) = v_s$ se obtiene:

$$i_s(t) = \frac{1}{V_s} \sqrt{2} V_{o1} \text{sen}(\omega t) \sqrt{2} I_o \text{sen}(\omega t - \theta_1) \quad (1.21)$$

Que se puede simplificar para determinar la corriente CD de alimentación como sigue:

$$i_s(t) = \frac{V_{o1}}{V_s} I_o \cos(\theta_1) - \frac{V_{o1}}{V_s} I_o \cos(2\omega t - \theta_1) \quad (1.22)$$

En la que V_{o1} es el voltaje rms fundamental de salida,

I_o es la corriente rms de la carga,

θ_1 Es el ángulo de impedancia de carga a la frecuencia fundamental.

La ecuación 1.22 indica la presencia de una armónica de segundo orden del mismo orden de magnitud que la corriente de alimentación de CD. Esta armónica se inyecta

de regreso a la fuente de voltaje de CD. Así, el diseño debe considerar que de este modo se garantiza un voltaje CD de enlace casi constante. Se conecta normalmente un capacitor grande a través del voltaje de CD de la fuente, y ese capacitor es costoso y ocupa espacio; ambas cosas son indeseables, en especial con fuentes de alimentación de potencia intermedia y alta.

El diseño de un inversor requiere determinar las corrientes promedio, rms y pico en los dispositivos de conmutación y en los diodos.

1.8.- Bibliografía del capítulo.

[1]. **Henríquez Pérez Bruno, Livingstone Baldontín Juan E.** *FOTOVOLTAICA: MANUAL DE DISEÑO E INSTALACIÓN.* SOLAR ENERGY INTERNATIONAL SEI. SANTIAGO DE CHILE JUNIO DE 2008.

[2]. *Tendencias Actuales en el Diseño de Convertidores.* **Chan-Puc Freddy, Calleja G. Hugo, Sánchez H. Víctor, Acosta O. Roberto, Torres M. Emmanuel.** 2, s.l. : REVISTA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y COMPUTACIÓN, Diciembre 2009, Vol. 7.

[3]. **Dr. Rodolfo Echavarría Solís, m.c. Sinuhé Ramírez Guerrero.** ANÁLISIS Y DESARROLLO DE UN INVERSOR MULTINIVEL. *TESIS.* CUERNAVACA, MORELOS : s.n., 2002.

[4]. **Rashid, Muhammad H.** *ELECTRONICA DE POTENCIA.* SEGUNDA EDICION. MEXICO : LITOGRAFIA INGRAMEX , 1995.

[5] **Bose, Bimal K.,** *POWER ELECTRONICS AND AC DRIVERS.* ENGLWOOD CLIFFS, PRENTICE-HALL.

[6] **Mohan, N.; Undeland, T. y W. Robbins,** *POWER ELECTRONICS: CONVERTERS, APPLICATIONS, AND DESIGN.* NEW YORK, WILEY.

[7] **Rashid, Muhammad H.** *ELECTRÓNICA DE POTENCIA: CIRCUITOS, DISPOSITIVOS Y APLICACIONES.* PRENTICE-HALL.

Capítulo 2

Efectos de las formas de onda en la Carga.

2.1.- Introducción.

El contenido armónico de un inversor puede medirse por medio del valor de THD (*Total Harmonic Distorsion*). Un alto contenido armónico puede ocasionar problemas tales como: sobrecalentamiento de conductores de neutro, disparo inesperado de interruptores termo-magnéticos, saturación de transformadores, fallas repentinas en equipos de cómputo y caída drástica del Factor de Potencia, por mencionar algunos.

Por ello es importante analizar y determinar la calidad de la energía eléctrica entregada por el inversor a las cargas eléctricas las cuales pueden operar de manera no apropiada debido a una fuente de alimentación con alto contenido armónico.

De las cargas eléctricas más empleadas en instalaciones que cuentan con sistemas fotovoltaicos se tienen lámparas y motores, así mismo es conocido el efecto que tienen las cargas inductivas sobre el Factor de Potencia, sin embargo, el valor del FP puede caer drásticamente debido a un alto contenido armónico (THD) ocasionando una disminución en la eficiencia de la instalación.

En este capítulo se presenta un análisis de la calidad de la energía eléctrica por un inversor comercial marca Steren de 1000 W de onda cuadrada a 60 Hz. Como parte del

análisis, se compara con los resultados de interconectar las mismas cargas a la red eléctrica.

2.2.- Inversor de onda cuadrada.

Los inversores fotovoltaicos deben entregar energía eléctrica que cumplan la normatividad vigente de calidad de la energía eléctrica [1]. Sin embargo esto no ocurre así, la mayoría de los inversores comerciales proporcionan una señal cuadrada (figura 2.1) en lugar de una señal sinusoidal (figura. 2.2) [2]. Esto conlleva varios efectos no deseados sobre las cargas.

Dentro de estos efectos destacan los calentamientos, vibraciones, fallas repentinas, reducción del factor de potencia etc. [3].

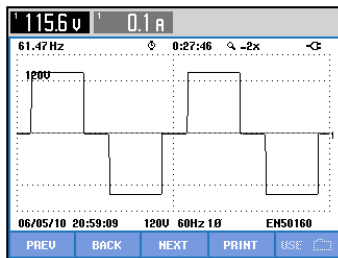


Figura 2.1.-Fotografía de la señal cuadrada proporcionada por inversor comercial.

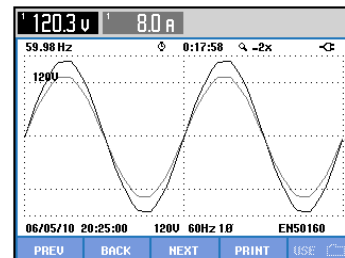


Figura 2.2.-Fotografía de la señal senoidal proporcionada por la red eléctrica.

2.3.- Procedimiento de Medición.

Para el análisis, se realizaron mediciones de forma de onda, voltajes, corrientes, intensidad luminosa e imágenes de calor en sistemas de iluminación residencial capaces de pertenecer a un sistema fotovoltaico. Se emplearon dos tipos distintos de cargas (lámparas) para estas mediciones:

- 10 focos incandescentes de 100 watts cada uno conectados en paralelo (figura 2.3).

- 8 lámparas fluorescentes T-12 conectados dos en cada balastro de 79 watts en paralelo (figura 2.4).

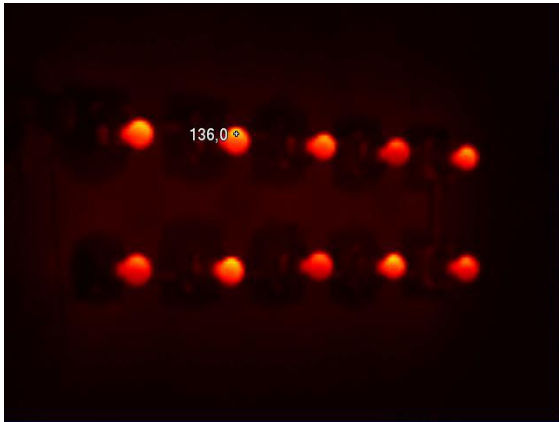


Figura 2.3.-Fotografía termográfica de la carga lineal para pruebas.



Figura 2.4.-fotografía de la carga no lineal para pruebas.

El suministro de energía fue de dos tipos:

- Corriente alterna controlada con un autotransformador tipo “VARIAC” ajustable de 0- 120 volts, conectado a la red convencional suministrado por la CFE, Comisión Federal de Electricidad (figura 2.5).
- El uso de un inversor comercial marca Steren de 1000 watts (figura 2.6) conectado a baterías marca Champion.



Figura 2.5.-Fotografía del autotransformador empleado como fuente.



Figura 2.6.-Fotografía del inversor comercial empleado como fuente.

Los instrumentos de medición fueron las siguientes:

1) Una cámara termo gráfica marca Fluke para determinar la emisión de calor de las lámparas, el inversor y las baterías [4].

2) Un analizador de la calidad de energía marca Fluke (figura 2.7) para medición de voltajes, corrientes y formas de onda [5] en la que mantuvieron las lámparas mediante instantes de tiempo.

3) Un fluxómetro que mediría intensidad de luz mediante instantes de tiempo.

4) Un termo-higrómetro para medición de temperatura ambiente y humedad relativa donde fueron sometidos estas lámparas a prueba.



Figura. 2.7.-Equipo para medir la calidad de la energía eléctrica

La metodología de operación y medición fue la siguiente:

- En un centro de cargas se conectaron dos distintos circuitos (lámparas incandescentes y lámparas ahorradoras) con un interruptor termo magnético de 15A para cada uno.
 - El centro de carga es alimentado por una clavija tipo industrial.
 - El medidor de la calidad de energía se conecta con las puntas para medición de voltaje en fase y neutro que son suministrados a los dos circuitos y las puntas de corrientes en fase y neutro para medición de corriente que se suministra a los dos circuitos.

- El fluxómetro es ubicado a una distancia de 1.5m en frente de las lámparas a medir.
- Las mediciones se hicieron en periodos de de media hora para cada circuito accionándolos con los interruptores termo-magnéticos para medir un circuito a la vez.

2.4.- Resultados Experimentales.

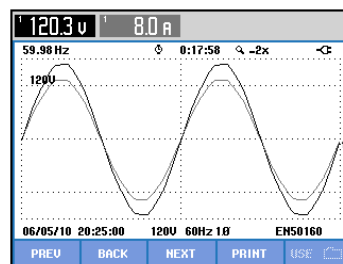
2.4.1.- Caso 1: Red de CA.

Para la primera prueba, los dos circuitos fueron conectados a un VARIAC que suministraba 120V conectado a corriente alterna suministrada por la Comisión Federal de Electricidad.

Los resultados obtenidos para las cargas incandescentes son los siguientes:

- Intensidad luminosa promedio de 709 lúmenes.
- 120V y 8A suministrado por la red comercial.

La figura 2.8 muestra las formas de onda obtenidas por el analizador de la calidad de energía eléctrica. Se observa que tanto la corriente como el voltaje corresponden a formas de alta calidad.



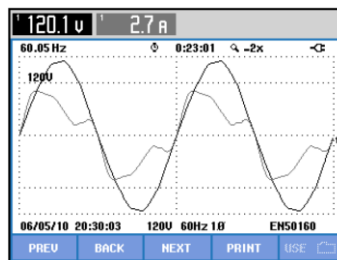
Fuente: Red Cargas: Incandescentes 709 lúmenes

Figura 2.8.-Fotografía de las formas de onda obtenidas para carga lineal y fuente sinusoidal.

Los resultados obtenidos para las cargas fluorescentes fueron los siguientes:

- Intensidad luminosa promedio de 583 lúmenes.
- 120V y 2.7A suministrado por la red comercial.

La figura 2.9 muestra las formas de onda obtenidas por el analizador de la calidad de energía eléctrica. Se observa que la corriente presenta una distorsión de forma mientras el voltaje mantiene una forma sinusoidal. La distorsión en la forma de corriente, se debe a la naturaleza de la carga (el balastro presenta un comportamiento no lineal R-L).



Fuente: Red Cargas: Fluorescentes 583 lúmenes

Figura 2.9.-Fotografía de las formas de onda obtenidas para carga no lineal y fuente sinusoidal.

Debido a la distorsión en la forma de onda en la corriente, se presenta un elevado valor de la distorsión armónica total de la corriente (THD=34.1%). Se observan valores elevados del III y V armónico (figura 2.10).

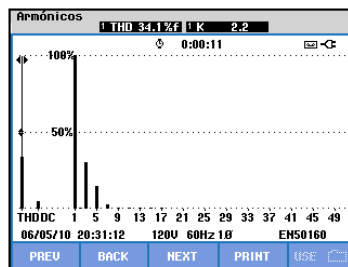


Figura. 2.10.-Fotografía del contenido armónico de la tensión.

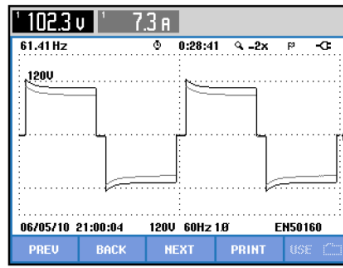
2.4.2.- Caso 2: Inversor de voltaje.

Para la segunda prueba, los dos circuitos fueron conectados al inversor comercial de 1000 watts alimentado por una batería marca Champion.

Los resultados obtenidos para las cargas incandescentes son los siguientes:

- Intensidad luminosa promedio de 355 lúmenes.
- 102V y 7,3A suministrado por el inversor.

La figura 2.11 muestra las formas de onda obtenidas por el analizador de la calidad de energía eléctrica. Se observa que tanto la corriente como el voltaje corresponden a formas de ondas cuadradas.



Fuente: Inversor Cargas: Incandescentes 355 lúmenes

Figura. 2.11.-Fotografía de la forma de onda obtenida para carga lineal fuente cuadrada.

La distorsión en forma (no senoidal) del voltaje, corresponde con un alto valor de THD. La figura 2.12 muestra los valores de los armónicos en voltaje.

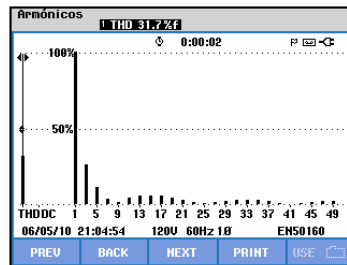


Figura 2.12.-Fotografía del contenido armónico de la tensión para el caso inversor-carga lineal.

La figura 2.13 muestra la distorsión armónica para la corriente (similar a la de voltaje). En ambos casos la principal causa de la distorsión es debido a que la fuente (inversor) genera una tensión de forma cuadrada.

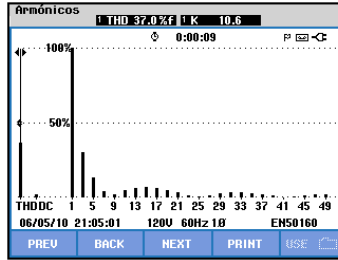
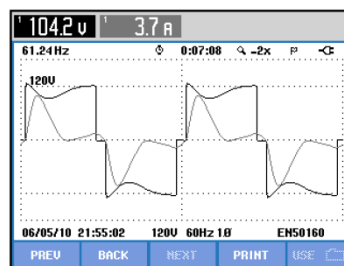


Figura 2.13.-Fotografía del contenido armónico de la corriente para el caso inversor-carga lineal.

Los resultados obtenidos para las cargas fluorescentes fueron los siguientes:

- Intensidad luminosa promedio de 468 lúmenes.
- 104V y 3.7A suministrado por el inversor.

La figura. 2.14 muestra las formas de onda obtenidas por el analizador de la calidad de energía eléctrica para este caso. Se observa que existe una distorsión mayor de la forma de onda de corriente (ni senoidal, ni cuadrada). El voltaje mantiene una forma de onda cuadrada. La distorsión de la forma de onda del voltaje se debe a la naturaleza de la fuente (inversor) y la distorsión de la forma de onda de corriente se debe a la naturaleza de la carga (carga no lineal)



Fuente: Inversor Cargas: Fluorescentes 468 lúmenes

Figura 2.14.- Fotografía de la forma de onda obtenida para carga no lineal fuente cuadrada.

La figura 2.15 muestra la distorsión armónica en voltaje, la cual es mayor a la obtenida el caso de cargas lineales. Esto debido a la distorsión de forma que sufre el voltaje durante los picos de corriente demandada por la carga.

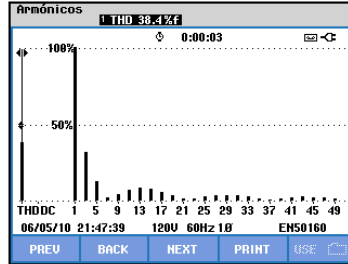


Figura 2.15.-Fotografía del contenido armónico de la tensión para el caso inversor-carga no-lineal.

La figura 2.16 muestra la distorsión armónica en corriente. Se observa un valor excesivamente alto (THD=88.8%), debido al factor de distorsión elevado.

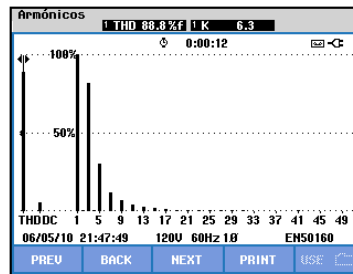


Figura 2.16.-Fotografía del contenido armónico de la corriente para el caso inversor-carga no-lineal.

2.5.- Efectos térmicos en las cargas.

La calidad de la energía eléctrica depende principalmente de las características de la fuente así como de las características de la carga. La contaminación armónica está directamente relacionada con la calidad de la energía eléctrica [3]. Se pudo observar que en el caso de cargas no lineales, la THD se elevaba de manera excesiva con las cargas no lineales.

Los efectos nocivos de la distorsión armónica total (THD) sobre las cargas o sobre la misma fuente se incrementan al aumentar el contenido armónico. Uno de esos efectos es el sobrecalentamiento en los diversos elementos del sistema. La figura 2.17 muestra

la imagen termo-gráfica del sistema inversor-batería para el caso de las cargas resistivas. Se nota un sobrecalentamiento en el inversor para este caso.

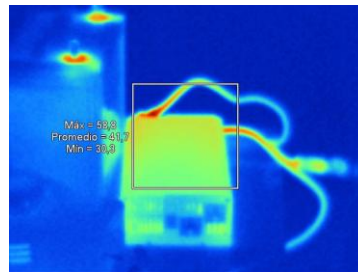


Figura 2.17.-Imagen termográfica del sistema inversor-batería para el caso de cargas lineales

Para el caso de las cargas no lineales, el alto contenido armónico genera un inesperado sobrecalentamiento de la batería, mientras que el inversor mantenía una temperatura de operación aceptable.

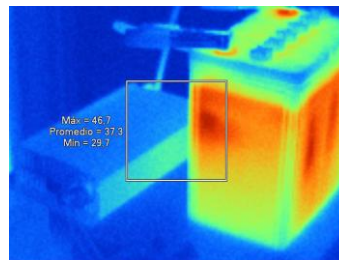
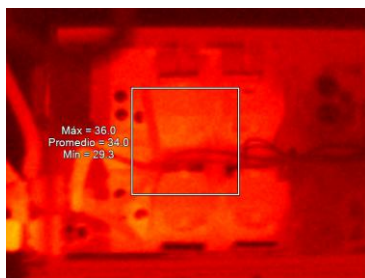
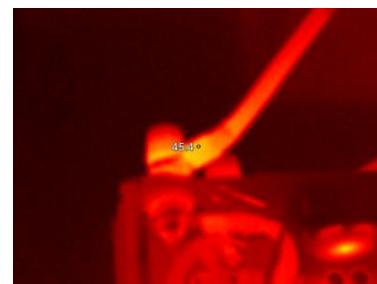


Figura 2.18.- Imagen termo-gráfica del sistema inversor-batería para cargas no-lineales.

La figura 2.19 (a) muestra la imagen termo-gráfica del inversor en el que se puede notar un calentamiento dominante de los transformadores (zona central). También se nota un sobre calentamiento de los bornes de conexión con la batería figura 2.19 (b).



a) Zona central



b) Bornes de conexión

Figura 2.19.- Imagen termográfica del Inversor.

Un valor elevado de THD, genera armónicos que contaminan la red de alimentación produciendo efectos no deseados en los diversos elementos conectados a la misma.

El factor de forma para el inversor afecta la eficiencia luminosa de las lámparas ya que se pudo notar una reducción en la potencia entregada por las mismas al cambiar la forma de onda de la fuente (Tabla 2.1).

Tabla 2.1.- Luminosidad obtenida de las lámparas ante diferente tipo de fuente.

| Tipo de Lámpara | Tipo de fuente | Luminosidad (lúmenes) |
|------------------------|-----------------------|----------------------------------|
| Incandescente | Sinusoidal | 709 |
| | Cuadrada | 355 |
| Fluorescente | Sinusoidal | 583 |
| | Cuadrada | 468 |

2.6.- Bibliografía del capítulo.

- [1] Lasnier, Ang, *Photovoltaic Engineering Handbook*. Adam Hilger Bristol and New York
- [2] Bose, Bimal K., *Power Electronics and AC Drivers*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall.
- [3] Mohan, N.; Undeland, T. y W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. New York, Wiley.
- [4] <http://us.fluke.com/fluke/usen/Thermal-Imaging/Fluke-Ti10.htm?PID=56179>
- [5] <http://us.fluke.com/fluke/usen/Power-Quality-Tools/Three-Phase/Fluke-430-Series.htm?PID=56077>

Capítulo 3

Diseño y resultados experimentales de un inversor puente completo.

3.1.- Introducción.

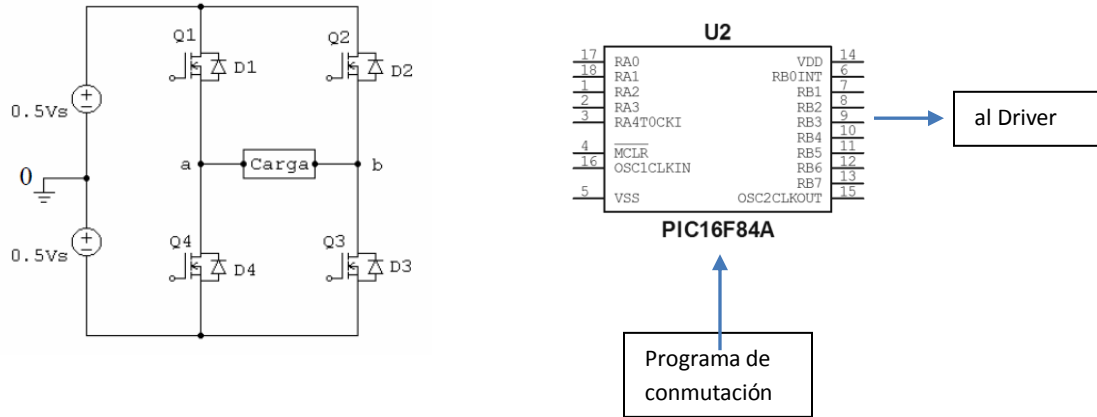
Esta tesis forma parte del proyecto PROMEP “Análisis de la calidad de energía de los inversores en sistemas fotovoltaicos”. Por ello se desarrolló de manera conjunta varios inversores con sus respectivos impulsores o *drivers*. Este capítulo presenta de manera resumida el proceso de diseño y las pruebas experimentales realizadas a los prototipos, dado que este capítulo ha tomado referencias a otros trabajos de tesis. Se reportan las pruebas realizadas con diferentes tipos de control como son el PWM senoidal, el PWM programado (con diferente número de ángulos) y la onda cuadrada. En [1] y [2] se han presentado a detalle el diseño de cada tipo de control.

3.2.- Desarrollo.

La parte medular del prototipo es el Inversor de Corriente de puente completo. Este consta de tres etapas:

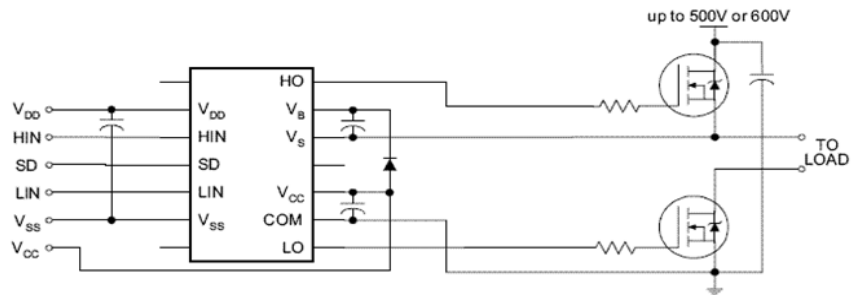
- a) etapa de potencia (Figura 3.1 a)
- b) etapa impulsora o “*drivers*” (Figura 3.1 c)

c) etapa de control (Figura 3.1 b)



a) Potencia

b) Control



c) Impulsos

Figura 3.1 Diagramas de las etapas del prototipo implementado.

Los componentes de cada etapa que conforman el inversor de puente completo son los siguientes:

Etapa de potencia.

- 4 MOSFETS (IRF640).
- 4Resistencias de 220Ω (R220).
- 4Disipadores de calor de 38mm p/MOSFET (DTO-220).
- Terminales para conexiones de entrada y salida del circuito impreso.

Etapa impulsadora.

- 2 Circuitos integrados impulsores (IR2110).

- 4 Capacitores cerámicos de 0.1 μ F (C103).
- 2 Diodos rectificadores (1N4007).
- 4 Capacitores Electrolítico de 25v 220 μ F (C220).
- Terminales para las conexiones de entrada y salida del circuito (TRT-02 y TRT-03).

Etapa de control.

En la etapa de control está basada en una arquitectura del microcontrolador de 4 MHz (PIC16F84A).

El desarrollo del prototipo involucra como primer paso el diseño de la etapa de potencia empleando el software UTILBOARD (figura 3.2).

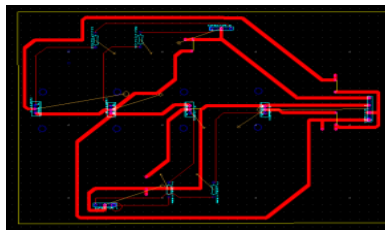


Figura 3.2.- Fotografía del inversor terminado en el UltiBoard.

Con el patrón de distribución obtenido se fabrica el circuito impreso, sobre el cual se montaran los componentes (figura 3.3).



Figura 3.3.- Fotografía del inversor en circuito impreso.

De igual manera se desarrollaron los *Drivers*. Primero se realiza el diseño con el software UTILBOARD (Figura 3.4). Este programa nos permite optimizar la distribución de los componentes del circuito impreso.

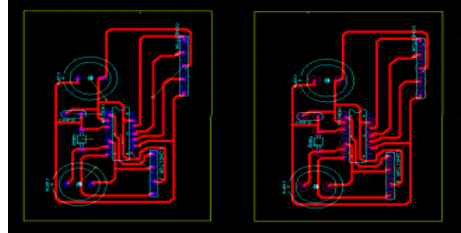


Figura 3.4.- Fotografía de los drivers terminados en el UltiBoard.

Finalmente se implementó el circuito impreso de los “drivers”. La figura 3.5 muestra el prototipo del circuito impulsor.

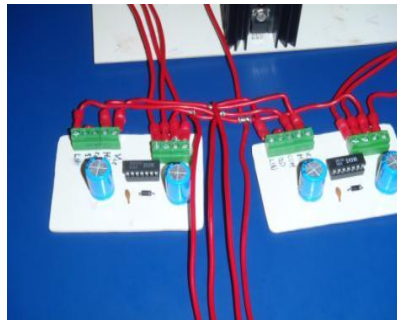


Figura 3.5.- Fotografía del circuito impreso del impulsor.

3.3 Resultados experimentales

Como parte de las pruebas se implementaron tres tipos de control:

- a) Control PWM programado. [1]
- b) Control PWM senoidal. [2]
- c) Control para inversor de Onda Cuadrada.

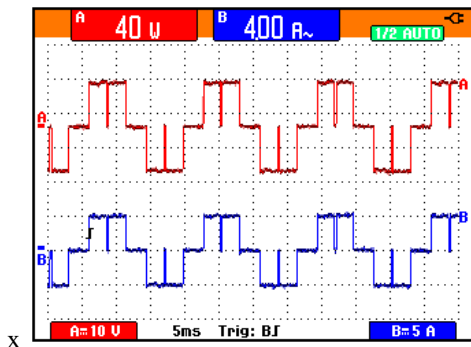
El circuito de control es el mismo que se presentó en la Figura 3.1b), solo se modifica el patrón de conmutación dependiendo del tipo de control que se desee implementar.

3.3.1.- Control PWM programado.

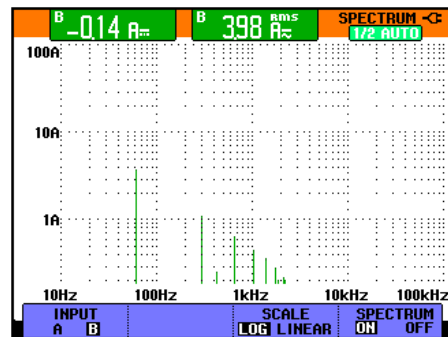
La implementación del control PWM programado se presenta en la Figura 3.6. Para este caso se programaron varios ángulos de conmutación.

La figura 3.6 a) muestra las señales de salida de voltaje y corriente para un control con dos ángulos de conmutación determinados a través de la resolución de las ecuaciones planteadas en [1]. La figura 3.6 b) muestra el espectro en frecuencia para este caso. Se nota una reducción de armónicos respecto al caso de señal cuadrada, de hecho se aprecia la eliminación de 3 armónico (180 Hz) y la reducción del 7º armónico (300 Hz).

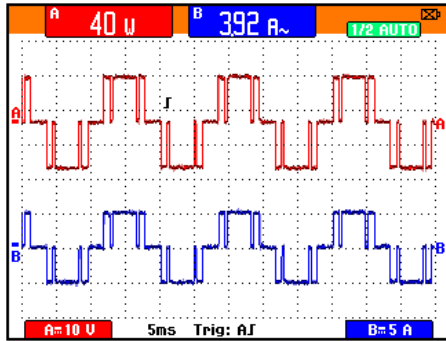
Las figuras 3.6c) y 3.6e) muestran las señales de salida de voltaje y corriente para un control con 3 y 4 ángulos respectivamente. En las gráficas correspondientes (Figura 3.6d y Figura 3.6f) se muestran los espectros correspondientes. Se puede notar en la figura 3.6d) la eliminación del 7 armónico y en la Figura 3.6f) la eliminación de 9 armónico



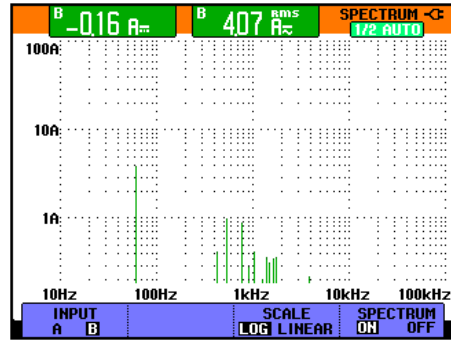
a) Señal V-I para 2 ángulos



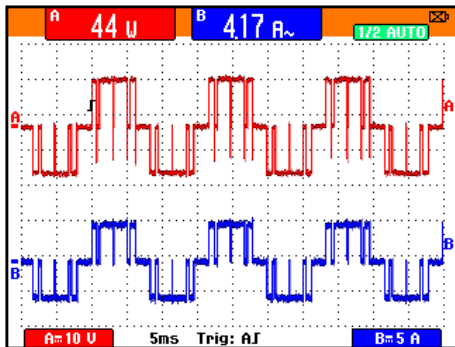
b) Espectro en frecuencia para 2 ángulos



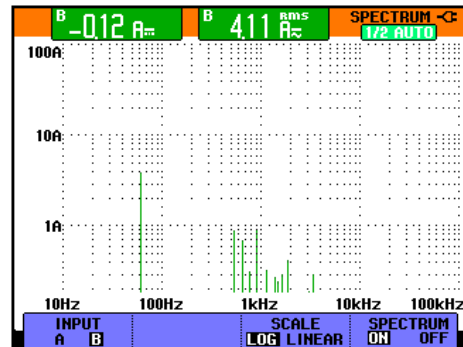
c) Señal V-I para 3 ángulos



d) Espectro en frecuencia para 3 ángulos



e) Señal V-I para 4 ángulos



f) Espectro en frecuencia para 4 ángulos

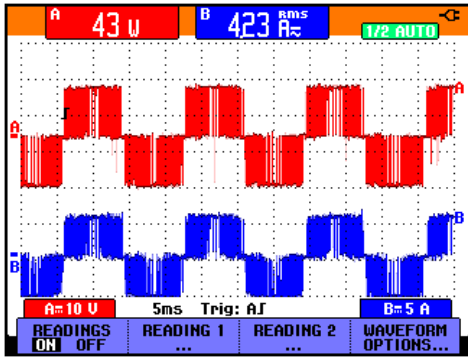
Figura 3.6 Fotografías de las respuesta del inversor de PWM programado.

Aunque las señales en este caso no son tan nítidas como el caso de la señal cuadrada, el contenido armónico muestra una reducción de la distorsión armónica total, mejorando con ello la calidad de la energía suministrada.

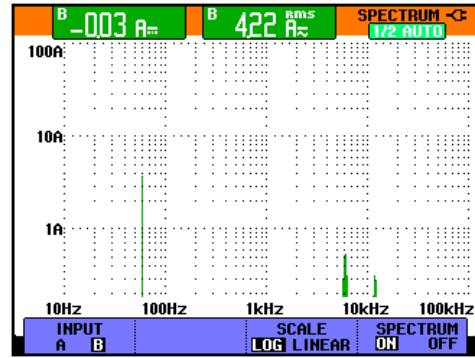
3.3.2.- Control PWM senoidal.

La Figura 3.7 muestra la respuesta del inversor al implementar un control PWM senoidal [2] con una portadora de 6 KHz.

En primera instancia podría parecer una señal con alto contenido de ruido sin embargo al realizar un análisis del espectro en frecuencia puede notarse una eliminación de todos los armónicos de baja frecuencia.



a) Señal V-I



b) Espectro en frecuencia

Figura 3.7 Fotografía de la respuesta del inversor de PWM senoidal

3.3.3.- Control de onda cuadrada sincronizada con la red.

La generación de una onda cuadrada es simple no fue necesario del microcontrolador (PIC16F84A) como en los tipos de control ya mencionados. Para el control de los Drivers (IR2110) con sincronización con la red eléctrica fueron utilizados los siguientes componentes:

- Un amplificador operacional (LM324N).
- Un transformador reductor de 120/12v.
- Una compuerta lógica NOT para la inversión de señal.
- Una resistencia de 10 k Ω y dos de 1 k Ω .
- Un generador de voltaje de 5v a -5v en corriente directa.
- Un diodo rectificador.

En la figura 3.8 se observa la conexión de estos componentes usando el transformador para sincronizar la onda generada con la onda senoidal que hay en la red.

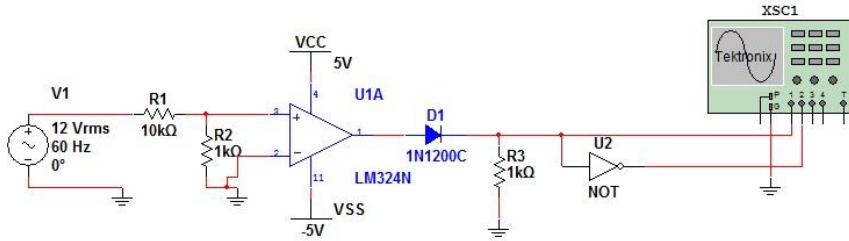


Figura 3.8 Diagrama de conexión para el control de onda cuadrada sincronizada con la red eléctrica.

El amplificador operacional pueda crear la onda cuadrada de 5 v pico a 60 Hz y sirva de control dado pues este amplificador es controlado directamente por el transformador, es decir el transformador solo es usado para brindar la información de la frecuencia que requiere la onda generada, la amplitud es brindando por el voltaje de alimentación del amplificador. Dado a la naturaleza de los drivers como ya se ha mencionado, cada driver debe recibir dos señales invertidas de una con la otra para evitar los cortos circuitos en el mismo inversor, para esta tarea la compuerta lógica NOT realiza la inversión de señal para controlar el driver en la etapa de potencia como se demuestra en la figura 3.9.

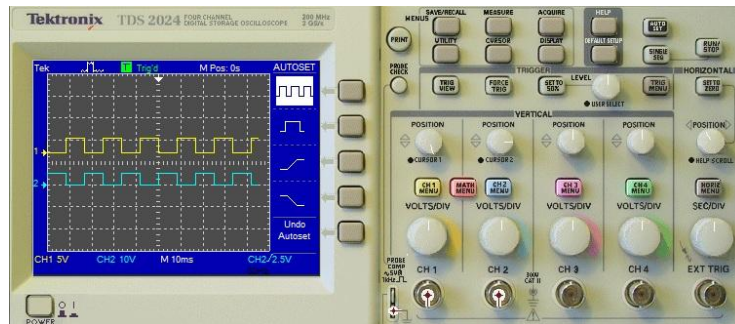
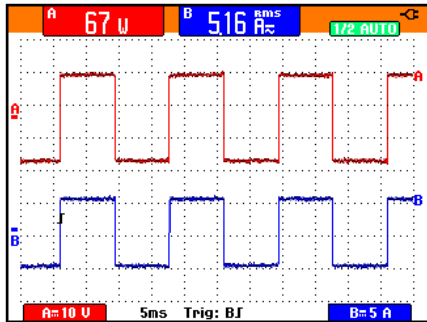


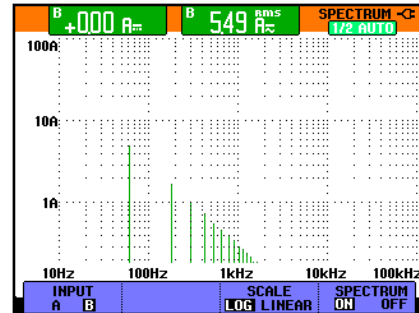
Figura 3.9 Fotografía de las dos señales invertidas que ofrece la parte de control del inversor de onda Cuadrada.

En la figura 3.10 se muestra los resultados de implementar un control de onda cuadrada 60 Hz. La figura 3.10 a) muestra la señal de voltaje y corriente del inversor. Ambas son señales nítidas que en apariencia no contienen ruido. Sin embargo al

realizar las mediciones del espectro en frecuencia (figura 3.10 b) se nota una gran cantidad de armónicos que como ya se explicó en el capítulo anterior tienen efectos nocivos sobre las cargas.



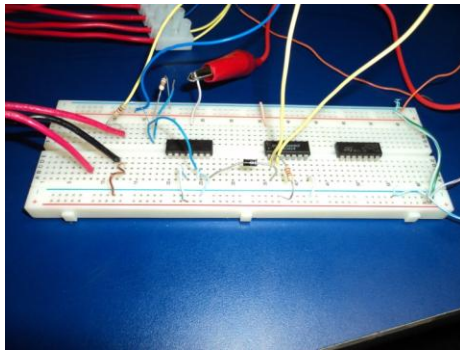
a) Señal V-I



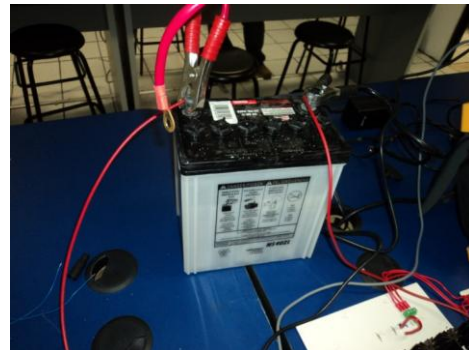
b) Espectro en frecuencia

Figura 3.10 Fotografía de la respuesta del inversor de onda cuadrada.

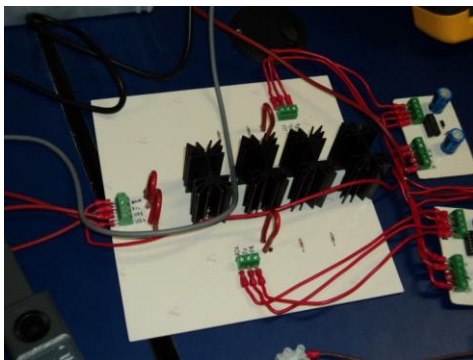
En la figura 3.11 se muestran el proceso de diseño y funcionamiento del inversor al igual que sus mediciones y armado.



a) Control de onda cuadrada



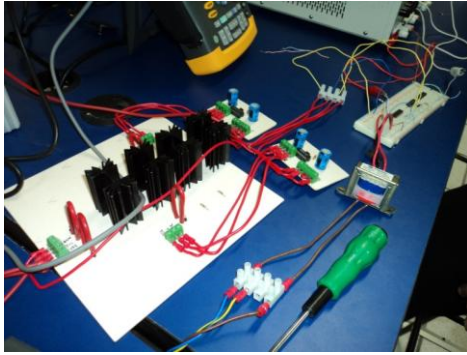
b) Batería de alimentación de 12V para el inversor



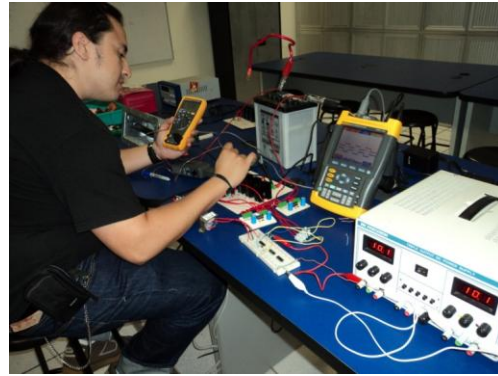
c) El inversor controlado por los drivers



d) Medición de formas de onda



e) El sistema del inversor con control de onda cuadrada sincronizada a la red



f) Mediciones puntuales de temperatura

Figura 3.11 Fotografías del Funcionamiento y mediciones del inversor.

Este inversor pasaría los 12 volts de CD proveniente de la batería a 120 volts en CA de la onda cuadrada sincronizado con la red eléctrica. La forma de onda proveniente del inversor no puede ser inyectado a la red convencional a pesar que se encuentra en sintonía, el contenido armónico que proviene del inversor dañaría la red eléctrica convencional por el tipo de onda que se está generando.

Una técnica para mejorar la forma de onda es el empleo de filtros pasivos, de tal manera que al incluir inductores o capacitores a la salida se obtiene ondas senoidales puras. Dado que el resultado fue una onda cuadrada con una alta distorsión armónica, es necesario corregir esta forma de onda para disminuir los armónicos que se encuentran en baja frecuencia y obtener un mejor aprovechamiento de la energía. En la siguiente sección se presenta el procedimiento de diseño de filtros [3] y los resultados obtenidos de la forma de onda modificada.

3.4.- Filtros pasivos.

Los filtros son circuitos que permiten el paso de una determinada banda de frecuencia mientras atenúan todas las señales que no estén comprometidas dentro de esta banda. Existen filtros activos y pasivos. Los filtros pasivos solo tienen resistencias, inductores y capacitores. En los filtros activos, se utilizan transistores o amplificadores

operacionales además de resistencias, inductores y capacitores. Los inductores no se emplean mucho en los filtros activos pues son voluminosos, caros y a veces tienen componentes resistivas de elevada magnitud.

Existen cuatro tipos de filtros: *pasa bajas*, *pasa altas*, *pasa banda* y de *eliminación de banda* (También conocidos como de *rechazo de bandas* o de *muestras*). En la figura 3.12 se pueden observar las gráficas de la respuesta a la frecuencia de estos cuatro tipos de filtros.

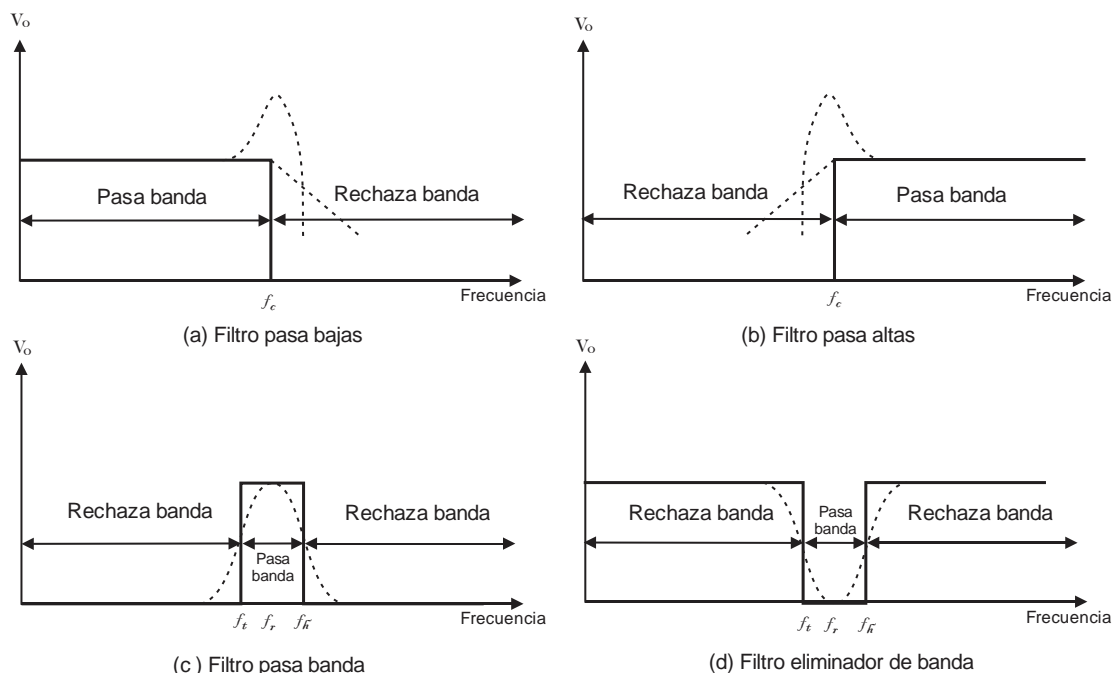


Figura 3.12 Diagramas de la respuesta a la frecuencia de los cuatro tipos de filtros.

El filtro pasa bajas es un circuito cuyo voltaje de salida es constante, desde CD hasta llegar a cierta *frecuencia de corte*, f_c . Conforme la frecuencia va aumentando por arriba de f_c , el voltaje de salida de un filtro pasa bajas en función de la frecuencia. La figura 3.12(a) es una gráfica de la magnitud del voltaje de salida de un filtro pasa bajas en función de la frecuencia. La línea continua corresponde a la gráfica de un filtro pasa bajas ideal; las líneas punteadas indican las curvas correspondientes a filtros pasa bajas reales.

El rango de frecuencias *atenuadas* se conoce como *banda de rechazo*. La frecuencia de corte, f_c , se conoce también como frecuencia 0.707, frecuencia de -3 dB, frecuencia de esquina o frecuencia de ruptura.

Los filtros pasa altas atenúan el voltaje de salida de todas las frecuencias que están por debajo de la frecuencia de corte f_c . Para frecuencias superiores a f_c , la magnitud de voltaje de salida es constante. En la figura 3.12 (b) se aprecia las gráficas del filtro pasa altas ideal y real. La línea continua corresponde a la curva ideal, en tanto que las líneas punteadas muestran la diferencia de los filtros pasa altas reales de la situación ideal.

Los filtros pasa banda sólo dejan pasar una banda de frecuencias mientras atenúan las demás frecuencias que están afuera de la banda. Los filtros de eliminación de banda funcionan justamente de la forma contraria; es decir, los filtros de eliminación de banda rechazan determinada banda de frecuencias, en tanto que pasan todas las frecuencias que no pertenecen a la banda. En la Figura 3.12 (c) y (d) se muestran las gráficas de respuesta a la frecuencia características de filtros pasa banda y de eliminación de bandas. También en este caso la línea continua representa la gráfica ideal y las líneas punteadas, las curvas reales.

Los filtros son parte fundamental de los circuitos electrónicos y se utilizan en aplicaciones que van de los circuitos de audio a los sistemas de procesamiento de señales digitales.

Debido a forma de onda cuadrada obtenida a través del inversor se considera un filtro pasivo pasa bajas para simular el filtrado de dicha onda y comprobar si es posible eliminar armónicos de la onda para obtener una forma de onda parecida a la senoidal.

3.4.1.- Diseño del filtro pasa bajas.

La frecuencia de corte ω_c , se define como la frecuencia de E_i en la que el $|A_{CL}|$ reduce a 0.707 veces su valor de baja frecuencia. La frecuencia de corte se calcula mediante la expresión:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} = 2\pi f_c \quad (3.1)$$

En la que ω_c es la frecuencia de corte en radianes por segundo, f_c es la frecuencia de corte en Hertz, R está expresada en ohmios y C en faradios. Resolviendo para R la ecuación, ésta queda finalmente:

$$R = \frac{1}{\omega_c C} = \frac{1}{2\pi f_c C} \quad (3.2)$$

3.4.2.- Respuesta del filtro.

Aplicando la ecuación 3.2 se propone un capacitor de $1 \mu\text{f}$ se calcula el valor de la resistencia para el filtro pasa bajas para la forma de onda cuadrada de 60 Hz generada por el inversor:

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C} = \frac{1}{2\pi(60\text{hz})(1\mu\text{f})} = 2.652 \text{ k}\Omega$$

Obtenemos un valor de resistencia igual a $2.652 \text{ k}\Omega$.

Implementamos estos elementos a un circuito de filtrado en el programa de simulación MULTISIM, emulando la forma de onda del inversor con un generador de funciones de onda cuadrada de 60hz (Ver figura 3.13).

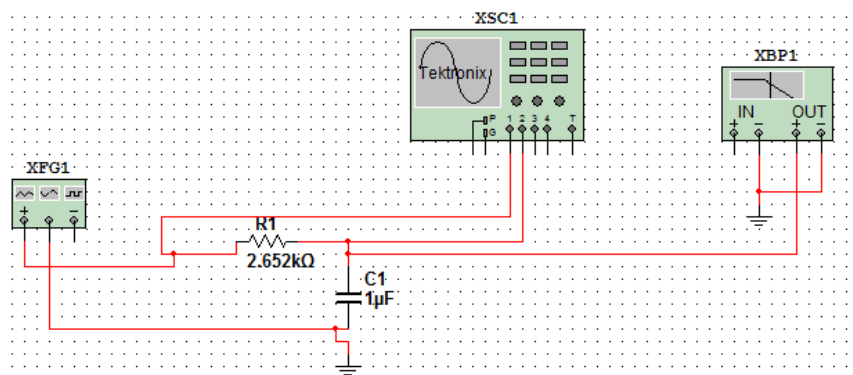


Figura 3.13 Diagrama del circuito de verificación del filtro.

En la figura 3.14 se muestran las señales de entrada y la señal de salida del filtro. Inclusive la entrada puede ser una señal con alto contenido armónico como la cuadrada y el filtro puede convertirla en una señal senoidal.

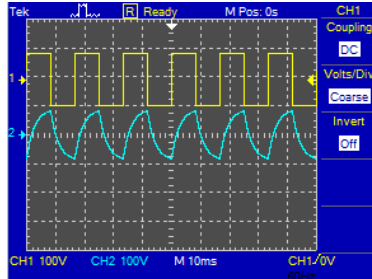


Figura 3.14 Fotografía de las señales de entrada y salida del filtro.

La figura 3.15 muestra la respuesta en frecuencia del filtro diseñado, en dicho filtro la frecuencia de corte es de 60 Hz, eliminando cualquier contenido de frecuencia de mayor rango.

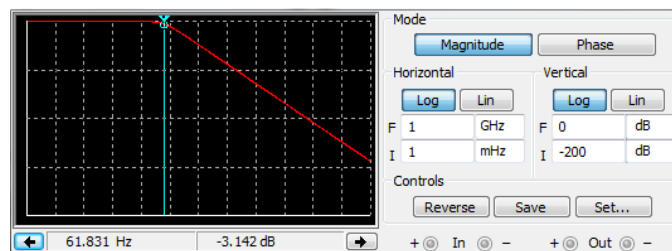


Figura 3.15 Fotografía de la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas.

3.5.- Bibliografía del capítulo.

[1] **Juan Guillermo Buenfil Marín**, *DISEÑO DE UN CONTROL PWM PROGRAMADO PARA INVERSOR FOTOVOLTAICO INTERCONECTADO A LA RED ELÉCTRICA*, Tesis UQROO octubre 2011

[2] **Nazario Martínez Paulino**, *DISEÑO DE UN CONTROL PWM SENOIDAL PARA INVERSOR INTERCONECTADO A LA RED ELÉCTRICA*, Tesis UQROO noviembre 2011

[3] **Coughlin, Robert F.** *AMPLIFICADORES OPERACIONALES Y CIRCUITOS INTEGRADOS LINEALES* PRENTICE-HALL

Capítulo 4

Estimación de la confiabilidad en un inversor fotovoltaico

4.1.- Introducción.

La confiabilidad se define como la probabilidad de que un sistema realice la función para la cual fue diseñada, bajo condiciones operativas y ambientales específicas, durante un tiempo determinado. Uno de los métodos más antiguos para la estimación de la confiabilidad es el MIL-HDBK-217F, basado en estándares militares el cual permanece vigente y con gran aceptación en el diseño de sistemas electrónicos, principalmente por su consistencia, su bajo costo, breve periodo de análisis de los datos y su matemática de poca complejidad [1] -[4]. La principal limitación (una inherente inexactitud) se sobrelleva con el uso de datos históricos proporcionada por los fabricantes (basados en pruebas de laboratorio y datos de campo), y con el uso de factores de corrección, devolviendo una predicción de confiabilidad bastante exacta en un nivel práctico.

En este capítulo se presenta el procedimiento para la estimación de la confiabilidad en el prototipo desarrollado. Se emplea la metodología establecida en el manual militar MIL-HDBK-217F.

4.2.- Estimación de la confiabilidad.

El estándar MIL-HDBK-217F [5] presenta los valores de la tasa de fallo base λ_b para dispositivos electrónicos. Para estimar la confiabilidad de un sistema electrónico, es necesario calcular primero la tasa de fallo real λ_C de los componentes involucrados. El valor real se obtiene multiplicando el valor base de la tasa de fallo λ_b , por los factores de ajuste π que toman en cuenta los esfuerzos.

De acuerdo al modelo de Eyring, la tasa de fallo real para un componente está dada por:

$$\lambda_C = \lambda_b \left(\prod_{i=1}^n \pi_i \right) \quad (4.1)$$

donde n es el número de factores de ajuste π para un dispositivo en particular.

A menos que se incluya algún tipo de redundancia, la tasa de fallo global asociada λ_T en un sistema electrónico de m elementos (tal como un convertidor de potencia en un SFV) puede calcularse con:

$$\lambda_T = \sum_{j=1}^m \lambda_{Cj} \quad (4.2)$$

donde el término λ_{Cj} corresponde a las tasas de fallo individuales de los componentes en la etapa de potencia.

4.3.- Los factores de ajuste

Los esquemas de potencia están constituidos principalmente por transistores, diodos, capacitores e inductores. Los factores de esfuerzos para estos dispositivos se listan en la Tabla 4.1 [6].

Tabla 4.1 Factores de esfuerzo para inductores, transistores y capacitores

| Dispositivo | π_T | π_Q | π_E | π_A | π_C | π_V | π_S |
|------------------------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| Inductor/Transformador | • | • | • | | | | |
| Transistor | • | • | • | • | | | |
| Capacitor | • | • | • | | • | • | |
| Diodo | • | • | • | | | | • |

El factor π_T se relaciona con la temperatura. Puede calcularse de acuerdo a las expresiones que se listan en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2 Factores de esfuerzo térmicos

| | |
|------------|--|
| Transistor | $\pi_T = \exp \left\{ -1925 \left(\frac{1}{T_j + 273} - \frac{1}{298} \right) \right\}$ |
| Capacitor | $\pi_T = \exp \left\{ -\frac{0,35}{8.617 \times 10^{-5}} \left(\frac{1}{T_{HS} + 273} - \frac{1}{298} \right) \right\}$ |
| Diodo | $\pi_T = \exp \left\{ -3091 \left(\frac{1}{T_j + 273} - \frac{1}{298} \right) \right\}$ |
| Inductor | $\pi_T = \exp \left\{ -\frac{0.11}{8.617 \times 10^{-5}} \left(\frac{1}{T_{HS} + 273} - \frac{1}{298} \right) \right\}$ |

En el caso de los transistores y diodos, el término T_j se refiere a la temperatura de unión. Para el caso de inductores y capacitores, el término T_{HS} se refiere a la temperatura del denominado punto caliente (*hot-spot*).

En la tabla 4.3 se muestran los diversos valores del factor de calidad π_Q para diferentes especificaciones de fabricación del transistor: comercial o militar.

Tabla 4.3 Factor de calidad en el encapsulado del transistor π_Q

| Calidad del encapsulado | π_Q |
|-------------------------|---------|
| JANTXV | 0.7 |
| JANTX | 1 |
| JANT | 2.4 |
| COMERCIAL | 5.5 |
| PLASTICO | 8 |

En la tabla 4.4 se muestran los diversos valores para el factor ambiental π_E , el cual se establece de acuerdo al medio de operación del dispositivo: terrestre (G), naval (N), aéreo (A), espacial (S), en misil (M), en cañón (C), benigno (B), fijo (F), Móvil (M), etc. En el ejemplo que se presenta más adelante se asume que el ambiente de operación es terrestre y benigno⁴

Tabla 4.4 Factor del medio de operación π_E

| Medio de operación | π_E |
|--------------------|---------|
| G _B | 1 |
| G _F | 2 |
| G _M | 9 |
| N _S | 5 |
| N _U | 15 |
| A _{IC} | 6 |
| A _{IF} | 8 |
| A _{UC} | 17 |
| A _{UF} | 32 |
| A _{RW} | 22 |
| S _F | 0.5 |
| M _F | 12 |
| M _L | 32 |
| C _L | 570 |

En la tabla 4.5 se muestra los valores del factor de aplicación π_A para los transistores. Este se establece de acuerdo al tipo de uso del transistor dentro del circuito (principalmente el intervalo de potencia, P_r).

Tabla 4.5 Factor de aplicación π_A

⁴ No sometido a radiaciones (PEM), ni explosiones.

| Aplicación | | π_A |
|-----------------------------------|-------------------|---------|
| Lineal ($P_r < 2W$) | | 1.5 |
| Pequeña señal | | 7 |
| Potencia (no lineal, $P_r > 2W$) | $2 < P_r < 5W$ | 2 |
| | $5 < P_r < 50W$ | 4 |
| | $50 < P_r < 250W$ | 8 |
| | $P_r > 250W$ | 10 |

El factor de capacitancia π_C está determinado por:

$$\pi_C = C^{0.23} \quad (4.3)$$

Siendo: C: la capacitancia en μF

El factor de esfuerzo de voltaje en el capacitor π_V (donde S es la razón del voltaje de aplicación y el voltaje máximo de operación) está definido por:

$$\pi_V = \left(\frac{S}{0.6} \right)^5 + 1 \quad (4.4)$$

El factor de esfuerzo eléctrico en el diodo π_S , (V_s es la razón del voltaje inverso aplicado al diodo con respecto al voltaje inverso máximo) está definido por:

$$\pi_S = V_s^{2.43} \quad (4.5)$$

4.4.- Estimación de confiabilidad en un inversor.

En esta sección se presenta el procedimiento de la estimación de confiabilidad del inversor desarrollado. Cabe mencionar que en este caso se enfoca exclusivamente al cálculo a la etapa de potencia (figura 4.1). Las especificaciones del sistema propuesto para este ejemplo, son las siguientes: $P_o=75 W$, $f_{S(\text{Inverter})}=6 \text{ kHz}$, $V_{in}=15.4 V$, $T_a=55 \text{ }^\circ\text{C}$. El listado de componentes del circuito, características y esfuerzos se incluyen en la tabla 4.6.

Tabla 4.6 Tipos y valores de los componentes para topología del ejemplo

| | Dispositivo | Características | Esfuerzos |
|--------------------|-------------|--|---|
| Q1-Q4 ⁵ | IRF640 | $I_{D,max}=18\text{ A}$, $V_{DS,max}=200\text{ V}$, $R_{DS(on)}=0.15\ \Omega$ $P_{d,max}=125\text{ W @}25^{\circ}\text{C}$ $\theta_{jc}=3.12\ ^{\circ}\text{C/W}$ $C_{ISS}=1200\text{ pF}$ $T_{j,max}=150\ ^{\circ}\text{C}$ | $P_d\text{ (Q1-Q4)}=2,4\text{ W}$ $I_D=6.4\text{ A}$ $V_{DS}=15.4\text{ V}$ |

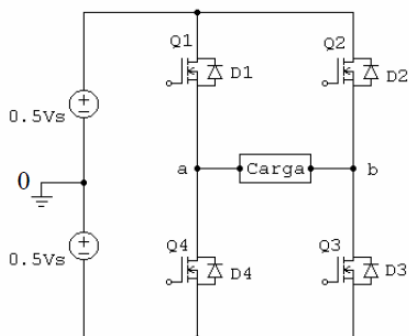


Figura 4.1 Diagrama del Inversor de puente completo

Una vez conocidos los tipos y valores de los componentes, el valor de λ_b puede obtenerse de manera rápida en el MIL-HDBK-217F; sin embargo, los factores de esfuerzos deben calcularse para aplicaciones particulares. Esos factores dependen de los máximos valores de voltaje y corriente en los dispositivos. Dichos parámetros se pueden obtener a través de simulaciones de la etapa de potencia realizadas en PSIM® u otro similar. También se pueden obtener mediante pruebas experimentales.

A partir de los datos de voltajes y corrientes máximos, y de la potencia disipada, el software RELEX® [7] calcula los factores de esfuerzo en cada componente. Se calculan y grafican los parámetros de confiabilidad tales como la tasa de fallo, el MTBF y sus comportamientos contra temperatura o tiempo. Los cálculos se enfocan exclusivamente a los dispositivos de la etapa de potencia y no incluyen los circuitos de control, impulsores (*drivers*), ni otros periféricos.

⁵ En este inversor se utilizan los diodos intrínsecos (*body diodes*)

4.4.1.- Estimación de la tasa de fallo del transistor (Q1, Q4).

El modelo de Eyring para el transistor es:

$$\lambda_C = \lambda_b (\pi_T \pi_A \pi_Q \pi_E) \quad (4.6)$$

Para determinar π_T del transistor es necesario calcular primero la temperatura de unión T_j . Empleando (4.7) es factible estimar el valor de T_j .

$$T_j = T_c + P_d * \theta_{jc} \quad (4.7)$$

Sin embargo, cuando ésta se emplea deberá conocerse (o tener la factibilidad de estimar) la temperatura real del encapsulado T_c , la resistencia térmica θ_{jc} y la potencia disipada por el dispositivo P_d .

Dado que en este trabajo se incluye la parte experimental, es factible obtener mediciones de la temperatura real del encapsulado (empleando la cámara termográfica) y de las pérdidas del dispositivo (empleando el *Scopmeter*)

La figura 4.2 muestra la imagen termográfica del transistor Q1. Puede notarse que el máximo valor alcanzado es de 40°C en el encapsulado (T_c). De las cuatro muestras tomadas (uno a cada transistor), la temperatura máxima en todo el tiempo de operación del inversor fue 40°C, por lo tanto se usa esta temperatura para calcular la temperatura de unión que tendrían los MOSFETS.

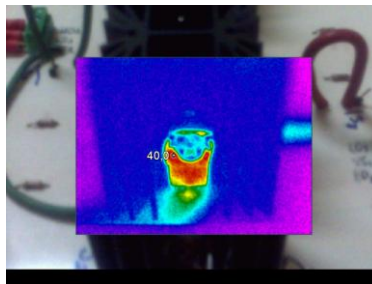


Figura 4.2 Imagen termográfica del transistor Q1 en el Inversor de puente completo

Con base en (4.7) y empleando el valor de la imagen termográfica, así como los valores de pérdidas y de resistencia térmica (Tabla 4.6), se estima la temperatura de unión para el transistor:

$$T_j = T_C + P_d * \theta_{jc} = 40 + 1.3 * 3.12 = 44.06^\circ C \quad (4.8)$$

Este valor de T_j , se emplea en la Tabla 4.2 para estimar π_T .

$$\pi_T = e^{-1925 \left(\frac{1}{T+273} - \frac{1}{298} \right)} = e^{-1925 \left(\frac{1}{44.06+273} - \frac{1}{298} \right)} = 1.47 \quad (4.9)$$

La tabla 4.7 resume los valores empleados para el cálculo de la tasa de fallo λ_c de cada transistor del inversor.

Tabla 4.7 Factores de ajuste para los transistores Q1-Q4

| λ_c (fallas/ 10^6 hrs.) | λ_b (fallas/ 10^6 hrs.) | π_A | π_T | π_Q | π_E |
|--------------------------------------|--------------------------------------|---------|---------|---------|---------|
| 1.13 | 0.012 | 8 | 1.47 | 8 | 1 |

La tasa de fallo global del sistema se estima empleando (4.2). Para este caso la tasa de fallo del sistema del inversor de puente completo de 4 transistores es:

$$\lambda_T = \sum_{j=1}^m \lambda_j = 4x(1.13) = 4.52 \text{ fallas} / 10^6 \text{ hrs.} \quad (4.10)$$

En la figura 4.3 se observa el comportamiento de la tasa de fallo del convertidor ante variaciones de la temperatura.

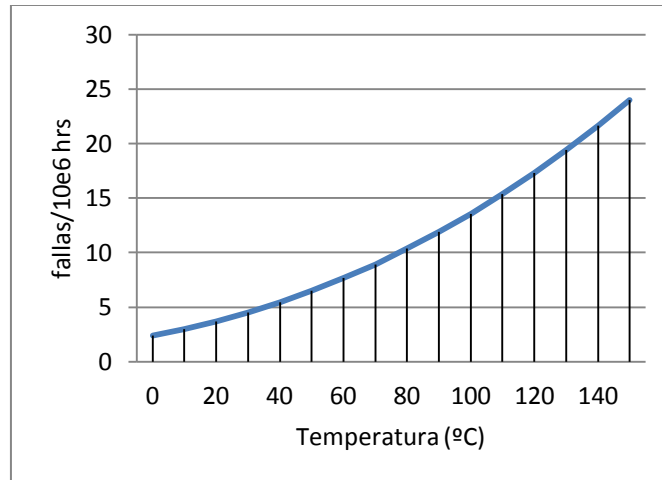


Figura. 4.3 Gráfica de la variación de la tasa de fallo del inversor.

El tiempo medio entre fallas (*MTBF*, Mean Time Between Failures) es el promedio de la vida útil de un elemento. Cuando la tasa de fallo es constante, la relación entre el *MTBF* y la tasa de fallo está definida por:

$$MTBF = \frac{1}{\lambda} \quad (4.11)$$

Dado que son recíprocos (4.11), una menor tasa de fallo global de un sistema λ_T corresponde a un mayor tiempo de vida útil (*MTBF*). Esto se puede apreciar en la Figura 4.4 donde se exhibe el comportamiento *MTBF*, así como su dependencia con la temperatura. Un manejo adecuado de la temperatura en los dispositivos dará una mayor expectativa de vida útil.

Para este caso con una temperatura de unión de los transistores de 44° C, se tiene una vida útil de 180,000 horas (aproximadamente 20 años) lo cual se consideraría un excelente tipo de vida útil. Sin embargo estas pruebas fueron realizadas en laboratorio bajo condiciones controladas en una temperatura ambiente de 26°C. Un sistema fotovoltaico podría estar sometido a condiciones climáticas muy extremas con altas temperaturas lo cual reduce la vida útil del inversor. Pero suponiendo que el inversor se encuentra a temperaturas extremas como por ejemplo, la temperatura de unión alcance un valor máximo de 100°C de los transistores, siguiendo la misma gráfica, se tendría

una vida útil de 8.5 años lo cual es un valor satisfactorio comparado con los rangos actuales en los inversores.

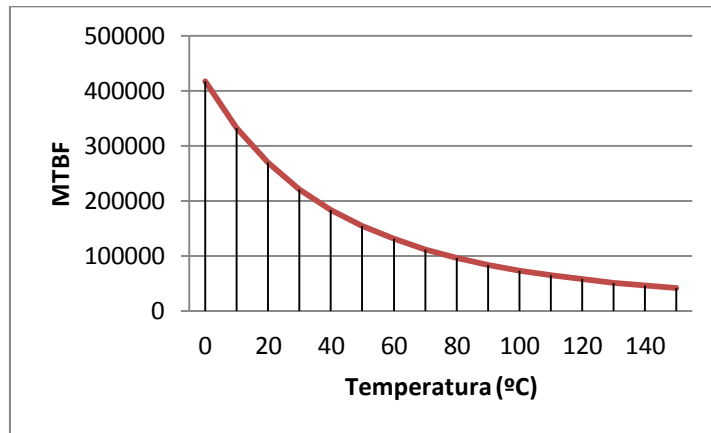


Figura. 4.4 Gráfica del comportamiento del MTBF ante las variaciones de la temperatura ambiente.

Mediante el modelo exponencial de la confiabilidad (4.12), una vez determinado el valor de λ_c es posible estimar la **confiabilidad R(t)**, de un sistema. En la figura 4.5 se observa la confiabilidad estimada para el inversor.

$$R(t) = e^{-\lambda t} \tag{4.12}$$

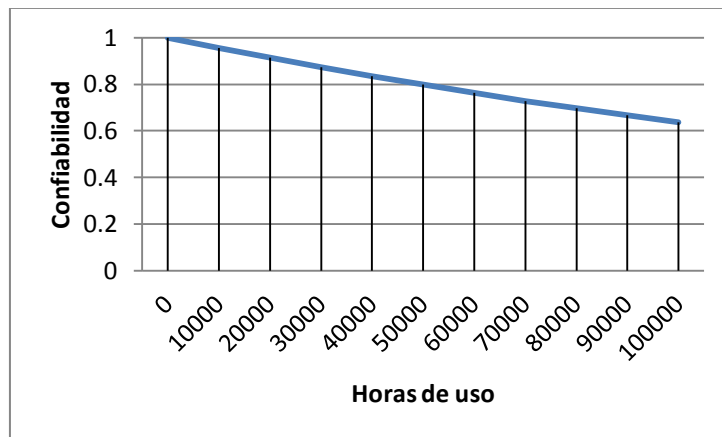


Figura 4.5 Estimación de la confiabilidad del inversor ante variaciones del tiempo de operación

Puede notarse que la confiabilidad disminuye a medida que aumenta el tiempo de operación y para este caso a los 10 años de uso, (87,600 horas) se mantiene una confiabilidad mayor al 60%, lo cual se considera un nivel de confiabilidad adecuado para equipos industriales.

La tasa de fallo de los inversores modernos es de cinco años, lo cual indica que el inversor fallará al menos una vez antes de cumplir 43,800 horas de operación. Si $\lambda_c =$ MTBF, entonces el MTBF indica que una vez reparado y puesto en operación, el sistema fallará nuevamente antes de 43,800 horas.

4.5.- Bibliografía del capítulo

- [1] **M. Economou**, "The Merits and limitations of reliability Predictions," PROC. OF RELIABILITY AND MAINTAINABILITY ANNUAL SYMPOSIUM, RAMS 2004
- [2] **G.F. Watson**, "MIL reliability a new approach", SPECTRUM, IEEE Vol. 29, Issue 8, Aug. 1992
- [3] **S.F. Morris, J.F. Reilly**, "MIL-HDBK-217 a favorite target", PROC. OF RELIABILITY AND MAINTAINABILITY ANNUAL SYMPOSIUM, RAMS 1993 Page(s):503 – 509
- [4] **M. Cushing, D. Mortin, T. Stadterman, A. Malhorta**. "Comparison of electronics-Reliability Assesment Approaches", IEEE TRANSACTIONS ON RELIABILITY Vol. 42, No 4, 1993 December
- [5] RELIABILITY PREDICTION OF ELECTRONIC EQUIPMENT, Military Handbook 217-F, 1991
- [7] **Freddy Chan Puc**, ESTUDIO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS DE ALTA CONFIABILIDAD. Tesis Doctoral, CENIDET, Cuernavaca 2008
- [8] **Enrique Contreras Martínez** CONFIABILIDAD DE INVERSORES INTEGRADOS EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS A RED. Tesis de Maestría en Ciencias, CENIDET, Cuernavaca 2008.
- [9] RELEX reliability studio [online] Available: www.relex.com/

Conclusiones.

A través del estado del arte analizado y en las experiencias obtenidas en la realización de este proyecto, en un inversor de onda cuadrada es contraproducente para las cargas que se le conecten, debido a la distorsión armónica que se genera. La baja iluminación de las lámparas y un tiempo reducido en la descarga de las baterías para satisfacer una carga total es debido a la mala calidad de energía que está ofreciendo el inversor. Las formas de ondas con contenido armónico produce que las cargas no operen adecuadamente; de igual manera una onda con esa distorsión armónica suministrada a cargas inductivas como a motores, esta genera vibraciones y calentamiento en las mismas disminuyendo la potencia de trabajo e incrementando las pérdidas de dicho motor.

De la misma manera, la inyección de una forma de onda cuadrada a la red eléctrica, podría ocasionar daños a la misma red, sin importar la sincronización de ambas ondas (condición también importante); pudiendo entonces, dañar a transformadores o equipos conectados en la misma red. Para un sistema interconectado a la red es necesaria una onda senoidal.

En los tipos de control PWM programado y senoidal, se implementa estrategias de conmutación de los transistores para obtener una senoidal pura, es decir reducir armónicos. Sin embargo en una señal cuadrada (con alta distorsión armónica), se debe de incluir a un arreglo de filtros para modificar esta onda y hacerla lo más semejante a una onda senoidal.

Dentro de este trabajo, se logro obtener una onda cuadrada que está sincronizada con la red eléctrica, para el área de control del inversor fue utilizado como oscilador un transformador reductor quien controlaba al amplificador operacional para que este de señales cuadradas que servirán para controlar los drivers del área de potencia.

De acuerdo con la metodología establecida en el manual militar MIL-HDBK-217F, es posible estimar la tasa de fallo, el tiempo de vida útil y la confiabilidad del inversor. A diferencia de otros trabajos reportados (datos simulados), este trabajo realiza la estimación basándose en mediciones de un prototipo experimental.

Los datos de esfuerzos térmicos y esfuerzos eléctricos nos permiten calcular la tasa de fallo de cada dispositivo y la tasa de fallo global. Una vez estimado este valor, se puede calcular la vida útil del sistema (MTBF) y la confiabilidad.

Para el caso de este tipo de inversor, de acuerdo con esta metodología, a una temperatura de unión de 44 °C se estima un tiempo de vida aproximada de 180,000 horas o 20 años, esto hace perfecto su operación ya que en un sistema fotovoltaico los módulos tienen ese mismo tiempo de vida.

Sin embargo considerando que el inversor se someta a temperaturas mayores, el tiempo de vida es reducido. Si consideramos un caso extremo de 100 °C temperatura de unión, aún el sistema mantiene una vida útil de 8.5 años. Ciertamente el tiempo de vida útil se reduce pero sigue siendo una buena opción para un sistema fotovoltaico. Respecto a la confiabilidad se encontró que el sistema tiene una confiabilidad mayor del 60% aún después de 10 años de uso. Estos datos sin embargo solo son validos sobre las condiciones en las que fueron hechas las mediciones y solo se incluyo la etapa de potencia en la estimación de confiabilidad.

Considero que la principal aportación de esta tesis es la posibilidad de estimar la confiabilidad de un inversor con datos reales (mediciones) lo que permite una aproximación mayor que en los casos simulados. Esto nos permite tener una directiva en el diseño de inversores con altos valores de vida útil.

Trabajos Futuros.

Todo el estudio realizado, abre las puertas a nuevos centros de interés para la investigación de las mismas. Con el inversor con control PWM senoidal se logró realizar una forma de onda con muy bajo contenido armónico, con un simple diseño de filtros se podría obtener una senoidal pura con ese control.

Como trabajo futuro se espera diseñar y fabricar un inversor fotovoltaico interconectado a la red eléctrica con un control de PWM senoidal de alta confiabilidad, para ser implementado en sistemas fotovoltaicos que trabajen con la red convencional y eliminar las baterías del sistema, ya que estas son caras y no abastecen suficiente energía para cargas grandes.

Diseñar nuevos y eficientes inversores con una confiabilidad alta y trabajen de manera adecuada con cualquier tipo de control a través de técnicas de filtrado.