

# UACM

Universidad Autónoma  
de la Ciudad de México

---

*Nada humano me es ajeno*

COLEGIO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA

LICENCIATURA EN INGENIERÍA EN SISTEMAS  
ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES

**Diseño y construcción de un inversor trifásico**

TESIS

PARA OPTAR POR EL TÍTULO DE

LICENCIADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS  
ELECTRÓNICOS INDUSTRIALES

PRESENTA:

**JOSÉ ISRAEL DÍAZ MAGDALENO**

DIRECTOR

**Dr. Cuauhtémoc Guerrero Tejada**

Ciudad de México, mayo de 2019

## SISTEMA BIBLIOTECARIO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN



## UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE LA CIUDAD DE MÉXICO COORDINACIÓN ACADÉMICA

### RESTRICCIONES DE USO PARA LAS TESIS DIGITALES

#### DERECHOS RESERVADOS ©

La presente obra y cada uno de sus elementos está protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor; por la Ley de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, así como lo dispuesto por el Estatuto General Orgánico de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México; del mismo modo por lo establecido en el Acuerdo por el cual se aprueba la Norma mediante la que se Modifican, Adicionan y Derogan Diversas Disposiciones del Estatuto Orgánico de la Universidad de la Ciudad de México, aprobado por el Consejo de Gobierno el 29 de enero de 2002, con el objeto de definir las atribuciones de las diferentes unidades que forman la estructura de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México como organismo público autónomo y lo establecido en el Reglamento de Titulación de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México.

Por lo que el uso de su contenido, así como cada una de las partes que lo integran y que están bajo la tutela de la Ley Federal de Derecho de Autor, obliga a quien haga uso de la presente obra a considerar que solo lo realizará si es para fines educativos, académicos, de investigación o informativos y se compromete a citar esta fuente, así como a su autor ó autores. Por lo tanto, queda prohibida su reproducción total o parcial y cualquier uso diferente a los ya mencionados, los cuales serán reclamados por el titular de los derechos y sancionados conforme a la legislación aplicable.



## *Dedicatoria*

*Dicen que la mejor herencia que nos pueden dejar los padres son los estudios, sin embargo no creo que sea el único legado del cual yo particularmente me siento muy agradecido, mis padres me han permitido trazar mi camino y caminar con mis propios pies. Ellos son mis pilares de la vida, les dedico este trabajo de titulación. Muchas gracias a mis padres María de San Juan Magdaleno y David Díaz.*



## Agradecimientos

Agradezco primero a la Universidad Autónoma de la Ciudad de México por permitirme concluir con una etapa de mi vida, gracias por la paciencia, orientación y guiarme en el desarrollo de esta investigación

A la Coordinación de Servicios Estudiantiles de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México por el apoyo otorgado para la impresión de esta investigación.

A mi director de tesis Dr. Cuahutemoc Guerrero Tejada, quien con su dirección, conocimiento, enseñanza y colaboración permitió el desarrollo de este trabajo.

A los integrantes del comité lector de mi tesis, Efrén Bernardo Ramírez Solíz, Fermi Vázquez Villanueva y Manuel Alberto Soriano Ávila, quienes con sus comentarios y críticas indudablemente enriquecieron mi trabajo

A mi novia Karina Limon Gregorio, por entenderme en todo, gracias a ella concluí esta etapa de mi vida, en todo momento tuve su apoyo incondicional en mi vida, fue la felicidad encajada en una sola persona, fue mi todo reflejado en otra persona a la cual yo amo demasiado, y por la cual estoy dispuesto a enfrentar todo y en todo momento.

A mis amigos Alejandro (Tibur), Eder Sergio , Don Mario (Oscar), Karlita M, Rafael R., Valente, Junior , Karitza. Con todos los que compartí dentro y fuera de las aulas. que se convirtieron en amigos de vida y aquellos que serán mis colegas, gracias por todo su apoyo, sus enseñanzas y diversion.

A mis hermanos David, Ivan, Emmanuel y Araceli por su cariño y apoyo incondicional, durante todo este proceso, por estar conmigo en todo momento gracias. A toda mi familia porque con sus consejos y palabras de aliento hicieron de mi una mejor persona y de una u otra forma me acompañan en todos mis sueños y metas.

Y a todos los profesores y compañeros estuvieron acompañándome en mi formación académica.



# Índice general

<b>1.</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción. . . . .	1
1.2. Antecedentes. . . . .	1
1.3. Planteamiento del problema y objetivo: . . . . .	4
1.4. Motivación. . . . .	5
1.5. Organización del trabajo. . . . .	6
<b>2. Inversores</b>	<b>7</b>
2.1. Clasificación de los Inversores . . . . .	8
2.1.1. Inversor monofásico . . . . .	10
2.1.2. Inversor trifásico . . . . .	11
2.1.3. Conducción a 180° . . . . .	12
2.1.4. Generación de PWM . . . . .	17
2.1.5. Modulación por ancho de pulso único . . . . .	17
2.1.6. Modulación por ancho de pulsos múltiple . . . . .	18
2.1.7. Modulación por ancho de pulsos sinusoidal . . . . .	19
2.2. Aplicaciones del inversor . . . . .	20
<b>3. Diseño del inversor trifásico</b>	<b>23</b>

3.1. Bus de corriente directa . . . . .	24
3.1.1. Rectificación . . . . .	24
3.1.2. Filtrado . . . . .	27
3.2. Generación de señales PWM . . . . .	27
3.3. Etapa de aislamiento y acondicionamiento de las señales conmutadas	29
3.4. Selección de los interruptores controlados de potencia . . . . .	34
3.4.1. IGBT seleccionado. . . . .	36
3.4.2. Circuito Amortiguador (Red Snubber) . . . . .	37
<b>4. Pruebas del inversor prototipo</b>	<b>43</b>
4.1. Pruebas con carga resistiva conectada en estrella. . . . .	45
4.2. Pruebas con carga inductiva conectada en estrella . . . . .	47
4.3. Pruebas con un motor BLDC y sus señales trapezoidales . . . . .	53
<b>5. Conclusiones</b>	<b>57</b>
5.1. Modificaciones al inversor . . . . .	58

# Índice de figuras

1.1. Sistema de regulación Ward-Leonard . . . . .	2
2.1. Esquema general del <i>PED</i> . . . . .	7
2.2. clasificacion de los inversores [Diaz,2003] . . . . .	9
2.3. Inversor monofásico[Rashid,2004] . . . . .	10
2.4. Forma de onda . . . . .	11
2.5. Inversor trifásico imagen de [Diaz,2003] . . . . .	11
2.6. Formas de onda conduccion a 180° . . . . .	12
2.7. Formas de onda imagen de [Rashid,2004] . . . . .	14
2.8. Inversor . . . . .	16
2.9. Formas de onda . . . . .	17
2.10. Modulación por ancho único . . . . .	18
2.11. Modulación por ancho de pulso múltiple[Rashid,2004] . . . . .	18
2.12. Modulación por ancho de pulso sinusoidal [Rashid,2004] . . . . .	19
2.13. Elevador con inversor . . . . .	20
2.14. Sistema de riego . . . . .	21
2.15. Soldador Inverter . . . . .	21
3.1. Diagrama de bloques general del inversor trifásico . . . . .	23

---

3.2. Voltajes desfasados $120^\circ$ . . . . .	24
3.3. Secuencia de fases abc o secuencia positiva. Adaptado de [Alexander et.al.,2006] . . . . .	25
3.4. Rectificador trifásico de onda completa . . . . .	25
3.5. Formas de onda de los voltajes de fase . . . . .	26
3.6. señal rectificada . . . . .	27
3.7. Diagrama de bloques . . . . .	28
3.8. Diagrama de bloques simulink . . . . .	28
3.9. Señales generadas en Simulink a)Señal generada a la entrada del bloque b)Señal generada a la salida de la tarjeta dSPACE. . . . .	29
3.10. Etapa de acondicionamiento de señal de conmutación . . . . .	30
3.11. Diagrama del circuito V1a106-15242 . . . . .	30
3.12. Diagrama 21 de las notas de aplicación del L7815 . . . . .	31
3.13. Gate driver VLA503-01 . . . . .	32
3.14. Diagrama del modulo de acondicionamiento de señal . . . . .	32
3.15. Señal PWM en diferentes etapas del circuito . . . . .	33
3.16. IGBT corte transversal . . . . .	36
3.17. Sobrepasso del 180 % . . . . .	38
3.18. Circuito amortiguador de apagado (Red Snubber) RCD adaptación de [Mohan, 2009] . . . . .	39
3.19. Sobrepasso Colector-Emisor . . . . .	40
3.20. Señal del inversor con Red Snubber . . . . .	41
3.21. Inversor Completo . . . . .	42
4.1. Señales PWM . . . . .	43
4.2. Dead band . . . . .	44

---

4.3. Arreglo de resistencias . . . . .	45
4.4. Señales medidas con el osciloscopio Tektronix . . . . .	45
4.5. Circuito con red Snubber . . . . .	46
4.6. Señales colector-emisor con y sin Red Snubber . . . . .	46
4.7. Señal de fase a neutro y corriente de fase . . . . .	47
4.8. Prueba a 30 % de amplitud y frecuencia de 30hz . . . . .	47
4.9. Motor síncrono trifásico . . . . .	48
4.10. Conexión para las pruebas con carga inductiva . . . . .	48
4.11. Sobrepaso del 180 % del voltaje Vs colector-emisor . . . . .	49
4.12. Respuestas a frecuencias con una amplitud de 10 % a) 10 hz b)40hz c)60Hz . . . . .	49
4.13. Respuestas a frecuencias con amplitud 40 % a)1 Hz b)120Hz . . . . .	49
4.14. Respuestas a frecuencias con amplitud 90 % a)5 b)110 . . . . .	50
4.15. espuesta del inversor medido de línea a línea y corriente de fase . . . . .	50
4.16. Respuesta del inversor medido de línea a línea y corriente de fase . . . . .	51
4.17. Sobremodulacion . . . . .	51
4.18. Motor BLDC La052-040E4N02 . . . . .	53
4.19. señal pwm trapezoidal . . . . .	53
4.20. Diagrama de bloques de la señal trapezoidal . . . . .	54
4.21. BLDC con y sin red Snubber . . . . .	54
4.22. Voltaje línea a línea del motor y corriente de fase del motor BLDC . . . . .	55
4.23. Señal obtenida del arreglo de transformadores . . . . .	55
5.1. Distorsión armónica medida con Hioki 3197 . . . . .	58



# Índice de cuadros

1.1. Breve historia de la electrónica [Drury, 2001] . . . . .	4
2.1. Estados de interruptor para inversor trifásico[Rashid,2004] . . . . .	13
3.1. Tabla comparativa de los dispositivos semiconductores [Hudgins&Doncker]	35



# Capítulo 1

## 1.1. Introducción.

Cada vez más el uso de inversores como fuentes convertidores de voltaje (*voltage source converters* por su siglas en inglés. VSC's) son instalados en sistemas modernos de energía. Los VSC's no solo pueden mejorar la eficiencia de uso de energía sino que también son un componente clave para integrar nuevas fuentes de energía [Wen & Dong, 2016].

En el presente trabajo recepcional se plantea el análisis, diseño y desarrollo de un inversor trifásico de potencia. Asimismo, se aborda la amplia variedad de usos que puede tener un inversor, entre ellas, tenemos el control de velocidad en motores de inducción trifásico, hornos industriales, maquinas procesadoras de plástico, robots industriales y de investigación, por mencionar algunas. Por lo que, dicho inversor, se desarrolló para trabajo de investigación y docencia en el laboratorio de Sistemas de potencia de la Universidad Autónoma de la Ciudad de México plantel San Lorenzo Tezonco.

## 1.2. Antecedentes.

En la actualidad hay procesos que de alguna forma, requieren ajustes para un funcionamiento normal o para un rendimiento óptimo. Tales ajustes generalmente se pueden lograr con un *Power Electric Drive* (por sus siglas en ingles, *PED*). Cabe hacer mención que el *PED* es un conjunto de elementos interconectados tales como: terminales o barras con un voltaje de corriente directa que en inglés se usa como *DC Bus*, una etapa de aislamiento y acondicionamiento de señales, sensores, microprocesadores, actuadores. El *PED* es un sistema importante en la automatización, así como, en la optimización de procesos ayudando a reducir los costos de inversión, consumo de energía eléctrica.

Para tener una visión sobre la evolución de los *Power Electric Drive* nos remontamos a 1886 donde el ingeniero eléctrico Harry Ward Leonard patentó el primer sistema de regulación de velocidad de los motores de corriente directa (por sus siglas CD). El cual se conformó por un motor de accionamiento, un generador de corriente directa y un reostato que influye sobre la corriente excitadora. Dicho sistema sirve para el ajuste del número de revoluciones de un motor de corriente continua como se puede observar en la Figura 1.1.

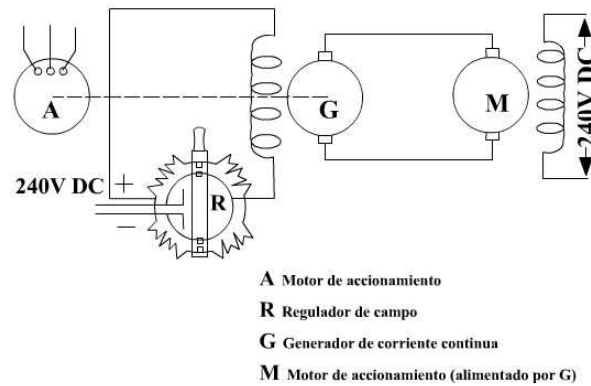


Figura 1.1: Sistema de regulación Ward-Leonard

A continuación, en la Tabla 1.1 traducida del libro de [Drury, 2001], se describen algunos acontecimientos importantes que ayudaron en el desarrollo del inversor:

1890	JSe implementó el uso de resistores conectados al rotor del motor, que al disminuir la resistencia, aumentaba la velocidad angular del motor y si la resistencia se incrementaba, la velocidad disminuía. Pero el par máximo permanece constante, baja corriente de arranque.
1911	JSchrage introdujo un sistema basado en un motor de inducción con un conmutador en el rotor.
1930	JCon la Introducción del ignitron y el thyatron hizo posible la rectificación controlada, el control directo de la tensión aplicada a la armadura de una maquina DC aplicando la filosofía del control de Ward-Leonard sin máquinas adicionales.
1931	JLa conversión directa de AC a AC. Por medio de ciclo convertidores fue introducido para el servicio de ferrocarril.

1950	JLa introducción de silicio en los interruptores de potencia reemplazó el voluminoso y relativamente ineficientes rectificadores de arco de mercurio (MAR).
1960	JLos tiristores (SCR) ya estaban disponibles. Con ello el rendimiento en cuanto a la velocidad de conmutación, abrió nuevas puertas especialmente en el campo de la conmutación forzada.
60s	JLos valores de corriente y voltaje de los semiconductores de potencia crecen y las características de rendimiento mejoran. los inversores se volvieron comercialmente viables, esencialmente en industrias como la textil. Donde se utilizaban para alimentar grandes cantidades de motores de inducción.
70s	JSe vio una revolución nueva y muy significativa que golpeó al mercado de los variable-speed drive. Hasta este momento el proceso se había concentrado esencialmente en el rendimiento y funcionalidad
1979	JSe hicieron posibles nuevos avances en el diseño de encapsulados mediante la introducción de encapsulado de tiristores aislados
1983	JLos moldes de plástico, tuvieron su primer impacto significativo en los "drivers". La tecnología de transistores bipolares también llegó, lo que eliminó los voluminosos circuitos auxiliares de conmutación.
1985	JTakahashi y Noguchi publicaron un documento sobre el control directo de torque (DTC) en el IEEE. Esta fecha se incluye no debido a su significado técnico, sino más bien como un punto de interés ya que DTC ha recibido mucha atención comercial.
1986	JSe realizaron avances en este momento en el campo de los microprocesadores que hacen posibles "drivers" digitales a bajas potencias. Se introdujeron "drivers" adicionales que contienen circuitos integrados de aplicación específica (ASIC), que hasta ese momento solo se había usado en volúmenes excepcionalmente grandes, aplicaciones domésticas. Además, se introdujeron nuevos materiales plásticos que proporcionaron resistencia estructural, peso, tamaño, ensamblaje y precio.
1988	JSe introdujo la tecnología IGBT en el mercado de drivers. Los IGBT anunciaron la era de los variable-speed drives relativamente tranquila (e introdujeron algunos problemas, algunos de los cuales han llevado a una actividad académica sustancial, y solo unos pocos han requerido un tratamiento más pragmático).

1990	JLa tendencia a productos más pequeños, que eran también más sencillos de diseñar, recibió un importante impulso de Mitsubishi, quien introdujo los módulos de potencia inteligentes que integraban en el encapsulado de los semiconductores las funciones de protección y drive del gate necesarios.
1992	JEmergió una nueva tendencia de encapsulado: en forma de libro; esto se había aplicado previamente a servo drive y ahora se estaba aplicando más ampliamente al mercado industrial en los drivers AC.
1993	JLlegó otra innovación en el empaquetado: en el extremo del espectro de baja potencia, cuando se instaló un paquete de inversor de 0.4kW en riel DIN, similar al utilizado ampliamente en equipos tales como contactores y relés de control.
1998	JEn 1998 se introdujeron los motor driver AC en el mercado. Estos productos son, en su mayoría, inversores en lazo abierto para motores inducción y se destinaron inicialmente a reemplazar los variable-speed drive.
1999	JSe introdujo un radical servo-drive. Este en la misma armazón del motor esta el encoder junto con el servo-drive. Esto trajo consigo la ventaja de procesar la información de posición cerca de la fuente, evitando así problemas de ruido, etc. Mejoras en la resolución de control, rigidez del disco y reducción de la número de cables entre el drive y el motor.
2000	JEn los primeros años del nuevo milenio, el rápido cambio continuó. Los usuarios que buscaban utilizar <i>drives</i> como componente en un sistema de control más grande, buscaban una conectividad cada vez mayor. Las guerras de Fieldbus estaban llenas de enardecidos reclamos para muchos sistemas

Cuadro 1.1: Breve historia de la electrónica [Drury, 2001]

### 1.3. Planteamiento del problema y objetivo:

En la Universidad Autónoma de la Ciudad de México, Plantel San Lorenzo, en específico en el laboratorio de sistemas de potencia, se hacen trabajos de docencia e investigación con maquinas eléctricas de potencia media. Por lo que, se ha tenido la problemática de no tener un variador de frecuencia o inversor. El único inversor disponible es comercial y de tipo escalar. Esto nos dio pauta a diseñar un inversor trifásico el cual puede variar tanto la amplitud y frecuencia en el voltaje de corriente

alterna. Con este antecedente la idea fue aplicar algunos conocimientos adquiridos a lo largo de la carrera para diseñar e implementar un inversor trifásico de potencia media. Para ello, se tiene disponible la infraestructura del laboratorio de potencia equipos como: la tarjeta de adquisición de datos Dspace 1103 que utilizamos para mandar señales de PWM a los IGBT; un Osciloscopio con un ancho de banda de 500Mhz con punta de corriente y punta diferencial de voltaje para ver las señales de voltaje y corriente de colector-emisor, base emisor; instrumentos de medición (multímetros, puente de impedancias); dispositivos semiconductores (circuitos integrados para entregar voltajes adecuados para el disparo de los IGBT sirven para acondicionar y aislar las señales para los IGBT's), etc. Además, se dispone de cargas trifásicas, entre ellas motores de corriente alterna (jaula de ardilla y síncrono), parrilla eléctrica y un motor BLDC.

Con todo lo anterior, el objetivo del presente trabajo fue el diseño y desarrollo de un inversor trifásico, dividido en distintos módulos los cuales son:

- Diseño e implementación de una tarjeta de circuito impreso (PCB en sus siglas en inglés) para una fuente de voltaje constante de 320v de CD.
- Diseño e implementación de una tarjeta de circuito impreso para una fuente de voltaje que suministre +15 V y +5 V CD.
- Diseño e implementación de tarjetas de circuito impreso para los módulos de aislamiento y acondicionamiento de señales de los interruptores de potencia.
- Diseño e implementación de tarjetas de circuito impreso para módulos de potencia IGBTs.
- Diseño e implementación de tarjetas de circuito impreso para los circuitos amortiguadores (Red Snubber) requeridos para los IGBTs.
- Generación de señales de referencia en entorno Simulink/Matlab para trabajar con la tarjeta dSpace.

## 1.4. Motivación.

Actualmente el uso de inversores para diversas aplicaciones ha crecido en gran medida gracias a los avances en los semiconductores, estos se pueden encontrar en muchas cosas de la vida cotidiana por lo que se ha diversificado el uso del inversor.

En el laboratorio de Sistemas de Potencia se disponen de equipo de medición y distintas máquinas eléctricas, pero no se tiene la disponibilidad de una fuente de alimentación de potencia media variable para utilizar en pruebas y experimentos de

velocidad variable con máquinas de corriente alterna. Este antecedente motivó al diseño de un inversor trifásico de potencia media y para aplicar varios conocimientos adquiridos en la carrera de Ingeniería en Sistemas Electrónicos Industriales.

Con todo lo anterior, se diseñó, desarrolló e implementó el inversor con la idea de aplicarlo en desarrollos de investigación y docencia que se están realizando en la universidad, como por ejemplo diseños de control para motores de inducción, control para motores BLDC, motores a pasos, hornos industriales, entre otros.

## 1.5. Organización del trabajo.

La estructura que con se realiza el siguiente escrito consta de cinco capítulos.

En el capítulo 2 se presenta la estructura general y principio de funcionamiento del inversor, las ventajas y desventajas de estos, así como las clasificaciones de los tipos de inversores los cuales pueden ser monofásicos o trifásicos. Por último, es este capítulo, se mencionan las aplicaciones que se le da al inversor en la actualidad, además se aborda la importancia de la modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) en el funcionamiento del inversor así como algunos métodos de generación señales PWM.

En el capítulo 3, se presenta análisis y diseño de los distintos sistemas electrónicos (módulos) que conformaron el inversor en su conjunto, los cuales son el bus de corriente directa, las fuentes de alimentación, los módulos de acondicionamiento de señales, la etapa de potencia y los circuitos amortiguadores de los IGBT's. Por último, se menciona como se realiza la generación de señales PWM desde el entorno de Simulink en conjunto del software de la tarjeta dSPACE.

En el Capítulo 4 se muestran las pruebas finales del sistema implementado, para este capítulo se presentan todas las pruebas obtenidas de los módulos para su correcto funcionamiento del inversor que componen el inversor trifásico.

Para finalizar el presente trabajo, en el capítulo 5 se muestran las conclusiones y algunas recomendaciones para futuros trabajos.

# Capítulo 2

## Inversores

Los convertidores electrónicos que proporcionan una corriente alterna desde una fuente de corriente directa y estos previamente son obtenidos desde una corriente alterna, es decir, de CA-CD-CA se les denomina inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada de CD que ha sido rectificado u obtenido de tal forma que ya esta en CD, a un voltaje simétrico de salida de CA, con magnitud y frecuencia deseadas. La primera forma de tener un voltaje variable de salida es variar el voltaje de entrada de CD, manteniendo constante la ganancia del inversor. Por otro lado, si el voltaje de CD de entrada de CD es fijo y no es controlable se puede obtener un voltaje variable de salida haciendo variar la ganancia de salida del inversor, lo que se consigue normalmente con un control por modulación de ancho de pulso (PWM, de pulse width-modulation) dentro del inversor.

Así mismo, el inversor se puede considerar como una parte fundamental de un sistema mas complejo que es el *PED*, como se puede ver en la Figura 2.1

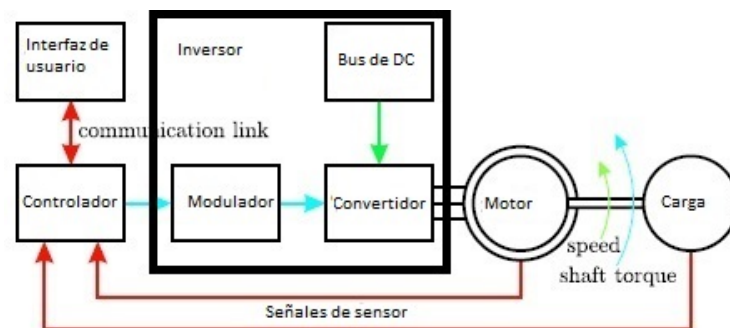


Figura 2.1: Esquema general del *PED*

EL *PED* se divide en:

- Bus de DC o fuente de alimentación de corriente directa. Es la alimentación del inversor, ya sea por medio de una rectificación de la red de suministro eléctrico o por medio de un banco de baterías.
- Inversor es utilizado para convertir la corriente continua del rectificador en corriente alterna con magnitud y frecuencia variable.
- Modulador o Señales PWM se encargan del encendido y apagado de los IGBTs. Estas señales se pueden generar a base de distintas técnicas de modulación, como son la PWM sinusoidal, PWM de 60°, PWM con tercera armónica, modulación por espacio vectorial etc. Estas técnicas por lo regular se programan en microprocesadores.
- Las señales de sensores son obtenidas por medio de transductores a partir de magnitudes físicas, por lo que dichas señales deben ser debidamente acondicionadas.
- El modulo del controlador está diseñado de tal forma que a partir de las señales de los sensores y de señales de referencia proporcione las señales adecuadas al modulador para que la máquina eléctrica funcione de acuerdo a las señales de referencia.
- Sistema computacional o interfaz de usuario es un medio a través del cual una persona puede manipular un software o hardware específico.

El aumento de la popularidad de los power electric drive (*PED*) en los últimos años puede explicarse por la muchas ventajas que puede ofrecer. Estas ventajas incluyen operar a velocidades significativamente diferentes de la velocidad síncrona, ahorro de energía, choque mecánico reducido, rendimiento mejorado del proceso, eficiencia mejorada, desgaste mecánico reducido, vida útil aumentada, costos de propiedad reducidos, niveles de falla del sistema reducidos y perturbaciones de CA reducidas [2].

## 2.1. Clasificación de los Inversores

Depende del punto de vista en que lo veamos, se puede clasificar a los circuitos inversores de muchas manera posibles como por ejemplo: El tipo de semiconductor que utiliza, por sus características de salida, por su alimentación, por su tipo de excitación entre otros. Una primera clasificación es el tipo de semiconductor que utiliza, como por ejemplo tiristores o transistores, los primeros se pueden dividir en apagado natural o forzado, en cuanto a los segundos se pueden dividir en autopolarizados y polarizados independientemente.

Una segunda clasificación de los inversores son por sus características de salida: 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 de campo, de metal oxido semiconductor [MOSFET], transistores bipolares de compuerta aislada [IGBT], tiristores controlados por compuerta [GTO]). Estos inversores se usan en general señales de control por modulación por ancho de pulso (PWM) para producir un voltaje de salida de CA [Lopez&Camacho, 2007].

Por último, los inversores se pueden clasificar por el tipo de alimentación: Voltage Source Inverter (VSI) y Current Source Inverter (CSI). La principal diferencia radica en que, el VSI mantiene un voltaje preestablecido en sus terminales, independientemente de la magnitud y polaridad de la corriente que fluye a través de la fuente de alimentación principal. Mientras que el CSI mantiene un flujo de corriente en sus terminales independientemente de la magnitud y la polaridad del voltaje aplicado a través de sus terminales. Los CSIs tienen algunas ventajas sobre los VSIs. Los CSIs pueden trabajar con motores sobre-dimensionados, poseen protección contra corto circuitos en la etapa de salida, el control de este tipo de convertidor es relativamente sencillo, y son eficientes. Como principal desventaja contra el VSI, se puede mencionar que presentan pequeñas pulsaciones en el torque a baja velocidad y que por lo regular son grandes y pesados [Bose, 2010]. Todo lo dicho en los párrafos anteriores, respecto a las clasificaciones de los inversores, se puede ver de forma simplificada en la Figura 2.2

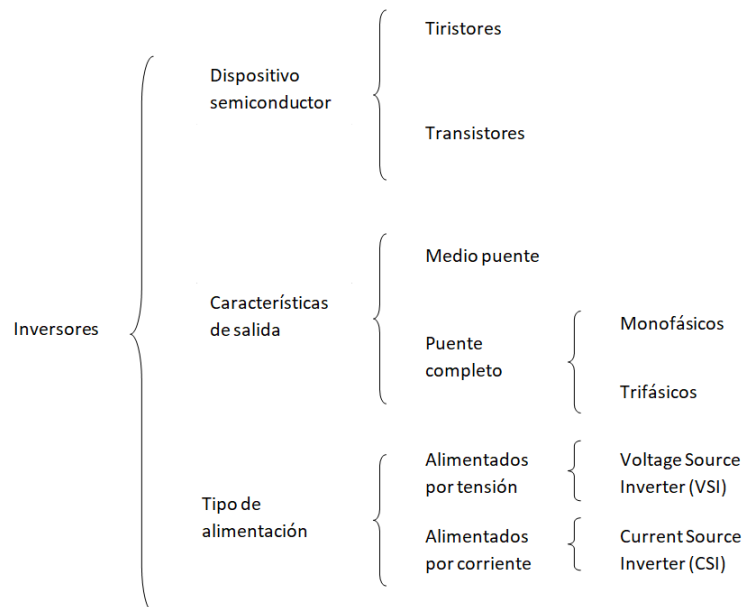


Figura 2.2: clasificación de los inversores [Diaz,2003]

Cabe hacer mención que para este trabajo recepcional nos centramos en los inverso-

res con transistores con configuración de puente completo trifásico y alimentado en tensión y tipo de control PWM de alta frecuencia.

### 2.1.1. Inversor monofásico

El inversor monofásico en configuración de puente, esta conformado por cuatro semiconductores funcionando como interruptores, conectados a una fuente de alimentación CD, los cuales trabajan con patrones de conmutación establecidos. Estas conmutaciones consisten en cuatro interruptores periódicos. Cuando  $Q_1$  y  $Q_2$  se encienden en forma simultanea, 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 como se observa en la Figura 2.3 [Rashid,2004].

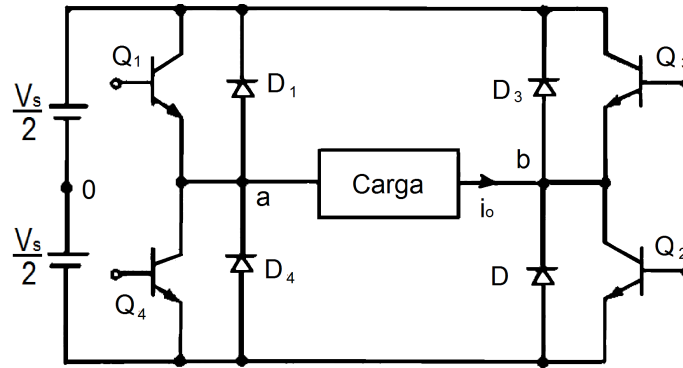


Figura 2.3: Inversor monofásico[Rashid,2004]

Estas conmutaciones consisten en cuatro interruptores periódicos. cuando  $Q_1$  y  $Q_2$  se encienden en forma simultanea, 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 que se tiene se muestra en la la Figura 2.4.

El voltaje RMS de salida que se tiene en las terminales de la carga, se puede calcular con:

$$V_0 = \left( \frac{2}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} V_s^2 dt \right)^{\frac{1}{2}} = V_s \quad (2.1)$$

Esta expresión se puede ampliar como voltaje instantáneo mediante series de Fourier como:

$$V_0 = \sum \frac{4V_s}{n\pi} \text{sen}(n\omega t) \quad (2.2)$$

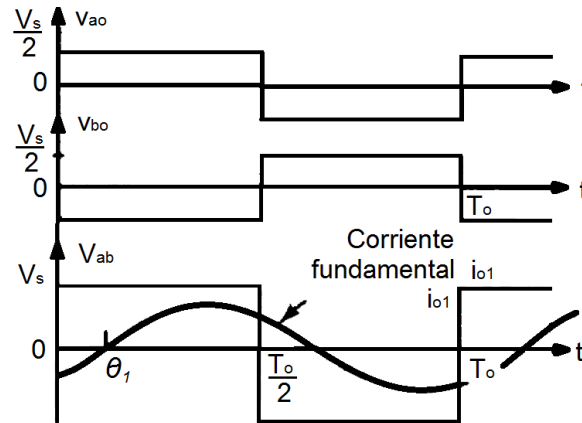


Figura 2.4: Forma de onda

Para  $n = 1$ , la ecuación (2.2) expresa el valor RMS de la componente fundamental

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0,90V_s \quad (2.3)$$

### 2.1.2. Inversor trifásico

El inversor de Voltaje Trifásico es una topología de seis semiconductores conectados en puente trifásico como se muestra en la Figura 2.5. Es usado para realizar la conversión DC-AC. Esta topología es ampliamente utilizada debido a que se comporta como una fuente de voltaje trifásico, la cual es utilizada por gran cantidad de aplicaciones industriales [Rashid,2004].

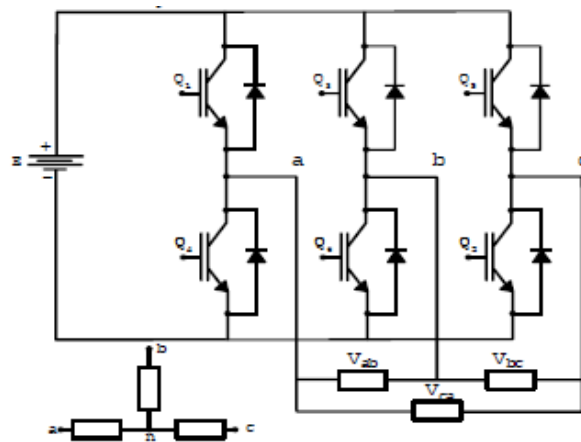


Figura 2.5: Inversor trifásico imagen de [Diaz,2003]

Parecido a lo inversores monofásicos, los inversores trifásicos son dispositivos que son

capaces de formar y controlar los voltajes de salida trifásicos en magnitud y frecuencia. Para ello, se pueden aplicar dos clases de señales de control a los dispositivos semiconductores, el primero es conducción a  $180^\circ$  y el segundo conducción a  $120^\circ$ , la conducción a  $180^\circ$  utiliza mejor los interruptores y es el método que se prefiere.

### 2.1.3. Conducción a $180^\circ$

En este método el transistor conduce durante  $180^\circ$ . En cualquier momento hay tres transistores encendidos. Cuando se enciende el  $Q_1$ , la terminal  $a$  esta conectada con la terminal positiva del voltaje de CD de entrada. Cuando se enciende el transistor  $Q_4$ , la terminal  $a$  se lleva a la terminal negativa de la fuente de CD. Hay seis modos de operación en un ciclo, y la duración de cada modo es de  $60^\circ$ . Los transistores se enumeran en el orden de sus señales de disparo (es decir, 123, 234, 345, 456, 561 y 612 ). Las señales de disparo que se ven en la Figura 2.6 estos están desplazadas  $60^\circ$  entre si, para obtener voltajes(fundamentales) trifásicos balanceados.

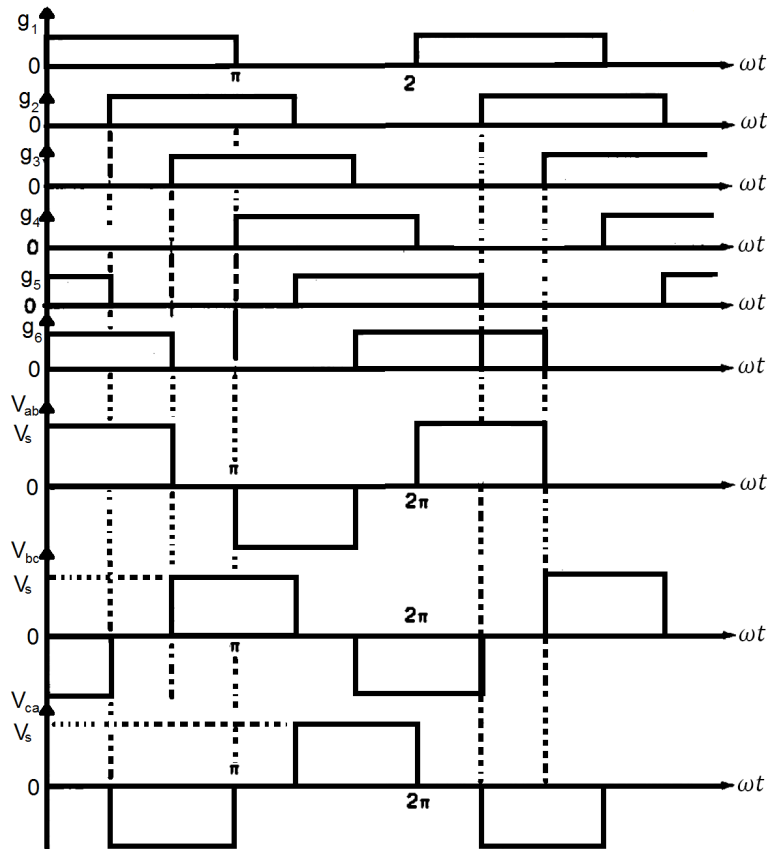


Figura 2.6: Formas de onda conduccion a  $180^\circ$

Cabe aclarar que los interruptores de cualquier rama del inversor ( $Q_1$  y  $Q_4$ ,  $Q_3$  y

$Q_6$  o  $Q_5$  y  $Q_2$  ) no pueden encender en forma simultanea. Esto debido a que se produce un corto a través del union con la fuente de voltaje de CD de alimentación. Además para evitar estados indefinidos y en consecuencia voltajes indefinidos de CA de salida.

En el Cuadro 2.1 se muestra una tabla con los ocho estados de conmutación. Si dos interruptores, uno superior y uno inferior, conducen al mismo tiempo de tal modo que el el voltaje de salida sea  $\pm V_s$ , el estado de conmutación es 1 o en pocas palabras un cortocircuito, mientras al otro extremo si los interruptores están abiertos al mismo tiempo, el estado de conmutación es 0 por que esta en circuito abierto. Los estados de conmutación del 1 al 6 producen estados distintos de 0. el estado 7 y 8 producen voltajes de línea y cero [Rashid,2004].

Estado	Estado #	Estados	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$S_1, S_2$ y $S_6$ están cerrados y $S_4, S_5$ y $S_3$ están abiertos	1	100	$V_s$	0	$-V_s$
$S_2, S_3$ y $S_1$ están cerrados y $S_5, S_6$ y $S_4$ están abiertos	2	110	0	$V_s$	$-V_s$
$S_3, S_4$ y $S_2$ están cerrados y $S_6, S_1$ y $S_5$ están abiertos	3	010	$-V_s$	$V_s$	0
$S_4, S_5$ y $S_3$ están cerrados y $S_1, S_2$ y $S_6$ están abiertos	4	011	$-V_s$	0	$V_s$
$S_5, S_6$ y $S_4$ están cerrados y $S_2, S_3$ y $S_1$ están abiertos	5	001	0	$-V_s$	$V_s$
$S_6, S_1$ y $S_5$ están cerrados y $S_3, S_4$ y $S_2$ están abiertos	6	101	$V_s$	$-V_s$	0
$S_1, S_3$ y $S_5$ están cerrados y $S_4, S_6$ y $S_2$ están abiertos	7	111	0	0	0
$S_4, S_6$ y $S_2$ están cerrados y $S_1, S_3$ y $S_5$ están abiertos	8	000	0	0	0

Cuadro 2.1: Estados de interruptor para inversor trifásico[Rashid,2004]

Para generar la forma de onda de voltaje mostrada en la figura 2.6, el inversor pasa de un estado a otro. Así, los voltajes de línea de salida de CA que resultan están formados por valores discretos de voltajes  $+V_s$ , 0 y  $-V_s$ . Dichos valores se consiguen hacer con una técnica de modulación que asegure solo el uso de los estados validos. En el caso de una carga conectada al inversor en estrella (Y), se deben de determinar los voltajes de línea a neutro. Para ello hay tres modos de operación en medio ciclo y los circuitos equivalentes se ven en la Figura 2.7a.

Para el modo 1 los transistores  $Q_1$  ,  $Q_5$  y  $Q_6$  actúan como un interruptor cerrado,

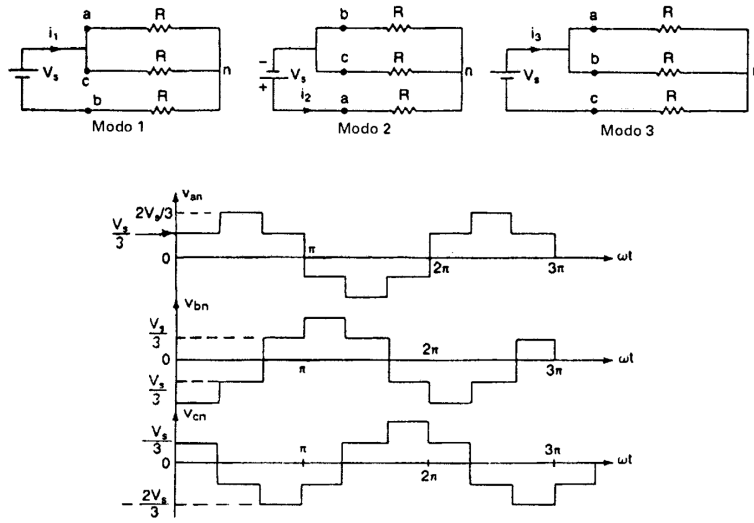


Figura 2.7: Formas de onda imagen de [Rashid,2004]

dejando como resultado el circuito mostrado en la Figura 2.7a modo 1, durante este modos los transistores operan desde  $0 \leq \omega t < \frac{\pi}{3}$ . Dado el circuito del modo 1, el cual se puede expresar como:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad (2.4)$$

Considerando el valor de la expresión anterior (2.4) podemos obtener por medio de la ley de ohm la corriente  $i_1$  que pasa por los resistores mostrado en el modo 1:

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \quad (2.5)$$

Dados los valores de  $R_{eq}$  e  $i_1$  calculamos los voltajes de fase mostrados en la Figura 2.7 respectivamente:

$$v_{an} = v_{cn} = \frac{i_1 R}{2} = \frac{V_s}{3} \quad (2.6)$$

$$v_{bn} = -i_1 R = \frac{-2V_s}{3} \quad (2.7)$$

De igual forma que el caso anterior, en el modo 2 los transistores  $Q_1$ ,  $Q_2$  y  $Q_6$  actúan como un interruptor cerrado y el circuito es el mostrado en la figura 2.7a modo 2, durante este modo opera desde  $\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$ , por lo que se tiene

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad (2.8)$$

La corriente  $i_2$  que pasa por el arreglo de resistores en modo 2, se calcula por ley de ohm sustituyendo el valor de  $R_{eq}$  en la ecuación siguiente:

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \quad (2.9)$$

Para este modo los voltajes de fase quedan como:

$$v_{an} = i_2 R = \frac{2V_s}{3} \quad (2.10)$$

$$v_{bn} = v_{cn} = \frac{-i_2 R}{2} = \frac{-V_s}{3} \quad (2.11)$$

En el modo 3 la conducción va de  $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \frac{4\pi}{3}$  y conducen los transistores  $Q_1$ ,  $Q_2$  y  $Q_3$  y la resistencia equivalente que se forma es:

$$R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3R}{2} \quad (2.12)$$

La corriente  $i_3$  que pasa a través de los resistores del modo 3, se obtiene con la siguiente ecuación:

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R} \quad (2.13)$$

Obteniendo la resistencia  $R_{eq}$  y la corriente  $i_3$  se obtienen los voltajes de fase :

$$v_{an} = v_{bn} = \frac{i_3 R}{2} = \frac{V_s}{3} \quad (2.14)$$

$$v_{cn} = i_3 R = \frac{-2V_s}{3} \quad (2.15)$$

Los voltajes de línea a línea  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  y  $V_{cn}$  se pueden expresar como una serie de Fourier en (2.16) teniendo en cuenta que la simetría de cuarto de onda respecto al eje x,  $a_0$  y  $a_n$  son cero

$$v_{ab} = \frac{a_0}{2} + \sum (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (2.16)$$

Y suponiendo simetría respecto al eje y en  $\frac{\pi}{6}$ ,  $b_n$  se puede escribir como sigue:

$$b_n = \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \quad (2.17)$$

Además que la fase de  $v_{ab}$  esta desplazada  $\frac{\pi}{6}$ , y que las armónicas impares son cero, el voltaje instantáneo  $v_{ab}$  entre líneas para la carga resistiva conectada en estrella (Y) es:

$$v_{ab} = \sum \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.18)$$

Con la expresión dada en (2.18) se pueden determinar  $v_{bc}$  y  $v_{ca}$  desplazando  $120^\circ$  y  $240^\circ$  a  $v_{ab}$  respectivamente dando como resultado:

$$v_{bc} = \sum \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (2.19)$$

$$v_{ca} = \sum \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin(\omega t - \frac{7\pi}{6}) \quad (2.20)$$

Notamos que la armónicas triples ( $n= 3,9,15,\dots$ ) son cero en los voltajes de línea a línea. El voltaje rms de línea a línea se puede calcular con:

$$V_L = \left[ \frac{2}{n\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{3}} V_s^2 d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s = 0,8165V_s \quad (2.21)$$

Mientras que el el voltaje rms de línea a neutro se puede determinar a partir del voltaje de línea:

$$V_p = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}V_s}{3} = 0,47114V_s \quad (2.22)$$

Mientras que en las cargas resistivas, los diodos a través de los transistores no tienen función. Si la carga es inductiva, la corriente en cada rama del inversor se retardaría respecto al voltaje, como se ve en la Figura 2.9. Cuando el transistor  $Q_4$  de la Figura 2.8 esta apagado, el único camino de la corriente negativa de línea  $i_a$  es a través de  $D_1$ . por consiguiente, la terminal de la carga se conecta a la fuente de CD a través de  $D_1$ , hasta que la corriente de la carga invierte su polaridad cuando  $t = t_1$ . Durante el periodo de  $0 \leq t < t_1$ , el transistor  $Q_1$  no puede conducir. De igual modo, el transistor  $Q_4$  solo comienza a conducir cuando  $t = t_2$ . Se debe controlar continuamente el disparo de los transistores, por que el tiempo de conducción de los transistores y diodos depende del factor de potencia de la carga.

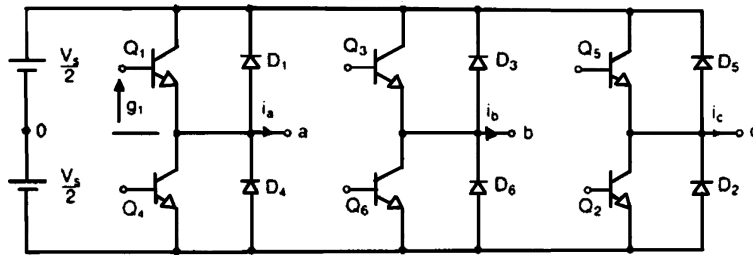


Figura 2.8: Inversor

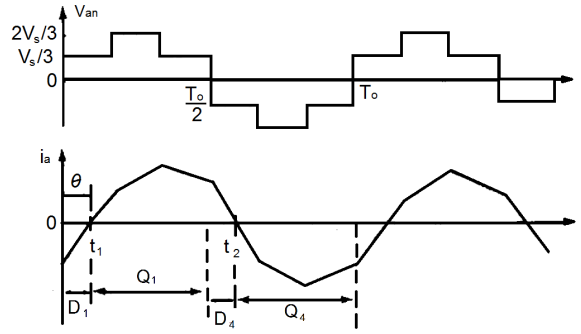


Figura 2.9: Formas de onda

Por lo que para la carga conectada en estrella, el voltaje de fase es  $v_{an} = \frac{v_{ab}}{\sqrt{3}}$  con un retardo de  $30^\circ$  respecto a  $v_{ab}$ . De modo que el voltaje instantáneo de fase es:

$$V_{an} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin(n\omega t) \quad (2.23)$$

$$V_{bn} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin n(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (2.24)$$

$$V_{cn} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V_s}{\sqrt{3}n\pi} \sin \frac{n\pi}{3} \sin n(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (2.25)$$

#### 2.1.4. Generación de PWM

Como se había dicho anteriormente para variar la ganancia del inversor es necesario incorporar un control por modulación de ancho de pulso (PWM), dicha modulación tiene que hacer frente a las variaciones de voltaje de entrada de CD, regular el voltaje del inversor y satisfacer los requisitos de voltaje y frecuencia constantes a la salida del inversor [Rashid,2004].

#### 2.1.5. Modulación por ancho de pulso único

La técnica de modulación por ancho de pulso único, solo hay un pulso por cada medio ciclo, y se hace variar su ancho para controlar el voltaje de salida del inversor. Este consiste básicamente en comparar una señal de referencia rectangular de amplitud  $A_r$ , con una onda portadora triangular de amplitud Figura 2.10. La señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje como se puede observar en la salida [Rashid,2004].

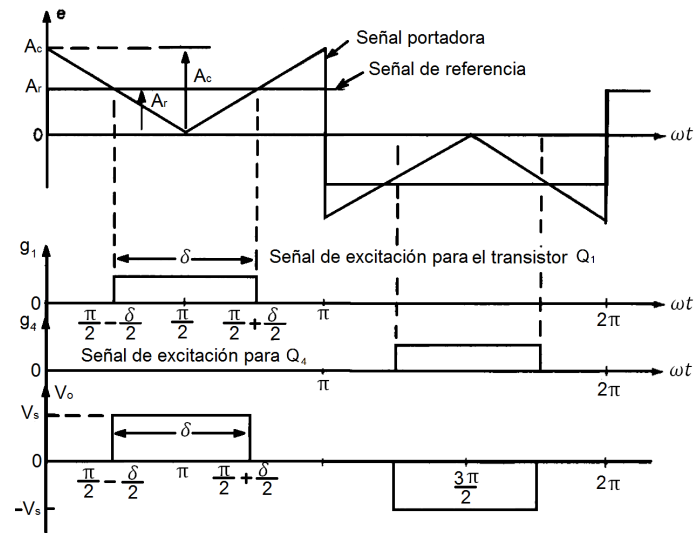


Figura 2.10: Modulación por ancho único

### 2.1.6. Modulación por ancho de pulsos múltiple

Esta técnica de modulación se trata en comparar una señal de referencia contra una onda portadora triangular. Las señales de disparo se ven en la Figura 2.11.

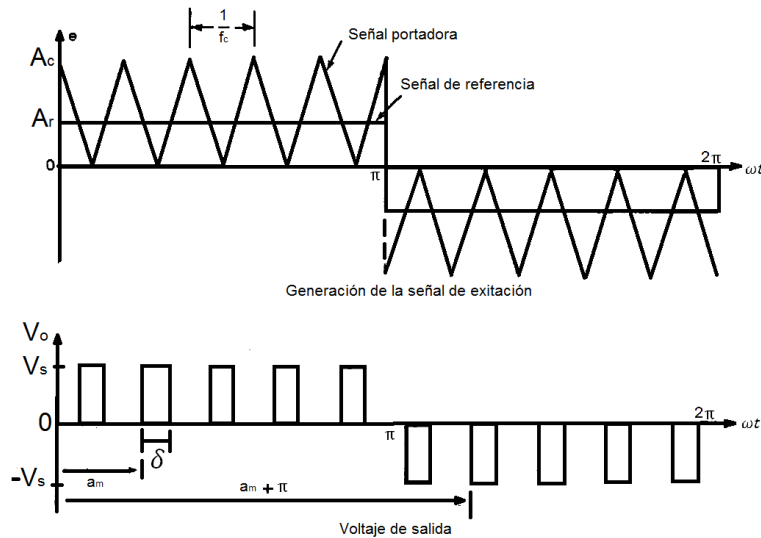


Figura 2.11: Modulación por ancho de pulso múltiple[Rashid,2004]

La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida  $f_o$  y la frecuencia de la portadora  $f_c$ , determina la cantidad de pulsos PWM por cada medio ciclo [Rashid,2004].

### 2.1.7. Modulación por ancho de pulsos sinusoidal

En lugar de mantener igual el ancho de todos los pulso, como el caso anterior, este hace variar el ancho de cada pulso en proporción con la amplitud de una onda sinusoidal evaluada en en el centro del mismo pulso. Las señales de control como se ven en la Figura 2.12 se generan comparando a una señal sinusoidal de referencia con una portadora triangular de frecuencia  $f_c$  cabe destacar que esta modulación por ancho de pulso sinusoidal es la que se suele utilizar en las aplicaciones industriales [Rashid,2004].

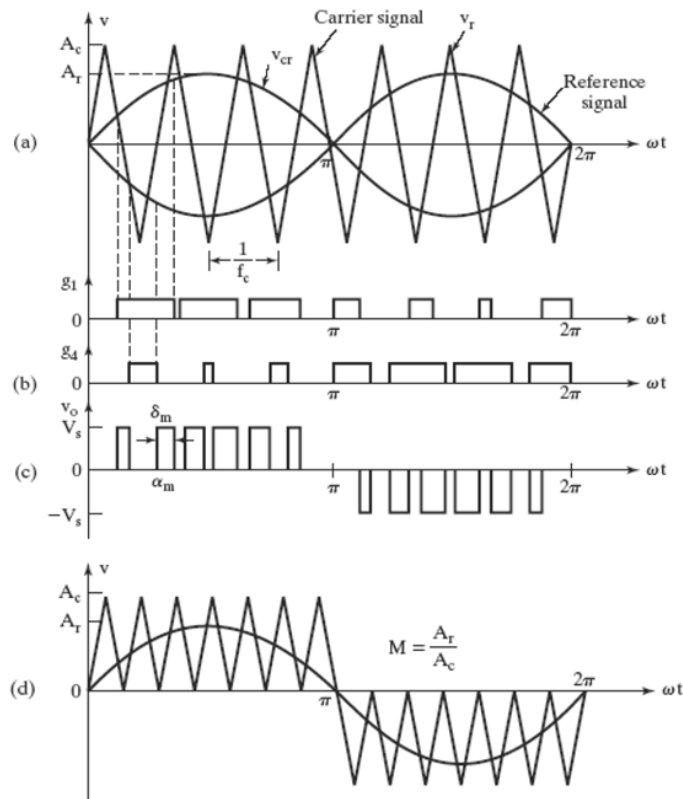


Figura 2.12: Modulación por ancho de pulso sinusoidal [Rashid,2004]

Por otra parte, estas técnicas de modulación anteriormente mencionadas, tienen sus desventajas como por ejemplo su bajo voltaje en términos de su fundamental debido al alto contenido armónico. Por parte de la técnica SPWM (Modulación por ancho de pulso sinusoidal) que se usa normalmente.

## 2.2. Aplicaciones del inversor

Entre las aplicaciones que se puede incorporar al inversor como una solución viable y óptima, se pueden listar las siguientes:

Puede ser utilizado para regular la velocidad de un ventilador, aunque se entiende que es lo mas simple, pero se tienen ventajas en cuanto al ahorro de energía y la sencilla operación. Asimismo, puede servir para regular el flujo o presión en una tubería de agua.

Una aplicación que ya esta implementada en la vida cotidiana es el elevador, donde tiene que regular la velocidad al subir al siguiente piso, frenar y seguir la marcha cuando todavía faltan pisos por subir, por lo que el sistema tiene que tener siempre un movimiento suave en todo momento del recorrido. En la siguiente figura 2.13 observamos el diagrama general de un elevador.

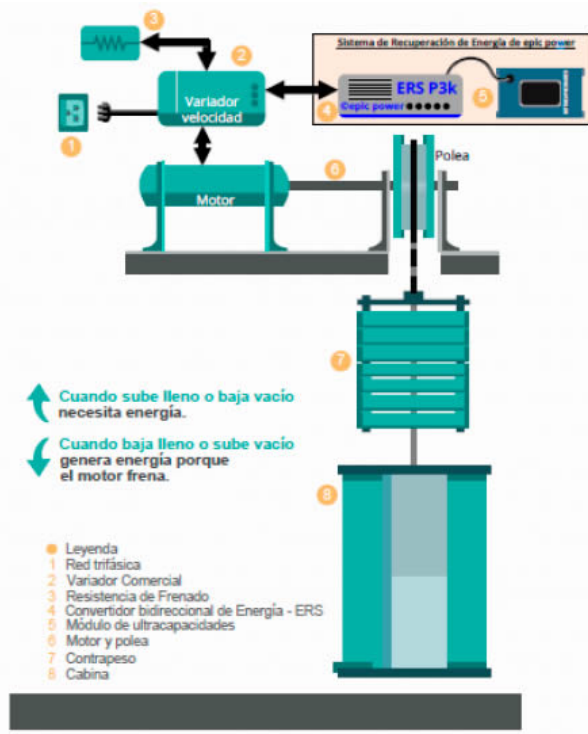


Figura 2.13: Elevador con inversor

Otra aplicación es regular la velocidad y posición de una banda transportadora, esto debido a que en el envasado de un refresco, por ejemplo, se tiene que regular la velocidad a la que pasa el envase en los distintos puntos de llenado, sellado y empaquetado entre otros.

Últimamente, se tiene un gran avance tecnológico y se han implementado los inver-

sores en sistemas de riego con una fuente energía por celda solar. En este sistema el inversor es clave debido a que la energía solar pasa a un voltaje CD y el inversor a su vez convierte la corriente directa en corriente alterna. Cuando se tienen motores u otras cargas que necesiten CA Figura 2.14.

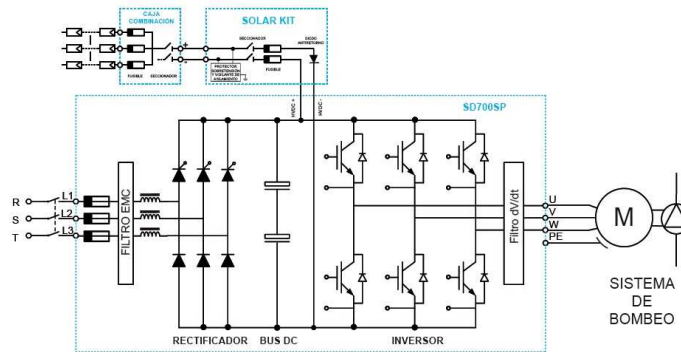


Figura 2.14: Sistema de riego

También para la extracción de gases donde se tiene que regular el flujo que sale o entra al sistema en condiciones normales. Además de regular la velocidad en caso de emergencia por si un gas nocivo se sale de control.

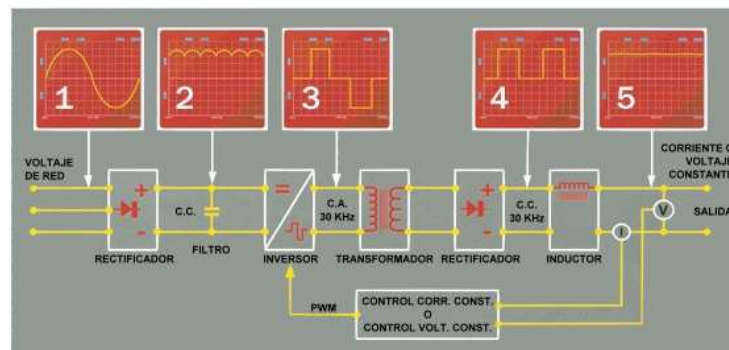


Figura 2.15: Soldador Inverter

Otro ejemplo, los inversores comerciales que se conectan en un automóvil, estos transforma de igual manera el voltaje CD de la batería a voltaje CA. Este desarrollo se obtuvo debido a la falta de voltaje CA en lugares que no cuentan con red eléctrica y requieren utilizar algunos electrodomésticos.

Otro avance reciente es el inversor utilizado en una soldadora Figura 2.15, este práctico invento es la solución a algunas dificultades que tenían los trabajadores en cuanto a practicidad, por que es muy pequeño, ligero, portátil y además de consumir menos energía por lo que se puede operar con corriente local 110V. en comparación con las soldadoras tradicionales que tienen un núcleo de hierro, son pesadas y grandes [1].

En esencia todas las aplicaciones mencionadas anteriormente, tienen muchas similitudes entre sí, en particular se tiene un inversor como base, sin embargo, cada una de ellas se ha adaptado a diferentes necesidades del ser humano haciendo la vida más fácil y sencilla.

# Capítulo 3

## Diseño del inversor trifásico

En el presente capítulo se aborda, en bloques el desarrollo del inversor. Como se mencionó en el capítulo 1, el desarrollo del inversor está dividido en distintos bloques, los cuales son: el Bus de CD, etapa de acondicionamiento de señales de conmutación, red snubber, fuentes de alimentación y la etapa de potencia Figura 3.1.

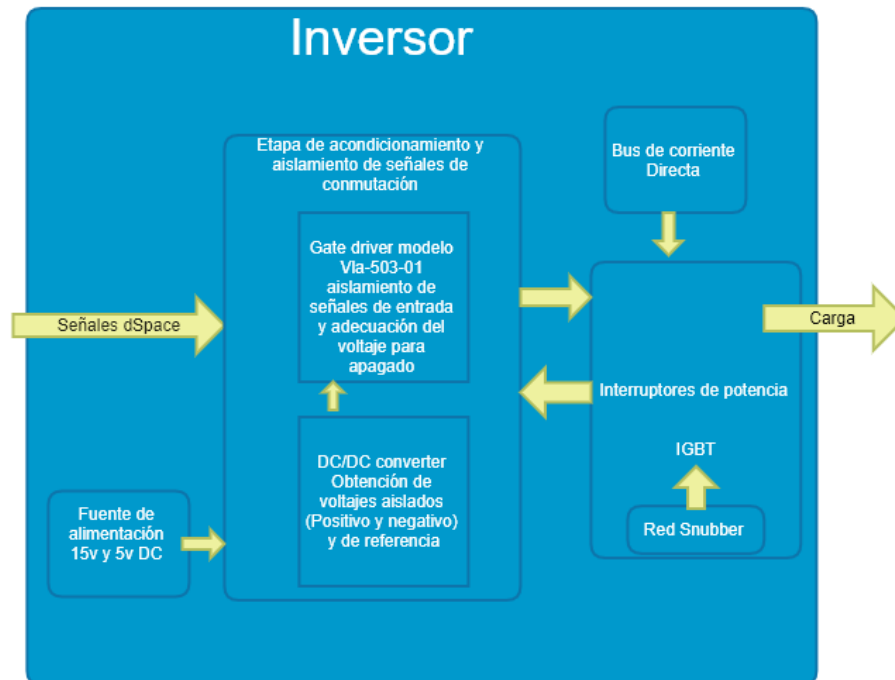


Figura 3.1: Diagrama de bloques general del inversor trifásico

## 3.1. Bus de corriente directa

Para tener disponible el voltaje de alimentación del inversor se puede recurrir a una batería o a una rectificación de la línea de distribución que se dispone. Dicha rectificación puede ser monofásica o trifásica. Para ello, se detalla una forma de obtener la señal de alimentación del inversor.

### 3.1.1. Rectificación

La alimentación trifásica entra en una rectificación cuya finalidad es convertir la corriente alterna en corriente directa. Se utiliza las formas de onda de los voltajes que se tiene en una carga resistiva trifásica balanceada cuando se alimenta por medio de una excitación trifásica balanceada. Cada una de las formas de onda se obtuvo de forma experimental con el un osciloscopio, por lo que en la Figura 3.2 se ven las tres formas de onda sinusoidales. En la Figura 3.2 se aprecia que existe un desfase de aproximadamente  $120^\circ$  entre los tres voltajes.

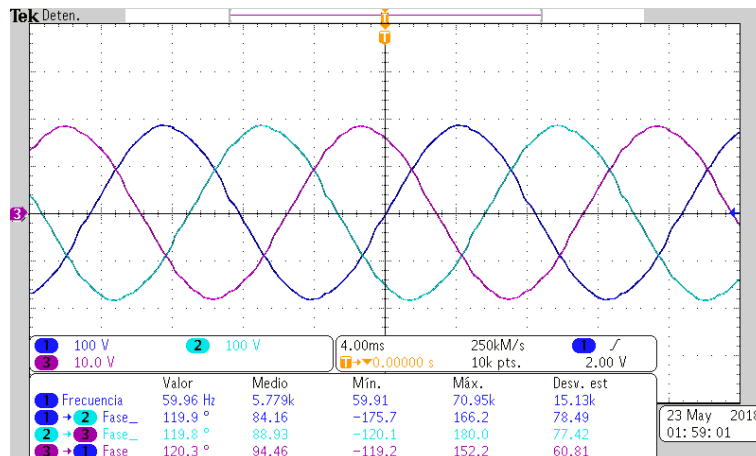


Figura 3.2: Voltajes desfasados  $120^\circ$

Este desfaseamiento se debe en términos del funcionamiento de un generador trifásico a la distancia que hay entre la separación de cada uno de los embobinados del motor que es de  $120^\circ$ . Dado que las tensiones trifásicas están desfasadas  $120^\circ$  entre si, y giran en secuencia  $abc$  o secuencia positiva. En esta secuencia de fases,  $V_{an}$  se adelanta a  $V_{bn}$ , la que a su vez se adelanta a  $V_{cn}$ . Esta secuencia se produce cuando el rotor gira en sentido contra horario. Esta secuencia de fases es el orden en que las tensiones pasan por sus respectivos valores máximo representada en la Figura 3.3 [Alexander, 2013].

De la Figura 3.3, los voltajes se puede expresar matemáticamente de la siguiente manera.

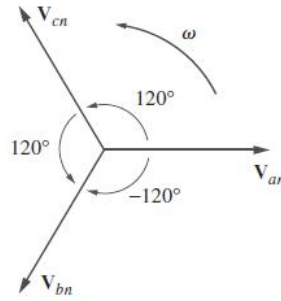


Figura 3.3: Secuencia de fases abc o secuencia positiva. Adaptado de [Alexander et.al.,2006]

$$V_{an} = V_p \angle 0^\circ \quad (3.1)$$

$$V_{bn} = V_p \angle -120^\circ \quad (3.2)$$

$$V_{cn} = V_p \angle -240^\circ = V_p \angle 120^\circ \quad (3.3)$$

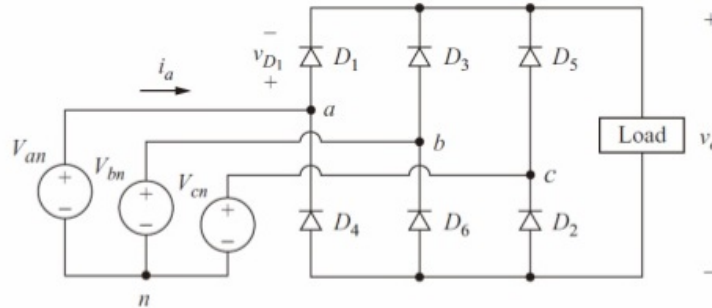


Figura 3.4: Rectificador trifásico de onda completa

Por consiguiente el voltaje trifásico que alimenta directamente al circuito se muestra en la Figura 3.4, donde tenemos que el arreglo, el cual consta de seis diodos semiconductores, se le llama rectificación de onda completa. Este se utiliza frecuentemente en aplicaciones de alta potencia, y puede operar con o sin transformador, y produce rizados de seis pulsos en el voltaje de salida. Los diodos se numeran en el orden de las secuencias de conducción, y cada uno conduce durante  $120^\circ$ . la secuencia de conducción para los diodos es  $D_1$ - $D_2$ ,  $D_3$ - $D_2$ ,  $D_3$ - $D_4$ ,  $D_5$ - $D_6$ , y  $D_1$ - $D_6$ . El par de diodos conectados entre el par de líneas de alimentación que tienen el mayor voltaje instantáneo de línea a línea es el que conduce. El voltaje de línea a línea es  $\sqrt{3}$  veces el

voltaje de fase, para una fuente trifásica conectada en estrella (Y). Si  $V_m$  es el valor pico del voltaje de fase, los voltajes instantáneos de fase se pueden describir como 3.5:

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_m \text{sen}(\omega t) \\ V_{bn} &= V_m \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \\ V_{cn} &= V_m \text{sen}(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \quad (3.4)$$

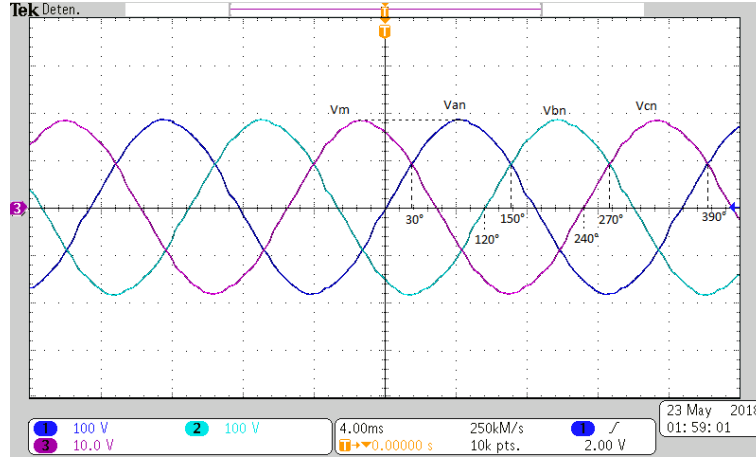


Figura 3.5: Formas de onda de los voltajes de fase

El voltaje promedio de salida denotado como  $v_{cd}$  se determina como:

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int \sqrt{3} V_m \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (3.5)$$

$$= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (3.6)$$

El valor de  $V_m$  es de 180 V y sustituyendo en (3.6) se obtiene el valor de  $V_{cd}$ , el cual es

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = 297,71 \quad (3.7)$$

y el voltaje rms de salida es:

$$V_{rms} = \left[ \frac{2}{2\pi} \int \sqrt{3} V_m^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (3.8)$$

$$= \left( \frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right) V_m \quad (3.9)$$

Al igual que el voltaje  $V_m$  es de 180 V por lo que si se sustituye en (3.6) se obtiene el valor de  $V_{rms}$ , que da como resultado:

$$= 493,28 \quad (3.10)$$

### 3.1.2. Filtrado

Teniendo en cuenta que el voltaje pico a pico por fase suministrado por la red eléctrica es de 130v tenemos que el voltaje promedio es de 292.1 V lo que podemos corroborar con la Figura 3.6, en la imagen se aprecia la rectificación.

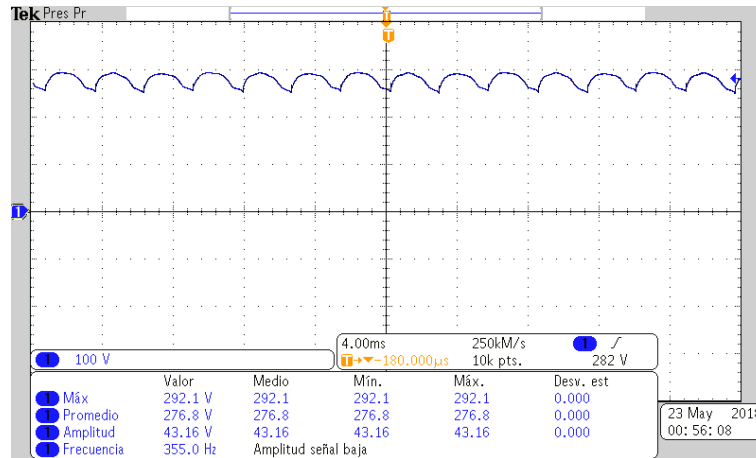


Figura 3.6: señal rectificada

Factor de rizo del rectificador esta dado por:

$$r = \frac{\text{Valor rms del componente de CA de la señal}}{\text{Valor promedio de la señal}} \quad (3.11)$$

La cual se puede expresar como:

$$r = \frac{Vr(rms)}{V_{cd}} \quad (3.12)$$

Sustituyendo los valores correspondientes en la ecuación (3.12) obtenemos que:

$$r = \frac{493,28}{297,71} = 1,6569 \quad (3.13)$$

## 3.2. Generación de señales PWM

Para esta sección, se describirá la etapa de acondicionamiento de señales, Se utilizo Simulink/Matlab este programa se optó por su interfaz gráfica y facilidad de manejo por bloques. En este software se desarrolló un esquema de bloques para la generación de señales PWM, para la conmutación de los IGBT. Además, de Simulink/Matlab tenemos vinculado un software llamado ControlDesk que aporta la tarjeta controladora dSPACE, este software nos brindó la visualización y manipulación en tiempo

real de los experimentos que se realizaron. Este requiere una serie de archivos que se generan por medio de una compilación en Simulink/Matlab. La tarjeta controladora dSPACE 1103 es una interfaz que manda las señales desde la computadora hacia el inversor. En la Figura 3.7 muestra en un diagrama de bloques la interacción que tiene entre Simulink/Matlab hacia el inversor.

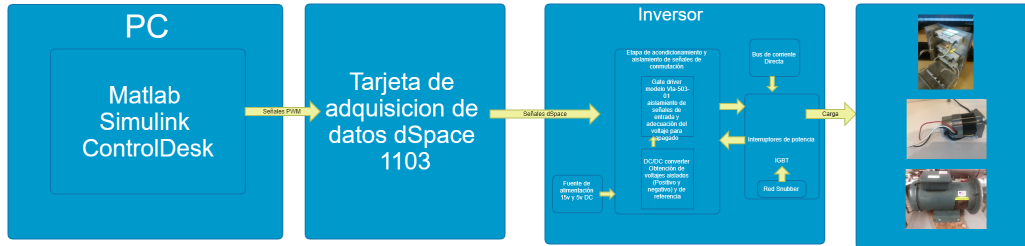


Figura 3.7: Diagrama de bloques

Para generar las señales de conmutación se utilizó un complemento de la tarjeta dSPACE en simulink. Este bloque denominado DS1103SL\_DSP\_PWM3, el cual por su programación interna nos da como resultado 6 señales PWM, que entre ellas tenemos 3 señales en alto y 3 señales en bajo o negadas correspondientes, con las que realiza la conmutación de los IGBTs Figura 3.8 [dSPACE, 2012].

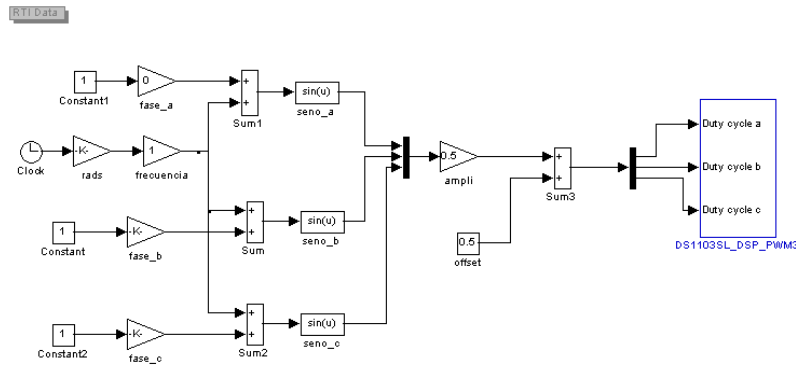


Figura 3.8: Diagrama de bloques simulink

A la entrada del bloque de dSPACE DS1103SL\_DSP\_PWM3 se le generó tres señales sinusoidales, desfasadas  $120^\circ$  entre sí, con una ganancia para regular la amplitud de la señal de salida, además de una ganancia que controla la frecuencia de de las mismas Figura 3.9. A la salida del bloque de Simulink obtenemos tres señales.

Para conectar la dSPACE 1103 hacia el circuito se utilizo un cable blindado de 10 hilos, de un lado se montó un conector DB32 para la salida de la tarjeta dSPACE y en el otro extremo se monto un conector DB9 esto debido a que solo se necesitan 6 señales y una conexion a tierra que manda la tarjeta de adquisición de datos. Además,

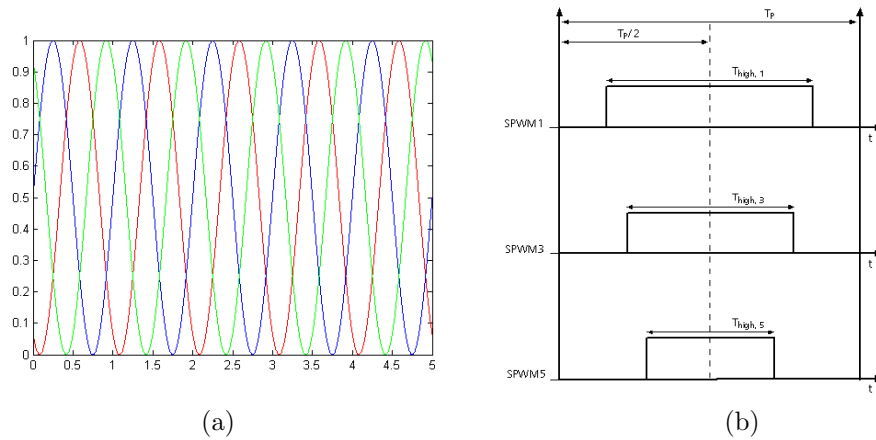


Figura 3.9: Señales generadas en Simulink a) Señal generada a la entrada del bloque b) Señal generada a la salida de la tarjeta dSPACE.

se optó por este cable para aprovechar su principal característica un recubrimiento de malla o tubo metálico que actúa como Jaula de Faraday para evitar que se acoplen ruidos y otras interferencias.

### 3.3. Etapa de aislamiento y acondicionamiento de las señales conmutadas

La etapa de acondicionamiento y aislamiento de las señales conmutadas se conforma de dos circuitos integrados los modelos, VLA503-01 y la VLA106-15242 de la marca POWEREX que, en conjunto, proporcionan el control de compuerta a los IGBTs y además proporciona un aislamiento a las señales de conmutación.

En la Figura 3.10 se muestra un diagrama del modulo de conmutación con todos los componentes que lo conforman. La etapa de salida esta diseñada para proporcionar un control de compuerta de alta corriente con apropiados voltajes de polarización de encendido y apagado de IGBT. Este incluye un circuito de detección de desaturación para proporcionar protección contra condiciones de cortocircuito.

En la Figura 3.11 muestra un diagrama de bloques del convertidor CD-CD VLA106 que funciona a 15 V CD. Este convertidor de CD a CD usa un transformador para proporcionar un aislamiento de 2500 V rms. La salida regulada de 24 V de CD del convertidor se divide usando un resistor y un diodo zener para proporcionar +15.8 V y -8.2 V al circuito integrado gate driver VLA-503-01.

Para el circuito anterior es necesaria una alimentación. Dicha alimentación es pro-

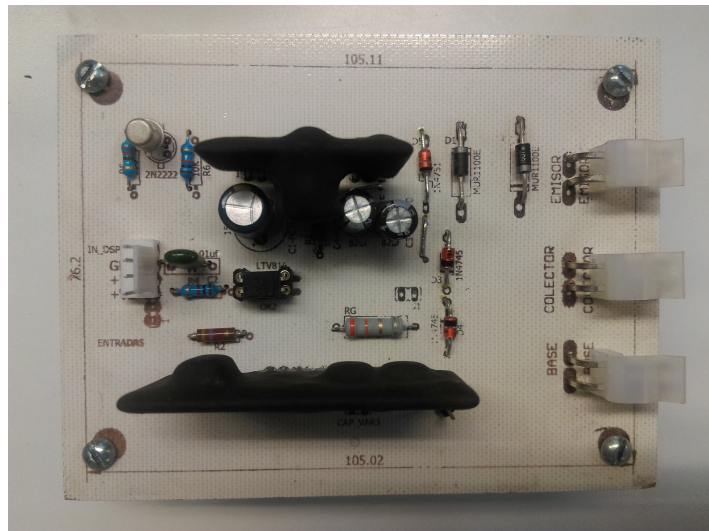


Figura 3.10: Etapa de acondicionamiento de señal de conmutación

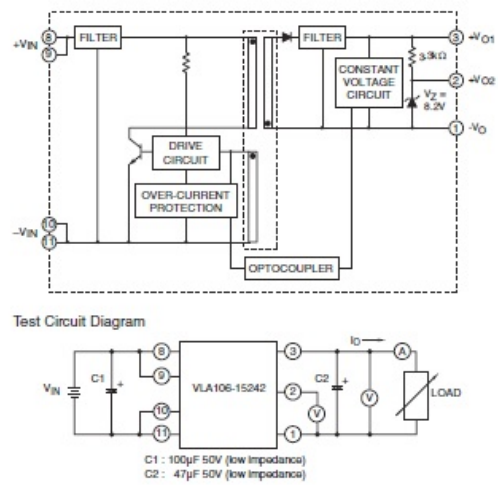


Figura 3.11: Diagrama del circuito VLA106-15242

porcionada por una fuente que proporciona voltajes de 15 V y 5 V de CD. Esta fuente se desarrolló tomando como base una rectificación de onda completa monofásica y el arreglo que se sugiere en el diagrama 21 de las notas de aplicación del circuito integrado modelo L7815 en configuración de máxima corriente de salida con protección de corto circuito la cual se puede ver en la Figura 3.12. Dicha fuente proporciona alimentación para los optoacopladores de alta velocidad en el interior del gate driver VLA-503-01 y voltaje de pull up para el aislamiento de señales de falla del optoacoplador. Una fuente de alimentación de control (+VS) proporciona la energía para el gate drive, y esta conectada al lado primario del convertidor CD-CD en los terminales 8, 9, 10, 11. La fuente +VS se desacopla con el capacitor electrolítico de baja impedancia C1. Este capacitor conectado cerca de los pines de entrada de cada convertidor de CD a CD para proporcionar un buen filtrado de la fuente de CD. Para este capacitor se seleccionó con un valor de  $150\mu F$  para proporcionar la corriente de ondulación requerida y filtrado suponiendo una carga de conducción máxima mostrado en la figura 3.14.

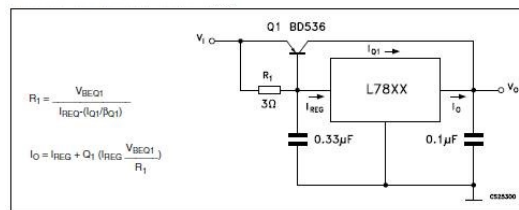


Figura 3.12: Diagrama 21 de las notas de aplicación del L7815

El convertidor CD-CD proporciona la potencia del gate drive Figura 3.13 que consta de  $+15.8V$  ( $V_{CC}$ ) en el pin 3 y  $8.2$  ( $V_{EE}$ ) en la terminal 1 con respecto al común de la terminal 2. Las fuentes del gate driver compuerta están desacopladas utilizando los capacitores electrolíticos de baja impedancia C1 y C2 hay que tener en cuenta que estos condensadores tengan una impedancia suficientemente baja y una capacidad de corriente de ondulación suficiente para proporcionar los pulsos de corriente requeridos para el gate driver. Estos capacitores utilizados fueron de  $82\mu F$  están pensados para suministrar pulsos al gate de 5 A a una velocidad de 10KHz .

Los voltajes aislados  $V_{EE}$  y  $V_{CC}$  proporcionado por el convertidor de CD a CD están conectados al gate driver en las terminales 4 y 6 para proporcionar potencia en el gate. El gate drive amplifica la señal de entrada de control y produce una alta corriente en la compuerta del IGBT en la terminal 5. La corriente de gate driver se ajusta seleccionando el resistor de compuerta ( $R_g$ ) apropiada.  $R_g$  normalmente se ajustará para proporcionar a una conducción adecuada para el módulo que se está utilizando teniendo en cuenta el rendimiento dinámico, las pérdidas y el ruido de conmutación, el resistor se dejó en  $3\Omega$  por la sugerencia de la hoja de datos del IGBT (IRG4PH50KD. La protección contra sobre tensiones de gate es proporcionada por DZ1 y DZ2 Estos diodos zener que se muestran en la Figura 3.14 también ayudan

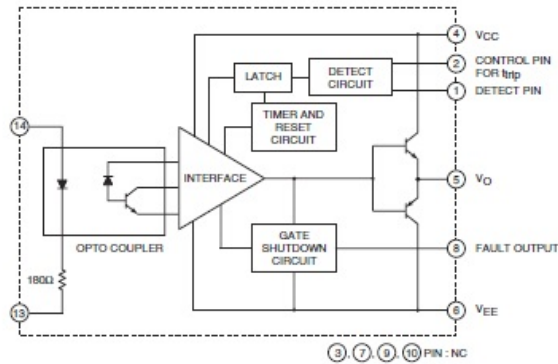


Figura 3.13: Gate driver VLA503-01

a controlar la corriente de cortocircuito al desviar la corriente del (molinero) al gate.

La protección contra cortocircuitos se proporciona por medio de la detección de desaturación. Se detecta el voltaje del colector de cada IGBT a través de los diodos conectados en serie D1 y D2 que impide el alto voltaje. El voltaje de bloqueo que proporciona los diodos conectados en serie debe ser igual o mayor que el  $V_{CES}$  del IGBT.

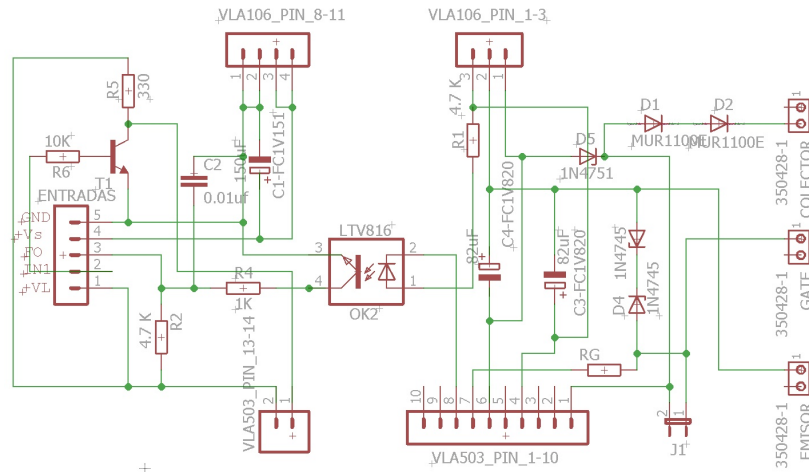


Figura 3.14: Diagrama del módulo de acondicionamiento de señal

EL Diodo zener 3 mostrado en la Figura 3.14 (DZ3) protege la entrada de detección del gate driver (terminal 1) de las sobre tensiones durante la polarización inversa de los diodos de bloqueo de alta tensión. El capacitor C3 se utiliza para ajustar el tiempo de disparo del circuito de protección del driver. Si la protección de cortocircuito del gate driver está activada, se desactiva el pulso de activación para el IGBT y manda un bajo en a la terminal 8 para indicar una falla. La corriente fluye desde Vcc (pin 3 del convertidor de CD a CD) a través del LED en el optoacoplador de aislamiento de falla (OP1) a la terminal 8. El transistor en el optoacoplador de aislamiento de

falla se enciende y manda señal de falla ( $F_0$ ). Esta señal aislada del optoacoplador ahora puede ser utilizada por el controlador para detectar la condición de falla.

El voltaje de 5 V CD es denominado +VL, este suministra la alimentación para la polarización correcta del optoacoplador interno de alta velocidad mostrado en la Figura 3.11 que posee el gate drive. Este suministro proporciona toda la potencia del gate driver para ambos canales a través de los convertidores de CD a CD. La corriente extraída del suministro + VS varían de menos de 100 mA a más de 500 mA según la frecuencia de conmutación y el tamaño de IGBT que se maneja.

La interfaz de la señal de control esta diseñada para su uso con la lógica 5V CMOS estándar. Estas señales están activas en bajo, lo que significa que a la salida del gate driver será en alto (IGBT encendido) cuando esta en bajo. Los pines de control están conectados directamente al la terminal 13 del gate diver, que está conectado internamente a través de una resistor limitador de  $180\Omega$  al cátodo del LED en el optoacoplador de alta velocidad como se muestra en la 3.14.

Tras desarrollar este bloque se verificaron las señales PWM provenientes de la tarjeta adquisición dSPACE Figura 3.15, donde observamos que señal azul proviene directamente de la salida de la tarjeta dSPACE (señal turquesa), se observó antes de la entrada de la etapa de acondicionamiento de la señal. Además, se probó a la salida del modulo (señal violeta), notando en la señal, el voltaje requerido para la polarización del IGBT de +15 V y -8.2 V CD. Adicionalmente, tenemos un retardo debido a la propagación de la señal por parte del dispositivo acondicionamiento de señal [Motto, 1999].

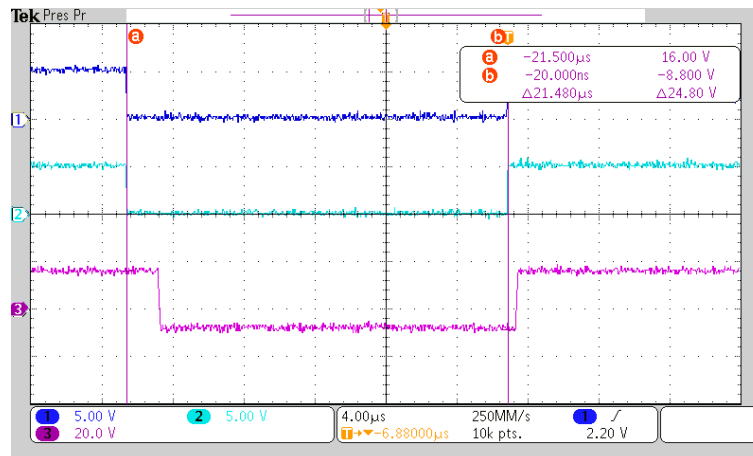


Figura 3.15: Señal PWM en diferentes etapas del circuito

### 3.4. Selección de los interruptores controlados de potencia

Para la selección de los interruptores controlados para el presente desarrollo experimental, se consideró como base la capacidad de corriente que puede soportar y así como frecuencia de conmutación, Además, el nivel de aislamiento respecto al voltaje que tiene el transistor antes que el dispositivo se destruya. La selección debe de realizarse tomando en cuenta la frecuencia de conmutación, la capacidad de aislamiento de voltaje y la potencia del dispositivo dependiendo la aplicación requerida [Blanqué, 2007]. Además, se debe de considerar que el objetivo principal es hacer un inversor trifásico de media potencia, por lo que, no tenemos una carga en específico por lo que para seleccionar se tomó como base una carga lineal con las siguientes características: corriente por fase maxima de 6A y resistencia de 16 ohms por lo que la potencia consumida es de 560 W por fase en total tenemos que son 1728 W [Rosas, 2016].

Tipo de interruptor	MOSFET	IGBT
Variable de control	Voltaje	Voltaje
Características de control	Continua	Continua
Frecuencia de conmutación	Muy alta (100KHz)	Alta (20KHz)
Especificación Max. de voltaje $v_s$	$1kV S_s = V_s * I_s S_s = 0,1MVA$	$3,5kV S_s = V_s * I_s S_s = 1,5MVA$
Especificación Max. de corriente $I_s$	$150A S_s = V_s * I_s S_s = 0,1MVA$	$2kA S_s = V_s * I_s S_s = 1,5MVA$

Como se observa en la Tabla comparativa 3.1 se tiene algunas características importantes de dos semiconductores de potencia que dio pauta para la elección del dispositivo de potencia.

Tipo de interruptor	MOSFET	IGBT
Ventajas	Mayor velocidad de conmutación. Baja pérdida por conmutación. Circuito simple de control de compuerta. Poca potencia de compuerta. Coeficiente positivo de temperatura en paso de corriente y facilita funcionamiento en paralelo. Costo asequible y fácil de encontrar en el mercado local a comparación del IGBT.	Alta caída de voltaje, hasta de 10V. Menor capacidad de voltaje en estado apagado. Dispositivo de voltaje unipolar.
Limitaciones	Bajo voltaje en estado encendido. Poca potencia en la compuerta. Alta capacidad de voltaje.	Menor capacidad de voltaje en estado apagado. Dispositivo de voltaje unipolar. Menor velocidad de conmutación en comparación con los MOSFETs. Precio de costo mayor al de los MOSFETs.

Cuadro 3.1: Tabla comparativa de los dispositivos semiconductores [Hudgins&Doncker]

### 3.4.1. IGBT seleccionado.

Las siglas IGBT corresponden a las iniciales de Isolated Gate Bipolar Transistor o sea transistor bipolar de puerta de salida. En un IGBT se combinan las ventajas de los BJT y de los MOSFET. Un IGBT tiene alta impedancia de entrada, como los MOSFET, y con pocas pérdidas de conducción en estado activo, como los BJT. Sin embargo, no tiene problema de segunda avalancha, como los BJT. Por diseño y la estructura de microcircuito, se controla la resistencia equivalente de drain a source, para que se comporte como la de un BJT. En la Figura 3.16 se muestra la sección transversal de la estructura de silicio de un IGBT, que es idéntica a la de un MOSFET, a excepción del sustrato  $p^+$ . Sin embargo, el rendimiento de un IGBT se parece más al de un BJT que al de un MOSFET. Un IGBT es un dispositivo controlado por voltaje, parecido a un MOSFET de potencia. Como en un MOSFET, para el encendido se hace positiva la compuerta con respecto al emisor, los portadores n son atraídos al canal p cerca de la región de la compuerta; esto produce una polarización en directa de la base del transistor npn, que con ello se enciende. Un IGBT sólo se enciende aplicándole un voltaje de compuerta positivo, para que los portadores n formen el canal, y se apaga eliminando el voltaje de compuerta, para que el canal desaparezca. Requiere un circuito de control muy simple. Tiene pérdidas menores de conmutación y de conducción, y al mismo tiempo comparte muchas de las propiedades adecuadas de los MOSFET de potencia, como la facilidad de excitación de compuerta, corriente pico, buenas características y robustez. En forma inherente, un IGBT es más rápido que un BJT. Sin embargo, la velocidad de conmutación de los IGBT es menor que la de los MOSFET.



Figura 3.16: IGBT corte transversal

Dado el voltaje del bus de CD es de 311V CD los componentes se ajustaron a ese voltaje o mayor. Por otra parte, la corriente que circula en cada elemento es la corriente rms, para la potencia que se propuso, debido a que para cualquier valor de frecuencia e índice de modulación se debe mantener la corriente constante. Por lo tanto, la corriente nominal por fase para 2000k VA y  $f_p=0,85$  está dada por la

siguiente relación:

$$I_n = \frac{2000VA}{220 \cdot \sqrt{3} \cdot 0,85} = 6,17A \quad (3.14)$$

La corriente pulsante máxima que conduce cada semiconductor será la que entrega el bus de CD que esta dada por la relación:

$$I_{dc} = I_n = \frac{2000VA}{311 \cdot 0,8} = 8,03A \quad (3.15)$$

Dado lo anterior los IGBT deben de tener estas características mínimas de operación:

- Voltaje de 311V
- Corriente RMS de 6.17A
- Corriente pulsante 8.03A

Dado lo anterior el IGBT que se planteo para los requerimientos y teniendo en cuenta un factor de seguridad de 4 veces se propuso el IRG4PH50KD que además de contar con un diodo de protección, este IGBT cuenta con una frecuencia de conmutación máxima de 40Khz. entre sus características sobresalientes tenemos que:

- Voltaje de operación colector emisor 1200V.
- Corriente constante: 45 A @ 25 °C y 24A @100 °C.
- Corriente pulsante: 90 A.
- Corriente del diodo: 16A
- Disipación máxima de potencia: 200W @ 25 °C y 78W @ 100°C.
- Optimizado para trabajar con frecuencias de 8 a 40 KHz

El sobre dimensionamiento de IGBT se propuso como medida de seguridad para evitar posibles daños al mismo [Espinoza, 2000].

### 3.4.2. Circuito Amortiguador (Red Snubber)

Un problema muy común en los dispositivos de potencia es cuando sobrepasan los límites normales de funcionamiento del dispositivo semiconductor. Para resolver el problema hay dos posibles soluciones, la primera es comprar un dispositivo con prestaciones mucho mayores de las que se necesitan, que en muchos de los casos tienen

un costo elevado y la segunda es agregarle un circuito amortiguador que ayuda a reducir el esfuerzo eléctrico aplicado al dispositivo durante la conmutación, para llegar a niveles seguros de funcionamiento [Mohan, 2009].

Se dividen en tres tipos básicos de amortiguadores para transistores.

- 1.-Amortiguador de apagado
- 2.-Amortiguador de encendido
- 3.-Amortiguador de sobretensión

Puesto que se realizaron pruebas utilizando una carga inductiva (motor jaula de ardilla) las señales que arrojó el inversor fueron vistas en el osciloscopio y se observó que se tenía en el colector-emisor un sobrepaso de 180 % en el voltaje del IGBT, como se puede ver en la gráfica de color azul de la Figura 3.17. Este sobre paso en el momento del apagado puede perjudicar a los dispositivos semiconductores de potencia (IGBT) a tal grado de dañarlos. En la misma Figura 3.17 apreciar que la señal verde es la de corriente que pasa por el Colector-Emisor del IGBT y la señal morada es la señal de polarización del IGBT +15v y -8.2 v CD. La prueba se realizo a una amplitud de 30 % y 30 Hz de frecuencia.

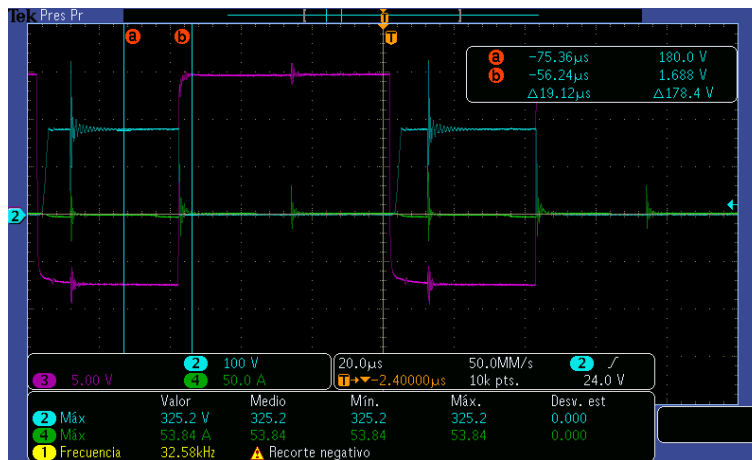


Figura 3.17: Sobrepaso del 180 %

Con esto se planteo diseñar un circuito amortiguador de apagado, el cual provee un voltaje cercano al Bus de CD sin el sobrepaso a través del transistor mientras se apaga. Esto es posible conectando un circuito RCD como se muestra en la Figura 3.18.

Antes del apagado, la corriente del transistor es  $I_o$  y el voltaje del transistor es esencialmente cero. En el apagado en la presencia de este amortiguador, la corriente del transistor  $i_c$  disminuye con un  $\frac{di}{dt}$  constante e  $(I_o - i_c)$ , por lo tanto, para un

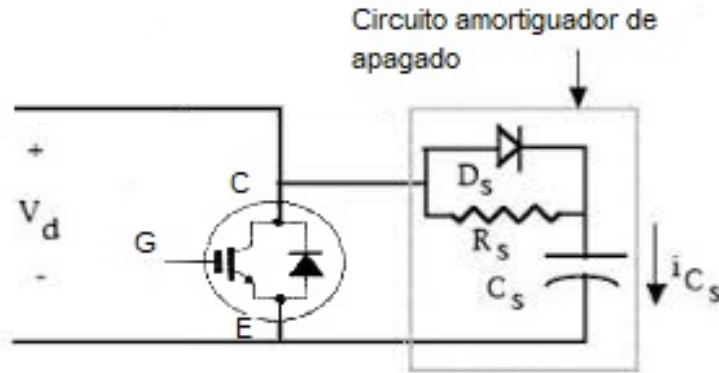


Figura 3.18: Circuito amortiguador de apagado (Red Snubber) RCD adaptación de [Mohan, 2009]

tiempo de caída de la corriente  $t_{fi}$ , la corriente del capacitor se escribe como:

$$i_{cs} = \frac{I_o \cdot t}{t_{fi}} \quad (3.16)$$

Donde  $i_{cs}$  es cero antes del apagado en  $t = 0$ , el voltaje del capacitor, que es el mismo que el voltaje a través del transistor cuando  $D_s$  conduce, se escribe como:

$$V_{cs} = V_{ce} = \frac{1}{C_s} \int_0^T i_{cs} dt = \frac{I_o \cdot t^2}{2 \cdot C_s \cdot t_{fi}} \quad (3.17)$$

Esto es valido durante el tiempo de caída de la corriente siempre y cuando el voltaje del condensador sea menor o igual que el voltaje del bus de corriente directa  $V_d$ . Por lo que para elegir el valor adecuado de la capacitación  $C_s$  se necesita ver varios valores dado que este se va a comportar de distintas maneras, para un valor pequeño de capacitancia, el voltaje del condensador alcanza a  $V_d$  antes de que termine el tiempo de caída de la corriente. En ese momento se enciende el diodo de libre circulación  $D_s$  y sujeta el capacitor y el transistor a  $V_d$  [Mohan, 2009].

Para calcular el tiempo exacto de  $t_{fi}$ , cuando el condensador alcanza a  $V_d$ . Este capacitor se calcula mediante la sustitución de  $t = t_{fi}$  y  $V_{cs} = V_d$  en la ecuación (3.17), realizando despeje se tiene::

$$C_{s1} = \frac{I_o \cdot t_{fi}}{2V_d} \quad (3.18)$$

Para una capacitancia de amortiguador grande el voltaje del transistor sube poco a poco y tarda mas que  $t_{fi}$  para alcanzar a  $V_d$ . Más allá de  $t_{fi}$  la corriente del

condensador es igual a  $I_o$  y los voltajes del condensador  $V_{cs}$  y del transistor  $V_{ce}$  suben en forma lineal a  $V_d$  [Mohan, 2009].

En este caso para calcular el capacitor  $C_s$ , se tomo a  $t_{fi}$  como 2,33 ns. Este dato se obtuvo por medio del osciloscopio como se muestra en la Figura 3.19 con un bus de 311 V CD y una corriente máxima de 6 A.

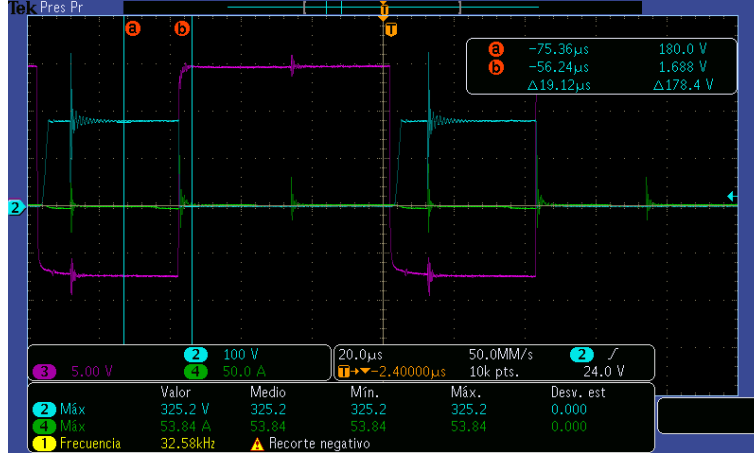


Figura 3.19: Sobrepasso Colector-Emisor

Por lo tanto, para un valor de capacitancia el cual se cargue aproximadamente en el tiempo de caída de la corriente, este proceso se lleva a cabo en el tiempo de apagado del IGBT, se utiliza la siguiente formula:

$$C_s = \frac{I_L t_f}{2V_{cd}} = \frac{6 \cdot 2,33nS}{2 \cdot 320} = 2,1843\mu F \quad (3.19)$$

Nos da como resultado que  $C_s$  tiene un valor de 2,18 nF que no es un valor comercial por lo que se propone un capacitor que este a un valor arriba del calculado anteriormente. En este caso se propuso un capacitor de 0,00022μF con un voltaje mayor o igual de 311v CD que es el voltaje del bus.

De igual manera se calcula la Resistencia  $R_s$  del circuito amortiguador . Este se calcula de manera que la corriente pico a través de el sea menor que la corriente de recuperación inversa  $I_{rr}$  del diodo de libre circulación [Mohan, 2009].

$$\frac{V_d}{R_s} < I_{rr} \quad (3.20)$$

El diseñador de circuitos suele limitar la corriente  $I_{rr}$  a  $0.2I_o$  o menos, de tal modo que la ecuación se vuelve aproximadamente

$$\frac{V_d}{R_s} = 0,2 \cdot I_o \quad (3.21)$$

Teniendo la ecuación anterior y despejando la  $R_s$  tenemos que

$$R_s = \frac{311}{0,2 \cdot I_o} = \frac{311}{2 \cdot 6} = 260\Omega \quad (3.22)$$

La potencia disipada en el resistor  $R_s$  se calcula como:

$$P_{RS} = \frac{V^2}{R} = \frac{311^2}{240} = 426W \quad (3.23)$$

Dado que los resistores de potencia comerciales más comunes solo llegan a 120  $\Omega$  a 50 W se ajusto a un arreglo de resistores en serie para lograr que de 240  $\Omega$  a 50 W y se le agrego unos disipadores para disipar parte de la potencia que absorbe el circuito amortiguador. Esto a su vez reduce el sobre esfuerzo que realizaba el IGBT al hacer la conmutación y evitar el calentamiento del mismo.

Teniendo en cuenta los cálculos, anteriores se aproximó los valores de  $C_s$  y  $R_s$  y con ello, al agregar este circuito amortiguador a los IGBT's, se obtiene la respuesta que se observa en la Figura 3.21 con las mismas condiciones que se utilizaron anteriormente.

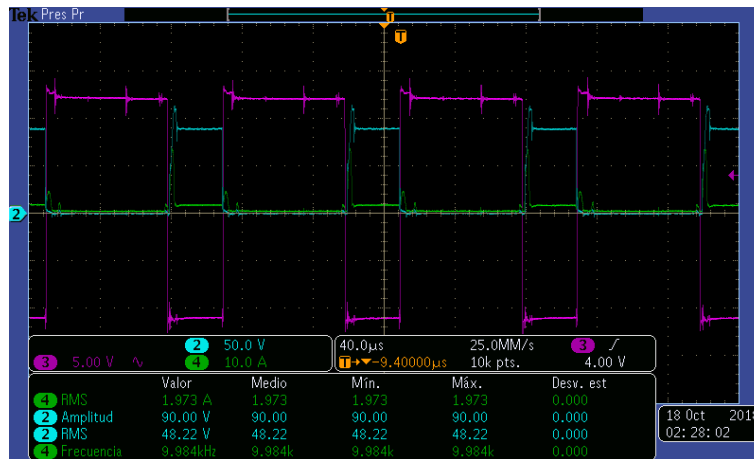


Figura 3.20: Señal del inversor con Red Snubber

En la Figura 3.20 se puede ver en la gráfica de color azul como se reduce el sobrepaso del voltaje al momento del apagado aproximadamente al 22%. Es decir, con este circuito amortiguador se quita más del 60% del sobrepaso y algo más ya no se tiene muchas oscilaciones antes de tener el estado estacionario, como es el caso cuando los IGBT's no tienen acoplado el circuito amortiguador. Con esto se puede decir que el diseño realizado del circuito amortiguador cumple con las expectativas para no dañar los transistores cuando se utilice en pruebas de investigación o docencia.

Por ultimo se tiene el sistema completo con todos sus componentes, como se muestra en la Figura 3.21

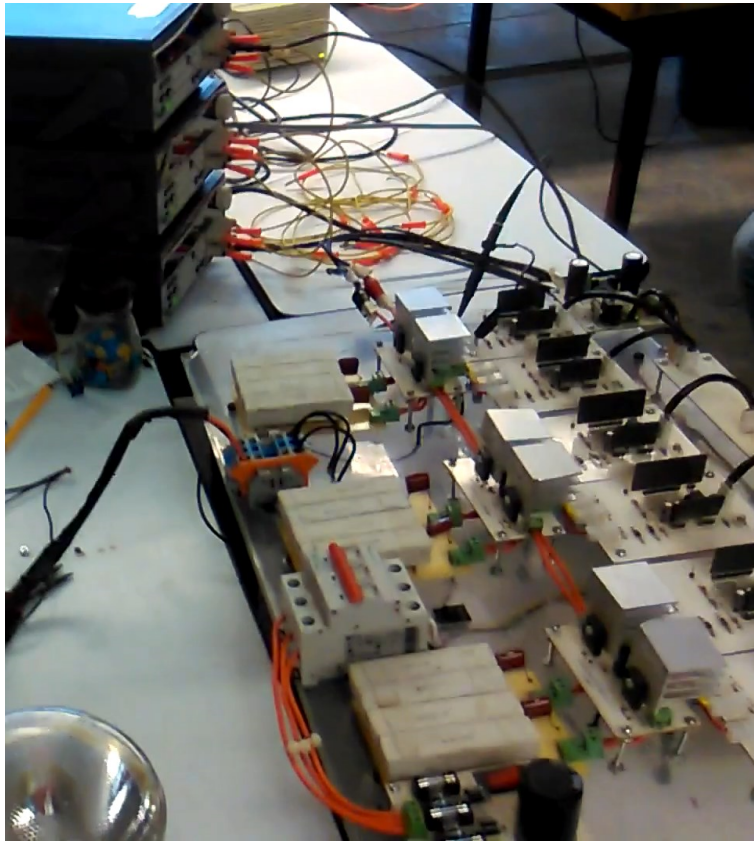


Figura 3.21: Inversor Completo

# Capítulo 4

## Pruebas del inversor prototipo

Para este capítulo se muestra el resultado de las distintas pruebas que se fueron realizando en el desarrollo del inversor.

Con la plantilla de Simulink que se muestra en la Figura 3.8 es factible generar 6 señales PWM a partir de las tres señales de referencia sinusoidales desfasadas  $120^\circ$  entre ellas. Cabe hacer mención que dichas señales de referencia deben de ser de una amplitud entre 0 y 1, por lo que el 0 es el valor mínimo y el 1 el valor máximo de la señal de referencia, es decir, se tiene como eje de referencia el valor de 0.5. Estas señales normalizadas entre 0 y 1, se incorporan al bloque DS1103SL\_DSP\_PWM3 el cual es proporcionados por los fabricantes de la tarjeta dSPACE. Este bloque proporciona 6 señales PWM de acuerdo a las señales de referencia en cuanto a magnitud y frecuencia. Tres señales PWM van de acuerdo a las referencias y las otras tres son negadas de estas. Estas seis señales son las que se utilizan para realizar la conmutación de los IGBT's.

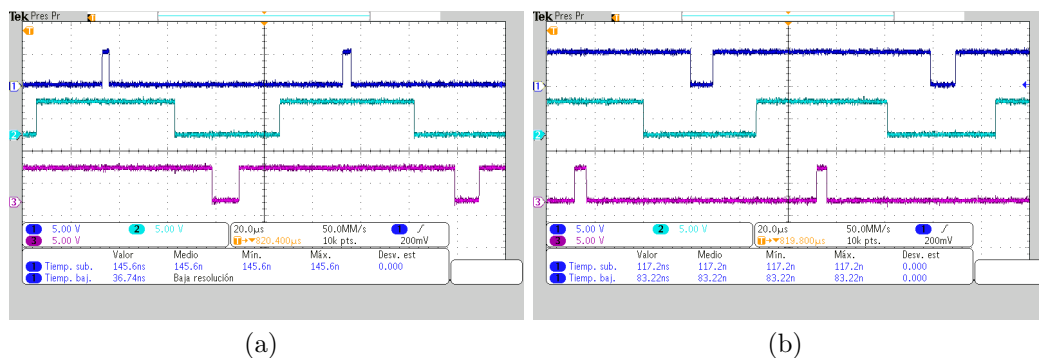


Figura 4.1: Señales PWM

En la figura 4.1 se tienen dos imágenes de captura de señales de osciloscopio. En

la Figura 4.1 a) se pueden observar las señales que se incorporan a los transistores  $Q_1$ ,  $Q_3$  y  $Q_5$  y los de la parte b) corresponden a las señales que se utilizan en los transistores  $Q_2$ ,  $Q_4$  y  $Q_6$ . Cada señal PWM y su negado controlan un ramal del inversor. Además también podemos constatar que las tres señales corresponden a lo esperado en la salida del modulo DS1103SL\_DSP\_PWM3 mostrado en la Figura 3.9 del capítulo anterior.

Cabe destacar que en el diagrama de bloques de simulink y en específico el bloque DS1103SL\_DSP\_PWM nos brinda una opción, para darle un tiempo muerto (dead-band) de 2.5ns entre el encendido y apagado de los IGBT, Al tener esta opción evitamos que dos IGBT del mismo ramal se enciendan al mismo tiempo causando un corto circuito y así dañando los dispositivos semiconductores Figura 4.2. Cabe aclarar que esta prueba se hizo con una carga resistiva.

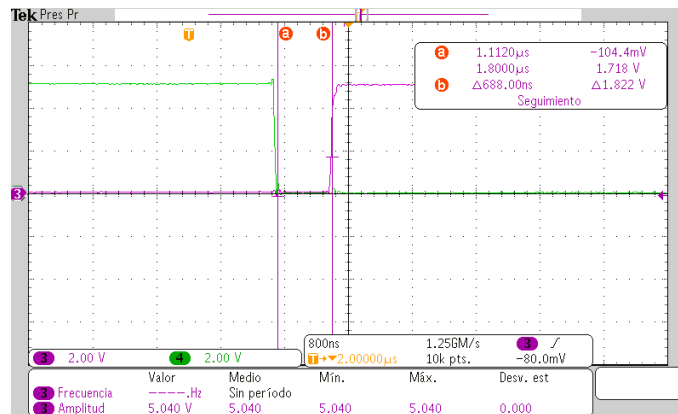


Figura 4.2: Dead band

Lo que se realizó después fue ver el comportamiento del inversor a distintas frecuencias y amplitudes, cabe señalar que estas pruebas se realizaron con y sin red snubber, observando en específico el voltaje de línea, voltaje de fase, corriente de salida del inversor. Otro aspecto que se considero fue que se probó en lazo abierto.

Estas pruebas se dividieron en 3 subsecciones, que son las siguientes:

- 1.- Pruebas con carga resistiva conectada en estrella.
- 2.- Pruebas con carga inductiva conectada en estrella (motor de inducción trifásico.)
- 3.- Pruebas con motor BLDC.

Las pruebas obtenidas se realizaron con ayuda del osciloscopio Tektronix modelo DPO3054, Sonda Diferencial de Alto Voltaje P5200A con un ancho de banda de 50MHz y un voltaje diferencial de  $\pm 1300V$  a 500x de atenuación, punta de corriente modelo TCP0030 con una corriente de sensado máximo de 30A rms y una sensibilidad de 1mA, multímetro fluke modelo 179. Se realizó un barrido de frecuencias que abarca desde 1hz hasta 120 Hz de frecuencia y con una amplitud del 1 al 99 % del voltaje

suministrado por la fuente.

## 4.1. Pruebas con carga resistiva conectada en estrella.

Para probar la efectividad del inversor inicialmente se utilizó una primera carga puramente resistiva, esta es un banco de resistores de  $120\omega$  conectadas estrella (Y), dicho banco se puede muestra en la Figura 4.3

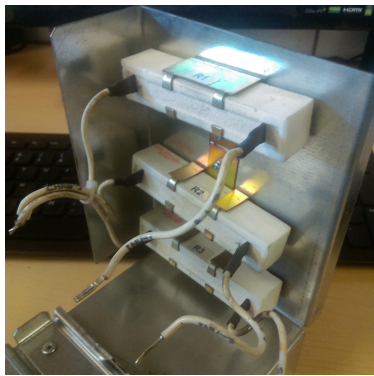


Figura 4.3: Arreglo de resistencias

Con respecto a las señales que obtenemos del arreglo de resistores Figura 4.4 se observa que el voltaje que se tiene entre emisor y colector cuando se apaga el IGBT, gráfica de color morado, se tiene un transitorio con sobrepaso del 180% del voltaje  $V_s$ .



Figura 4.4: Señales medidas con el osciloscopio Tektronix

Para disminuir dicho sobrepaso se requirió agregar un circuito complementario que es la red Snubber. Como mencionamos anteriormente en el capítulo 3 la red Snubber ayuda a proteger la etapa de potencia contra picos de voltaje y corriente que pueden destruir los dispositivos semiconductores. Este circuito amortiguador (red Snubber) se conecta en paralelo entre las terminales de colector- emisor del transistor IRG4PH50KD como se muestra en la Figura 4.5

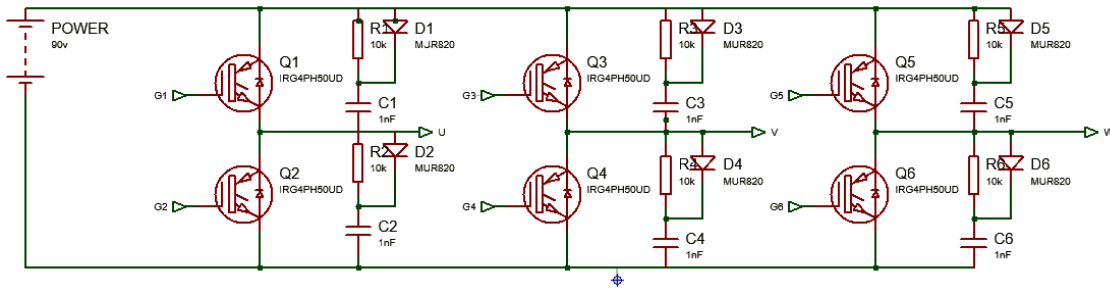


Figura 4.5: Circuito con red Snubber

En la Figura 4.6a se tiene la señal colector emisor con el sobre paso de 180 % mientras que en la Figura 4.6b tenemos una reducción significativa al sobre paso que teníamos anteriormente. Cabe mencionar que en las dos gráficas se tomo las mismas condiciones de prueba de 30 % de amplitud y 30 Hz

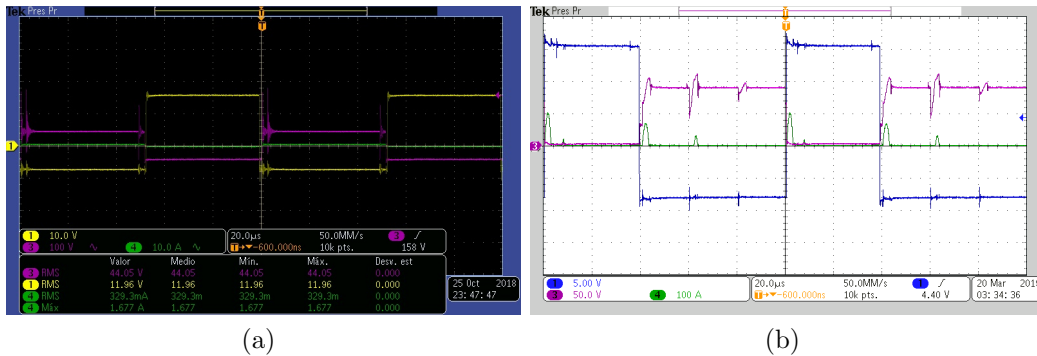


Figura 4.6: Señales colector-emisor con y sin Red Snubber

En la Figura 4.7 se puede observar tanto al voltaje (señal de color morada) como a la corriente (señal de color verde) de una fase del banco de resistores. Como se puede ver en la Figura 4.7 el voltaje y la corriente están en fase, que es lo que se espera a ser una carga puramente resistiva.

Por último, se procedió a verificar las señales con la carga resistiva a 30 Hz y una amplitud del 30 %. En la Figura 4.8 se puede ver el voltaje entre colector y emisor (gráfica de color morado) así como la corriente que circula entre colector hasta el emisor (señal de color verde) y el voltaje de encendido y apagado que se tiene entre

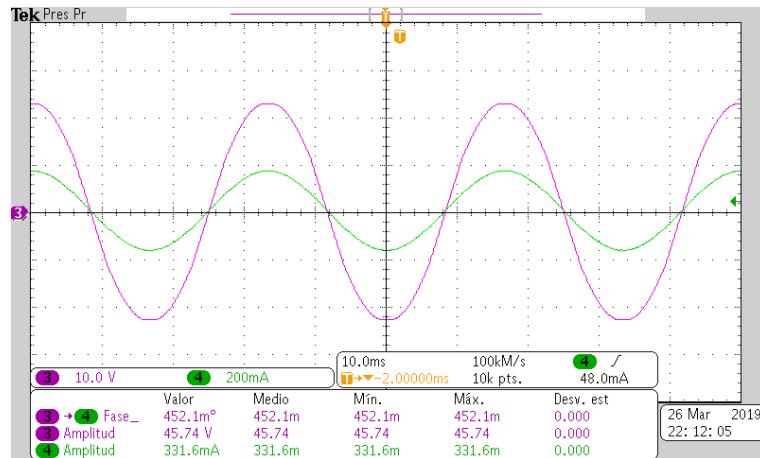


Figura 4.7: Señal de fase a neutro y corriente de fase

el emisor y base. Cabe hacer mención que las señales obtenidas en la Figura 4.8 es utilizando el circuito amortiguador y se puede observar en la Figura que cuando el IGBT se apaga hay un pequeño sobrepaso en el voltaje así como una respuesta transitoria de la corriente antes de llegara a 0 A.



Figura 4.8: Prueba a 30 % de amplitud y frecuencia de 30hz

## 4.2. Pruebas con carga inductiva conectada en estrella

Para estas pruebas se utilizó un motor síncrono trifásico el cual se muestra en la Figura 4.9, con las siguientes características nominales: 3HP, voltaje 220/460V, corriente de 8/4 A y 1800 rpm.



Figura 4.9: Motor síncrono trifásico

Se utilizó el diagrama de conexión mostrado en la Figura 4.10.

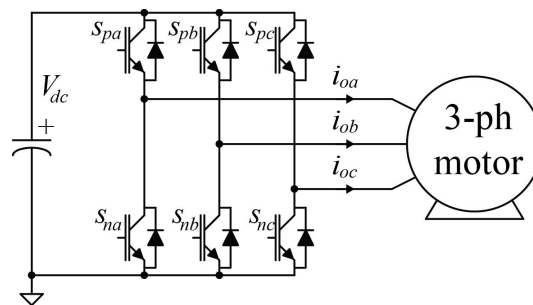


Figura 4.10: Conexión para las pruebas con carga inductiva

Bajo las condiciones dichas anteriormente notamos que las formas de onda sin red Snubber tienen un transitorio cuyo comportamiento es un sobrepaso de voltaje del 180 % del valor  $V_s$ , en el apagado de los IGBTs. En la Figura 4.11 a) las condiciones que se tienen es a una frecuencia de 30 Hz con una amplitud de 30 %, en la Figura 4.11 b) la frecuencia se llevó a 60 Hz y la amplitud seguía en 30 %, en la Figura 4.11 c) se varió la amplitud a 50 % y la frecuencia a 90hz.

Como podemos notar aunque se vario la frecuencia y la amplitud, sigue teniendo un sobrepaso en las 3 gráficas (señal azul de la Figura 4.11). Así como en el resultado anterior, con carga resistiva se opto por agregar el circuito amortiguador para reducir el sobrepaso.

Al agregar el circuito amortiguador la respuesta transitoria que tiene el inversor a distintas frecuencias, mejora considerablemente como se muestran en las Figuras 4.12, el sobrepaso que tenia antes disminuyó considerablemente. De igual manera, en la Figura 4.12 a) se muestra el comportamiento de las señales con una amplitud de 10 % y una frecuencia de 1 Hz, en la Figura 4.12 b) es a una frecuencia de 10 Hz y en

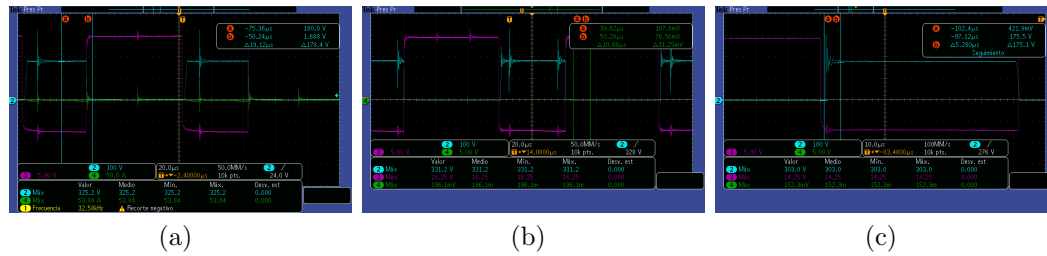


Figura 4.11: Sobrepaso del 180% del voltaje Vs colector-emisor

la Figura 4.12 c) es a una frecuencia de 50 Hz. Para todas estas pruebas observamos que la señal de corriente aumenta esto debido a la falta de tensión que proporciona el circuito. Incluso con la corriente que se muestran en las Figuras al apagarse el IGBT no resulta problema debido a que este dispositivo semiconductor soporta hasta 24 A continuos y 90 A pulsantes. Incluso observamos que para compensar, la corriente aumenta debido a la falta de voltaje y romper la inercia del rotor.

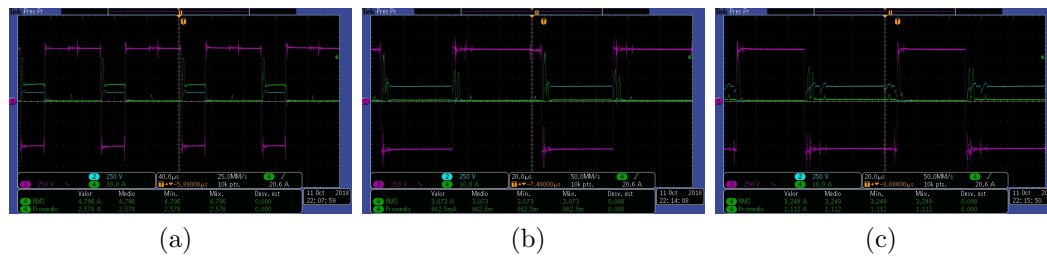


Figura 4.12: Respuestas a frecuencias con una amplitud de 10% a) 10 hz b)40hz c)60Hz

Se realizó pruebas con una amplitud del 40% y los resultados fueron similares como se muestra en la Figura 4.13a con una frecuencia de 40% en cambio la Figura 4.13b tiene una frecuencia de 120 Hz.

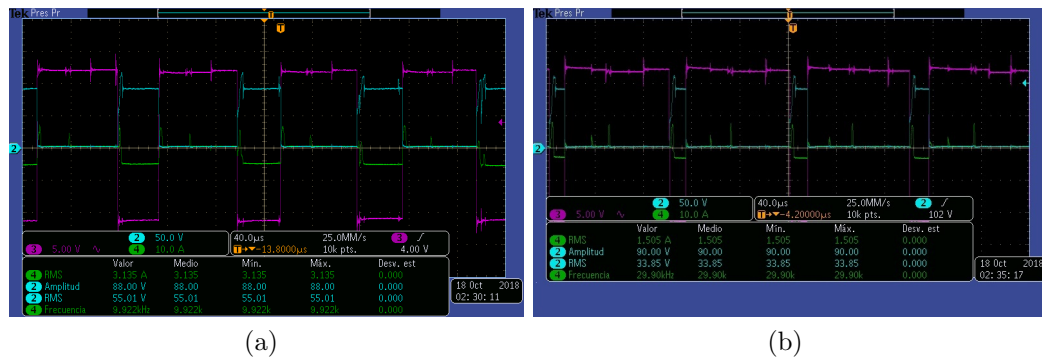


Figura 4.13: Respuestas a frecuencias con amplitud 40% a)1 Hz b)120Hz

De igual manera se realizaron pruebas a una amplitud de 90 % y frecuencia de 5 y 110 Hz cuyas respuestas se muestran en la Figura 4.14.

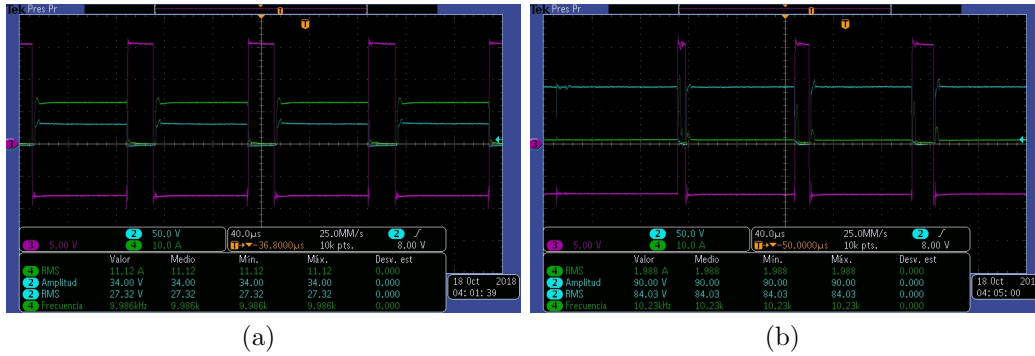


Figura 4.14: Respuestas a frecuencias con amplitud 90 % a)5 b)110

Además, se obtuvo la respuesta del voltaje del inversor medido de línea a línea con las características anteriormente mencionadas, las cuales se pueden ver en la Figura 4.15, en donde la señal de color azul representa el voltaje línea a línea en la carga mientras que la señal de color verde a la corriente en una de las fases de la carga. Asimismo, en dicha Figura 4.15 se observa que la señal es cuasi sinusoidal debido a que se obtiene de la conmutación de los IGBT y la presencia de una carga inductiva, al contrario la corriente se asemeja más a una señal sinusoidal debido al efecto inductivo el motor, este hace un efecto de filtro que atenúa algunas de las señales. Por lo que respecta al desfase entre el voltaje y la corriente, estas están desfasadas debido a la carga inductiva que atrasa la corriente con respecto al voltaje.

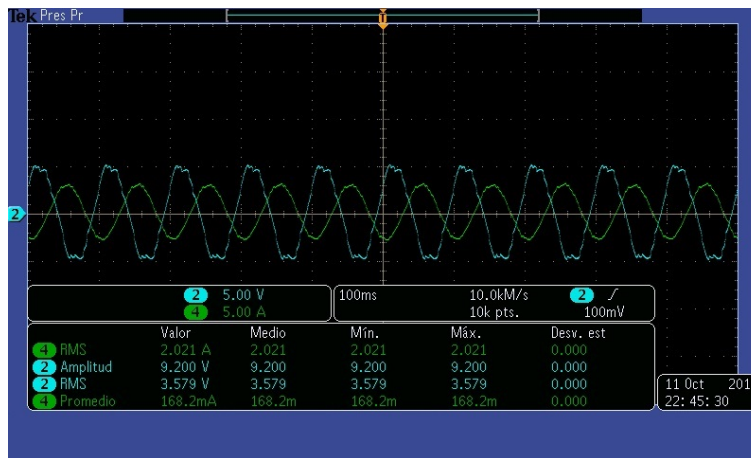


Figura 4.15: espuesta del inversor medido de línea a línea y corriente de fase

Las señales que se tienen en la Figura 4.16 a) se obtiene al variar la frecuencia a 60 Hz y amplitud del 10 %, mientras que en la gráfica mostrada en la Figura 4.16 b) obtiene al variar la frecuencia a 80 Hz se notó que el inversor varia la amplitud

de las señales de voltaje, esto debido al que no se tiene un equilibrio entre voltaje y frecuencia (Volts/Hertz) para mantener constante el flujo magnético.

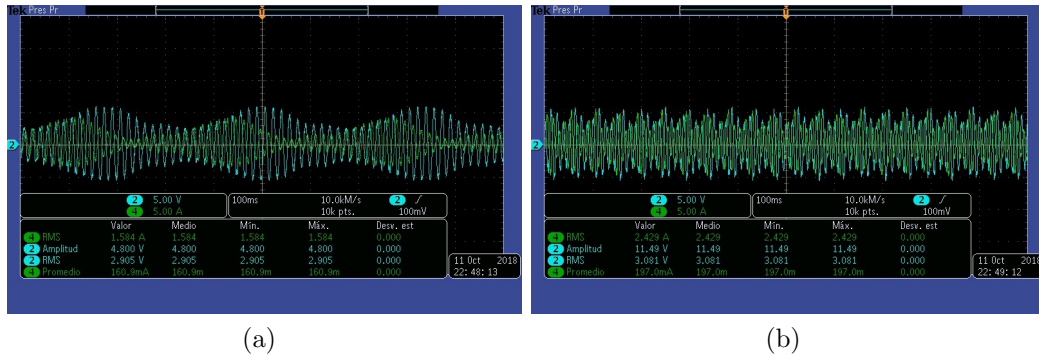


Figura 4.16: Respuesta del inversor medido de línea a línea y corriente de fase

A continuación se hizo un barrido de frecuencias y amplitudes desde 1 Hz a 10 % hasta 160 Hz y 90 % de amplitud, respuestas puestas en la Figura 4.17.

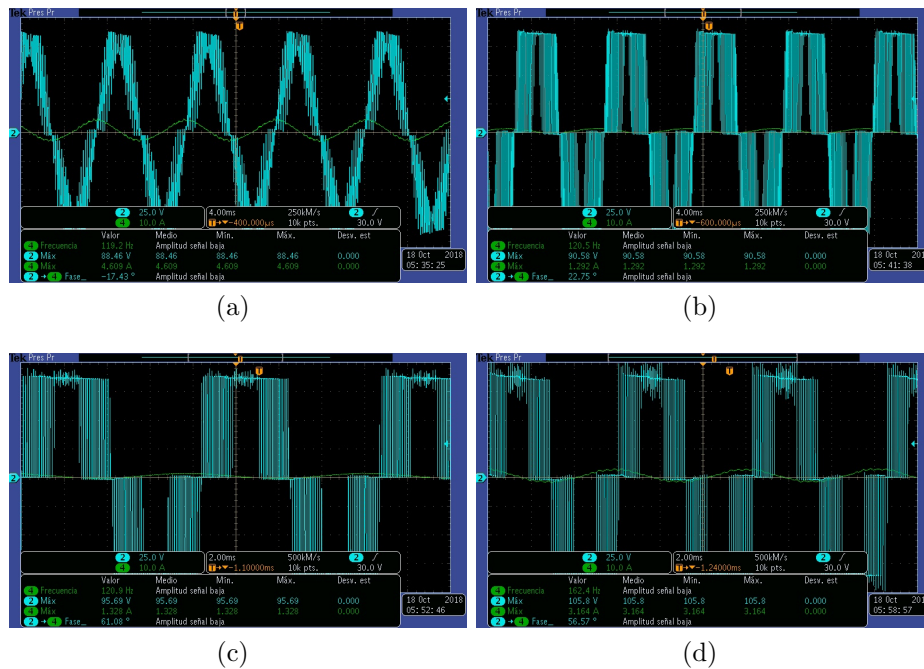


Figura 4.17: Sobremodulación

A diferencia de la Figura 4.15 donde se observa un señal casi sinusoidal en la Figura 4.17 a), se tiene una sobremodulación o *pulse droppng*, que es simplemente la pérdida de algunos pulsos de la señal PWM. A medida que la frecuencia aumenta de igual manera la sobremodulación aumenta dando como resultado, que la señal se aproxime

a una onda cuadrada como se observa en la Figura 4.17 b), 4.17 c) y 4.17 d). Esto a su vez aumenta el contenido armónico de la señal de voltaje.

### 4.3. Pruebas con un motor BLDC y sus señales trapezoidales

Por último la tercera carga que se utilizó es un motor BLDC modelo LA052-040E4N02. En la Figura 4.18 se muestra una imagen del motor antes mencionado.

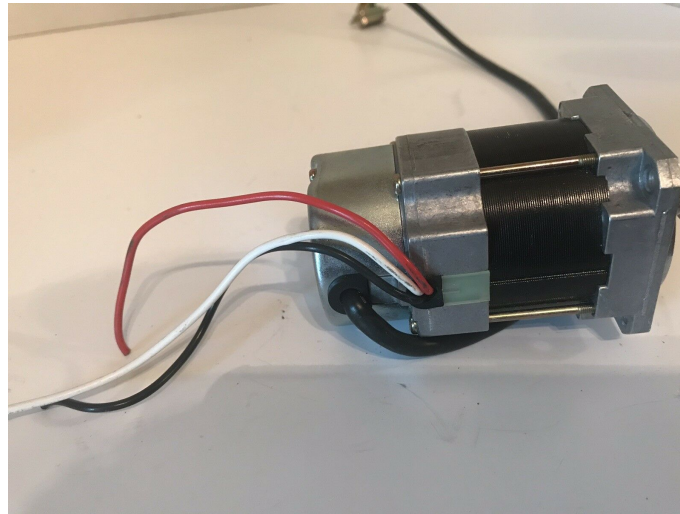


Figura 4.18: Motor BLDC La052-040E4N02

Para el motor BLDC como su composición de las bobinas es de tipo trapezoidal, necesitamos que la señal para él debe ser una de tipo trapezoidal como muestra en la Figura 4.19.

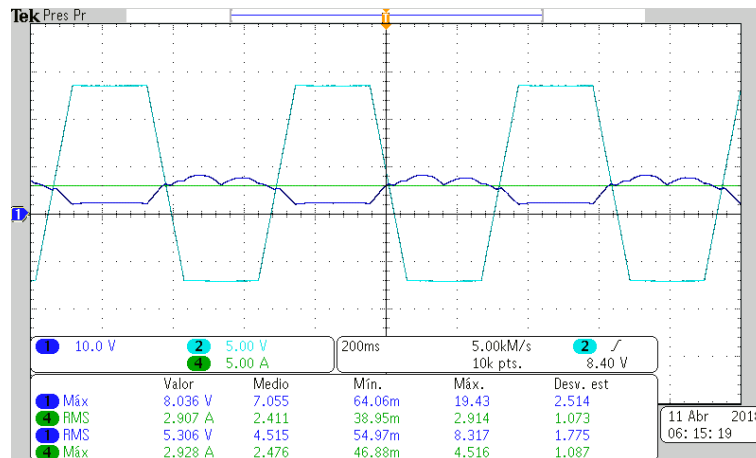


Figura 4.19: señal pwm trapezoidal

Para este caso en particular, se utilizó otra plantilla de Simulink para generar la señal trapezoidal, dicha plantilla se muestra en la Figura 4.20, donde el bloque ramp

cambia la frecuencia de la señal y ampli1 cambia la amplitud de la señal. En cuanto los bloques E1, E2 y E3 generan la señales trapezoidales desfasadas 120° entre ellas.

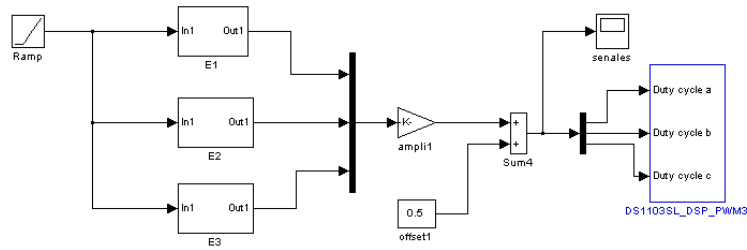


Figura 4.20: Diagrama de bloques de la señal trapezoidal

En la Figura 4.21a se tiene una pendiente de 0.04 con una amplitud de 10%, se observó las señales de colector-emisor (señal morada), base-emisor (señal amarilla) y corriente de colector (señal verde) al probar el inversor sin Red Snubber, el sobre paso que se tiene en la señal de colector-emisor es de 180%. Para este caso en particular con la red Snubber la señal colector-emisor distorsiona la señal de voltaje en el apagado como se muestra en la Figura 4.21b cabe mencionar que la corriente aumenta. Por lo que la red snubber no es la adecuada para el motor BLDC y se tiene que recalcular.

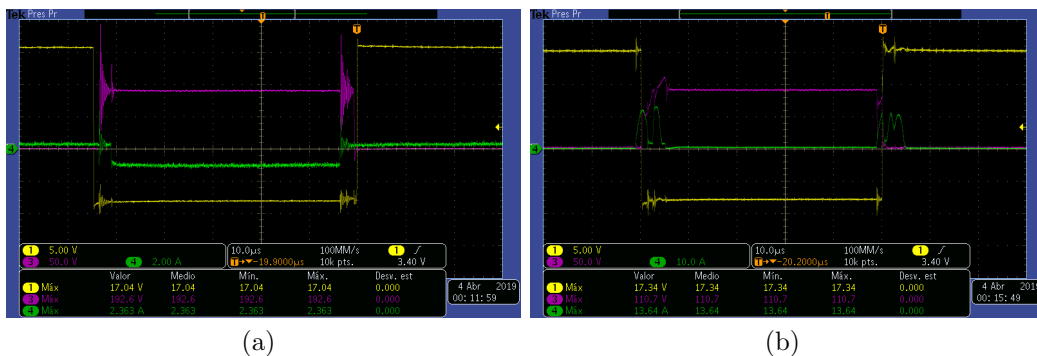


Figura 4.21: BLDC con y sin red Snubber

Se verificó el voltaje línea a línea del motor BLDC, y se observó que la señal que arroja el inversor a una amplitud de 0.035 y 20 de pendiente, la señal morada parece una señal escalonada y no una señal sinusoidal como se muestra en la Figura 4.22 a). Además, se probó con una amplitud de 0.0065 con 20 de pendiente obteniendo un resultado similar cómo se muestra en la Figura 4.22 b).

Se realizó un experimento final con el inversor. Se agregó un arreglo de transformadores a la salida del inversor en configuración delta el primario y en el secundario

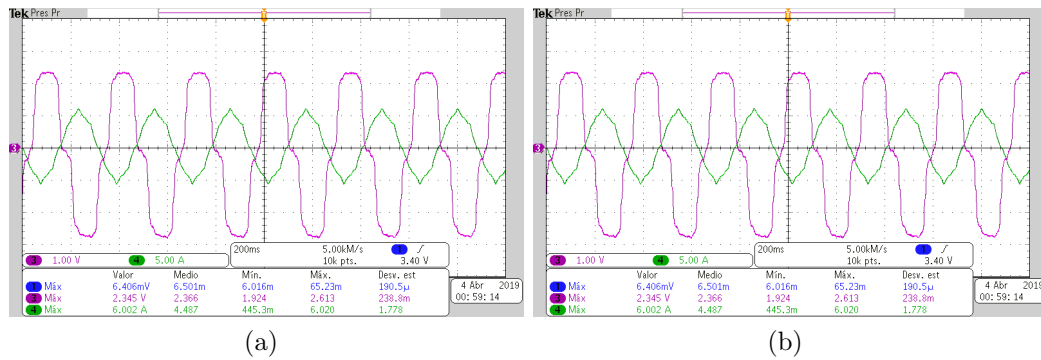


Figura 4.22: Voltaje línea a línea del motor y corriente de fase del motor BLDC

en estrella para ver si la salida del mismo mejoraba. Dicho experimento fue con la carga resistiva con señales de referencia a un 90 % de amplitud. En la Figura 4.23 se muestran tres gráficas las cuales en la Figura 4.23 a) es a 10 Hz, en la b) a 60 Hz y en la c) a 120 Hz de la señal de referencia. Cabe mencionar que dicho arreglo de transformadores fue reductor 127 V a 24 V CA por lo que los voltajes de salida están directamente relacionados con el número de vueltas del transformador del primario y secundario.

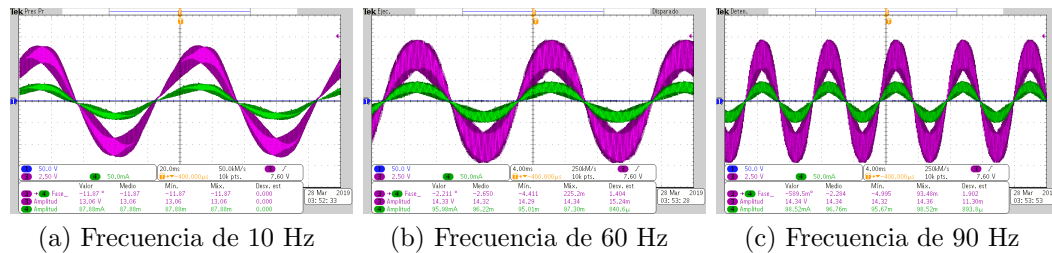


Figura 4.23: Señal obtenida del arreglo de transformadores

Dadas las pruebas anteriormente vistas se puede concluir que el inversor funciona, porque al aplicar distintas frecuencias, distintas amplitudes el sistema se mantiene estable con las 3 principales cargas (resistiva, motor de inducción trifásico, motor de BLDC).



# Capítulo 5

## Conclusiones

En el trabajo que se desarrolló se cumplió el objetivo planteado por lo que se obtuvo un inversor funcional de potencia media que varía la frecuencia y la amplitud de la señal de salida, misma que puede ser utilizada para distintas cargas trifásicas.

Durante el desarrollo del trabajo que se está reportando se aplicaron los conocimientos adquiridos en el transcurso de mi formación académica en la carrera de ingeniería en sistemas electrónicos industriales. Además, de aprender nuevos conocimientos conforme se desarrolló el inversor, estos se requirieron para poder realizar este trabajo.

Hay que notar que cada bloque que se desarrolló (etapa de acondicionamiento, fuentes, bus de CD, etapa de potencia y red Snubber) son parte del inversor. Igualmente el inversor en sí mismo es un bloque dentro de un sistema más complejo como el *PED*.

Para cada etapa desarrollada se puede mencionar lo siguiente:

- Una característica importante en el inversor que se implementó, recibe señales PWM independientemente donde se generen y de la forma de esta (sinusoidal o trapezoidal), i.e., sólo hay que entregarle al inversor 6 señales PWM de las cuales 3 son de acuerdo a las señales de referencia y las otras 3 son las señales negadas de estas. Cabe hacer mención, que debido a la disponibilidad de la tarjeta dSPACE, se probó el inversor con dos tipos de señales de referencia (sinusoidal o trapezoidal) las cuales se generaron con plantillas de Simulink/MATLAB y como se muestran en las gráficas reportadas en el capítulo 4, el comportamiento del inversor es satisfactorio.
- El bloque de acondicionamiento y aislamiento de señales es una parte importante en el inversor porque ayuda a acondicionar la señal que viene desde tarjetas de adquisición de datos, que en nuestro caso utilizamos la tarjeta dSPACE,

hacia la etapa de potencia, dándole el voltaje necesario de polarización de los IGBTs. Además de aislar la salida de las tarjetas de adquisición de datos con la etapa de potencia.

- Al momento de realizar pruebas de apagado y encendido de los IGBTs, estos necesitan un circuito de amortiguamiento en el apagado para contrarrestar el sobrepaso del 180 % voltaje en entre colector-emisor. Por otra parte, se verificó que para cada carga es necesario adaptarle o calcular la red Snubber que necesita.

Actualmente el inversor desarrollado sólo ha sido utilizado con cargas en lazo abierto, es decir, sólo se han enviado referencias de señales de voltaje para que dicho inversor entregue en esencia el mismo voltaje de referencia pero con las magnitudes adecuadas en voltaje y corriente que demandan las cargas. Se tiene planeado utilizar el inversor en esquemas de control de velocidad de alto desempeño de motores de corriente alterna (síncrono, brushless de DC y de inducción), así como en identificación de parámetros de los motores antes mencionados.

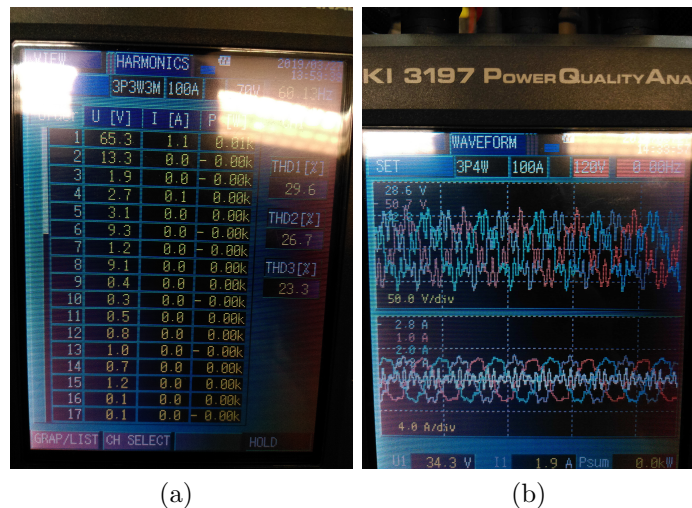


Figura 5.1: Distorsión armónica medida con Hioki 3197

## 5.1. Modificaciones al inversor

Para que el inversor que se desarrolló quede mas completo es necesario que se realice los siguiente:

1. Mejorar la técnica de modulación para reducir los armónicos, dado que se utilizó el diagrama de bloques sinusoidal y se comprobó con el analizador de calidad de la energía (Hioki 3197) este arrojo que las señales que dadas del inversor, tenían muchos armónicos y se distorsionaba la señal de salida Figura 5.1.
  
1. En la etapa de potencia se deben de calcular de nuevo los disipadores de calor debido que a bajas frecuencias la corriente alcanzaba más de 6A motivo por el cual los IGBT's se calientan en estas condiciones
2. En la red Snubber, reemplazar los resistores propuestos por unos de mayor potencia de disipación, debido a que están muy limitadas en cuanto a eso.
3. Desarrollar e implementar una fuente que tenga protección contra cortocircuito.
4. Agregar al inversor una protección, para que cuando halla una ausencia de corriente en una de las fases de salida del inversor se detenga para evitar daños del mismo.



# Bibliografía

- [Wen & Dong, 2016] Wen, B., Dong, D., Boroyevich, D., Burgos, R., Mattavelli, P., & Shen, Z. (2016). Impedance-based analysis of grid-synchronization stability for three-phase paralleled converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1), 26-38.
- [Rashid, 2004] Rashid, M. H. (2004). *Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Pearson Educación.
- [Mohan, 2009] Mohan, N. (2009). *Electrónica de Potencia. Convertidores, Aplicaciones y Diseño (Spanish Edition)*. México: Mc Graw Hill.
- [Mohan, 2012] Mohan, N. (2012). *Electric machines and drives: a first course (No. 621.31042 M697e)*. Wiley,.
- [Bose, 2010] Bose, B. K. (2010). *Power electronics and motor drives: advances and trends*. Elsevier.
- [Alexander, 2013] Alexander, C. K., & Sadiku, M. N. (2013). *Fundamentos de circuitos eléctricos*. AMGH Editora.
- [Blanqué, 2007] Blanqué Molina, B. (2007). *Simulación interactiva de motores de reluctancia autoconmutados*. Universitat Politècnica de Catalunya.
- [Motto, 1999] Motto, E. R. (1999). *Hybrid circuits simplify IGBT module gate drive*. Powerflex Inc., Youngwood, PA, USA.
- [Espinoza, 2000] Espinoza Torres, V. K. (2000). *Inversor trifásico con IGBTs aplicando técnica PWM (Bachelor's thesis, Quito: EPN, 2000.)*.
- [Lopez&Camacho, 2007] Jimena, L. M. D., Alberto, C. M. G., Chávez, D., Oscar, J., & Alberto, G. L. C. (2007). *Modulación pwm aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos ac*. Universidad del Cauca, Facultad de Ingeniería Electrónica y Telecomunicaciones (FIET).
- [Drury, 2001] Drury, B. (2001). *Control techniques drives and controls handbook (No. 35)*. IET.

- [dSPACE, 2012] dSPACE: Hardware Installation and Configuration. 50131 Pontiac trail Wixom, MI 48393-2020: DSPACE (Veranst.), 2012]
- [Diaz,2003] Díaz, F. E. R. (2003). Diseño y construcción de un inversor trifásico multinivel. Pontif. Univ. Catol. Chile, 1-201.]
- [Hudgins&Doncker] Hudgins, J. L., & De Doncker, R. W. (2012). Power semiconductor devices: For variable speed drives. IEEE Industry Applications Magazine, 18(4), 18-25.
- [1] Introducción a la tecnología inversora para soldadura. (2018, 3 octubre) Recuperado de [https : //www.demaquinasyherramientas.com/soldadura/tecnologia – inversora – inverter – para – soldadura](https://www.demaquinasyherramientas.com/soldadura/tecnologia-inversora-inverter-para-soldadura) 25 agosto del 2018
- [2] Variable speed pumping.(2018, 15 diciembre) Recuperado de [https : //www1.eere.energy.gov/manufacturing/tech\\_assistance/pdfs /variable-speed-pumping.pdf](https://www1.eere.energy.gov/manufacturing/tech_assistance/pdfs/variable-speed-pumping.pdf)
- [Rosas, 2016] Rosas Alejandro 2016 Diseño, contruccion y acondicionamiento de un arreglo experimental para un motor de reluctancia conmutada(tesis de pregrado) Universidad Autonoma de la Ciudad de Mexico, CDMX, Mexico.