



EDUCACIÓN

SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Tecnológico Nacional de México

Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Tesis de Maestría

Inversor trifásico de baja potencia para
aplicaciones de tracción

Presentada por
Ing. Jhair Barreto Popoca

Como requisito para la obtención del grado
de

**Maestro en Ciencias en Ingeniería
Electrónica**

Director de tesis
Dr. Mario Ponce Silva

Codirector de tesis
Dr. Gabriel Calzada Lara

Cuernavaca, Morelos, México. Febrero de 2020.



EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Departamento de Ingeniería Electrónica

"2020, Año de Leona Vicario, Benemérita Madre de la Patria"

Cuernavaca, Mor.,

24/febrero/2020

No. de Oficio:

DIE/0140/2020

Asunto:

Aceptación de documentos de tesis

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO
PRESENTE

Por este conducto, los integrantes de Comité Tutorial del **C. Ing. Jhair Barreto Popoca**, con número de control **M18CE038** de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le informamos que hemos revisado el trabajo de tesis profesional titulado **"Inversor Trifásico de Baja Potencia para Aplicaciones de Tracción"** y hemos encontrado que se han realizado todas las correcciones y observaciones que se le indicaron, por lo que hemos acordado aceptar el documento de tesis y le solicitamos la autorización de impresión definitiva.

DIRECTOR DE TESIS

CODIRECTOR DE TESIS

Dr. Mario Ponce Silva
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 3516427

Dr. Gabriel Calzada Lara
Doctor en Ingeniería Eléctrica
Cédula profesional 7599980

REVISOR 1

REVISOR 2

Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 4033213

Dr. Rodolfo Amalio Vargas Méndez
Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica
Cédula profesional 9526506

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera- Jefa del Departamento de Servicios Escolares
Estudiante
Expediente

MPS/Irr.

cenidet
Centro Nacional de Investigación
y Desarrollo Tecnológico

Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490Cuernavaca, Morelos.
Tel. (01) 777 3 62 77 70, ext. 2225, e-mail: die@cenidet.edu.mx

www.tecnm.mx | www.cenidet.tecnm.mx





EDUCACIÓN
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO

Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico
Subdirección Académica

"2020, Año de Leona Vicario, Benemérita Madre de la Patria"

Cuernavaca, Morelos, **25/febrero/2020**

OFICIO No. SAC/125/2020
Asunto: Autorización de impresión de tesis

JHAIR BARRETO POPOCA
CANDIDATO AL GRADO DE MAESTRO EN CIENCIAS
EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
PRESENTE

Por este conducto, tengo el agrado de comunicarle que el Comité Tutorial asignado a su trabajo de tesis titulado "*Inversor Trifásico de Baja Potencia para Aplicaciones de Tracción*", ha informado a esta Subdirección Académica, que están de acuerdo con el trabajo presentado. Por lo anterior, se le autoriza a que proceda con la impresión definitiva de su trabajo de tesis.

Esperando que el logro del mismo sea acorde con sus aspiraciones profesionales, reciba un cordial saludo.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®
"Conocimiento y tecnología al servicio de México"

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ
SUBDIRECTOR ACADÉMICO



SEP TecNM
CENTRO NACIONAL
DE INVESTIGACIÓN
Y DESARROLLO
TECNOLÓGICO
SUBDIRECCIÓN
ACADÉMICA

C.p. M.E. Guadalupe Garrido Rivera. Jefa del Departamento de Servicios Escolares.
Expediente.

GVGR/CHG

Interior Internado Palmira S/N, Col. Palmira, C. P. 62490, Cuernavaca, Morelos.

Tel. (01) 777 3 62 77 70, ext. 4106, e-mail: dir_cenidet@tecnm.mx

www.tecnm.mx | www.cenidet.edu.mx



Agradecimientos

A mis padres por apoyarme en todos los momentos de mi vida, motivarme a la superación personal e inculcarme el amor por el conocimiento.

A mis directores de tesis, el Dr. Gabriel Calzada Lara y el Dr. Mario Ponce Silva por brindarme su apoyo, paciencia y conocimiento durante el desarrollo de esta tesis.

A mis revisores de tesis, el Dr. Jorge Hugo Calleja Gjumlich y el Dr. Rodolfo Amalio Vargas Méndez. Por sus acertados comentarios y observaciones durante el desarrollo de esta tesis.

Al Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) por permitirme realizar los trabajos de investigación y pruebas que permitieron concluir con el presente documento.

A la Lic. Lorena Ruíz Ramírez por las facilidades y el apoyo otorgado durante toda mi instancia en el CENIDET.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT), por solventar económicamente el desarrollo de esta investigación.

Resumen

El aumento en la contaminación del aire es uno de los problemas más graves que enfrenta la humanidad, este se ha agudizado con el aumento de la población y su creciente necesidad de movilidad. En este contexto nacen nuevos conceptos de transporte: los vehículos eléctricos de movilidad personal, estos son vehículos más compactos que los tradicionales y permiten atender dos problemas crecientes; la movilidad personal deficiente y la deficiencia energética en el transporte.

Para impulsar a uno de estos vehículos, se requiere un motor eléctrico que proporcione energía mecánica en su sistema de transmisión, actualmente estos vehículos utilizan motores de corriente directa, los cuales son más costosos, tienen mayor volumen y requieren mayor mantenimiento en comparación con uno de corriente alterna entre otras desventajas. Es por ello que se propone la aplicación de un motor de inducción trifásico como sistema de propulsión para estos vehículos.

En este trabajo se presenta el análisis, diseño y pruebas de convertidores de potencia diseñados para accionar y controlar un motor de inducción trifásico a partir de una fuente de CD (baterías), esto para su eventual aplicación en un vehículo eléctrico de movilidad personal. Se contemplan convertidores bidireccionales para aprovechar la capacidad regenerativa de la máquina de inducción, de modo que se requiere un convertidor CD-CD que eleve o reduzca el voltaje según sea la dirección de potencia y un convertidor CD-CA que funcione como inversor o rectificador según sea la dirección de potencia.

Las pruebas incluyen la operación de ambos convertidores trabajando en conjunto como motor; se hacen pruebas con una carga mecánica impuesta en el eje por una segunda máquina eléctrica idéntica, acoplada y que funciona como generador, para esta última prueba se utiliza una modulación SPWM y una técnica de control voltaje/frecuencia constante para controlar la velocidad de giro. También se incluyen pruebas para la operación en modo generador en donde los dos convertidores trabajan para transferir potencia del generador hacia las baterías del vehículo.

CONTENIDO

LISTA DE FIGURAS	2
LISTA DE TABLAS	4
NOMENCLATURA.....	5
ACRÓNIMOS	6
CAPÍTULO 1	7
1. INTRODUCCIÓN	7
1.1. ANTECEDENTES	8
1.1.1. Vehículo eléctrico de movilidad personal	8
1.1.2. Motores eléctricos en sistemas de tracción.....	9
1.1.3. Baterías en vehículos eléctricos.....	12
1.2. IDENTIFICACIÓN DEL PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN.....	18
1.3. OBJETIVOS.....	18
1.3.1. Objetivo general.....	18
1.3.2. Objetivos específicos.....	18
1.4. JUSTIFICACIÓN	19
1.5. ESTADO DEL ARTE.....	20
1.5.1. Topologías no aisladas.....	20
1.5.2. Topologías aisladas.....	22
1.5.3. Conclusiones del estado del arte.....	25
1.6. PROPUESTA DE SOLUCIÓN	26
CAPÍTULO 2	27
2. CONVERTIDORES DE POTENCIA.....	27
2.1. ANÁLISIS Y DISEÑO DE CONVERTIDOR CD-CD.....	27
2.1.1. Descripción de la topología reductor-elevador bidireccional.....	27
2.1.2. Ecuaciones de diseño de topología reductor-elevador bidireccional.....	27
2.1.3. Especificaciones y metodología de diseño	28
2.1.4. Simulación de la topología reductor-elevador bidireccional dentro del esquema propuesto de convertidores.....	30
2.1.5. Componentes seleccionados	35
2.2. CONVERTIDOR CD-CA.....	40
2.2.1. Módulo STK554U3	40
2.2.2. Modulación SPWM	41
2.2.3. Control escalar en motor de inducción (Volts/Hertz constante).....	43
2.2.4. Rectificador controlado	45

CAPÍTULO 3	47
3. BANCO DE PRUEBAS.....	47
3.1. ACOPLAMIENTO MECÁNICO DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN	47
3.2. SENSOR DE TENSIÓN AISLADO	49
CAPÍTULO 4	52
4. PRUEBAS Y RESULTADOS	52
4.1. PRUEBAS Y RESULTADOS EN CONVERTIDOR CD-CD.....	52
4.1.1. Modo reductor	52
4.1.2. Modo elevador.....	55
4.2. PRUEBAS Y RESULTADOS DE CONVERTIDOR CD-CA.....	57
4.2.1. Modo inversor.....	57
4.2.2. Modo rectificador	59
4.3. PRUEBAS Y RESULTADOS DEL ESQUEMA PROPUESTO DE CONVERTIDORES EN MODO MOTOR.....	62
4.4. PRUEBAS Y RESULTADOS DEL ESQUEMA PROPUESTO DE CONVERTIDORES EN MODO GENERADOR	67
CAPÍTULO 5	70
5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	70
5.1. CONCLUSIONES	70
5.2. TRABAJOS FUTUROS	71
REFERENCIAS	72
ANEXO A. PLATAFORMAS DIGITALES UTILIZADAS.....	75
ICESTICK EVALUATION KIT (FPGA).....	75
NUCLEO-F767ZI	76
ANEXO B. PCBs: CONVERTIDOR CD-CD Y SENSOR DE VOLTAJE.....	77
ANEXO C. PROGRAMACIÓN DE PLATAFORMAS DIGITALES	79
SECUENCIA DE DISPARO Y PWM PARA PRUEBA DEL ESQUEMA PROPUESTO DE CONVERTIDORES EN MODO GENERADOR.....	79
PWM Y MODULACIÓN SPWM PARA PRUEBA DEL ESQUEMA PROPUESTO DE CONVERTIDORES EN MODO MOTOR	80

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1. Ejemplo de vehículo eléctrico de movilidad personal.	8
Fig. 1.2. Máquina de Corriente directa (MCD).	9
Fig. 1.3. Máquina de Corriente Directa sin escobillas (MCDB).	10
Fig. 1.4. Tipos de rotor de la MSIP.	10
Fig. 1.5. Configuración de la máquina de flujo axial.	11
Fig. 1.6. Máquina asíncrona.	11
Fig. 1.7. Convertidor reductor-elevador bidireccional.	20
Fig. 1.8. Convertidor reductor-elevador bidireccional multifase.	21
Fig. 1.9. Convertidor reductor-elevador bidireccional de tres niveles.	21
Fig. 1.10. Convertidor doble puente completo bidireccional sin bobina.	22
Fig. 1.11. Convertidor medio puente/push-pull bidireccional.	23
Fig. 1.12. Convertidor puente completo / push-pull bidireccional.	24
Fig. 1.13. Esquema propuesto de convertidores.	26
Fig. 2.1. Simulación del esquema propuesto de convertidores como motor.	30
Fig. 2.2. Caracterización de motor de inducción a partir de <i>simulink</i>	32
Fig. 2.3. Voltajes a la salida de inversor.	32
Fig. 2.4. Voltaje y corriente a la salida de convertidor cd-cd como elevador.	33
Fig. 2.5. Simulación del esquema propuesto de convertidores como generador.	34
Fig. 2.6. Voltaje a la salida del rectificador controlado.	34
Fig. 2.7. Voltaje a la salida de reductor.	35
Fig. 2.8. Corriente de diodo y transistor modo reductor (FQA30N40).	36
Fig. 2.9. Corriente de diodo y transistor modo reductor (C2M0080120D).	38
Fig. 2.10. Esquemático de convertidor CD-CD.	39
Fig. 2.11. Diseño de PCB de convertidor CD-CD.	39
Fig. 2.12. Convertidor CD-CD en físico.	40
Fig. 2.13. Convertidor CD-CA propuesto.	40
Fig. 2.14. Integrado STK554U362C.	41
Fig. 2.15. Ejemplo de circuito generador SPWM.	42
Fig. 2.16. Voltaje pico fundamental de salida en función del índice de modulación.	43
Fig. 2.17. Curva del comportamiento del control V/f constante.	45
Fig. 2.18. Rectificador trifásico de dos niveles.	45
Fig. 3.1. Presentación de acople de acero rolado en frío 1018.	48
Fig. 3.2. Banco de pruebas utilizado.	48
Fig. 3.3. Esquemático de sensor diseñado.	49
Fig. 3.4. Respuesta del sensor de voltaje.	50
Fig. 3.5. Diseño PCB de sensor de tensión aislado.	51
Fig. 3.6. Sensor de voltaje construido.	51

Fig. 4.1. Prueba de convertidor CD-CD modo reductor.	52
Fig. 4.2. Forma de onda de corriente en el inductor en modo reductor.	53
Fig. 4.3. Voltaje de entrada vs voltaje de salida en modo reductor.	54
Fig. 4.4. Voltaje de entrada vs eficiencia en modo reductor.	54
Fig. 4.5. Prueba de convertidor CD-CD modo elevador.	55
Fig. 4.6. Forma de onda de corriente en el inductor en modo elevador.	55
Fig. 4.7. Voltaje de entrada vs voltaje de salida en modo elevador.	56
Fig. 4.8. Voltaje de entrada vs eficiencia en modo elevador.	56
Fig. 4.9. Resultados de prueba en inversor.	57
Fig. 4.10. Contenido armónico de voltaje línea-línea.	58
Fig. 4.11. Secuencia de disparo de IGBT's.	59
Fig. 4.12. Cruce de fases y tiempo muerto entre señales.	60
Fig. 4.13. Voltaje de entrada vs voltaje de salida en modo rectificador.	61
Fig. 4.14. Voltaje de entrada vs eficiencia en modo rectificador.	61
Fig. 4.15. Esquema propuesto de convertidores en modo motor.	62
Fig. 4.16. Convertidores de potencia trabajando en modo motor.	63
Fig. 4.17. Conexión del lado del generador.	64
Fig. 4.18. Captura de pantalla de analizador de energía a la salida del generador con demanda de 75 W.	64
Fig. 4.19. Captura de pantalla de analizador de energía a la salida del inversor con demanda de 204 W.	65
Fig. 4.20. Captura de pantalla de analizador de energía a la salida de inversor al aplicar escalón de carga.	65
Fig. 4.21. Implementación de ambos convertidores para regeneración.	67
Fig. 4.22. Potencia trifásica de fuente.	68
Fig. 4.23. Potencia a la salida de convertidor rectificador.	68
Fig. 4.24. Potencia a la salida de convertidor reductor.	69

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1. Especificaciones de diseño modo elevador.....	28
Tabla 2.2. Especificaciones de diseño modo reductor.	29
Tabla 2.3. Parámetros típicos de batería plomo-ácido	30
Tabla 2.4. Especificaciones de motor BHI62S-A	31
Tabla 2.5. Componentes seleccionados.....	35
Tabla 2.6. Especificaciones de IRFP460A.....	36
Tabla 2.7. Especificaciones de C2M0080120D	38
Tabla 4.1. Eficiencia de convertidor reductor.	53
Tabla 4.2. Eficiencia de convertidor elevador.	56
Tabla 4.3. Contenido armónico.	58
Tabla 4.4. Eficiencia del convertidor CD-CA como rectificador.	60
Tabla 4.5. Potencias por etapa en prueba del esquema propuesto de convertidores en modo motor.	66
Tabla 4.6. Potencias por etapa en prueba del esquema propuesto de convertidores en modo generador.	68

NOMENCLATURA

m	Ganancia del convertidor CD-CD
M	Índice de modulación en SPWM
V_o	Voltaje de salida de convertidor CD-CD
V_{in}	Voltaje de entrada de convertidor CD-CD
L	Inductancia de convertidor CD-CD
D	Ciclo de trabajo
T_s	Periodo de conmutación
Δi_L	Rizo de corriente en inductor
i_L	Corriente promedio en el inductor
R	Resistencia de salida de convertidor CD-CD
ΔV_c	Rizo de voltaje
f_s	Frecuencia de conmutación
I_Q	Corriente promedio en el transistor
I_D	Corriente promedio en el diodo
p_o	Potencia de salida
V_{rms}	Valor eficaz de voltaje
c	Capacitancia de salida de convertidor CD-CD
C	Capacitancia de autoexcitación de máquina de inducción
V_{L-L}	Voltaje de línea en sistema trifásico
i_{L-L}	Corriente de línea en sistema trifásico
f	Frecuencia de red en sistema trifásico
δ	Ángulo de desfase de la máquina de inducción
t_{rr}	Tiempo de recuperación inversa en diodo
V_s	Caída de tensión en directa de diodo
Φ	Flujo magnético

ACRÓNIMOS

VEMP	Vehículo eléctrico de movilidad personal
CD	Corriente directa
CA	Corriente alterna
MOSFET	Transistor de efecto de campo de metal óxido ¹
SPWM	Modulación sinusoidal por ancho de pulso ¹
THD	Distorsión armónica total ¹
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada ¹
FPGA	Matriz de compuertas lógicas programables ¹
ADC	Convertidor analógico-digital ¹
PCB	Tarjeta de circuito impreso ¹
PWM	Modulación por ancho de pulso ¹
OVP	Protección contra sobrevoltaje ¹
OCP	Protección contra sobrecorriente ¹
MCD	Máquina de Corriente Directa
MCDB	Máquina de Corriente Directa sin escobillas
MSIP	Máquina Síncrona de Imanes Permanentes
MSFA	Máquina Síncrona de Flujo Axial
MA	Máquina Asíncrona
TIBC	Convertidor Elevador con Inductor Acoplado

¹Por sus siglas en inglés.

CAPÍTULO 1

1. INTRODUCCIÓN

El aumento en la contaminación del aire es uno de los problemas más graves que enfrenta la humanidad, éste se ha agudizado con el aumento de la población y su creciente necesidad de movilidad, es de hecho éste uno de los sectores que más ha cobrado importancia, pues contribuye a generar casi una cuarta parte (23%) de las emisiones de gases de efecto invernadero relacionadas con la energía [1]. Si se busca limitar la tasa de emisiones de gases de efecto invernadero, se requiere el desarrollo de un ecosistema integrado de movilidad eléctrica. Por este motivo algunos países han adoptado medidas que buscan mejorar la eficiencia de los automotores y reducir sus emisiones contaminantes; para ello, han instrumentado políticas de impuestos y restricciones tanto a la fabricación de vehículos como a los combustibles. En forma inquietante el Consejo Internacional de Transporte Limpio advierte que de los 30 países que integran la OCDE solamente cinco carecen de políticas que impulsen la eficiencia en el transporte. Uno de ellos es México, que vive un veloz y sostenido aumento del parque vehicular. Datos de este tipo han llevado a los gobiernos de otros países y a autoridades estatales a desarrollar estrategias para promover los diversos modos de transporte limpio. Otro problema creciente es el aumento vertiginoso de la densidad poblacional que contribuye también a la contaminación ambiental puesto que en el área del transporte ésto se traduce en una alta densidad de vehículos circulando, aumento de problemas de circulación vial, reducción de la productividad personal y afectación de la calidad de vida de la población. En este contexto en los últimos años surgieron nuevos conceptos de transporte; los vehículos eléctricos de movilidad personal (VEMP) [2], estos son una variante del vehículo eléctrico que permiten atender dos problemas crecientes: la movilidad personal deficiente, y la gran deficiencia energética en el transporte.

En el presente trabajo de tesis se pretende contribuir a la evolución de este tipo de vehículos para su futura aceptación como solución a los problemas de contaminación y movilidad deficiente en las ciudades. Esto mediante la propuesta de utilización de motores de corriente alterna en lugar de los actualmente utilizados en los VEMP.

1.1. ANTECEDENTES

1.1.1. Vehículo eléctrico de movilidad personal

Se podría pensar que el vehículo eléctrico es una creación de nuestra civilización avanzada que lucha contra la contaminación, pero en realidad tiene más de cien años de antigüedad. Es anterior a los vehículos propulsados por gasolina. En 1888 el ingeniero alemán Andreas Flocken construye el primer coche eléctrico con cuatro ruedas. En el año 1897 aparecen los taxis eléctricos en ciudades como Nueva York o Filadelfia. Al final del siglo, en el año 1899 el coche eléctrico bautizado como *Jamais contente* construido en Francia alcanza por primera vez la velocidad de 100 km/h. Tiempo después, en la década de 1930 la aparición del vehículo de combustión interna provocó la desaparición casi total de los eléctricos. Solo las sucesivas crisis del petróleo y el problema de la contaminación hicieron retomar esta vieja idea. En Japón ya en el año 1945 Tama fabrica un vehículo eléctrico de 4.5 CV. En 1966 en el Congreso de los EE.UU. se recomienda la vuelta al coche eléctrico como freno a la contaminación y finalmente en 1996 General Motors comienza a fabricar el EV1 como respuesta a la ley *Zero Emission Vehicle Mandatory* del estado de California. Muy pronto la japonesa Toyota lanza el primer híbrido, Prius, del que se llegaron a vender 18.000 unidades el primer año de su comercialización. El sector continúa en expansión en el siglo XXI con inmensas inversiones, siendo la crisis económica de 2008 unida al alza del precio del petróleo uno de los factores determinantes del interés actual por este tipo de vehículos.



Fig. 1.1. Ejemplo de vehículo eléctrico de movilidad personal.

Las nuevas tecnologías han favorecido la aparición de soluciones de movilidad urbana que favorecen la movilidad personal mediante nuevos modelos de vehículos que rompen la división tradicional [3]. En los últimos años surgieron nuevos conceptos de transporte; los vehículos eléctricos de movilidad personal VEMP (véase Fig. 1.1) [2], son ideales para su uso en

ciudades con alta congestión vehicular, donde el espacio es reducido y las velocidades son bajas. Son una solución inteligente a la congestión vial porque la persona solo utiliza el espacio necesario para circular evitando así el congestionamiento vehicular.

1.1.2. Motores eléctricos en sistemas de tracción.

A continuación se describen las máquinas eléctricas utilizadas en sistemas de tracción para vehículos eléctricos [22]:

1) *Las Máquinas de Corriente Directa (MCD)*: son las convencionales en tracción eléctrica, suelen utilizarse cuando se necesita precisión en el control². La MCD ha sido implementada en los vehículos eléctricos por la simplicidad de su control. Actualmente son las preferidas para sistemas de tracción en VEMP. Sus desventajas son: Construcción voluminosa y necesidad de mantenimiento continuo por la presencia del conmutador mecánico (escobillas).

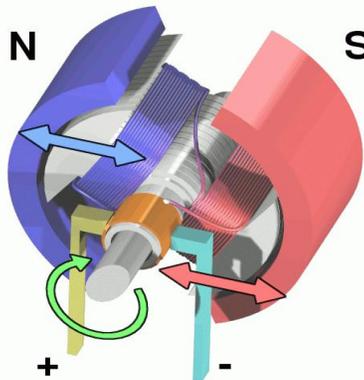


Fig. 1.2. Máquina de Corriente directa (MCD).

2) *Las Máquinas de Corriente Directa sin escobillas (MCDB)*: tienen la característica de que no emplean escobillas en la conmutación para la transferencia de energía; en estas, la conmutación se realiza electrónicamente. Las MCDB tienen muchas ventajas frente a los motores de DC con escobillas. Por esto, actualmente se están empleando en la industria automotriz. Sus ventajas frente a estos son: mayor eficiencia, mayor rango de velocidad y mayor respuesta dinámica, sin embargo, su costo es alto y su control es complejo.

² Para este documento el control en un motor eléctrico se refiere a la técnica de modulación aplicada al mismo.



Fig. 1.3. Máquina de Corriente Directa sin escobillas (MCDB).

3) *La Máquina Síncrona de Imanes Permanentes (MSIP)*: Para la aplicación a autos eléctricos es de construcción similar a la de cualquier máquina trifásica. El rotor puede ser de montaje superficial, interior radial o circunferencial (véase Fig. 1.4) con la intención de generar el campo magnético del rotor. Su aplicación en vehículos eléctricos se debe a que tiene una mayor densidad de potencia que las máquinas asíncronas (MA).

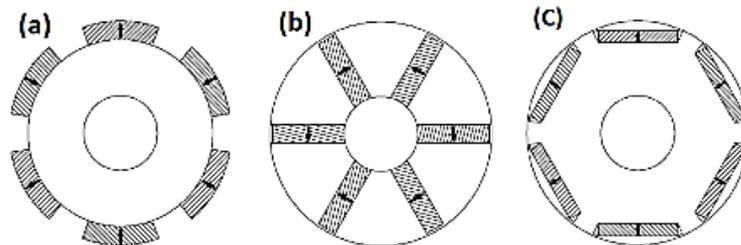


Fig. 1.4. Tipos de rotor de la MSIP.

(a) Montaje superficial, (b) Montaje interno radial, (c) circunferencial.

Entre los inconvenientes de la MSIP destacan: El convertidor electrónico es similar al de la máquina asíncrona, sin embargo, al no tener que magnetizar la máquina, conduce menor corriente. Debido a las reactancias más bajas debe trabajar con mayor frecuencia de conmutación o aumentará el rizado de la corriente.

4) *La Máquina Síncrona de Flujo Axial (MSFA)*: Se aplica a vehículos eléctricos ya que puede ser integrada directamente en la rueda del vehículo por el diseño de su estructura, con ésta se logra optimizar el espacio en el vehículo eléctrico y simplificar los acoplamientos mecánicos entre el rotor y la rueda. La máquina tiene estator y rotor dispuestos de forma longitudinal sobre el eje (véase Fig. 1.5). Como inconvenientes; el motor se somete a esfuerzos radiales y tiene un mantenimiento costoso.

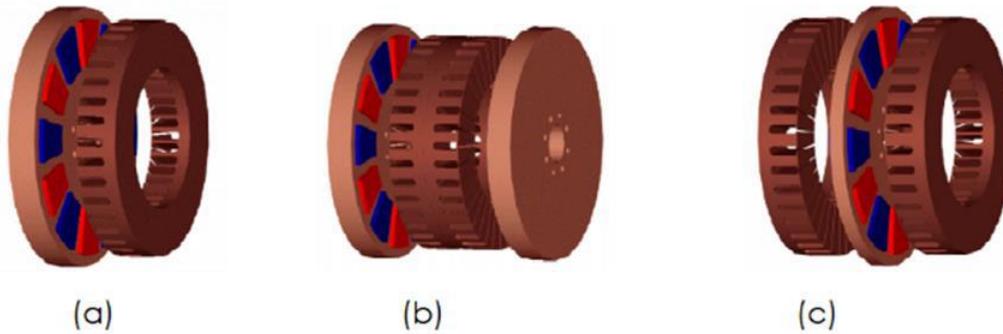


Fig. 1.5. Configuración de la máquina de flujo axial
 (a) rotor simple-estator, simple (b) doble rotor-estator simple, (c) rotor simple-doble estator.

5) *La Máquina Asíncrona*: son simples en su construcción, requieren poco mantenimiento, son más económicas y pequeñas comparadas con las máquinas de CD. El poco mantenimiento y bajo costo de las máquinas de inducción las convierte en una alternativa atractiva para aplicaciones en vehículos eléctricos. Una desventaja de éstas es que su control es más complicado comparado con una máquina de CD. Además, su modelo matemático es de alto orden, no lineal y fuertemente acoplado. Su control es muy complejo y de gran dificultad cuando se busca la operación en un amplio rango de velocidades. Hoy en día se están implementando Máquinas Asíncronas energizadas mediante convertidores electrónicos de potencia con diversas técnicas de control. Ejemplos de su implementación en vehículos eléctricos son: *roadster* de *TESLA MOTORS* y en el *kangoo* de *RENAULT*.



Fig. 1.6. Máquina asíncrona.

1.1.3. Baterías en vehículos eléctricos

La electricidad hoy en día tiene innumerables aplicaciones, esto es debido a la facilidad con que se transforma en otras formas de energía, como mecánica, química o térmica. El principal suministro de electricidad se realiza a través de la red eléctrica, sin embargo hay muchas ocasiones en las que se necesita disponer de ésta energía sin poder adquirirla de la red.

Uno de los principales problemas de la energía eléctrica, es la dificultad a la hora de su almacenamiento. Las baterías son una de las pocas formas fiables de almacenar la energía eléctrica convirtiéndola en energía química y viceversa. De esta manera podemos disponer de energía eléctrica cuando deseemos sin depender de la red. El desarrollo en los últimos años de nuevas aplicaciones (vehículos eléctricos, sistemas fotovoltaicos, sistemas de alimentación ininterrumpida, etc.) han propiciado el surgimiento y desarrollo de nuevas tecnologías de baterías, cada vez más eficientes y fiables.

Existen dos clases de pilas: la primaria, cuya carga no puede renovarse cuando se agota, excepto reponiendo las sustancias químicas de que está compuesta, y la secundaria, que si es susceptible de reactivarse, sometiéndola al paso más o menos prolongado de una corriente eléctrica, en sentido inverso a aquel en que la corriente de la pila fluye normalmente. El campo de aplicación de las baterías primarias se enmarca fundamentalmente dentro de las potencias bajas y de ahí que sean generalmente de tamaño pequeño. Las baterías secundarias se comercializan en un amplio margen de capacidades, desde capacidades bajas (algunos cientos de miliamperios-hora) hasta capacidades medias y altas (varias decenas o centenas de amperios-hora).

A continuación se presentan diferentes tecnologías de baterías disponibles comercialmente [\[26\]](#) :

Baterías de plomo-ácido

Las baterías de plomo-ácido son un tipo de baterías comunes en vehículos convencionales, no híbridos. Suelen ser de 6 ó 12 V y están constituidas internamente por celdas de 2V. Constituyen una parte importante del mercado mundial de baterías, tanto primarias como secundarias. Poseen una gran capacidad de descarga durante un breve periodo de tiempo, lo que las hace ideales para el arranque de motores de combustión. Su forma más conocida es la batería de automóvil. Están formadas por un depósito de ácido sulfúrico y en su interior una serie de placas de plomo dispuestas alternadamente.

Las principales características funcionales de las baterías de plomo-ácido se pueden analizar considerando las ventajas y las desventajas que presenta esta tecnología.

Ventajas:

- Tecnología totalmente establecida.
- Alta tensión por celda (2 V/celda) lo que permite obtener baterías de mayor tensión con un número menor de celdas conectadas en serie.
- Excelente capacidad para suministrar picos de corriente altos durante la descarga.
- Su tasa de auto-descarga mensual es de las más bajas, aproximadamente un 5%.
- Alta eficiencia, por encima del 80 por ciento.
- Facilidad de reciclado.

Desventajas:

- Elevado peso debido a la utilización de plomo como material activo.
- Baja energía específica menor a un 30-50 Wh/kg. Se usa para cubrir las necesidades de arranque, iluminación e ignición, ya que no son lo suficientemente grandes como para mover un vehículo.
- Corta vida cíclica (500 o 600 ciclos de carga-descarga).
- No aceptan carga rápida, por lo que se necesitan largos periodos de tiempo para la recarga.
- Baja resistencia ante sobrecargas y descargas accidentales.
- Se ven afectadas seriamente por la corrosión de sus electrodos.
- Necesidad de mantenimiento periódico.

Las investigaciones actuales sobre estas baterías, están dirigidas fundamentalmente a lograr una mejora de sus prestaciones en cuanto a reducción de la necesidad de mantenimiento, aumento de la vida útil, disminución del volumen, peso y reducción del tiempo de recarga.

En este sentido, las baterías de plomo-ácido de válvula regulada ya son una realidad y abarcan una parte significativa de las aplicaciones donde se emplean baterías de plomo-ácido. Una de las ventajas fundamentales que aporta esta tecnología es la posibilidad de recombinación de los gases producidos durante las reacciones de sobrecarga, cuando la batería se encuentra próxima a su estado de plena carga. De esta forma se evita la pérdida de electrolito en forma de gases y se reducen las necesidades de mantenimiento de la batería. Es por ello que a este tipo de batería se le denomina “batería libre de mantenimiento” o “batería de recombinación de gases”. También se emplea el término “batería de plomo-ácido sellada” porque para conseguir la recombinación de los gases en el interior de la batería, el contenedor debe estar completamente cerrado y solo permitir el intercambio con el exterior a través de una válvula que abre cuando la presión interior excede determinados límites. Las reacciones electroquímicas que se producen

durante la sobrecarga en una batería de plomo-ácido de válvula regulada, se basan fundamentalmente en el principio de la recombinación.

Las razones fundamentales que mantienen a esta tecnología como una de las más empleadas, son su coste extremadamente bajo con respecto al resto de tecnologías y un proceso de reciclado fácil una vez que termina su vida útil.

Baterías de níquel-cadmio.

Utilizan un cátodo de hidróxido de níquel, un ánodo de un compuesto de cadmio y un electrolito de hidróxido de potasio. Esta configuración de materiales permite recargar la batería una vez está agotada, para su reutilización. Sin embargo, su densidad de energía es de tan solo 50 W-h/kg, por lo que poseen una capacidad media.

En la proximidad al estado de plena carga, se produce un aumento súbito de la tensión en la batería, provocada por un incremento de su resistencia interna, este efecto es conocido como *delta peak* y es utilizado por el cargador para evaluar el final de la carga.

Desde el punto de vista funcional, las baterías de níquel-cadmio superan en sus prestaciones a la tecnología de plomo-ácido (tanto abiertas como de válvula regulada)

Ventajas:

- Tecnología muy establecida.
- Buen comportamiento en un amplio margen de temperaturas (-40 °C a 60 °C).
- Admiten sobrecargas, se pueden seguir cargando cuando ya no admiten más carga, aunque no la almacenan.
- Vida cíclica larga (superior a los 1.500 ciclos, de dos a tres veces lo alcanzado por la tecnología de plomo-ácido).
- Gran robustez ante abusos eléctricos y mecánicos.
- Gran fiabilidad, no fallan de forma repentina como las baterías de plomo-ácido.

A pesar de las ventajas de esta tecnología de batería existen inconvenientes que han frenado su uso más generalizado.

Desventajas:

- Precio elevado, en comparación con las baterías de plomo-ácido.
- Dentro de los componentes utilizados en la fabricación de estas baterías se encuentra el cadmio, elemento altamente contaminante y que obliga a aumentar la eficiencia en el reciclado de estas baterías, una vez que quedan fuera de servicio. En la actualidad existen técnicas para el reciclado total de este tipo de baterías y los esfuerzos encaminados en este sentido están apoyados de forma conjunta por los gobiernos y los grandes fabricantes de baterías.
- Auto descarga de un 10% mensual.
- La tensión nominal es de 1,2 V/celda, un valor bastante bajo por celda, lo que requiere la conexión en serie de un mayor número de celdas para alcanzar una determinada tensión.
- Efecto memoria muy alto.
- Sufren envejecimiento prematuro con el calor.

Baterías de litio

Durante muchos años la batería de níquel-cadmio fue la única opción para aplicaciones portátiles como teléfonos móviles, ordenadores, aeromodelos, etc. En 1990 aparecieron las baterías ion-litio, ofreciendo mayores capacidades y menor peso. Ambas tecnologías reclaman su superioridad sobre la otra, pero es un hecho que las baterías de Ion-Litio han ganado la carrera. Los primeros trabajos para crear una batería de litio se desarrollaron en el año 1912, pero no fue hasta los años 70 cuando la primera batería de litio apareció comercialmente.

Hay que recordar que el litio (Li) es el metal más ligero que existe, ya que al tener únicamente tres protones, su peso atómico es muy bajo lo que ofrece un gran potencial químico para crear baterías de gran capacidad con poco peso. La densidad de energía de una batería de la familia del litio es aproximadamente más del doble que en una batería de níquel-cadmio. El voltaje de una celda de la familia de litio oscila entre los 3.3 a 3.7 Voltios, lo que permite diseñar baterías de una única celda que se utilizan especialmente en teléfonos o aeromodelos de vuelo. Recordemos que para alcanzar un voltaje similar con una batería de níquel-cadmio sería necesario utilizar tres células conectadas en serie. Las baterías de la familia del litio no requieren mantenimiento, cosa que no puede decirse de otras baterías. No tienen efecto memoria y el número de ciclos de descarga es superior a cualquier otra tecnología, hay que tener en cuenta que su estructura es frágil y requieren de un circuito de seguridad. Se hace necesario un circuito que limite el voltaje máximo que puede alcanzar cada célula durante la carga, y también que limite el voltaje mínimo de cada célula durante la descarga.

A continuación se presentan algunos tipos de baterías de litio:

✚ Baterías de polímero de Litio (Li-Po).

La batería de polímero de litio (Li-Po), se diferencia del resto de las baterías por el electrolito usado. El diseño original data de los años 70 usando un polímero sólido como electrolito. Este electrolito se ensamblaba en un recipiente plástico que no conducía la electricidad, y que impedía el paso de electrones. El polímero sólido ofrece ventajas de fabricación, permitiendo alcanzar grosores de 1 milímetro, lo que permite crear baterías con el espesor de una tarjeta de crédito. Las celdas de polímero de litio, utilizan una bolsa flexible de aluminio en lugar de fundas rígidas, esto conlleva un ahorro considerable en el peso y el tamaño que demanda cada celda, un 20% más ligero que el equivalente en pilas cilíndricas. Estas baterías pueden también impulsar la próxima generación de vehículos eléctricos. El costo de un vehículo eléctrico de este tipo es excesivo, pero los defensores argumentan que con el aumento de la producción, el costo de las baterías de Li-Po se reducirá.

Ventajas:

- Pueden reducirse hasta grosores de 1 milímetro.
- Pueden empaquetarse de múltiples formas.
- Alta densidad de energía.
- Poco peso.
- No necesitan mantenimiento.
- Sin efecto memoria.
- Bajo porcentaje de autodescarga.

Desventajas:

- Requiere un circuito de seguridad para mantener los límites de voltaje.
- Almacenar en lugar frío al 40% de su carga.
- Limitaciones en su transporte (compañías aéreas).
- Tecnología en desarrollo.
- Pueden explotar si se perfora.

✚ Baterías de Ion de Litio (con cátodo de LiCoO_2).

Las baterías de litio-ion con cátodo de LiCoO_2 , son comunes en la electrónica de consumo. Se trata de uno de los tipos más populares de baterías recargables para dispositivos electrónicos portátiles, con la mejor relación peso energía, sin efecto memoria y una lenta pérdida de la carga cuando no están en uso. Este tipo de baterías poseen la mayor densidad energética y energía específica del mercado, por el contrario poseen una de las capacidades de descarga más bajas, razón por la cual suelen encontrarse en la mayoría de los aparatos electrónicos que no exigen bruscas descargas de corriente, como es el caso de portátiles, móviles etc.

Ventajas:

- Batería con la mayor densidad energética del mercado.
- Batería con la mayor energía específica del mercado.
- Alta tensión por celda 3.6-3.7v
- No posee efecto memoria.
- Tasas de autodescarga inferior al 10%.
- No está fabricada con productos tóxicos.

Desventajas:

- Problemas de ecualización y necesidad de circuitos electrónicos adicionales.
- Las altas temperaturas son bastante perjudiciales para su ciclo de vida.
- Sufren el efecto de pasivación.
- Capacidad de descarga muy pequeña

Tras analizar las características de cada tipo de batería es evidente que el polímero de litio (Li-Po) es el que mejores prestaciones aporta a los vehículos eléctricos, pues proporciona el mayor voltaje por celda, junto a la mayor capacidad de descarga. Sin embargo, estas son las baterías más delicadas y podrían llegar a ser inseguras, además se necesita un sistema de ecualización para su funcionamiento.

Por otro lado las baterías de ion de litio poseen los valores más altos en energía específica y densidad energética, lo que la hace la mejor opción a la hora de proporcionar autonomía a los dispositivos. Su punto débil para su aplicación en vehículos eléctricos es su escasa capacidad de descarga.

Aunque la mayoría de las características en baterías de Níquel-Cadmio están por debajo del resto de químicas, es la tecnología que mayor durabilidad ofrece ante abusos físicos y electrónicos, también es la que mejor soporta sobrecargas y cortocircuitos, además de poder trabajar en un amplio rango de temperaturas con un gran número de ciclos de vida, por lo que se puede decir que es la más robusta.

A pesar de las mejoras importantes que se han realizado en la tecnología plomo-ácido, actualmente no responden a las exigencias de funcionamiento requeridas para vehículos eléctricos, debido a su baja densidad energética y energía específica. Su permanencia en el mercado se debe fundamentalmente a su bajo precio y por la gran infraestructura que se ha desarrollado para esta tecnología a lo largo de los años. Esta es la principal justificación de que se sigan utilizando en la actualidad.

1.2. IDENTIFICACIÓN DEL PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN.

Actualmente los VEMP son propulsados por motores de corriente continua. Debido a la facilidad de su control se emplean en donde se requieren aplicaciones de velocidad variable aunque no sean muy eficientes. En contraparte los motores de CA son más robustos, tienen menor costo y tamaño, tienen una fiabilidad y rendimiento más altos, y requieren menos mantenimiento. Estas características los hacen ideales para aplicaciones de tracción. Sin embargo, las complicaciones de su control han retrasado su empleo como sistema de propulsión.

Este trabajo se centrará en la investigación y diseño de una fuente bidireccional para poder manejar el flujo de energía en una máquina de inducción trifásica empleada como sistema de propulsión para un VEMP. La complejidad de la fuente a proponer radica en que se necesita una topología CD-CD que sea bidireccional, así como también un convertidor CD-CA bidireccional.

1.3. OBJETIVOS.

1.3.1. Objetivo general.

Diseñar una fuente bidireccional capaz de accionar un motor de inducción trifásico a partir de baterías.

1.3.2. Objetivos específicos.

- Construcción de instrumentación de banco de pruebas.
- Construcción de convertidor CD-CD.
- Construcción de convertidor CD-CA.
- Acoplamiento mecánico de máquinas de inducción.
- Prueba del esquema propuesto de convertidores en modo motor.
- Prueba del esquema propuesto de convertidores en modo generador.
- Desarrollar un esquema de control para accionamiento de convertidor CD-CD.
- Desarrollar un esquema de control para accionamiento de convertidor CD-CA.

1.4. JUSTIFICACIÓN

En la actualidad existe la necesidad de reducir las emisiones de gases de efecto invernadero a nivel mundial y en todas las actividades que se desarrollan para subsistir, una de las actividades que más ha cobrado importancia en este rubro es el transporte, si se considera que los vehículos con motor de combustión interna aportan una cantidad considerable de contaminantes, son necesarias formas alternas de movilidad que sean sustentables en costo y además amigables con el medio ambiente.

Como ya se ha mencionado una alternativa inteligente de movilidad son los vehículos eléctricos de movilidad personal, convencionalmente estos utilizan motores de corriente directa (MCD) debido a la facilidad de su control. Sin embargo no son la mejor opción como sistema de propulsión, ya que se sabe existen alternativas en motores eléctricos que superan las capacidades y ventajas del motor de CD; como en el menor costo, menor tamaño, mayor fiabilidad y rendimiento, e incluso en el menor mantenimiento, tal es el caso de los motores asíncronos. Hoy en día con el desarrollo de la electrónica de potencia no se justifica el desaprovechar las ventajas de un motor de inducción por el hecho de la complejidad en su control, ya que se dispone del desarrollo y la experiencia en convertidores de potencia para accionar una carga de CA, además existen diversas herramientas digitales económicas y de código abierto tales como FGPAs y microcontroladores, que permiten el desarrollo del control de este tipo de motores.

A pesar de que en los últimos años se han desarrollado baterías con mayor capacidad y un ciclo de vida mayor, todavía no se logra satisfacer los requerimientos energéticos de un vehículo eléctrico. En este sentido, la recuperación de energía mediante el frenado regenerativo, es la clave para aumentar la disponibilidad energética en el banco de baterías y con ello lograr una mayor autonomía en el vehículo. Es por tal motivo que se propone aprovechar la propiedad bidireccional de la máquina asíncrona, es decir su propiedad regenerativa, esto mediante la aplicación de convertidores de potencia bidireccionales, que permitan el intercambio de potencia entre la fuente y la máquina de inducción.

Se pretende bajo la presente investigación lograr el desarrollo de convertidores de potencia que permitan el manejo de energía bidireccional en un motor de inducción trifásico, esto para su eventual aplicación como sistema de tracción en VEMP y así contribuir al desarrollo de éstos como también incrementar su autonomía.

1.5. ESTADO DEL ARTE

El voltaje en el banco de baterías del vehículo está determinado por el número de baterías conectadas en serie, debido a restricciones de espacio en el VEMP se considera un máximo de 8 baterías de 12 volts apiladas en serie (96 V), sin embargo es deseable poder operar el motor de inducción con el mínimo de baterías posibles, se deja abierta la posibilidad de dos voltajes a la salida del banco de baterías 48V o 96V, por lo tanto se exploró en la literatura topologías que brinden una alta ganancia (entre 3 y 7), mínimo de componentes y una potencia mínima de 500 W. Primero se analizan las topologías no aisladas reportadas y posteriormente se analizan topologías aisladas.

1.5.1. Topologías no aisladas

En [5-7] se reporta la topología reductor-elevador bidireccional mostrada en la Fig. 1.7, este convertidor está conformado por un convertidor tipo reductor y uno tipo elevador conectados en paralelo, se cuenta con dos interruptores con un diodo en antiparalelo cada uno, pertenecientes a un diferente modo de operación. Los interruptores permiten pasar de un modo de operación a otro, ya que el modo de operación depende directamente del interruptor utilizado, y con los diodos se obtiene la bidireccionalidad que se necesita. Debido a la aplicación que se le dará al convertidor, los dos modos de operación nunca trabajaran de forma simultánea.

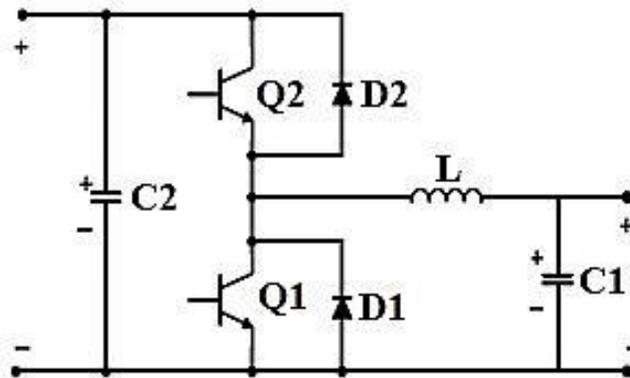


Fig. 1.7. Convertidor reductor-elevador bidireccional

En [8] se reporta la construcción un convertidor reductor-elevador bidireccional a una potencia de 1 kW con una eficiencia del 96.4 %, su ganancia máxima es de 4.

En [9] con la finalidad de reducir el rizo de corriente de salida, disminuir la densidad de potencia y obtener una mayor eficiencia que un convertidor de una sola etapa, se propone un convertidor reductor-elevador bidireccional multifase (véase Fig. 1.8), a diferencia del convertidor presentado en la Fig. 1.7 esta topología mejora el rendimiento del convertidor de una sola etapa ya que divide la corriente total en diferentes fases. En [10] se construyó un

convertidor reductor-elevador bidireccional multifase de 30 kW con una eficiencia del 96.3%, su ganancia fue de 3.5

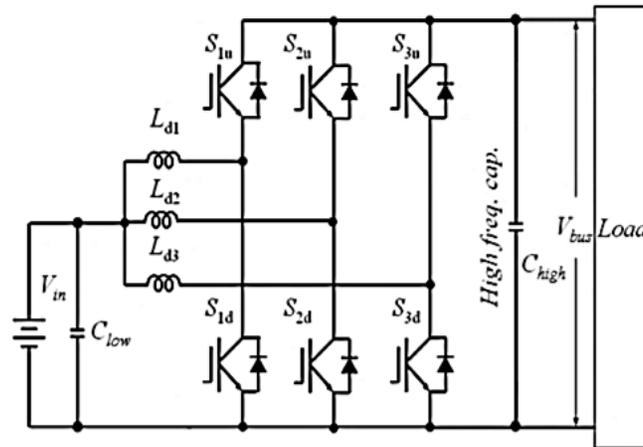


Fig. 1.8. Convertidor reductor-elevador bidireccional multifase.

En [11] se hace un estudio comparativo de las dos topologías anteriores y un nuevo convertidor, el convertidor bidireccional reductor-elevador de tres niveles (véase Fig. 1.9).

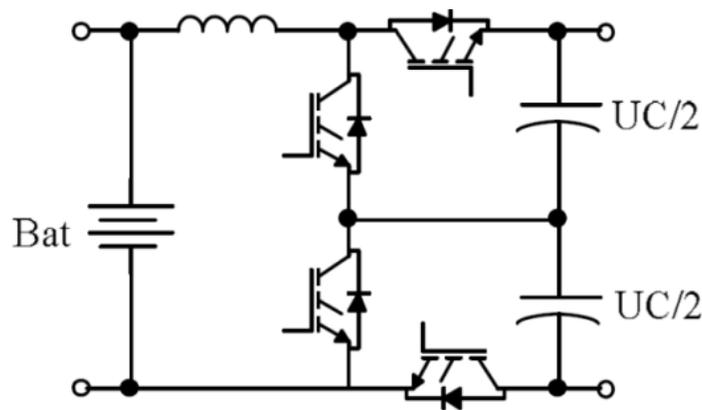


Fig. 1.9. Convertidor reductor-elevador bidireccional de tres niveles.

A pesar de que esta topología utiliza 4 interruptores, tiene la mejor eficiencia logrando un 98 % probada a 1kW, además es caracterizada por bajos esfuerzos de voltaje en interruptores, y los capacitores e inductores son especialmente pequeños. Sin embargo su ganancia sigue siendo inferior a 4 al igual que las topologías antes analizadas. En [12] se reporta la construcción de un convertidor reductor-elevador de tres niveles. Logrando una potencia de. 10 kW con eficiencia del 97.7%, y con ganancia de 4.1, como lo es esperado con esta topología.

1.5.2. Topologías aisladas

En [13-14] se presenta el convertidor doble puente completo bidireccional sin bobina (véase Fig. 1.10)

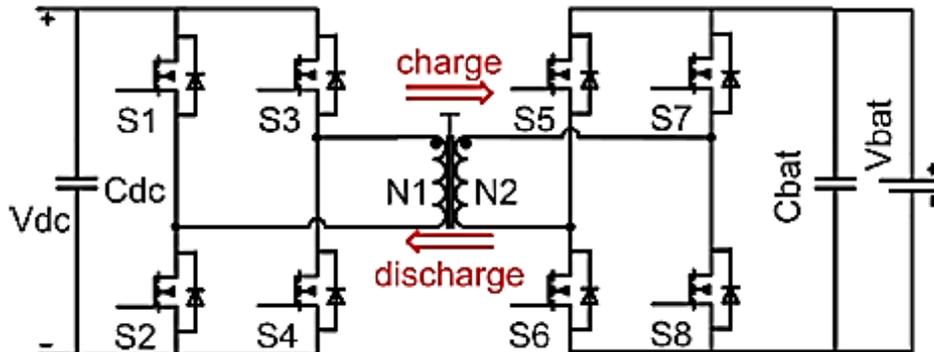


Fig. 1.10. Convertidor doble puente completo bidireccional sin bobina.

Se trata de un convertidor bidireccional utilizando dos puentes completos y un transformador. La característica principal de éste convertidor es que no tiene bobina, en esta topología la única impedancia inductiva que aparece en el convertidor aparte de la inductancia magnetizante del transformador, es la inductancia de dispersión con la que cuenta el mismo.

Según [13] Las principales ventajas de ésta topología son:

- Cantidad reducida de elementos en el convertidor, ya que únicamente cuenta con los interruptores de ambos puentes y con dos filtros.
- Se pueden tener conmutaciones a tensión cero (ZVS) para una razonable tensión de entrada y un amplio rango de carga de salida.
- Alta densidad de potencia, ya que esta topología ha sido utilizada por el autor en aplicaciones de decenas de kilowatts.

Sus principales desventajas son:

- Complicado diseño del transformador, ya que se tiene que utilizar alguna técnica avanzada para asegurar la obtención de la inductancia de dispersión deseada. Esto ocasiona que se tenga que pagar un alto costo en el diseño del transformador.
- Frecuencia variable lo cual supone mayores problemas de EMI y que además en algunas aplicaciones no se permite su utilización.

En [13], [14] y [16] se reporta también el convertidor medio puente/push-pull bidireccional (véase Fig. 1.11). Se menciona que es factible utilizar esta topología en aplicaciones de vehículos híbridos que tengan un bus de alta tensión con celdas de combustible. Pero no se puede arrancar con tensión de salida cero en los condensadores. Se debe adicionar un elemento para disipar energía cuando el convertidor funciona en modo elevador. Al mismo tiempo, es necesario un mecanismo de activación y desactivación de este elemento resistivo.

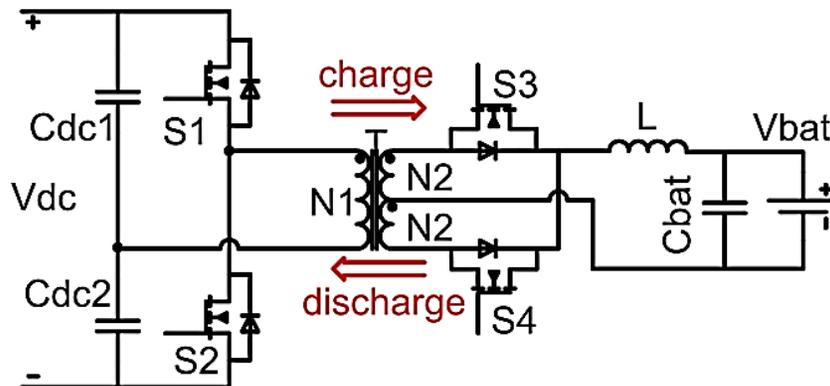


Fig. 1.11. Convertidor medio puente/push-pull bidireccional.

De entre las principales ventajas de esta topología se pueden mencionar las siguientes:

- Reducida cantidad de elementos en el convertidor, consiguiendo que el costo por componentes sea muy bajo.
- Se pueden tener conmutaciones a tensión y corriente cero (ZVZCS) sin la necesidad de más elementos en el convertidor.

Sus desventajas son:

- Los esfuerzos de tensión en los interruptores del primario es dos veces la tensión de entrada, y en los interruptores del secundario es dos veces la tensión de salida, esto supone una limitación a la hora de analizar las posibles aplicaciones del convertidor.
- Aunque el autor no lo menciona, es complicado el diseño del transformador, ya que la inductancia de dispersión juega un papel importante en el diseño del convertidor para el control del flujo de energía del primario al secundario.
- No se puede arrancar con tensión de salida cero en los condensadores para el modo elevador.

En [17-19] se propone un convertidor bidireccional puente completo/push-pull. Este se trata de un convertidor puente completo en el primario del transformador, en el secundario se hace funcionar un convertidor push-pull alimentado por corriente, su principio de operación es sencillo; cuando opera el puente completo el convertidor funciona como reductor y en la dirección opuesta (funcionando como push-pull) funciona como elevador.

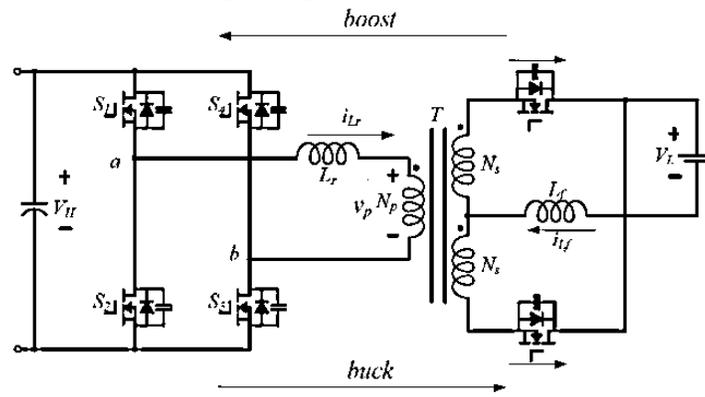


Fig. 1.12. Convertidor puente completo / push-pull bidireccional.

Se puede observar que al no tener los capacitores como el medio puente mostrado en la Fig. 1.11, este puede arrancar en modo elevador desde voltaje cero.

De entre las principales ventajas de ésta topología se pueden mencionar las siguientes:

- Alta densidad de potencia.
- Elevada ganancia.
- Puede arrancar en modo elevador desde voltaje cero.

Sus desventajas son:

- Elevada cantidad de elementos de conmutación, así como de circuitos para su accionamiento.
- Los esfuerzos de tensión en los interruptores del secundario (push-pull) es dos veces la tensión de salida.
- Se debe tener especial cuidado en el diseño del transformador del convertidor push-pull debido a que discrepancias en las bobinas del secundario llevarían a la eventual saturación del núcleo del transformador.
- Ligado al punto anterior se debe también tener cuidado en que los interruptores del devanado con tap central operen de la manera más simétrica posible (tiempos de conmutación idénticos).

1.5.3. Conclusiones del estado del arte

- De las topologías no aisladas bidireccionales estudiadas se pudo observar que ninguna tiene una ganancia arriba de 4.2, por lo que este parámetro no es relevante en la comparación de las tres topologías no aisladas, en cambio se comparará la potencia máxima que puedan desarrollar, su eficiencia, su número de componentes, costo y complejidad de su implementación:

La topología reductor-elevador bidireccional (véase Fig. 1.7) tiene el menor número de componentes, posee una buena eficiencia, y para la potencia que requiere la investigación no será la necesaria su versión multifase de la Fig. 1.8, ya que los beneficios de esta última serían opacados por la mayor cantidad de componentes y el especial cuidado en la sintonía de las fases, la corriente de diseño podría ser manejada en una sola fase por lo que la topología multifase queda descartada por estar sobrada en capacidad de corriente y no se justificaría su mayor costo.

La versión de tres niveles de la Fig. 1.9 aunque tiene una muy buena eficiencia a altas frecuencias de conmutación, tiene la desventaja de utilizar el doble de interruptores lo que haría más voluminoso y costoso el diseño del convertidor. Al igual que la topología multifase quedaría sobrada para la potencia que se pretende desarrollar, Además, se ha encontrado poca información disponible de esta topología en particular.

- Los sistemas basados en un transformador de alta frecuencia también son una opción interesante ya que tienen aislamiento entre la carga y la fuente de energía. Desde el punto de vista de mejorar la eficiencia sin aumentar la complejidad del sistema, la arquitectura sin transformador es más atractiva, sin embargo con las versiones aisladas se tiene una mayor ganancia. Es por esta característica que se analizan las topologías aisladas:

La topología puente completo/push-pull bidireccional de la Fig. 1.12, se encuentra entre las topologías aisladas más sencillas para la potencia que se requiere, no presenta el problema del complicado diseño del transformador como en la topología del doble puente completo de la Fig. 1.10, debido a que ésta si tiene una inductancia independiente de la inductancia de dispersión del transformador, además de que tiene menos interruptores lo que deja prever una mejor eficiencia.

La topología del medio puente/push-pull bidireccional de la Fig. 1.11 presenta el problema de no poder iniciar con los capacitores del primario desde voltaje cero en el modo elevador, por lo que se necesitaría circuitos auxiliares para su arranque aumentando el volumen, peso y costo del mismo.

Tomando en cuenta el análisis anterior se decidió trabajar con la topología reductor-elevador bidireccional de la Fig. 1.7, por tener el menor número de componentes, por requerir el menor tiempo de implementación, además de que su construcción física es más económica que cualquiera de las demás topologías aquí analizadas. Aunque se requieren más baterías debido a su ganancia de 4, no se justifica el costo, el tiempo de implementación y la complejidad de desarrollar alguna de las topologías aisladas.

1.6. PROPUESTA DE SOLUCIÓN

Se considera el siguiente esquema de potencia que nos permitirá alimentar al motor de inducción trifásico:

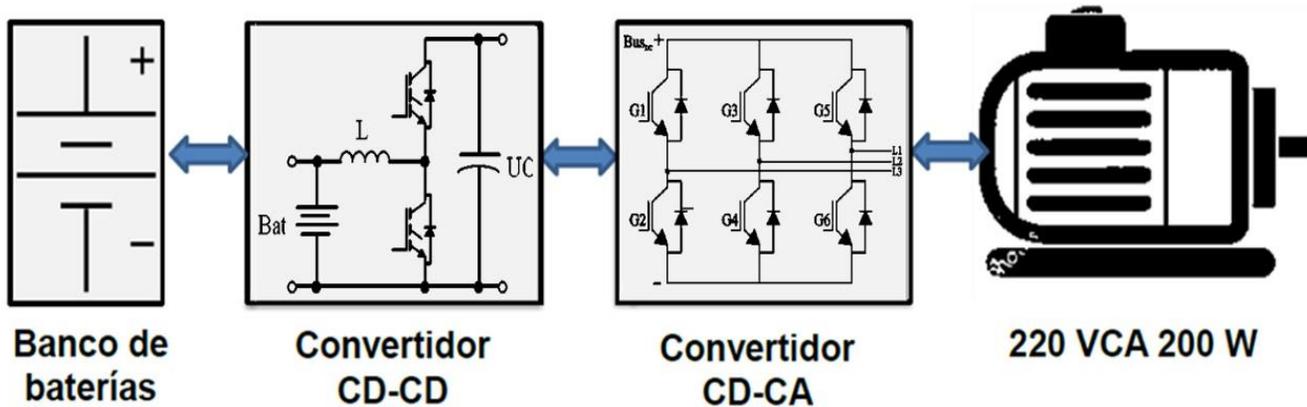


Fig. 1.13. Esquema propuesto de convertidores

En la Fig. 1.13, el bloque presentado como batería representa la fuente principal del VEMP de 96 V de CD, el bloque presentado como convertidor CD-CD representa el convertidor reductor-elevador bidireccional de la Fig. 1.7, el cual adaptará los niveles de voltaje entre el banco de baterías y el convertidor CD-CA, el bloque presentado como convertidor CD-CA representa un rectificador/inversor; este es quien finalmente controlará al motor de inducción. Debido a que existen varios inversores comerciales, se propone la utilización del módulo STK554U3 de ON SEMICONDUCTOR. Por último el bloque de motor representa un motor de inducción trifásico. En un análisis previo a esta investigación [4] sobre fuerza y energía necesarias para mover un VEMP, se considera que son suficientes 200 W para mover un scooter eléctrico y su ocupante con un peso total de 100 kg y a una velocidad aproximada de 30 km/h, es por tal motivo que se propone un motor de dicha potencia de salida.

CAPÍTULO 2

2. CONVERTIDORES DE POTENCIA

2.1. ANÁLISIS Y DISEÑO DE CONVERTIDOR CD-CD

2.1.1. Descripción de la topología reductor-elevador bidireccional.

Este convertidor (Fig. 1.7) tiene la capacidad de elevar voltaje hacia un sentido de potencia y reducirlo en sentido opuesto, se trata de dos convertidores unidos (elevador y reductor), su principal ventaja es que se reduce el número de componentes ya que se comparte el inductor. Los diodos D1 y D2 son representativos puesto que se utilizaron los diodos parásitos de los MOSFETs. Los capacitores corresponden a la salida de cada convertidor y son utilizados para filtrar el voltaje de salida. Para aplicaciones autónomas, como es el caso en este trabajo, se debe tener especial cuidado en qué modo de operación del convertidor se descarga el banco de baterías, esto con el fin de evitar corriente pulsante que acortaría drásticamente su vida útil. En esta investigación se requirió una topología que aumentara el voltaje del banco de baterías, por lo que las baterías se sitúan a la entrada del convertidor elevador y con esto se evita la demanda de corriente pulsante.

2.1.2. Ecuaciones de diseño de topología reductor-elevador bidireccional.

A continuación se presentan las ecuaciones necesarias para el cálculo de los componentes en un convertidor reductor [\[20\]](#).

$$\text{Ganancia} = M = \frac{V_o}{V_i} = D \quad (\text{Ec. 1})$$

$$L = \frac{(V_{in} - V_o)DT_s}{\Delta i_L} \quad (\text{Ec. 2})$$

$$i_L = \frac{DV_{in}}{R} \quad (\text{Ec. 3})$$

$$C = \frac{\Delta i_L}{8\Delta V_c f_s} \quad (\text{Ec. 4})$$

$$I_Q = \frac{V_o}{R} D \quad (\text{Ec. 5})$$

$$I_D = \frac{V_o}{R} (1 - D) \quad (\text{Ec. 6})$$

A continuación se presentan las ecuaciones necesarias para el cálculo de los componentes en un convertidor elevador [20].

$$M = \frac{1}{1-D} = \frac{V_o}{V_i} \quad (\text{Ec. 7})$$

$$L = \frac{V_{in}DT_s}{\Delta i_L} \quad (\text{Ec. 8})$$

$$i_L = \frac{V_{in}}{R(1-D)^2} \quad (\text{Ec. 9})$$

$$C = \frac{V_oDT_s}{R\Delta V_c} \quad (\text{Ec. 10})$$

$$I_o = \frac{P_o D}{V_o[1-D]} \quad (\text{Ec. 11})$$

$$I_D = \frac{p_o}{V_o} \quad (\text{Ec. 12})$$

2.1.3. Especificaciones y metodología de diseño

Como parámetros de diseño para el modo elevador se toman las especificaciones de la Tabla 2.1:

Tabla 2.1. Especificaciones de diseño modo elevador.

Parámetro	Valores
Voltaje de entrada (Vi)	96 V
Voltaje de salida (Vo)	310 V
Potencia de salida (Po)	500 W
Porcentaje de rizo de corriente en el inductor (Δi_L)	15 %
Porcentaje de rizo de voltaje de salida (Δv_c)	5 %
Frecuencia de conmutación (f_s)	100 kHz

El voltaje de entrada en este modo de operación lo determina el banco de baterías (96 V), el de salida lo determina el voltaje de línea pico del motor de inducción (310 V), con esto se utiliza una ganancia en CD de 3.229 para el convertidor elevador.

Para el diseño se calcula primero el ciclo de trabajo correspondiente, con la ecuación de ganancia (Ec. 7); $D = 0.69$. Con (Ec. 9), se calcula la corriente promedio del inductor; $I_L = 5.208$ A. Se calcula Δi_L en Amperes de acuerdo al porcentaje de diseño; $\Delta i_L = 0.78$ A. Se

calcula Δv_c en Volts de acuerdo al porcentaje de diseño; $\Delta v_c = 15.55$ V. Por ley de Ohm se calcula $R = 193 \Omega$. De la (Ec. 8) se calcula la inductancia:

$$L = \frac{310V * 0.69 * 10\mu S}{0.78A} = 849 \mu H \quad (\text{Ec. 13})$$

De la (Ec. 10) se calcula la capacitancia de salida:

$$C = \frac{310V * 0.69 * 10\mu S}{193 \Omega * 15.55 V} = 712 nF \quad (\text{Ec.14})$$

Como parámetros de diseño para el modo reductor se toman las especificaciones de la Tabla 2.2 :

Tabla 2.2.Especificaciones de diseño modo reductor.

Parámetro	Valores
Voltaje de entrada (Vi)	310 V
Voltaje de salida (Vo)	96 V
Potencia de salida (Po)	500 W
Porcentaje de rizo de corriente en el inductor (Δi_L)	15 %
Porcentaje de rizo de voltaje de salida (Δv_c)	5 %
Frecuencia de conmutación (f_s)	100 kHz

El voltaje de entrada en este modo de operación lo determina el voltaje generado por la máquina de inducción, se toma el voltaje de línea pico nominal de la máquina de inducción (310 V), el de salida lo determina el voltaje del banco de baterías (96 V), con esto se utiliza una ganancia en CD de 0.3 para el convertidor reductor.

Por ley de Ohm se calcula; $R = 18.43 \Omega$. El ciclo de trabajo se calcula mediante (Ec. 1); $D = 0.309$. Se comprueba con (Ec. 2) que el valor del inductor coincida con el modo elevador; $L = 849 \mu H$. Se calcula con 3 (Ec. 3) la corriente promedio en el inductor; $I_L = 5.19$ A. De acuerdo al porcentaje de diseño se calcula Δi_L en Amperes; $\Delta i_L = 0.77$ A, de igual manera se calcula Δv_c en Volts; $\Delta v_c = 4.8$ V. Por último se calcula de la (Ec. 4) el valor del capacitor de salida para este modo de funcionamiento:

$$C = \frac{0.77A}{8 * 4.8V * 100kHz} = 200 nF \quad (\text{Ec.15})$$

Para saber a qué intensidad de corriente estarán sometidos el diodo y transistor en modo elevador: Mediante (Ec. 11) se calcula; I_Q elevador = 3.6 A. Con (Ec. 12) se calcula; I_D elevador = 1.61 A. En modo reductor el esfuerzo de corriente en el transistor de acuerdo a (Ec. 5) es; I_Q reductor = 1.6 A. El esfuerzo de corriente en el diodo de acuerdo a (Ec. 6) es; I_D reductor = 3.6 A.

2.1.4. Simulación de la topología reductor-elevador bidireccional dentro del esquema propuesto de convertidores.

Antes de la realización del convertidor se estudió su comportamiento dentro del esquema mostrado en la Fig. 1.13, esto mediante la simulación de todas las partes que lo conforman en el software simulink, la Fig. 2.1 muestra la simulación en modo motor, en esta todos los componentes del esquema se accionan para trabajar a la máquina de inducción como motor.

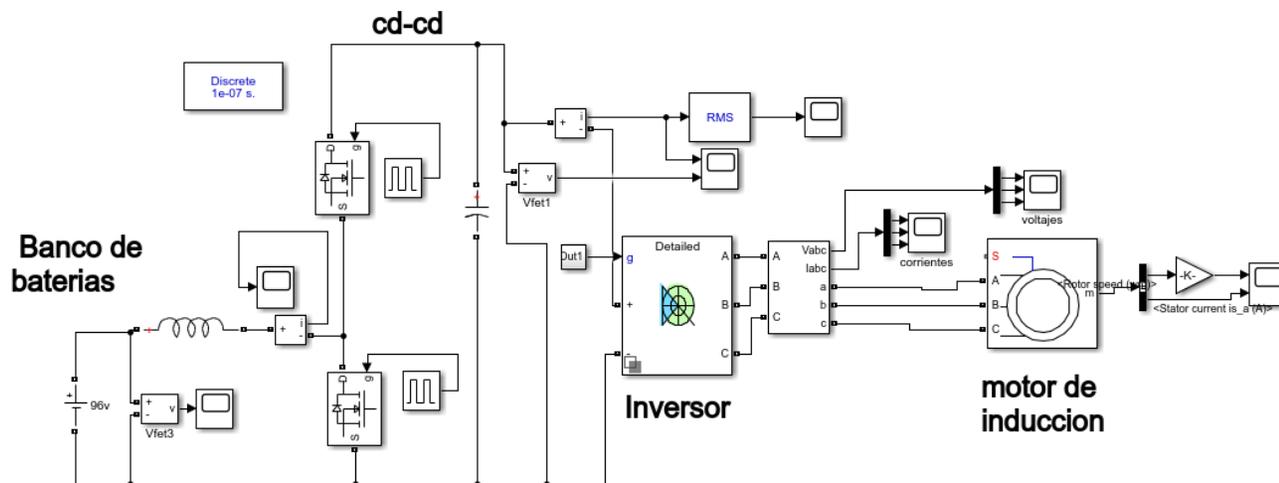


Fig. 2.1. Simulación del esquema propuesto de convertidores como motor.

Para efectos de comparación con trabajos previos, desarrollados con baterías plomo-ácido, se toman los parámetros típicos de este tipo de baterías, aunque como ya se analizó en la sección 1.1.3 las mejores baterías para tracción eléctrica son del tipo Li-Po.

Los parámetros para la simulación se introducen mediante el bloque *battery* del software simulink y se muestran en la Tabla 2.3.

Tabla 2.3. Parámetros típicos de batería plomo-ácido

Plomo-ácido	
Voltaje nominal	12 V
Voltaje de carga máximo	14 V
Capacidad nominal	0.1 mAh
Carga inicial de la batería	100 %
Voltaje de corte	10.5 V
Resistencia interna	125 uΩ

Para efectos de la simulación se elige una capacidad nominal muy baja con el fin de poder observar los efectos en cada parte del esquema propuesto de convertidores ante su descarga. Debido a que es necesario alcanzar un voltaje a la entrada de convertidor CD-CD de 96 V es necesaria la conexión en serie de 8 baterías de este tipo.

El convertidor CD-CD bidireccional se configura como elevador por lo que el MOSFET que conmuta es el inferior con un ciclo de trabajo del 69 % y una ganancia en cd de 3.229, con el objeto de elevar el voltaje de 96 V a 310 V y así lograr, a la salida del inversor, un voltaje de línea cercano a 220 Vrms para alimentar al motor de inducción.

Al inversor se le aplica la modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM) con un índice de modulación de 95 %, una frecuencia en portadora de 5 kHz y una frecuencia en señal moduladora de 60 Hz.

Se toman los parámetros de un motor de inducción trifásico modelo BHI62S-A mostrados en la Tabla 2.4, con el fin de introducirlo al software *simulink* mediante el bloque *Asynchronous machine SI Units*.

Tabla 2.4. Especificaciones de motor BHI62S-A

BHI62S-A	
Voltaje de línea nominal	220 Vrms
Frecuencia nominal	60 Hz
Corriente de línea nominal	0.95 A
Velocidad síncrona	1800 rpm
Velocidad nominal	1600 rpm
Torque nominal	1.18 N · m
Factor de potencia	0.8

Dicho bloque lleva consigo un estimador de parámetros internos del motor, los cuales se calculan a partir de las especificaciones de la Tabla 2.4.

Los parámetros a calcular son:

- Resistencia de estator
- Inductancia de estator
- Resistencia de rotor
- Inductancia de rotor
- Inductancia mutua

La Fig. 2.2 muestra, en el lado izquierdo, los parámetros que se introdujeron a la aplicación tomados de la tabla 2.4, los datos de salida de la aplicación son mostrados del lado derecho, estos serán utilizados por *Matlab* para simular el comportamiento del motor de inducción ante el accionamiento de los dos convertidores y ante la eventual descarga del banco de baterías.

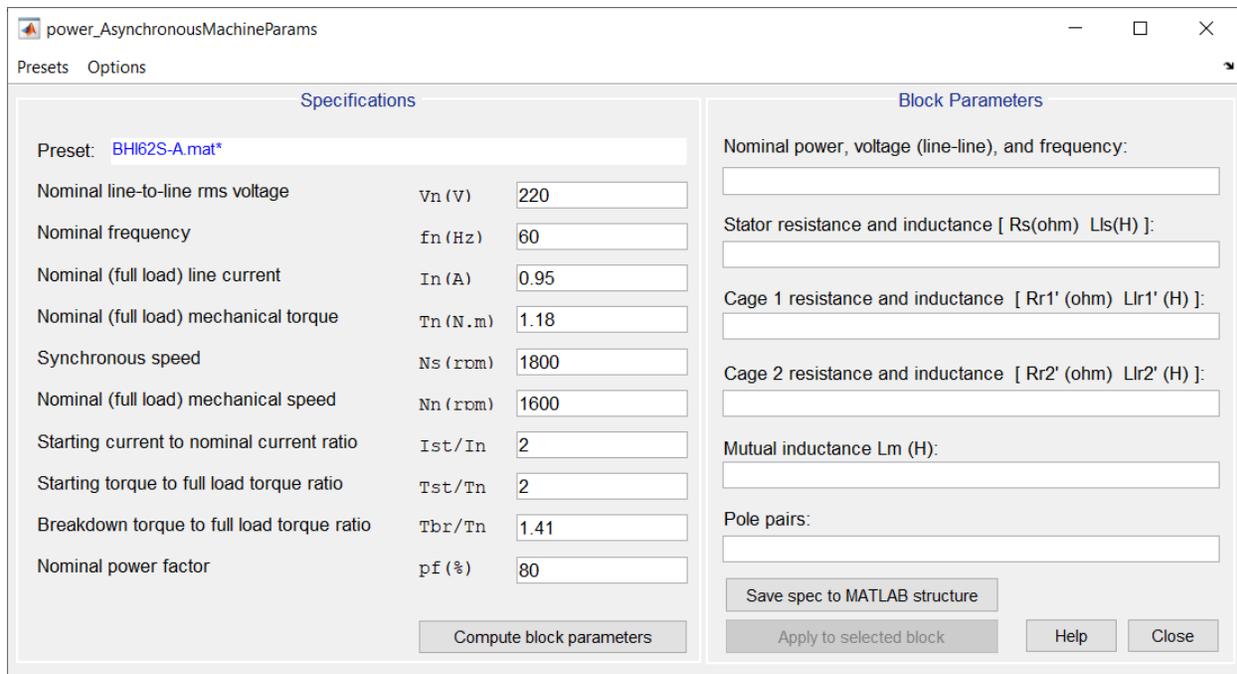


Fig. 2.2. Caracterización de motor de inducción a partir de *simulink*.

En la gráfica de la Fig. 2.3 se puede observar el voltaje de las tres fases a la salida del inversor. En su inicio, se aprecia el arranque del convertidor CD-CD como fluctuaciones de voltaje, también se observa la caída de tensión cuando el banco de baterías llega a su voltaje de corte aproximadamente a los 48 ms.

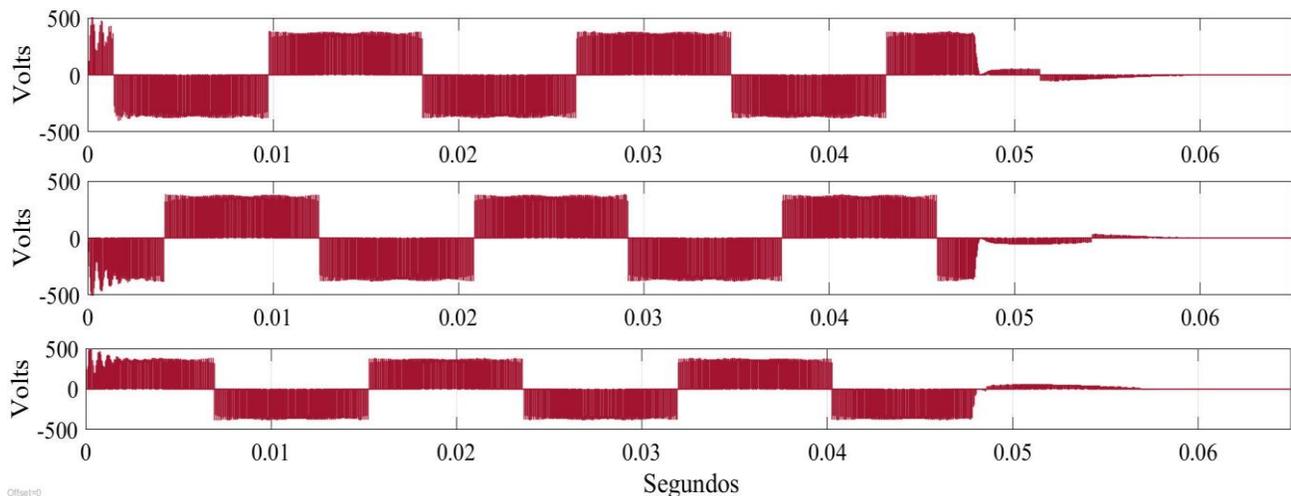


Fig. 2.3. Voltajes a la salida de inversor.

La Fig. 2.4 muestra el voltaje de salida del convertidor CD-CD en modo elevador, después del sobretiro de arranque, el voltaje trata de mantenerse constante hasta el momento en que el banco de baterías llega a su voltaje de corte aproximadamente a los 48 ms.

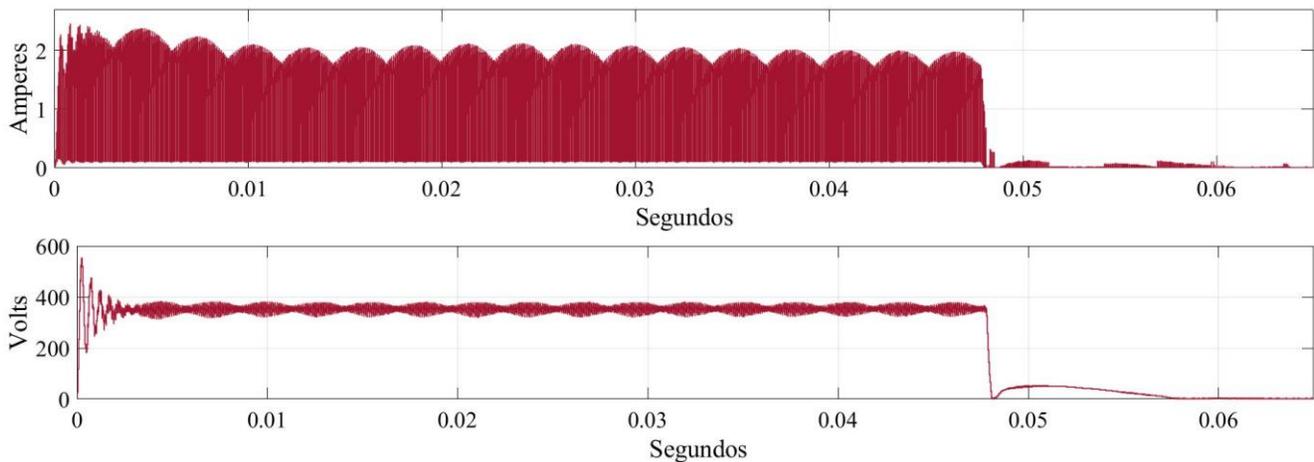


Fig. 2.4. Voltaje y corriente a la salida de convertidor cd-cd como elevador.

Para simular el otro modo de operación de la máquina de inducción (como generador), el banco de baterías se sustituye por una carga resistiva que exigirá 200 W, recordando que el objetivo de la simulación es observar el comportamiento del convertidor CD-CD. Para esta simulación este convertidor trabajara como reductor por lo que el MOSFET que conmuta es el superior y lo hace con un ciclo de trabajo del 51 %.

El inversor ahora trabaja como un rectificador controlado para transformar la corriente alterna, que produciría el generador, en corriente directa utilizable para cargar las baterías. El rectificador controlado permite la variación del voltaje promedio de CD a su salida de acuerdo a las necesidades de la carga, contrario a lo que pasaría si se utilizara un rectificador no controlado donde la salida es un valor constante.

Para efectos de esta simulación se sustituye la máquina de inducción por una fuente trifásica con voltaje pico por fase de 120 V, ya que se prevé que la máquina eléctrica no generará el mismo voltaje que su nominal funcionando como motor. En la Fig. 2.5 se observa la simulación que se realizó para este modo de funcionamiento.

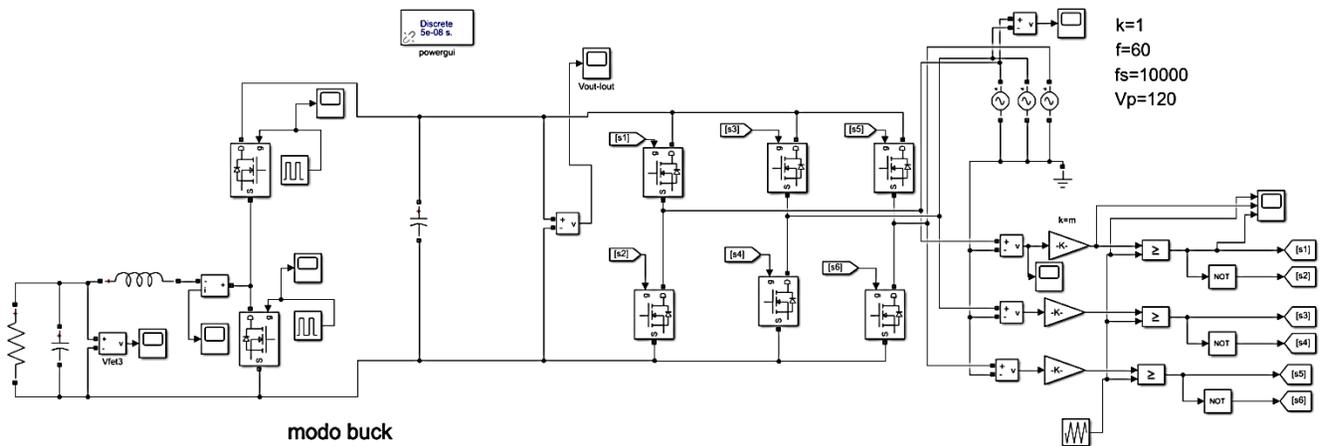


Fig. 2.5. Simulación del esquema propuesto de convertidores como generador

La respuesta del rectificador controlado se muestra en la Fig. 2.6; si se promedia esta forma de onda se obtiene una salida constante muy cercana al voltaje pico de la fuente trifásica (200 V), para este ejemplo la salida del rectificador controlado es la máxima posible dado que la variable de control está en el límite superior ($k = 1$), por lo que el voltaje rectificado que se obtiene es muy cercano al que se tendría en un rectificador no controlado.

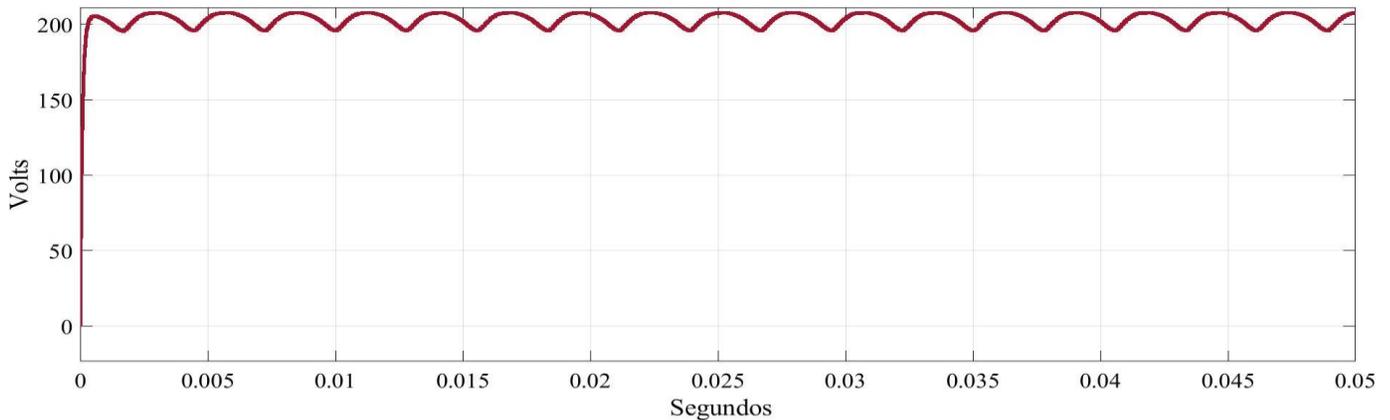


Fig. 2.6. Voltaje a la salida del rectificador controlado.

En la Fig. 2.7 se observa la gráfica del voltaje de salida del convertidor reductor, su valor promedio es cercano a 96 V. Nuevamente no existe un lazo de control cerrado en la simulación para este convertidor. El rizo en el voltaje de salida del convertidor se aprecia en la ventana de aumento de la misma figura, en la cual se midió un periodo de 10 μ s que corresponde a una frecuencia de 100 kHz, con la que se conmuta el transistor superior.

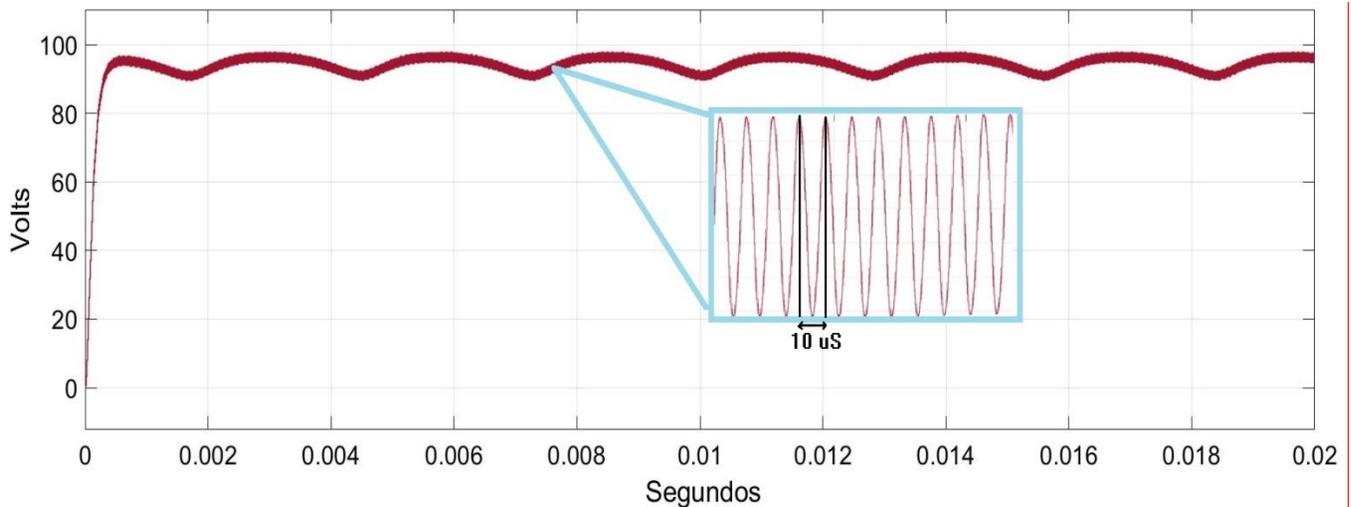


Fig. 2.7. Voltaje a la salida de reductor.

Con estas simulaciones se concluye que el convertidor CD-CD propuesto trabaja correctamente con el resto de los componentes del esquema completo de convertidores, tanto en un sentido de potencia como en el otro. Esto da paso al diseño físico del convertidor que se presenta en las siguientes secciones.

2.1.5. Componentes seleccionados

La topología elevador-reductor bidireccional de la Fig. 1.7 propone IGBTs y agregar diodos en antiparalelo a estos, sin embargo utilizar IGBTs restringe a una baja frecuencia de conmutación y elementos pasivos más grandes. Es por esta razón que se prefieren MOSFET que deben tener buenas prestaciones en su diodo parásito para evitar el uso de diodos externos al cuerpo de este, en la mayoría de los MOSFETs no existe compatibilidad en la velocidad de conmutación entre el transistor y su diodo parásito, por lo que se dedicó tiempo en la búsqueda de un modelo que tuviera tiempos de conmutación compatibles.

En la tabla Tabla 2.5 se muestran los componentes seleccionados para la topología elevador-reductor bidireccional (vease Fig. 1.7), estos satisfacen los valores calculados en la sección 2.1.3:

Tabla 2.5. Componentes seleccionados.

Componente	Valor calculado	Valor comercial elegido	Modelo
Inductor (L)	849 μ H	1000 μ H	1140-104K-RC
Capacitor (C1)	200 nF	200 nF	N13 u2
Capacitor (C2)	714 nF	940 nF	N114819173 u47
D1 y D2 (corriente)	$I_{Diodo} = 3.6$ A	$I_{Diodo} = 30$ A	MOSFET FQA30N40
Q1 y Q2 (corriente, V_{ds})	$I_{Transistor} = 3.6$ A $V_{ds} = 310$ V	$I_{Transistor} = 30$ A $V_{ds} = 400$ V	

El MOSFET propuesto en la Tabla 2.5 fue el primero de tres transistores utilizados. Al intentar conmutar en modo reductor, el cuerpo del MOSFET que trabajaba como diodo se sobrecalentó lo que destruyó las uniones internas del mismo dejándolo inservible.

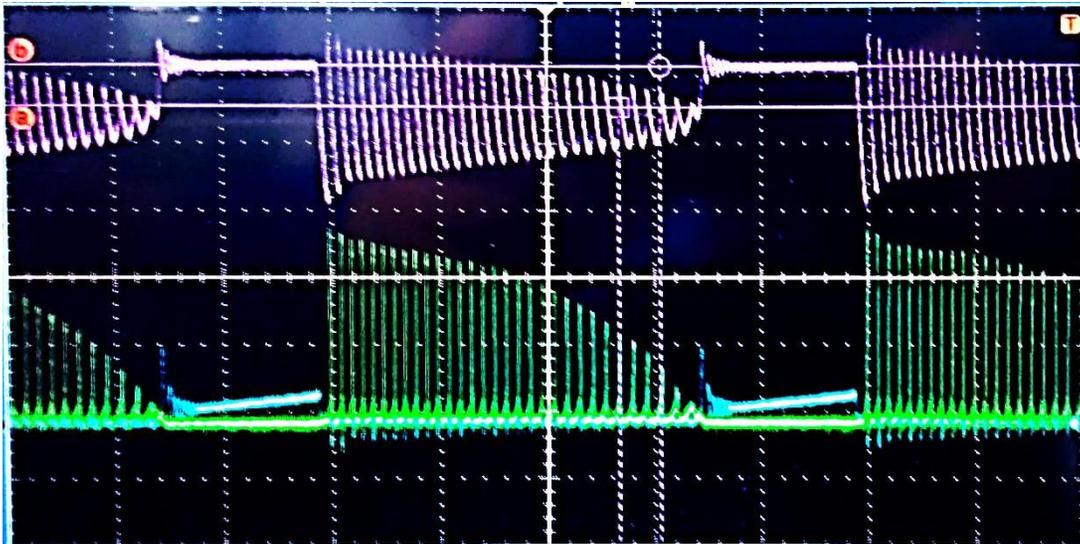


Fig. 2.8. Corriente de diodo y transistor modo reductor (FQA30N40).

Trazo magenta; voltaje en *gate* de MOSFET, trazo cian; corriente de transistor, trazo verde; corriente de diodo.

En la Fig. 2.8 se muestran las corrientes de diodo y transistor del convertidor trabajando en modo reductor, se puede observar que el diodo no conduce la corriente de manera correcta lo que lleva a su eventual calentamiento y destrucción. La captura fue tomada con un voltaje de entrada de 96 V, cuando se aumentó este voltaje a 200 V el diodo dejó de conducir completamente. Se pensó que el daño se debía a que se superó, en el sobretiro del transitorio, el voltaje máximo que podía soportar el FQA30N40 entre las terminales de compuerta y fuente (400 V_{max}), por lo que se decidió sustituirlo por el IRFP460A, el cual cuenta con las características siguientes:

Tabla 2.6. Especificaciones de IRFP460A

IRFP460A	
I_{Diodo}	20 A
$I_{Transistor}$	20 A
V_{ds}	500 V
V_{sd}	1.8 V
T_{rr}	480 ns

Como se puede observar este último transistor soporta mayor voltaje entre compuerta y fuente lo que debería permitir la correcta operación del convertidor, sin embargo al hacerlo

trabajar, el MOSFET que funcionaba como diodo se sobrecalentaba quedando inservible. Esta vez se quiso descartar problemas en la placa y se sustituyó el MOSFET por un diodo rápido modelo R860P2, los resultados fueron excelentes y se analizaron todas las características de dicho diodo entre las cuales destacan su rápida recuperación inversa de $T_{rr} = 53 \text{ ns}$, con lo cual se llegó a la conclusión que la velocidad de conmutación en el diodo parásito de los MOSFET utilizados no era compatible con la velocidad de conmutación en su transistor, pues el transistor conmuta varias veces más rápido que el tiempo que toma en dejar de conducir el diodo (T_{rr}). Con esto se buscó un transistor que tuviera las mejores características posibles en su diodo parásito tratando de economizar en lo posible, se revisaron distintas tecnologías, por ejemplo; MOSFET *COOLMOS* de *INFINION TECHNOLOGIES*, estos tienen un amplio rango de voltaje (500-950 V) y corriente (1.5-105 A), lo más destacable de estos es su baja resistencia $R_{ds_{on}}$ (17 m Ω en el mejor caso). Al analizar las características de su diodo parásito se encontró que tiene una caída de tensión en directa de ($V_{SD} = 1V$) y el mejor tiempo de recuperación inversa que se encontró fue de ($T_{rr} = 109 \text{ ns}$), más del doble que el diodo físico R860P2 con el que se había demostrado la correcta operación del convertidor, con esta información se descartó esta tecnología por su lenta recuperación inversa.

Se analizó también la tecnología de carburo de silicio (SiC) de *CREE WOLFSPEED*, esta tiene un amplio rango de voltaje (900-1700 V) y de corriente (4.9-450 A), su resistencia mínima $R_{ds_{on}}$ en algunos modelos es de 22 m Ω , más grande que la tecnología COOLMOS. Las características del diodo parásito en MOSFET SiC son especialmente interesantes; su tiempo de recuperación inversa mínimo en algunos modelos es de ($T_{rr} = 24 \text{ ns}$), menos de la mitad que el diodo físico R860P2 con el que se había demostrado la correcta operación del convertidor, Sin embargo su caída de tensión en directa en los modelos con T_{rr} bajo es de ($V_{SD} = 4.8V$) lo que podría significar grandes pérdidas por conducción en el diodo.

Considerando estos datos se decidió emplear esta tecnología y se buscó un modelo que estuviera acorde con las necesidades, se consideró un costo que se justificara con el doble propósito del MOSFET (como diodo e interruptor) y se eligió el modelo C2M0080120D que cuenta con las siguientes características:

Tabla 2.7. Especificaciones de C2M0080120D

C2M0080120D	
I_{Diodo}	36 A
$I_{Transistor}$	36 A
V_{ds}	1200 V
V_{sd}	3.1 V
T_{rr}	32 ns

El transistor elegido está sobredimensionado en la tensión y corriente que soporta (son necesarios 310 V y 3.6 A), sin embargo, se tuvo que elegir debido a las excelentes características en su diodo parásito, El C2M0080120D tiene una resistencia interna baja de $R_{ds(on)} = 80 \text{ m}\Omega$ y presenta mayor velocidad de conmutación que transistores convencionales.

Al accionar el convertidor en modo reductor con los dos MOSFET SiC, uno trabaja como transistor y otro como diodo, sus corrientes se pueden observar en la Fig. 2.9 donde se aplica un voltaje de entrada al convertidor de 300 V y un ciclo de trabajo del 30% en la señal de puerta del MOSFET, de acuerdo a [20] estas formas de onda son correctas para un convertidor reductor, con esto se descartan fallas por conmutación en el convertidor y se procede a las pruebas presentadas en capítulos posteriores.



Fig. 2.9. Corriente de diodo y transistor modo reductor (C2M0080120D).

Trazo cian; voltaje en *gate* de MOSFET, trazo verde; corriente de transistor, trazo magenta; corriente de diodo.

El convertidor se diseñó en el software *proteus 8.7*, en la figura Fig. 2.10 se muestra cada componente seleccionado de la Tabla 2.5, se observan también borneras (CON3 y CON4) que permitirán la conexión de alimentación y carga del convertidor, la bornera denominada CON5 permite tener acceso a la corriente del inductor para futuras pruebas, J1 y J2 son las terminales para los impulsores externos.

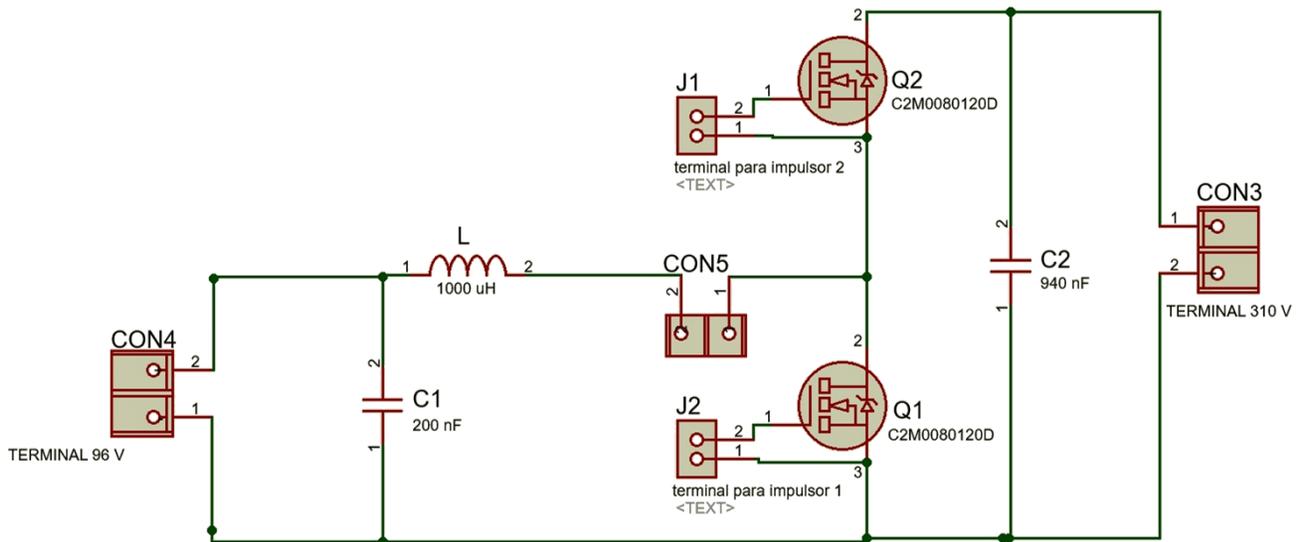


Fig. 2.10. Esquemático de convertidor CD-CD

La placa PCB diseñada en el software *proteus 8.7* se muestra en la Fig. 2.11, como se puede observar es un diseño a doble cara, lo cual permite ubicar los semiconductores en la cara inferior con el fin de tener espacio suficiente para los disipadores de calor. Las terminales de los impulsores (J1 y J2) se dispusieron en la cara superior con el fin inyectar los pulsos a la compuerta del MOSFET lo más cercano posible. En el ANEXO B. PCBS: CONVERTIDOR CD-CD Y SENSOR DE VOLTAJE. Se muestran las capas superior e inferior del PCB preparadas para impresión.

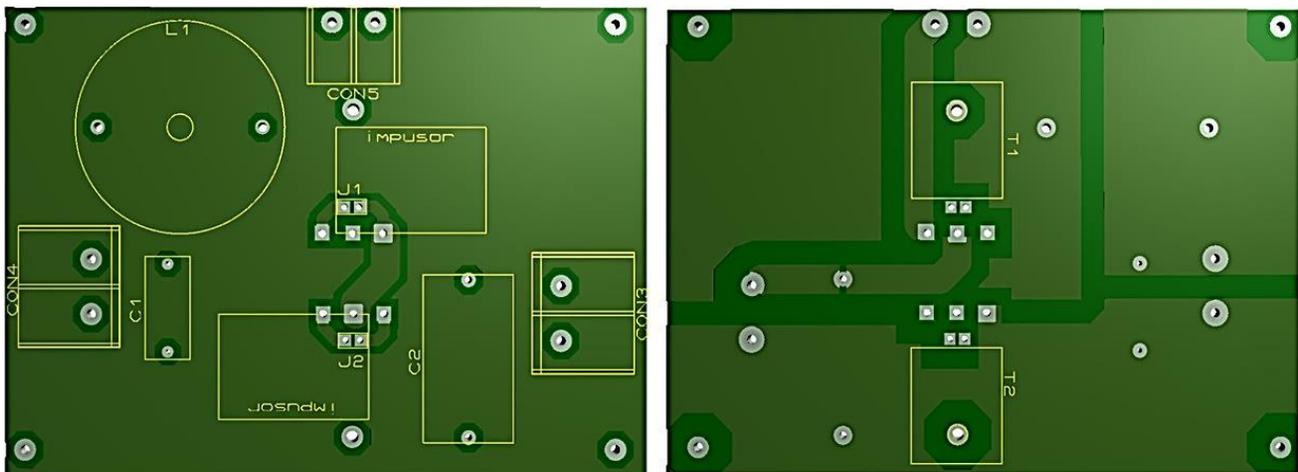


Fig. 2.11. Diseño de PCB de convertidor CD-CD.
Imagen izquierda; cara superior, imagen derecha; cara inferior

Una vez maquinado el diseño del PCB se obtuvo el convertidor mostrado en la Fig. 2.12

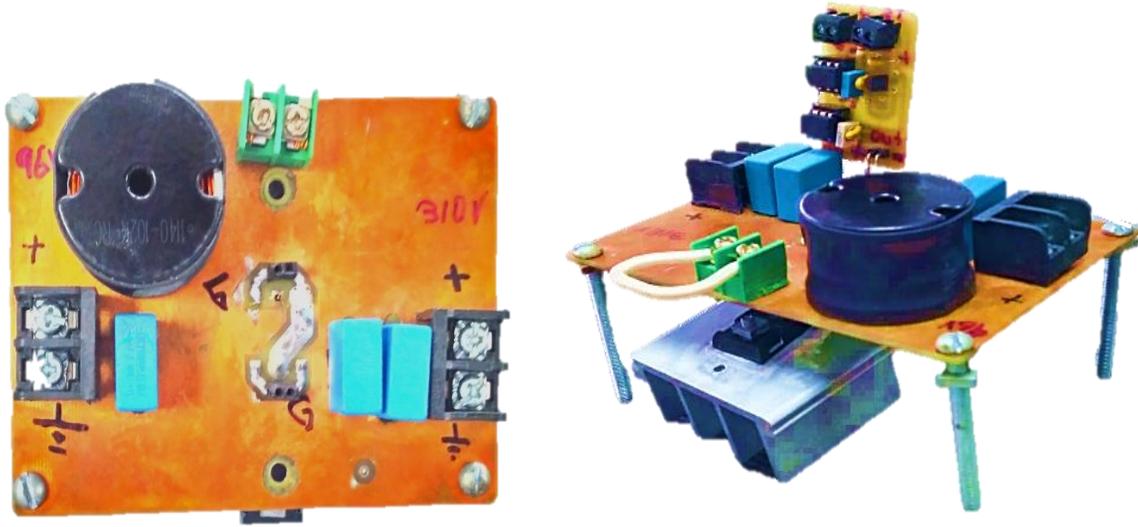


Fig. 2.12. Convertidor CD-CD en físico.

2.2. CONVERTIDOR CD-CA

2.2.1. Módulo STK554U3

El convertidor propuesto es el módulo STK554U3 de On semiconductor mostrado en la Fig. 2.13, es un inversor trifásico con capacidad en corriente de hasta 10 A, cuenta con mecanismos de protección contra sobrevoltaje (OVP) y sobrecorriente (OCP), contiene impulsores para los seis IGBT's e incluye circuito bootstrap para la utilización de una sola fuente en todos los impulsores.

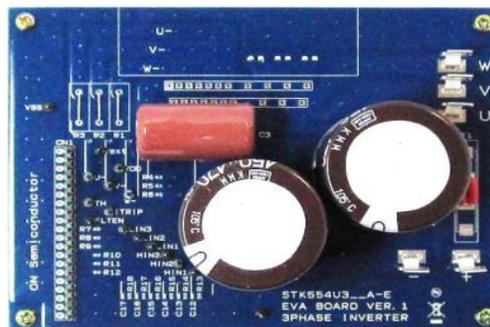


Fig. 2.13. Convertidor CD-CA propuesto.

El fabricante garantiza su correcto funcionamiento como inversor sin embargo en modo rectificador no especifica información, por lo que se procedió primero a la revisión del circuito interno del chip (véase Fig. 2.14) para advertir de posibles protecciones contra retorno de corriente. Como se puede apreciar en el esquemático del integrado no existe alguna limitación física que impida hacer funcionar al convertidor como rectificador.

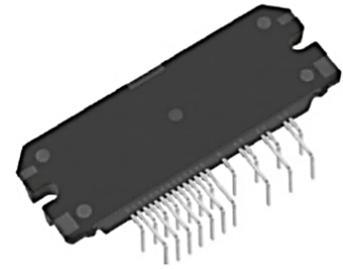
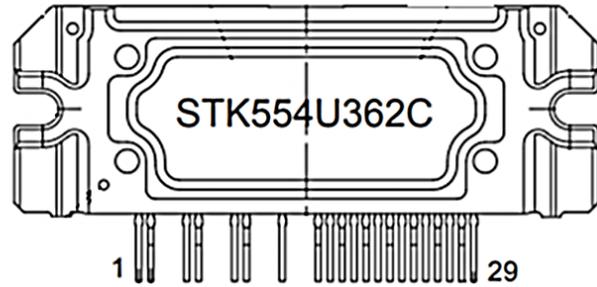
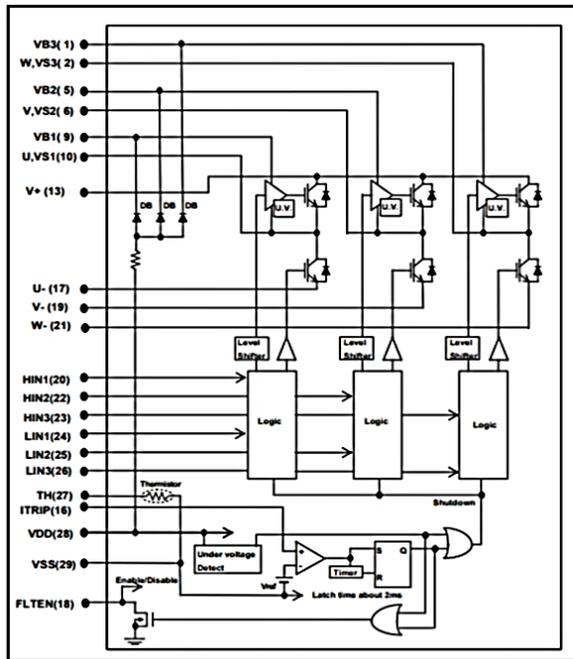


Fig. 2.14. Integrado STK554U362C

2.2.2. Modulación SPWM

Los convertidores CD-CA tienen por objetivo la transformación de tensión CD a tensión CA de amplitud y/o frecuencia variable dependiendo de la aplicación. El proceso de conversión de voltaje se logra mediante la implementación de técnicas de modulación, las cuales actúan sobre un puente inversor monofásico o trifásico. Según las características de estas técnicas, las propiedades de eficiencia en la conversión, contenido armónico de la señal de salida y pérdidas en el puente inversor cambian. Por ejemplo, las técnicas convencionales empleadas, son por recorte de fase, estas generan armónicas cercanas a la armónica fundamental, lo cual hace que los filtros utilizados para eliminarlas sean complejos y costosos. Es por esto, que aparecen técnicas de modulación con las cuales las primeras armónicas se ven desplazadas a frecuencias más altas, lo cual hace que los filtros empleados para la eliminación de las armónicas contaminantes sean de diseño más compacto.

El funcionamiento de la modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM) se basa en la comparación de una señal de referencia a modular y una señal portadora de forma triangular o diente de sierra (véase Fig. 2.15); la comparación generará un tren de pulsos de ancho específico que se utilizarán en la conmutación del puente inversor.

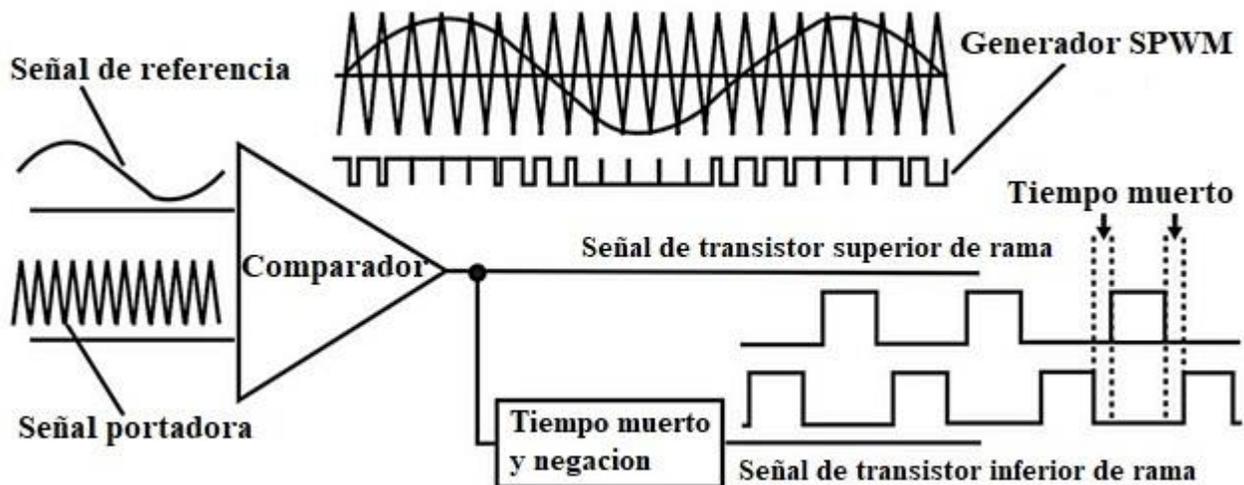


Fig. 2.15. Ejemplo de circuito generador SPWM

La relación entre la amplitud de la señal portadora y la señal moduladora se denomina “índice de modulación” y se representa por M [23].

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (\text{Ec.16})$$

Donde A_r es la amplitud de la señal moduladora y A_c es la amplitud de la señal portadora. El índice de modulación permite obtener tensión rms variable a la salida del inversor. Lo que nos permite modificar la potencia que entrega el mismo a la carga sin mayor complicación.

La relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de la señal moduladora se denomina “índice de frecuencia” y se representa por m_f

$$m_f = \frac{F_r}{F_c} \quad (\text{Ec.17})$$

Donde F_r es la frecuencia de la portadora y F_c la frecuencia de la moduladora. La frecuencia de la portadora debe ser múltiplo de la frecuencia en la moduladora. El índice de frecuencia determina la distorsión armónica de la señal de salida la cual es una medida de su contenido armónico. Esta técnica de modulación genera las armónicas en el rango de las altas frecuencias alrededor del valor de conmutación F_c y sus múltiplos.

Se puede determinar el voltaje pico aproximado de la fundamental de salida (V_{m1}) para el control SPWM, a partir de :

$$V_{m1} = MV_s \quad \text{para } 0 \leq M \leq 1.0 \quad (\text{Ec.18})$$

Para $M = 1$, la (Ec.18) da la amplitud pico máxima del voltaje fundamental de salida como $V_{m1} = V_s$. Pero, V_{m1} puede ser tan alto como $4V_s / \pi = 1.278V_s$ para una salida de onda cuadrada. A fin de aumentar el voltaje fundamental de salida, M deberá aumentarse más allá de 1.0. La operación más allá de $M = 1.0$ se llama sobremodulación. El valor de M en el cual V_{m1} se iguala a $1.278V_s$ depende del número de pulsos por cada medio ciclo p , y es aproximadamente 3 para $p = 7$, tal y como se muestra en la Fig. 2.16. La sobremodulación básicamente lleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas en comparación con la operación en el rango lineal. En aplicaciones que requieren de baja distorsión la sobremodulación suele evitarse.

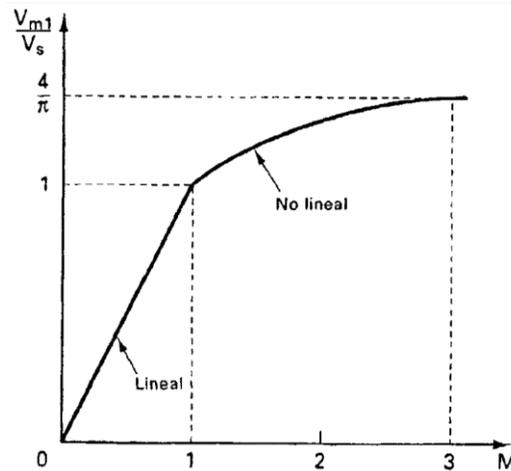


Fig. 2.16. Voltaje pico fundamental de salida en función del índice de modulación.

2.2.3. Control escalar en motor de inducción (Volts/Hertz constante).

Para la presente investigación el control de la velocidad en el motor de inducción de la Fig. 1.13 es de especial importancia, ya que se buscó someter a los convertidores a diferentes puntos de operación para estudiar su comportamiento ante cargas dinámicas. Además para la sección 4.3 se hizo presente la necesidad de variar la velocidad del motor para ajustar la potencia de salida del generador. Es por esto que la técnica de control escalar es relevante en el presente trabajo.

Inicialmente, el motor de corriente directa CD era el más aceptado, debido a su simple esquema de control. El comportamiento de este motor puede describirse mediante una ecuación diferencial de primer orden; una máquina de corriente alterna es mucho más compleja y se comporta como un sistema no lineal de quinto orden.

Los altos costos del motor de CD, su mantenimiento regular y los problemas presentados a altas y muy bajas velocidades (cercanas a cero en el último caso) fueron las limitantes para continuar con el uso de este tipo de motores.

Los motores de inducción emplean un simple pero ingenioso esquema de conversión de energía electromagnética. En los tipo jaula de ardilla el rotor es inaccesible y no existen los elementos de contacto (escobillas) presentes en los motores CD. Esta configuración incrementa su capacidad; además, el hecho de no emitir chispas permite su uso en ambientes explosivos.

El control de velocidad en motores de inducción evoluciona continuamente. El avance se debe al progreso en varias áreas: electrónica de potencia, microelectrónica, sistemas de control (incluyendo inteligencia artificial), materiales magnéticos, sistemas de cómputo, etc.

Una de las estrategias de control más utilizadas es la del control escalar o control V/f constante; ésta tiene como objetivo variar el voltaje de alimentación en proporción a la frecuencia en el motor [24]. Si se observa la (Ec.19), para mantener el flujo constante se debe variar el voltaje en proporción a la frecuencia; a esta conclusión se llega si se despeja el valor del flujo ϕ (véase (Ec.21)).

El voltaje por fase de un motor trifásico está dado por:

$$V(t) = [i(t) \cdot R] + d \frac{\psi}{dt} \quad [\text{V}] \quad (\text{Ec.19})$$

Dado que $\psi = (N \cdot \phi)$, y el voltaje $v(t) = V_p \cdot \text{Sen}(w \cdot t)$, reemplazando en (Ec.19) y despreciando las pérdidas de tiene:

$$d \frac{\phi}{dt} = \frac{V_p}{N} \cdot \text{Sen}(w \cdot t) \quad (\text{Ec.20})$$

Solucionando la (Ec.20) para $W = 2 \cdot \pi \cdot f$, el valor del flujo magnético es:

$$\phi = \left[\frac{V_p}{(N \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)} \right] \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad [\text{Wb}] \quad (\text{Ec.21})$$

La (Ec.21) muestra que mantener el flujo constante sólo es posible si V_p y f varían proporcionalmente. Si la frecuencia aplicada en el estator se disminuye un 30%, mientras que la magnitud del voltaje aplicado a éste permanece constante, el flujo en el núcleo del motor se incrementará en un 30% y la corriente de magnetización también. Si por el contrario, el voltaje aplicado en el estator aumenta y la frecuencia aplicada en él disminuye, entonces el torque máximo disminuye. Una técnica que permite variar en proporción el voltaje aplicado en el estator y la frecuencia aplicada es la modulación SPWM

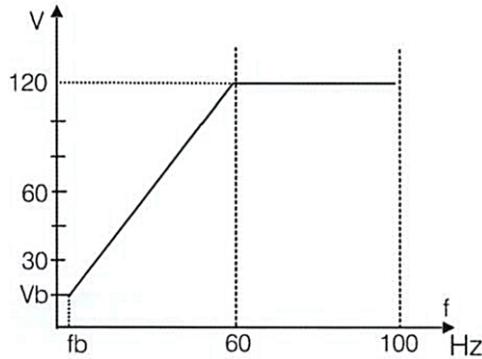


Fig. 2.17. Curva del comportamiento del control V/f constante.

La Fig. 2.17 muestra el comportamiento del control escalar; en ella, V_b es el voltaje mínimo requerido para compensar la caída de voltaje en la resistencia del estator; este voltaje es necesario para que el eje del motor pueda girar a baja velocidad.

2.2.4. Rectificador controlado

La topología del rectificador trifásico de dos niveles que se muestra en la Fig. 2.18 es idéntica a la que utiliza en el módulo STK554U3 de la Fig. 2.14. Se trata de un convertidor fuente de tensión de dos niveles, el cual se puede comportar como rectificador o como inversor en función del sentido que tenga el flujo de potencia. Por tanto, se trata de una estructura completamente bidireccional [25].

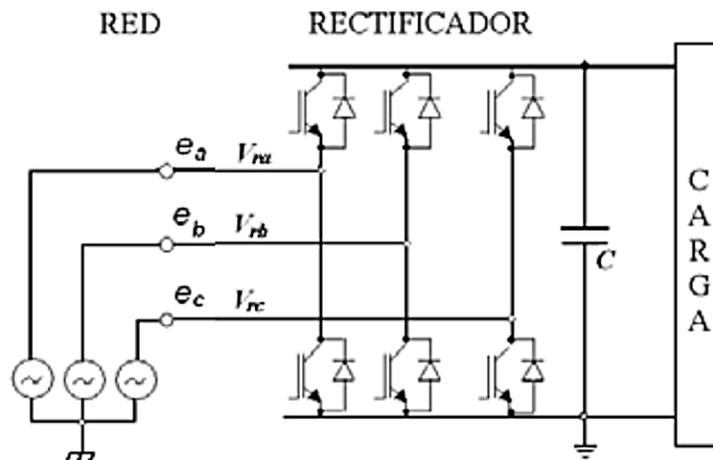


Fig. 2.18. Rectificador trifásico de dos niveles

Cuando la transferencia de energía se presenta de la red eléctrica al bus de continua, reciben el nombre de rectificadores controlados. Esta topología tiene numerosas ventajas frente a los rectificadores no controlados o controlados basados en diodos rectificadores o tiristores, respectivamente. Algunas de estas ventajas son: menor rizado del bus de CD, con condensadores menores, control del flujo de potencias activa y reactiva entre la red eléctrica y el convertidor, reducción de la distorsión armónica de la red eléctrica, control del factor de

potencia de desplazamiento (DPF), compensación de la potencia reactiva. Lo anterior se logra al tener un rectificador activo que trabaja como etapa interfaz, entre la red de suministro eléctrico y la carga CD, principalmente para obtener una corriente en CA con una baja distorsión armónica y en fase con el voltaje de red. Ello significa que en las formas de onda del voltaje y la corriente predominará el armónico fundamental, y los otros armónicos tendrán un valor cercano a cero.

La condición de estar en fase el voltaje de la red con la corriente garantiza un comportamiento resistivo, es decir, potencia reactiva nula, independientemente que la carga CD sea lineal, no lineal, pasiva o activa.

CAPÍTULO 3

3.BANCO DE PRUEBAS

Este capítulo se tratará exclusivamente del desarrollo de un banco de pruebas que permitirá corroborar la capacidad de los convertidores en tracción eléctrica; donde la carga es dinámica. También se podrá evaluar la transferencia de potencia en ambos sentidos por parte de los convertidores.

El banco de pruebas consta de dos máquinas de inducción idénticas, acopladas mecánicamente mediante sus flechas, este se utilizará para realizar las pruebas de potencia bidireccional en los convertidores, además el banco de pruebas consta de un sensor de tensión de CA aislado, con el cual se pretende la medición de voltaje en varios puntos del esquema propuesto de convertidores (véase Fig. 1.13), de modo que se tenga acceso a la variable de voltaje para la aplicación de algún lazo de control.

3.1.ACOPLAMIENTO MECÁNICO DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN

En esta sección se describe el acoplamiento mecánico de las máquinas eléctricas para crear un banco de pruebas el cual nos permitirá operar una máquina como motor y otra como generador.

El motor utilizado en las pruebas es modelo BHI62S-A de ORIENTAL MOTOR CO. LTD, se trata de un motor de inducción trifásico de 2 pares de polos, de 60 Hz y 200 W de potencia. Como primera medida se maquinó, en acero rolado en frío 1018, un acople que permita una sujeción firme entre las dos flechas, el maquinado fue aparentemente exitoso y la sujeción firme (véase Fig. 3.1), la alineación de las flechas está a cargo de 4 varillas roscadas todas a la misma distancia entre ellas. Al accionar el motor el sistema sufría de vibraciones que hacía que los tornillos opresores perdieran su posición. Se analizó la pieza maquinada y se determinó que el orificio donde se posicionan las flechas no estaba concéntrico, lo que producía vibraciones. Fue por este motivo que se decidió dejar de lado esta opción de maquinado.

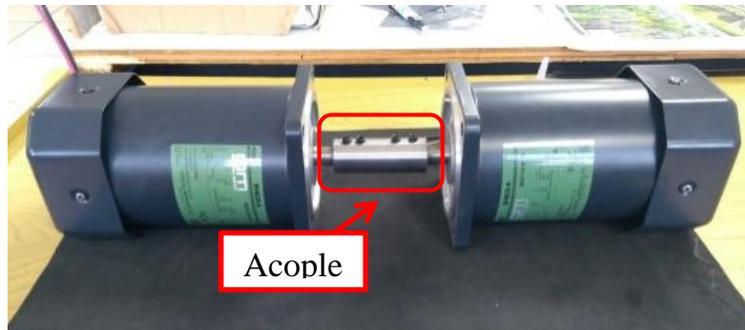


Fig. 3.1. Presentación de acople de acero rolado en frío 1018.

Fue necesario un segundo acople esta vez pre-fabricado, solo se requirió maquinar y ajustar el diámetro del mismo a 14 mm, para esta segunda prueba los resultados fueron exitosos. El banco de pruebas final se muestra en la Fig. 3.2.

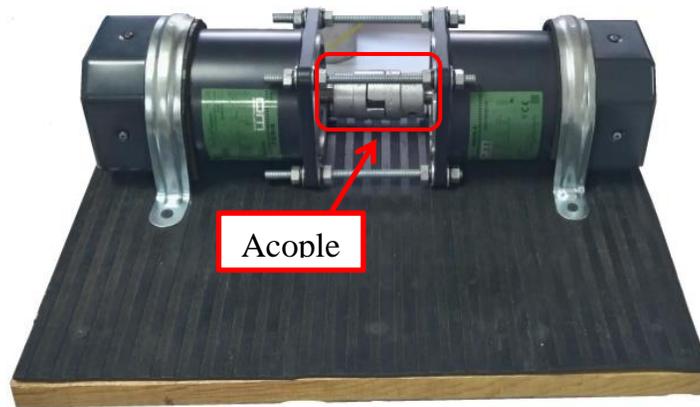


Fig. 3.2. Banco de pruebas utilizado.

Para evitar vibraciones se sujetan ambos motores con abrazaderas a una base de madera recubierta con una lámina de goma. Se tiene un banco de pruebas en el que ambas máquinas eléctricas pueden operar de manera segura y con el mejor acoplamiento posible, reduciendo así las pérdidas mecánicas.

Este banco de pruebas es determinante para las pruebas siguientes, ya que con este podremos imponer una carga mecánica al motor y probar la capacidad de los dos convertidores de potencia ante diferentes valores de carga.

3.2.SENSOR DE TENSIÓN AISLADO

Se construyó un sensor de voltaje aislado con el fin de auxiliar a lo largo de la investigación en diferentes puntos del esquema propuesto de convertidores.

El sensor de voltaje se diseña para poder leer una diferencia de potencial en la entrada de +/- 300V máximo, es decir, se requiere leer un voltaje de CA en la entrada del sensor y, a la salida, obtener un voltaje aislado de CD con rango de 0-5 V y con referencia de polaridad en 2.5 V, de tal manera que pueda ser leído por cualquier plataforma digital que cuente con un ADC. El diseño del sensor se basa en el amplificador aislado HCPL 7800 de Avago Technologies, el cual tiene la capacidad de leer voltajes pulsados con frecuencia de hasta 50 kHz (lo que permite la lectura del voltaje pulsado a la salida del inversor para obtener su valor RMS), y un voltaje de aislamiento máximo de 2500 V. Para acondicionar la señal de salida hacen falta dos etapas que se diseñan con amplificadores operacionales, las cuales se observan en el diagrama esquemático de la Fig. 3.3.

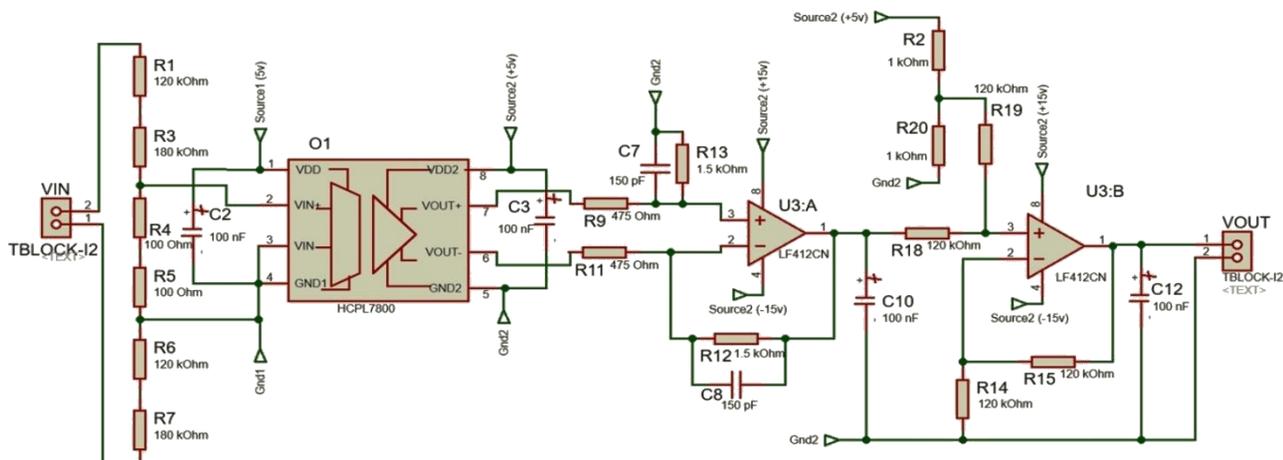


Fig. 3.3. Esquemático de sensor diseñado.

El divisor resistivo que comprenden las resistencias de R1 a R7 tiene la tarea de atenuar el voltaje de entrada del sensor de 600 V a 0.2 V, esto porque el rango de lectura lineal del HCPL 7800 es de 0-200 mV por lo que es necesario atenuar el voltaje de entrada que llega a este, la atenuación es de $\sigma=1/3000$. El HCPL 7800 tiene una ganancia de $\sigma=8$ de acuerdo a su hoja de datos. La primera etapa de acondicionamiento de señales la realiza el amplificador operacional designado en la Fig. 3.3 como U3:A, el cual tiene una configuración de amplificador diferencial, toma la diferencia de potencial de la salida del HCPL 7800 y la representa en su salida como una diferencia de potencial referida a su masa y multiplicada por una ganancia, esto permite la lectura de la tensión diferencial que aparece a la salida del HCPL 7800 con respecto a la tierra del amplificador, su ganancia se configuro en $\sigma=3.157$. La segunda etapa de acondicionamiento de señales la realiza el amplificador denominado U3:B en la Fig. 3.3. El cual tiene una configuración de amplificador sumador con ganancia unitaria, en su salida suma

la señal de entrada más una constante definida en 2.5 V, su propósito es evitar voltajes negativos a la salida del sensor, de manera que aunque en la entrada del sensor haya una señal alterna en su salida siempre habrá una señal de CD. La ganancia total del sensor es $\sigma = 50/5939$, en ((Ec.22) se muestra la ecuación de voltaje de salida del sensor:

$$V_{out} = \left(\frac{V_{in} * 50}{5939}\right) + 2.5 V \quad (\text{Ec.22})$$

En la Fig. 3.4 se observa un valor de entrada al sensor de 256.8 V con este voltaje de entrada de acuerdo a ((Ec.22) la salida se calcula en:

$$V_{out} = \left(\frac{256.8 V * 50}{5939}\right) + 2.5 V = 4.661 V \quad (\text{Ec.23})$$

El valor calculado en (Ec.23) es cercano al voltaje obtenido de manera física en la Fig. 3.4 de 4.652 V.

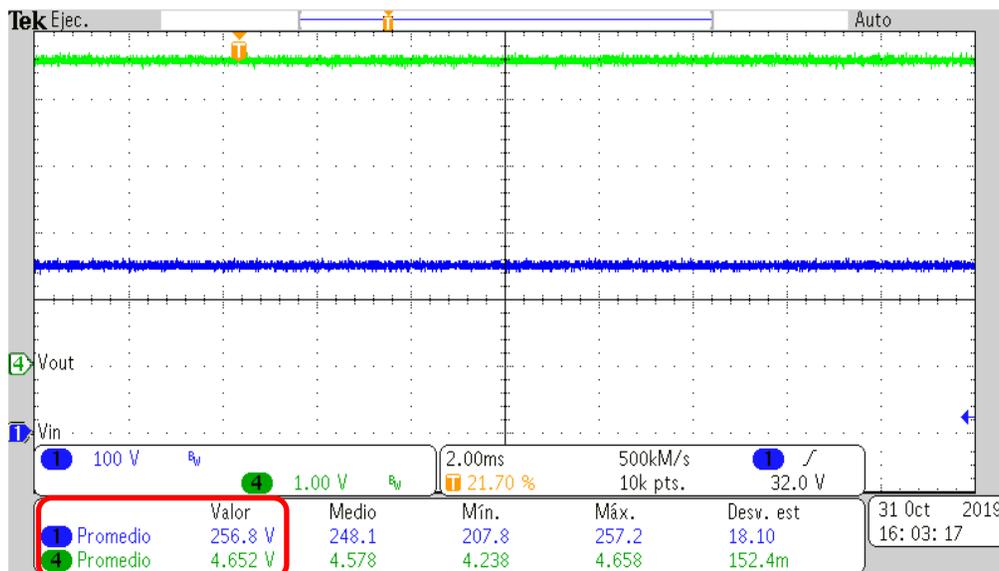


Fig. 3.4. Respuesta del sensor de voltaje.

Trazo azul; voltaje de entrada al sensor, trazo verde; voltaje a la salida del sensor.

El sensor fue pensado para utilizarlo en las diferentes partes del esquema propuesto de convertidores de potencia, es por esto que se diseñó en una placa PCB externa a los convertidores y lo más compacta posible. En la Fig. 3.5 se muestra su diseño realizado en el software *proteus 8.7*, se pueden observar todos los componentes del esquemático de la Fig. 3.3, en la parte inferior está posicionado el integrado HCPL 7800 en su versión montaje superficial. El ANEXO B. PCBs: CONVERTIDOR CD-CD Y SENSOR DE VOLTAJE. muestra la capa inferior del PCB preparada para su impresión.

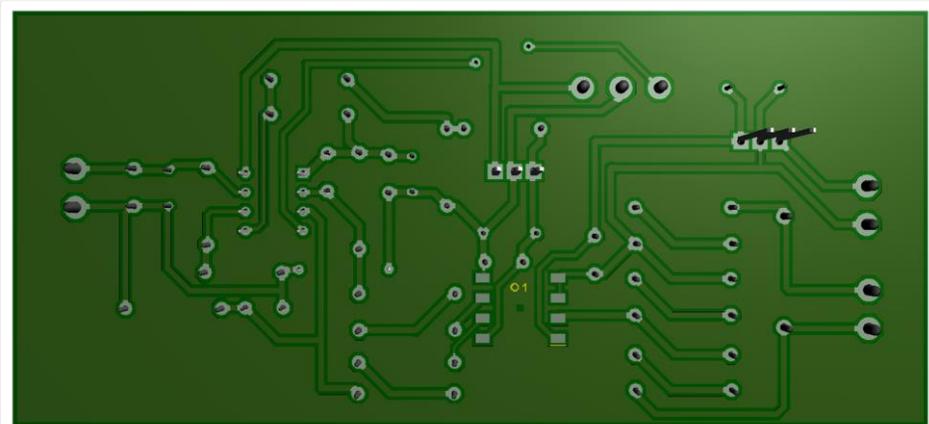
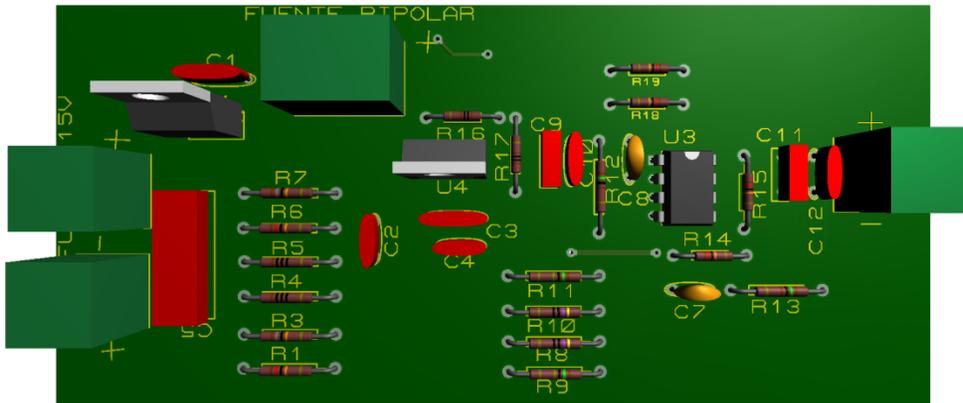


Fig. 3.5. Diseño PCB de sensor de tensión aislado.
 Imagen superior; cara de componentes, imagen inferior; cara inferior de pistas.

La Fig. 3.6 muestra la apariencia física del sensor maquinado. Se obtuvo un sensor de voltaje aislado, con capacidad de leer voltajes flotados de +/-300V, además, tiene la capacidad de lectura de voltajes pulsados de alta frecuencia (50 kHz max).

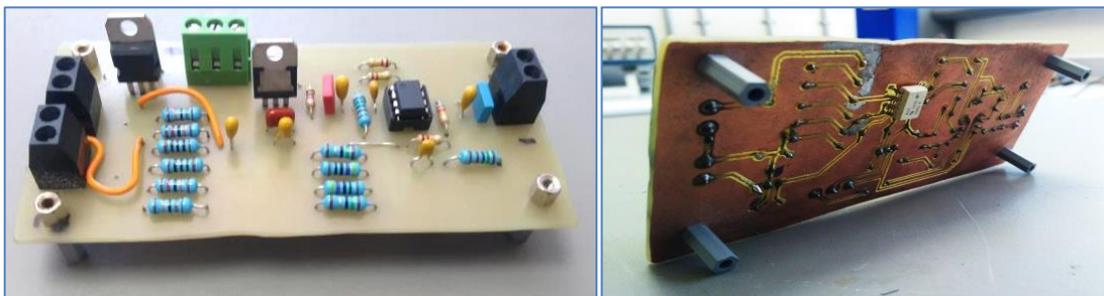


Fig. 3.6. Sensor de voltaje construido.

El sensor realizado tiene un retraso de tiempo (HCPL7800: 3 μ s. TL032: 300 ns. Total 3.6 μ s de retraso según la hoja de datos) de 3.6 μ s el cual es 4629 veces menor al periodo que corresponde a una frecuencia de 60 Hz, esto permite utilizarlo en el circuito de detección de cruce por cero, el cual se dedica a la sincronización del rectificador activo (reportado en secciones posteriores) con la frecuencia de red eléctrica.

CAPÍTULO 4

4.PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1.PRUEBAS Y RESULTADOS EN CONVERTIDOR CD-CD

En esta sección se someterá a prueba de manera experimental la topología elegida, primero se prueba el modo reductor con voltaje de entrada de 310 V y se espera una salida con el mismo voltaje que el del banco de baterías (96 V). Después se pondrá a prueba el modo elevador con voltaje de entrada de 96 V y se espera un voltaje de salida de 310 V.

4.1.1. Modo reductor

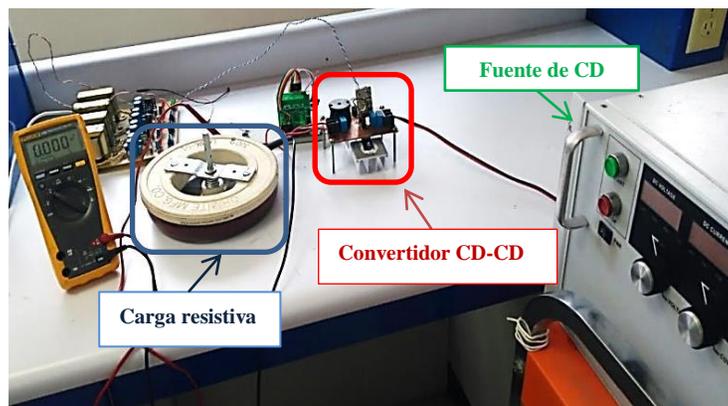


Fig. 4.1. Prueba de convertidor CD-CD modo reductor.

En la Fig. 4.1 se somete a prueba el modo reductor, se toman como parámetros de prueba: $V_{in} = 310 \text{ V}$, $V_o = 96 \text{ V}$, $R = 48 \Omega$, $P_o = 200 \text{ W}$ (puesto que la máquina eléctrica como generador no podrá generar más potencia que la nominal), se programa un PWM con frecuencia de 100 kHz y un ciclo de trabajo del 30 % en la plataforma digital *icestick evaluation kit (FPGA)* para el pulso en la compuerta del MOSFET, se prefiere dicha plataforma digital sobre algún circuito analógico por su rápida reconfiguración en caso de ser necesario. Como se puede apreciar en la misma figura la carga resistiva se ubica a la izquierda del convertidor y la fuente del lado derecho del mismo, contrario a lo que sucedería si estuviera funcionando en modo elevador.

La captura tomada en la imagen de la Fig. 4.2 muestra el correcto funcionamiento del convertidor; De acuerdo a (Ec. 3):

$$i_L = \frac{D V_{in}}{R} = \frac{(0.31 * 310V)}{48\Omega} = 2 \text{ A} \quad (\text{Ec.24})$$

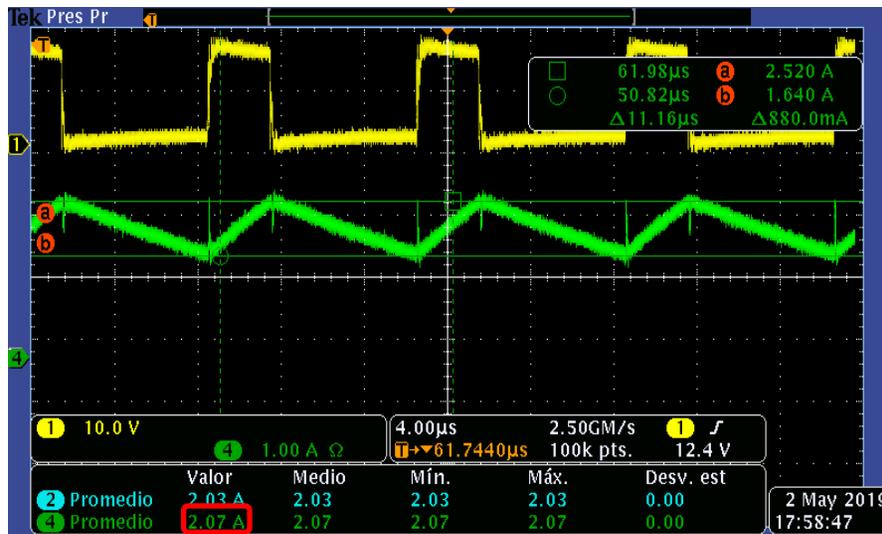


Fig. 4.2. Forma de onda de corriente en el inductor en modo reductor.

Traza amarillo; señal de compuerta en transistor, trazo verde; corriente en el inductor.

Mientras la corriente promedio que se obtuvo de manera experimental de acuerdo a la imagen citada es de 2.07 A, con lo cual se puede asegurar que el convertidor está trabajando de acuerdo a la teoría expuesta en [20]. Se hacen pruebas a distintos voltajes de entrada hasta llegar a 300 V, los resultados se observan en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Eficiencia de convertidor reductor.

Voltaje de entrada (V)	Voltaje de salida (V)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	η (%)
10	2.3	0.204	0.1127	55.24
40	11.23	3.64	2.9759	81.75
60	16.1024	7.98	6.602	82.73
90	26.17	19.08	16.146	84.62
120	35.2	33.96	28.969	85.3
150	44.23	51.75	45.114	87.17
200	60.116	92.2	80.556	87.37
250	74.2	142.5	125.398	87.99
300	89.1	204	180.873	88.66

La relativa baja eficiencia que se obtiene en el modo reductor se explica con la caída de tensión alta que existe en el diodo parásito (3.1 V), esto se debe a que en el modo reductor el semiconductor que más tiempo está conduciendo es el diodo (70 % del ciclo de trabajo), por lo que la desventaja de la caída de tensión alta se ve más acentuada en este modo de operación.

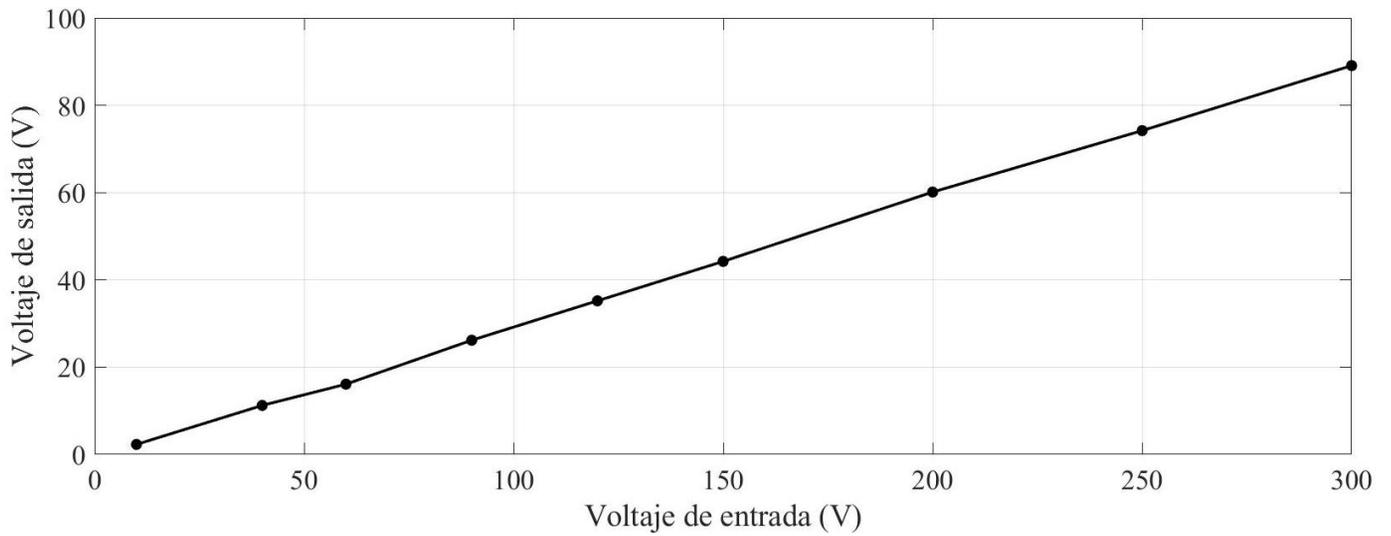


Fig. 4.3. Voltaje de entrada vs voltaje de salida en modo reductor.

En la Fig. 4.3 se observa una tendencia lineal entre la relación voltaje de entrada contra voltaje de salida, la Fig. 4.4 muestra como la eficiencia aumenta conforme el voltaje de entrada se acerca al punto de diseño del convertidor; entre más cercano este el voltaje de entrada a 300 V mayor eficiencia se obtiene en el convertidor reductor.

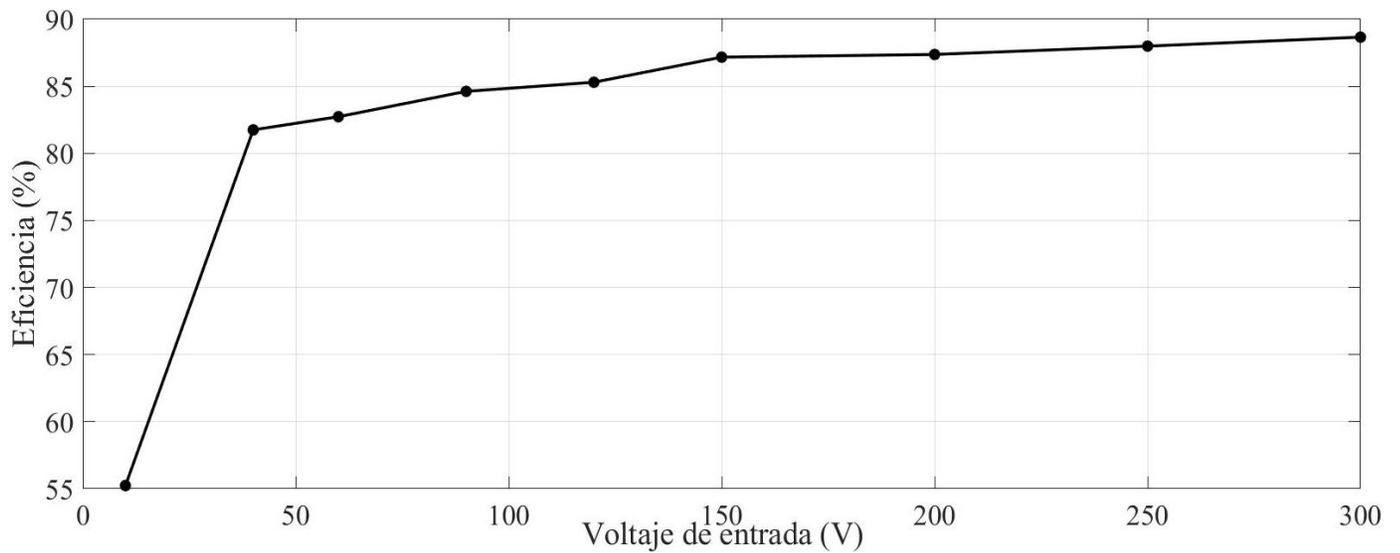


Fig. 4.4. Voltaje de entrada vs eficiencia en modo reductor.

4.1.2. Modo elevador

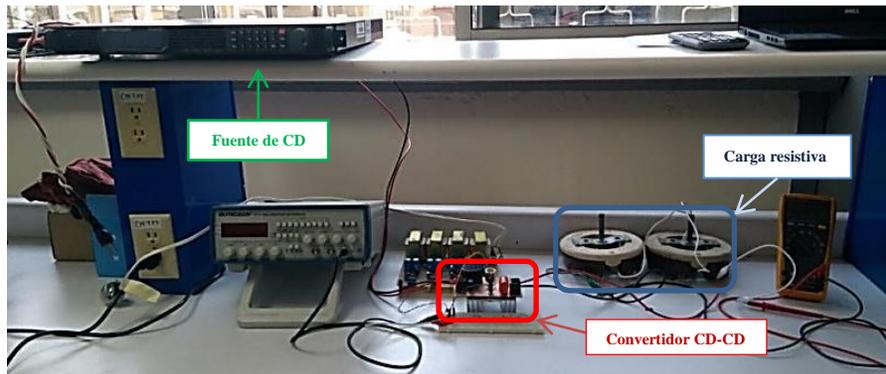


Fig. 4.5. Prueba de convertidor CD-CD modo elevador.

En la Fig. 4.5. se somete a prueba el modo elevador, se toman como parámetros de prueba: $V_{in} = 96 \text{ V}$, $V_o = 310 \text{ V}$, $R=193 \Omega$, $P_o = 500 \text{ W}$, se programa en el generador de señales un PWM con frecuencia de 100 kHz y un ciclo de trabajo del 70% para el pulso en la compuerta del MOSFET. Como se puede apreciar en la misma figura la carga resistiva se ubica a la derecha del convertidor y la fuente del lado izquierdo del mismo, de manera contraria a la conexión en el modo reductor.

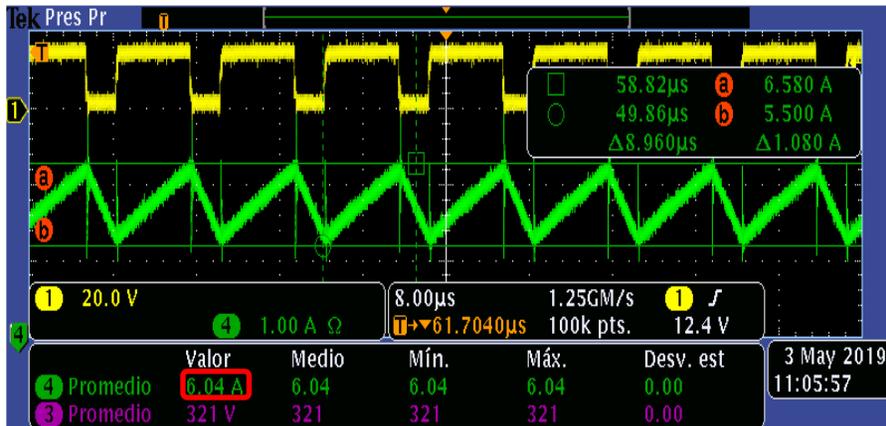


Fig. 4.6. Forma de onda de corriente en el inductor en modo elevador.

Trazo amarillo; señal de compuerta en transistor, trazo verde; corriente en el inductor.

La captura tomada en la imagen de la Fig. 4.6 muestra el correcto funcionamiento del convertidor. De acuerdo a (Ec. 9):

$$i_L = \frac{V_{in}}{R(1-D)^2} = \frac{96V}{193\Omega(1-0.7)^2} = 5.52 \text{ A} \quad (\text{Ec.25})$$

Mientras la corriente promedio que se obtuvo de manera experimental de acuerdo a la imagen citada es de 6.04 A, con lo cual se puede asegurar que el convertidor está trabajando de acuerdo a la teoría expuesta en [20]. Se hacen pruebas a distintos voltajes de entrada hasta llegar a 96 V, los resultados se muestran en la Tabla 4.2 .

Tabla 4.2. Eficiencia de convertidor elevador.

Voltaje de entrada (V)	Voltaje de salida (V)	Potencia de entrada (W)	Potencia de salida (W)	η (%)
10.2	33.1	6.2628	5.6932	90.90
30	101.5	58.20	53.89	92.59
60.2	203.9	228.158	214.095	93.83
96.1	326.2	583.327	551.278	94.5

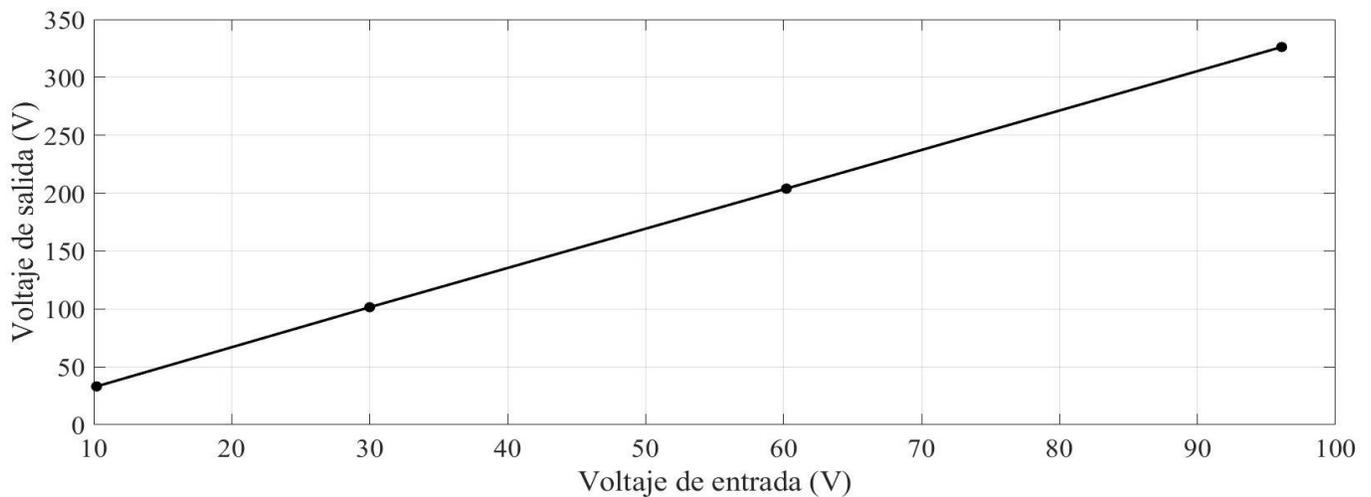


Fig. 4.7. Voltaje de entrada vs voltaje de salida en modo elevador.

En la Fig. 4.7 se observa una tendencia lineal entre la relación voltaje de entrada contra voltaje de salida, en la Fig. 4.8 se muestra como la eficiencia aumenta conforme el voltaje de entrada se acerca al punto de diseño del convertidor.

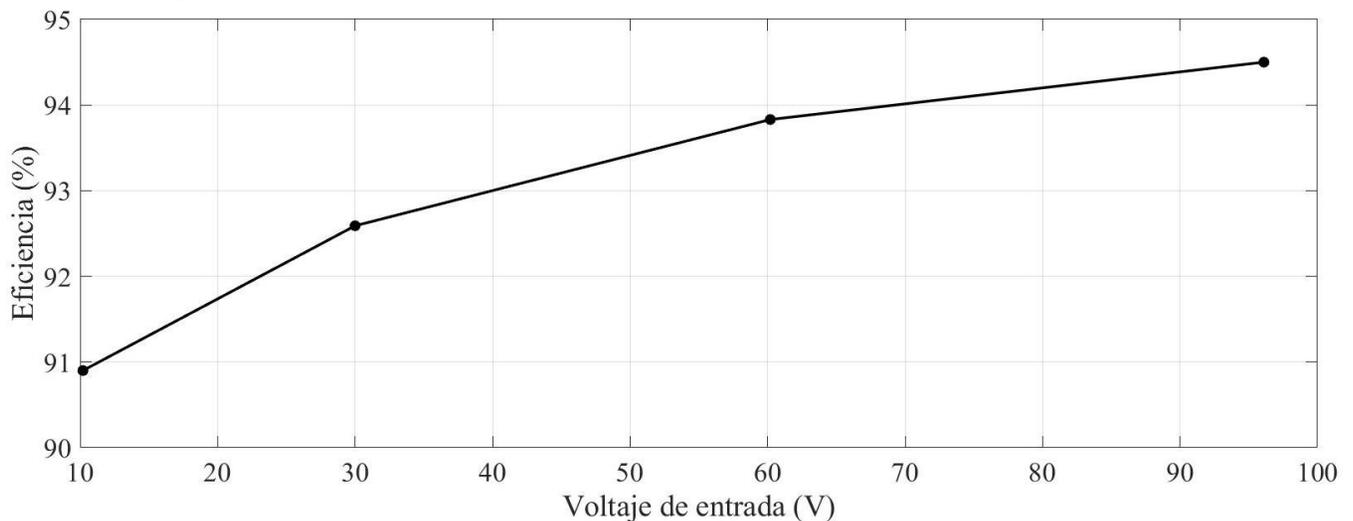


Fig. 4.8. Voltaje de entrada vs eficiencia en modo elevador.

4.2.PRUEBAS Y RESULTADOS DE CONVERTIDOR CD-CA

4.2.1. Modo inversor

Las pruebas para este modo de operación se realizaron con un motor en vacío, es decir sin carga mecánica, solo para preparar lo necesario hacia la prueba del esquema propuesto de convertidores como motor. Las especificaciones del módulo indican la necesidad de retrasar las señales entre ramas con el fin de evitar cortos circuitos, este tiempo muerto se especifica como mínimo en 500 ns. Se utiliza una modulación SPWM con un índice de modulación de 95%, una frecuencia síncrona de 60 Hz con una frecuencia en la portadora de 1 kHz , se aplica un voltaje de CD a la entrada del inversor de 310 V, como carga al inversor se utiliza un motor de inducción trifásico de 200 W modelo BHI62S-A , el resultado de esta sencilla prueba se muestra en la Fig. 4.9.

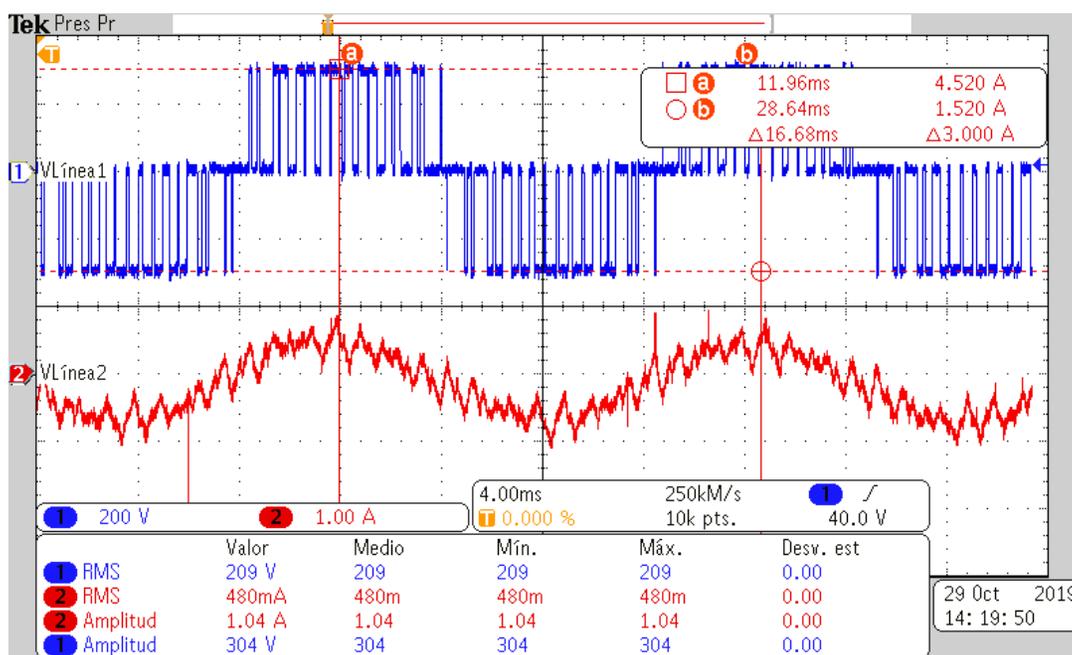


Fig. 4.9. Resultados de prueba en inversor.

Trazo azul; voltaje línea-línea. Trazo rojo; corriente de fase A.

El periodo de la corriente se comprueba mediante la medición de tiempo en los cursores, como se observa en la Fig. 4.9 éste es de 16.68 ms correspondiente a una frecuencia de 59.95 Hz, el voltaje RMS línea-línea es de 209 V, la corriente promedio de línea en el trazo rojo es de 480 mA, el motor de inducción alcanza una velocidad de 1704 rpm lo que representa un deslizamiento del 5%. Se evaluó la THD en el equipo analizador de calidad de energía HIOKI PW3198, el resultado es un porcentaje del 21.14% en la THD de la señal de voltaje entre fases. Por otro lado en la Fig. 4.10 se observa el contenido armónico del voltaje entre un par de fases obtenido mediante las muestras de un osciloscopio.

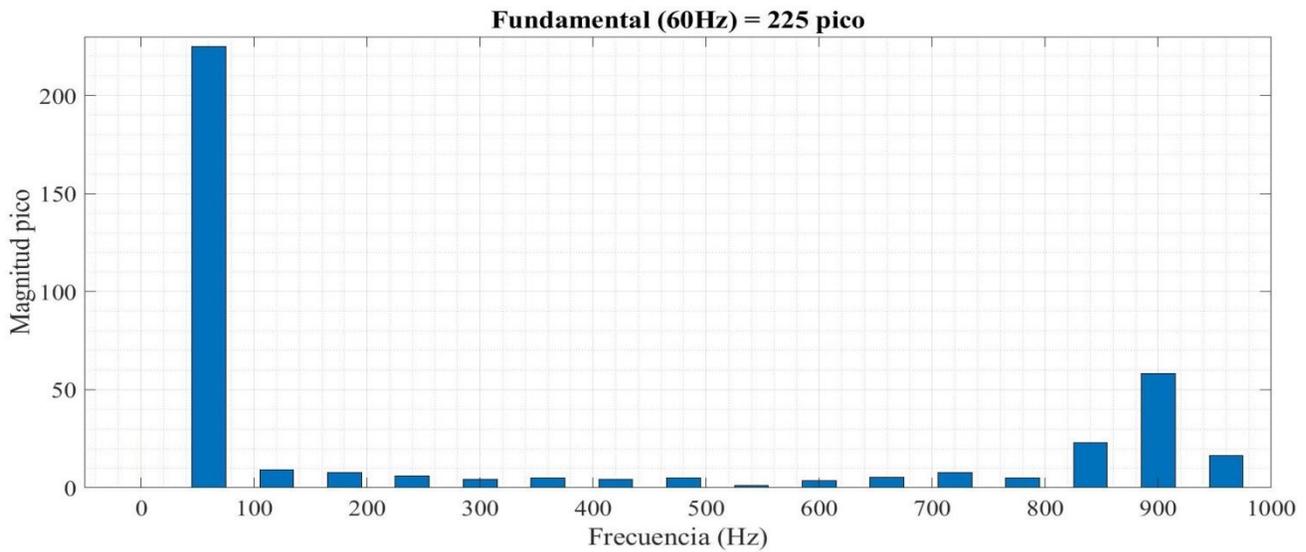


Fig. 4.10. Contenido armónico de voltaje línea-línea.

De la Fig. 4.10 se evalúan las amplitudes de los armónicos las cuales se presentan en la Tabla 4.3 :

Tabla 4.3. Contenido armónico.

Armónico	Amplitud (Vrms)	Armónico	Amplitud (Vrms)	Armónico	Amplitud (Vrms)
0	0	6	3.44	12	5.6
1 (fundamental)	159.12	7	3	13	3.48
2	6.5	8	3.56	14	16.34
3	5.43	9	0.89	15	41.19
4	4.4	10	2.54	16	11.5
5	2.94	11	3.66		

En (Ec.26) se evalúa la THD tomando en cuenta hasta el 9^o armónico, como ocurriría si existiera un filtro LC calculado a una frecuencia de corte de 1 kHz, cabe señalar que este filtro no se llevó a cabo por complicaciones de tiempo.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n (V_{rms})^2}}{V_{rms \text{ fundamental}}} \times 100 = \frac{\sqrt{(6.5^2 + 5.43^2 + 4.4^2 + 2.94^2 + 3.44^2 + 3^2 + 3.56^2 + 0.89^2)} V}{159.12 V} \times 100 = 7.27 \% \quad (\text{Ec.26})$$

4.2.2. Modo rectificador

Para la operación en modo rectificador hace falta un circuito de detección de cruce por cero, para ello se utilizó el sensor descrito ya en la sección 3.2, y un comparador. De manera que cuando el sensor indique un voltaje con nivel de 2.5 V (referencia a la salida del sensor), el comparador tendrá un nivel lógico en alto, a partir de este pulso la plataforma *icestick evaluation kit* comenzará a contar el tiempo y armará la secuencia de disparo correspondiente para un rectificador trifásico (véase programación en ANEXO C. PROGRAMACIÓN DE PLATAFORMAS DIGITALES).

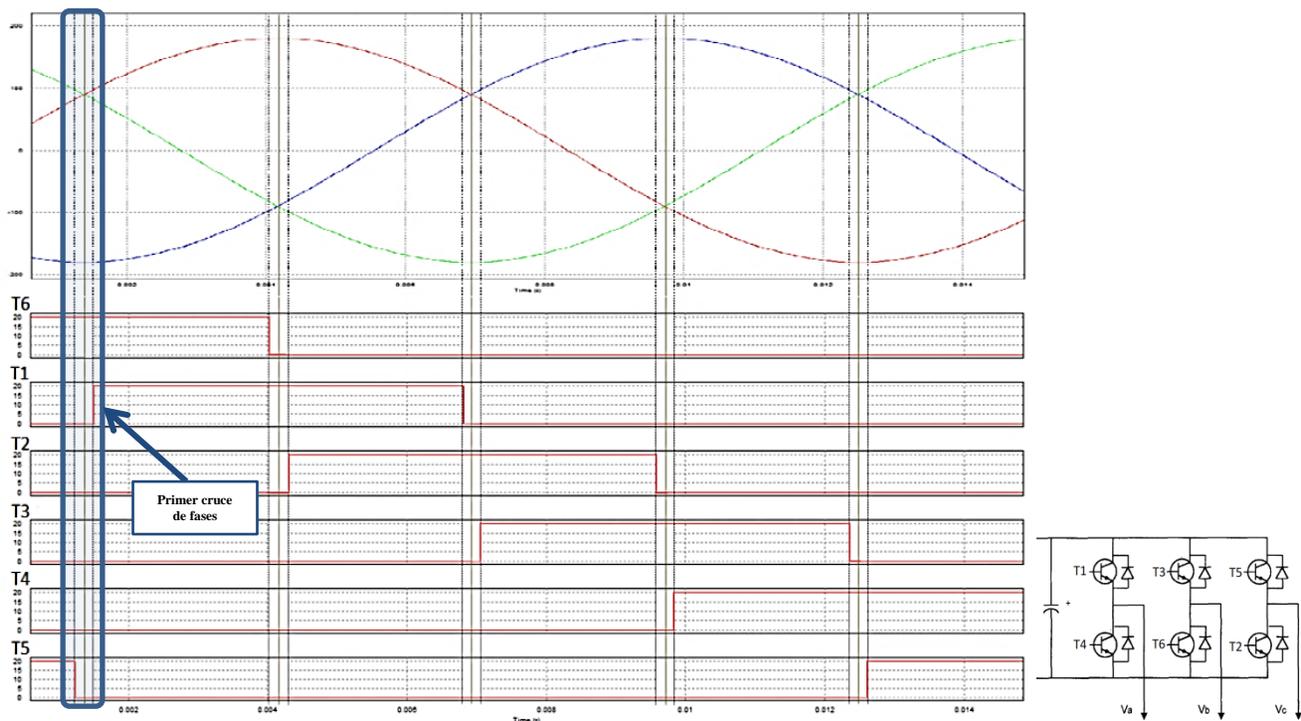


Fig. 4.11. Secuencia de disparo de IGBT's.

De la hoja de datos del módulo inversor se sabe que cada IGBT tiene conectado en antiparalelo un diodo, mismo que podría causar problemas en la conmutación si el IGBT conmuta al mismo tiempo que éste. Es por ello que en cada cruce de las fases se deja conmutar a los diodos y una vez hacen el cambio de fase el respectivo IGBT entra en conducción, esto se puede apreciar mejor en la Fig. 4.11: Cada que hay un cruce entre dos fases hay un cambio de los transistores en conducción, por ejemplo, en el primer cruce entre la fase roja y la fase verde hay un cambio de estados entre los transistores T1 y T5.

Se programa en el FPGA *icestick* un tiempo muerto de 230 us en el cual el convertidor trabaja como un rectificador pasivo (véase Fig. 4.12), en la figura citada se puede observar que los canales digitales D13 y D9 se mantienen inactivos un tiempo antes y después del cruce de las fases, esto para evitar posibles interferencias en la conmutación de los diodos.

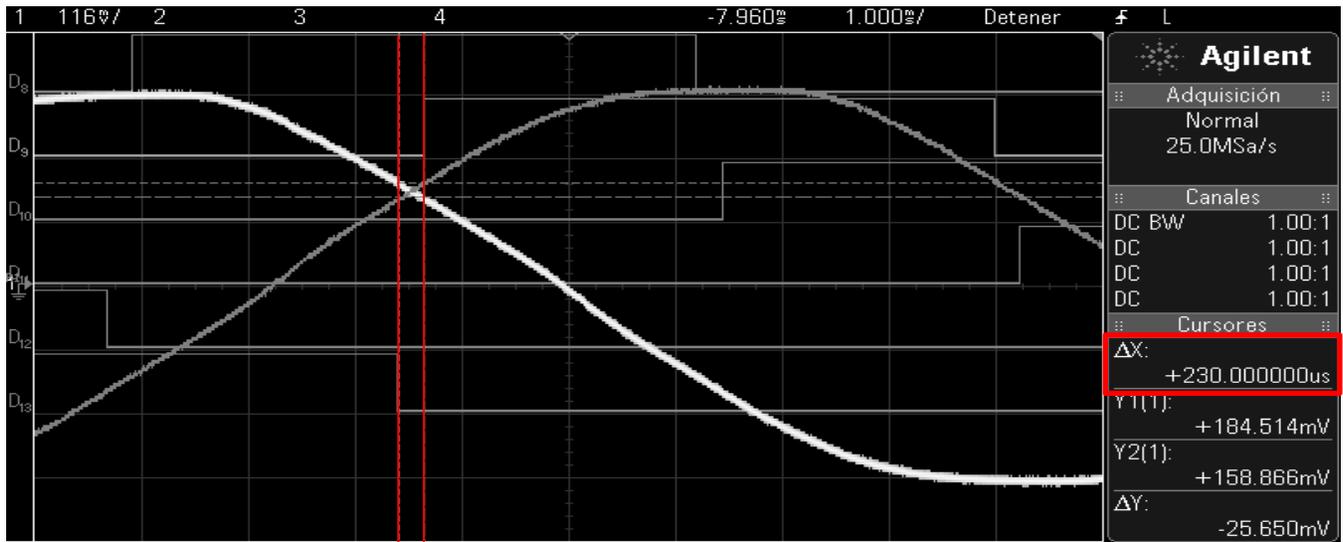


Fig. 4.12. Cruce de fases y tiempo muerto entre señales.

Se somete a prueba el convertidor con un voltaje fase-neutro de 127 Vrms y una carga para la cual se transferirá 200 W, se espera a la salida un voltaje en CD cercano a 310 V. Se registran distintos voltajes de entrada y salida así como también corrientes, en la Tabla 4.4 se resumen los resultados de estas pruebas:

Tabla 4.4. Eficiencia del convertidor CD-CA como rectificador.

Voltaje de entrada (Vrms fase-neutro)	Voltaje de salida (Vcd)	Potencia trifásica de entrada (W)	Potencia de salida bus de CD (W)	η (%)
30	65.89	10.2	9.797	96.04
60	133.8	41	39.49	96.31
90	206.8	92.4	91.64	99.17
127	296.8	184.6	183.6	99.45

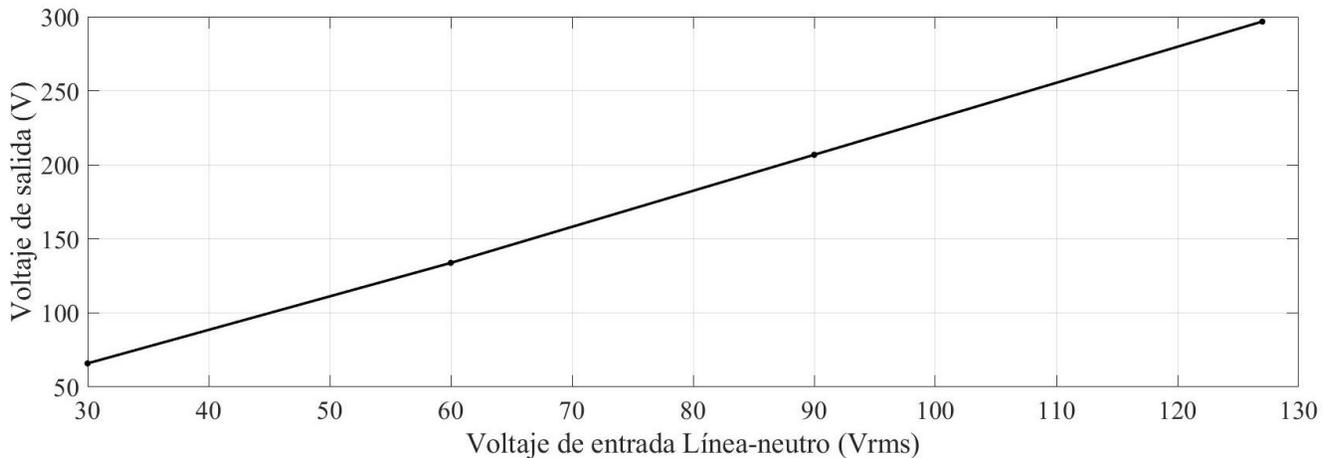


Fig. 4.13. Voltaje de entrada vs voltaje de salida en modo rectificador.

En la Fig. 4.13 se observa una tendencia lineal entre la relación voltaje de entrada contra voltaje de salida, en la Fig. 4.14 se muestra como la eficiencia aumenta conforme el voltaje de entrada se acerca al punto de operación nominal del convertidor.

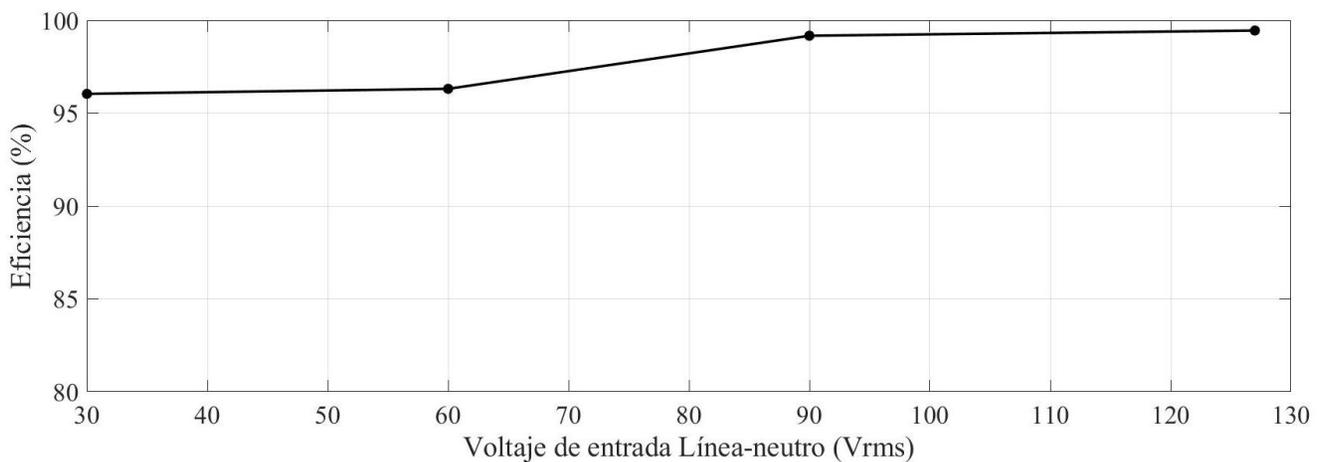


Fig. 4.14. Voltaje de entrada vs eficiencia en modo rectificador.

A pesar de ser un convertidor comercial y no estar especificada su capacidad bidireccional, se obtuvieron excelentes resultados en ambas direcciones de potencia. Con estas pruebas experimentales se deduce que es posible utilizar el modulo comercial en ambos sentidos de potencia, sin embargo, aún no es posible asegurar un buen desempeño en conjunto con el convertidor CD-CD y la máquina eléctrica. Es por ello que se hicieron pruebas de ambos convertidores trabajando en conjunto y en ambas direcciones de potencia.

4.3. PRUEBAS Y RESULTADOS DEL ESQUEMA PROPUESTO DE CONVERTIDORES EN MODO MOTOR

En esta sección se presenta el accionamiento del motor de inducción trifásico a partir de una fuente de CD de 96 V y mediante los convertidores de potencia descritos en secciones anteriores. En la Fig. 4.15 se muestra el esquema general de potencia en esta prueba:

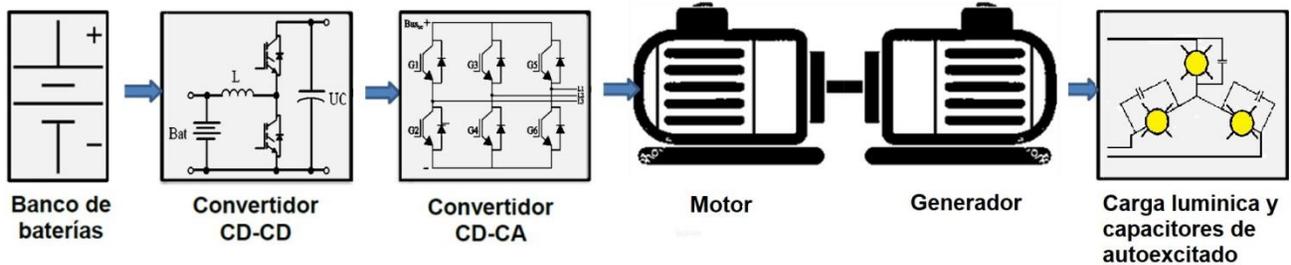


Fig. 4.15. Esquema propuesto de convertidores en modo motor.

El motor se somete a una carga mecánica impuesta en el eje por una segunda máquina eléctrica que funciona como generador, esto con el propósito de esforzar a los convertidores a la potencia nominal del motor y demostrar que en conjunto son capaces de proporcionar dicha potencia. En la misma figura se puede observar la carga del generador de inducción, la cual consta de incandescentes y capacitores conectados en estrella, estos últimos son necesarios para lograr la autoexcitación del generador.

De la teoría del generador de inducción autoexcitado descrita en [27], se calculan los capacitores necesarios conectados en estrella y por fase para lograr la autoexcitación del generador, esto mediante la siguiente ecuación:

$$C = \frac{I_L \text{sen} \delta}{V_L 2\pi f} \quad (\text{Ec. 27})$$

Donde:

C : Capacitancia necesaria para la autoexcitación.

I_L : Corriente de línea

V_L : Voltaje de línea

f : Frecuencia de red.

δ : Ángulo de desfase de la máquina

Como se mencionó anteriormente el motor es modelo BHI62S-A de ORIENTAL MOTOR CO. LTD, con los datos de éste motor se calcula:

$$C = \frac{0.95A(\text{sen}[53.13^\circ])}{220V_{rms} * 2\pi * 60Hz} = 9 \mu F \quad (\text{Ec. 28})$$

El cálculo en (Ec. 28) muestra un capacitor por fase de $9 \mu\text{F}$, sin embargo este cálculo es válido solo cuando el generador trabaja en vacío y el motor con una frecuencia síncrona de 60 Hz, al imponerle cualquier carga eléctrica el voltaje en el generador caerá de manera considerable.

En la práctica se aumenta la capacitancia hasta $25 \mu\text{F}$, con este valor se logra un voltaje generado línea-neutro de 200 Vrms con frecuencia síncrona de 60 Hz en el motor, valor lejano al nominal (127 Vrms), no obstante, mediante la técnica voltaje-frecuencia constante en el inversor, se reduce la velocidad del motor y por consiguiente el voltaje generado en las terminales del generador. Dicha técnica de control fue programada en la plataforma digital *nucleo stm-boards* por su compatibilidad con el software *simulink* lo que permitió su programación por bloques (véase ANEXO C. PROGRAMACIÓN DE PLATAFORMAS DIGITALES). La variable de control de velocidad es modificada mediante un potenciómetro externo a la tarjeta (véase Fig. 4.16) con el fin de ajustar la velocidad en tiempo real y de acuerdo a la tensión que entrega el generador.

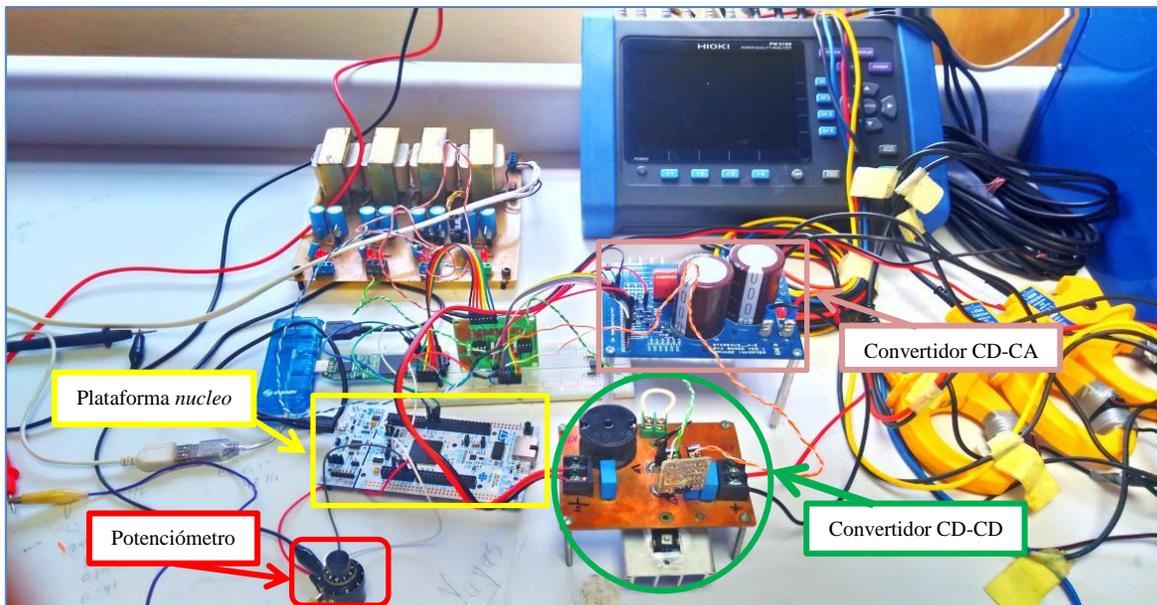


Fig. 4.16. Convertidores de potencia trabajando en modo motor.

Adelante; convertidor CD-CD, detrás; convertidor CD-CA, parte inferior izquierda; potenciómetro de ajuste para técnica voltaje-frecuencia constante.

Para la prueba se redujo el índice de modulación así como también la parte proporcional de frecuencia para poder compensar el sobrevoltaje en vacío del generador y reducirlo a 127 Vrms, esto se logró manipulando el potenciómetro hasta encontrar una frecuencia síncrona en el motor de 46.54 Hz correspondiente a un índice de modulación del 77.57 %, esto para mantener la relación Volts/Hertz constante en 3.66 Volts/Hertz. Luego de este primer paso se conecta mediante relevadores (véase Fig. 4.17) una carga configurada para dicho voltaje a 75 W.

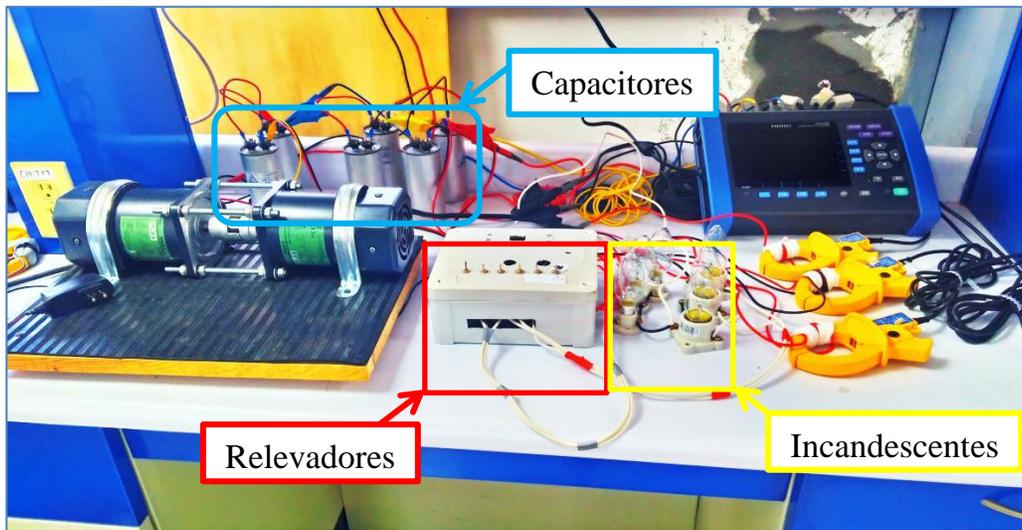


Fig. 4.17. Conexión del lado del generador.

Al fondo capacitores de autoexcitación, a la derecha caja de relevadores e incandescentes como carga.

Se observa que el voltaje en el generador cae y se procede a compensarlo hasta encontrar una frecuencia síncrona en el motor de 52.36 Hz con un índice de modulación del 87.27 %, con los cuales el generador entrega 75 W en iluminación como lo demuestra la Fig. 4.18. En ese instante, la flecha gira a 1423 rpm (lo que representa un deslizamiento del 9%) y del otro lado de la flecha, el motor exige al inversor 204 W (véase Fig. 4.19) con un par de carga de 1.36 Nm (113.23% el par nominal del máquina).

Una vez llegado a este punto se da por concluida la prueba, pues se ha llegado a una potencia cercana a la nominal del motor BHI62S-A, con lo cual, el esquema propuesto de convertidores demuestra su capacidad para accionar a este con carga mecánica como ocurriría en un VEMP.



Fig. 4.18. Captura de pantalla de analizador de energía a la salida del generador con demanda de 75 W. (Corriente y potencia escaladas 10 veces la medida real).

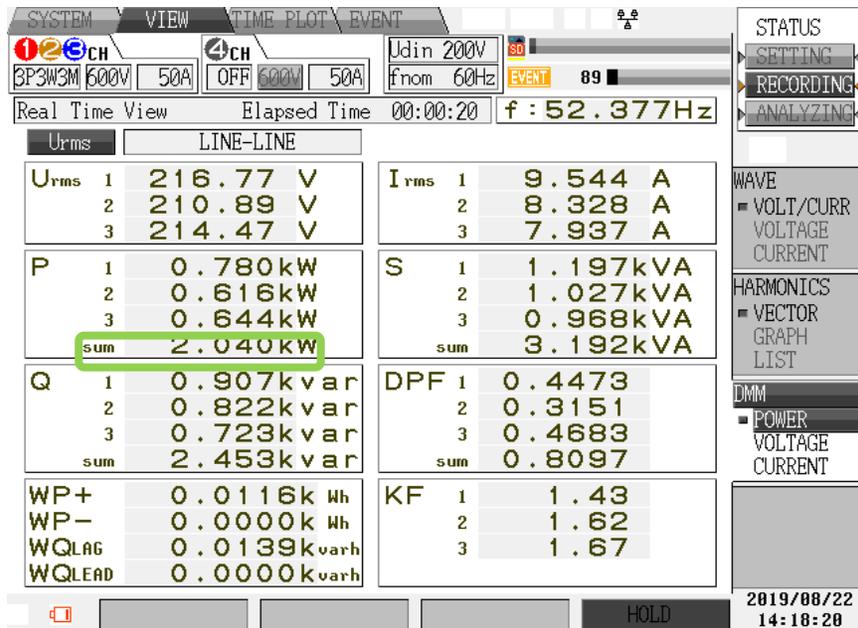


Fig. 4.19. Captura de pantalla de analizador de energía a la salida del inversor con demanda de 204 W. (Corriente y potencia escaladas 10 veces la medida real)

Las figuras 4.18 y 4.19 son capturas del equipo HIOKI PW3198 el cual está diseñado para la lectura de corriente de hasta 5 kA, debido a que en el presente trabajo se manejan corrientes de hasta 1 A, es necesario aumentar la resolución del equipo lo cual se logra dando diez vueltas del conductor al sensor de corriente. Una vez que se obtuvo el índice de modulación y frecuencia síncrona necesaria para que en el generador se obtengan 75 W, se lleva al motor a esta frecuencia en vacío y posteriormente se le aplica el escalón de carga de 75 W al generador. En la Fig. 4.20 se muestra el momento en que el motor exige al inversor una demanda repentina de corriente que llega a ser del doble de la corriente nominal (hasta 2 A), los convertidores son capaces de manejar los picos de corriente demandados.

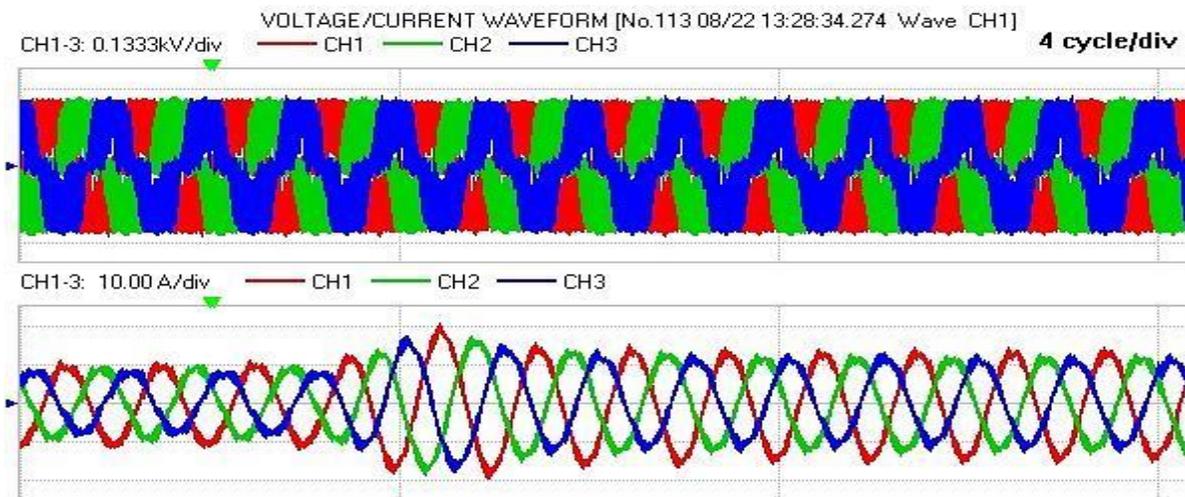


Fig. 4.20. Captura de pantalla de analizador de energía a la salida de inversor al aplicar escalón de carga. (Corriente escalada 10 veces)

Los resultados en cada etapa de potencia se muestran en la tabla 4.5:

Tabla 4.5. Potencias por etapa en prueba del esquema propuesto de convertidores en modo motor.

Potencia de fuente de CD (W)	Potencia de salida de convertidor CD-CD (W)	Potencia de salida de inversor (W)	Potencia a la salida del generador (W)
221.76	214.2	204	75

En la Fig. 4.15 se puede observar el flujo de potencia desde el banco de baterías hasta la carga del generador, para que la potencia llegue a la carga lumínica del generador hace falta la conversión de energías eléctrica y mecánica a través de las máquinas de inducción acopladas, en esta etapa ocurren parte de las pérdidas de potencia que explican porque del generador solo se obtienen 75 W. Para entender las demás pérdidas se debe tener en cuenta la potencia reactiva que aportan los capacitores de autoexcitación, ya que como se puede ver en la Fig. 4.18 la magnitud de ésta es 4 veces y medio la magnitud de la potencia real aprovechable, con lo que gran parte de la energía disponible no se está utilizando en trabajo. Cabe aclarar que una vez lograda la autoexcitación en el generador los capacitores podrían ser desconectados con lo que la magnitud de la potencia real mejoraría.

Si se analiza solo la eficiencia de los dos convertidores en conjunto, se obtiene una eficiencia de 91.99 %. Al comparar este resultado con trabajos previos como en [28] (en donde utilizando un TIBC y un inversor FNB40560 se obtuvo una eficiencia de 84.42 %) se demuestra un buen manejo de transferencia de potencia entre los convertidores propuestos.

Esta prueba demostró que el esquema propuesto de convertidores tiene la capacidad de proporcionar potencia mecánica cercana a 200 W para impulsar a un VEMP. Al aplicar la técnica de voltaje-frecuencia constante y acelerar el motor eléctrico los convertidores demostraron tener la capacidad de soportar demandas de potencia repentinas como ocurriría en un VEMP.

4.4. PRUEBAS Y RESULTADOS DEL ESQUEMA PROPUESTO DE CONVERTIDORES EN MODO GENERADOR

Se pretende comprobar la capacidad de estos convertidores para trabajar en conjunto y poder convertir la corriente trifásica del generador en corriente continua, con valores de voltaje que puedan ser aprovechados en el sistema de almacenamiento del VEMP. La prueba se realiza tomando como fuente trifásica una fuente de laboratorio, ya que no se cuenta con un lazo de control que permita ajustar los tiempos de conmutación ante variaciones de frecuencia en el generador de inducción.

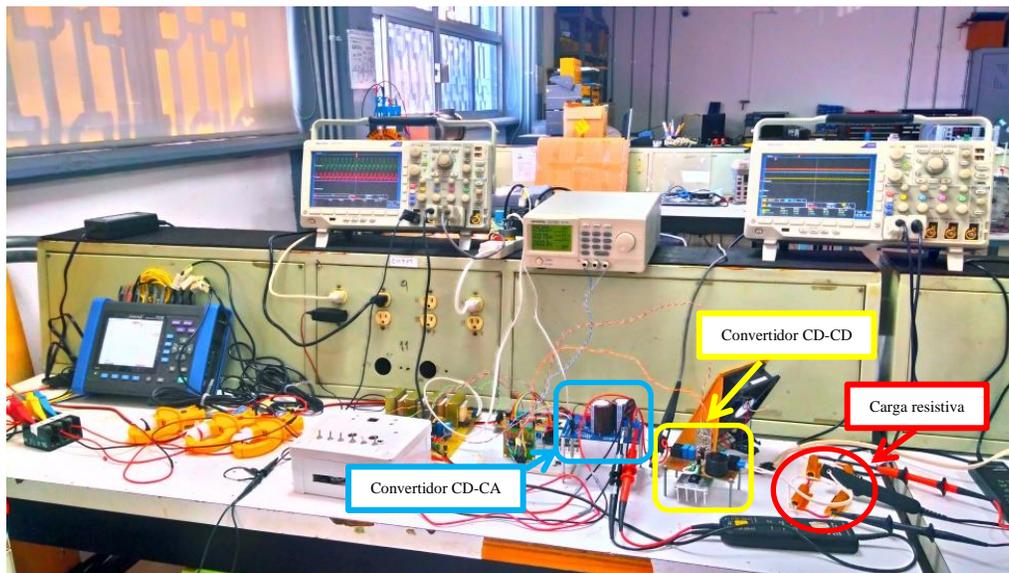


Fig. 4.21. Implementación de ambos convertidores para regeneración.

En la Fig. 4.21 se muestra la ejecución de la prueba, en la cual se tienen sondas de medición a la salida de cada convertidor con el fin de conocer valores de corriente y de voltaje en los mismos. Se utilizó el método de rectificación descrita en la sección 4.2.2 para la secuencia de disparo en el rectificador, la fuente trifásica se configura con una frecuencia de 60 Hz y un voltaje máximo de 127 Vrms fase-neutro. Se registran valores de voltaje de entrada que van desde 30 hasta 127 Vrms fase-neutro, con aumentos de 30 Vrms, a fin de evitar aumentos abruptos de tensión en los capacitores ubicados en el bus de CD. Se registra también potencia de entrada y salida en cada convertidor con el fin de obtener las eficiencias individuales así como la eficiencia global de los convertidores, el resumen de estos registros se muestra en la Tabla 4.6 que a continuación se presenta:

Tabla 4.6. Potencias por etapa en prueba del esquema propuesto de convertidores en modo generador.

Voltaje de entrada (Vrms fase-neutro)	Potencia de la fuente trifásica (W)	Potencia a la salida de rectificador (W)	Potencia a la salida de convertidor reductor (W)	η Global de convertidores (%)
30	10.9	10.6	10.06	92.29
60	44.8	44.27	41.52	92.67
90	101.8	98.98	93.3	91.65
127	202	196.3	189	93.56

En la Tabla 4.6 los datos de mayor interés son los capturados con voltaje de entrada a 127 Vrms fase-neutro, ya que es el voltaje nominal de la máquina de inducción. La secuencia de Figuras 4.22, 4.23 y 4.24 muestran las capturas de pantalla de la potencia en cada convertidor.



Fig. 4.22. Potencia trifásica de fuente.

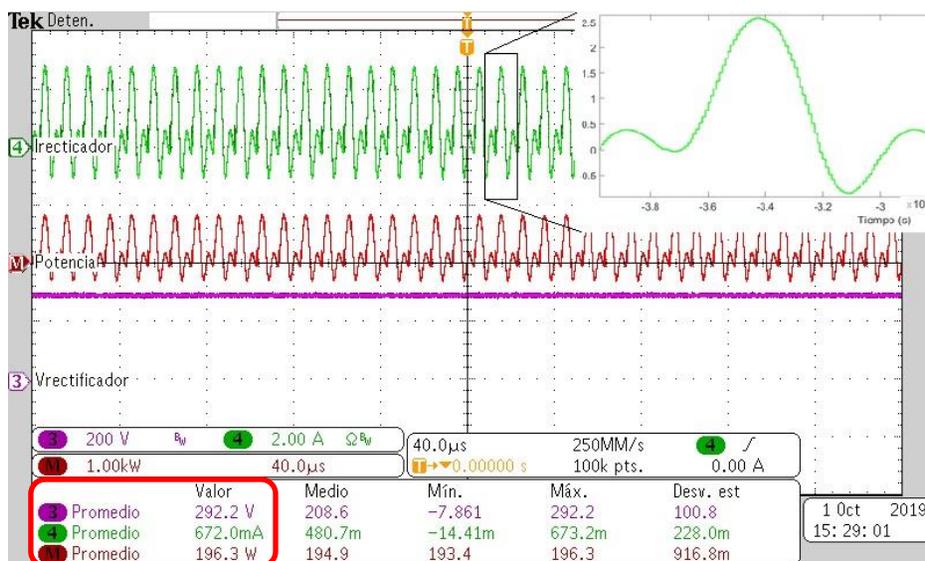


Fig. 4.23. Potencia a la salida de convertidor rectificador.

Trazo magenta: voltaje de salida de convertidor, trazo verde: corriente de salida de convertidor, trazo rojo: potencia de salida calculada en el osciloscopio.

Como se puede observar la forma de onda de corriente en la Fig. 4.23 no es constante, es necesario recordar que ese punto de medición se encuentra entre los dos convertidores, y entre ellos, existe un acoplamiento de capacitancias que podría dar lugar a este tipo de comportamiento en la corriente. A pesar de este fenómeno la corriente promedio (0.672 A) y el voltaje promedio (292.2 V) a la salida del convertidor dan como resultado una potencia muy cercada a la de la entrada y esto conlleva a una buena eficiencia del 97.32 %. En la Fig. 4.24 cada ciclo del rizado que se observa tiene una duración de 10 μ s, este corresponde al periodo de la frecuencia de conmutación en el MOSFET, la corriente promedio (1.91 A) y el voltaje promedio a la salida del convertidor (98.96 V) dan como resultado una potencia muy cercana a la de la entrada, esto conlleva a una excelente eficiencia de 96.28 %.

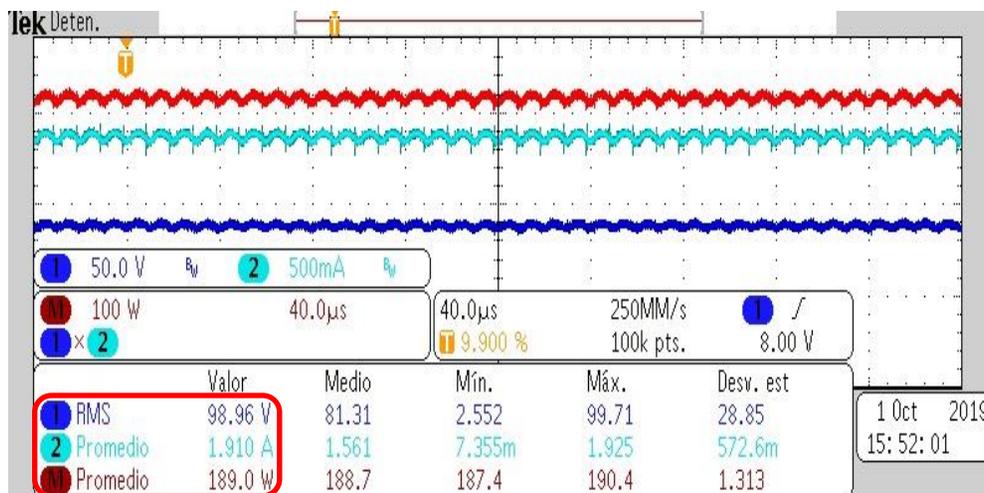


Fig. 4.24. Potencia a la salida de convertidor reductor.

Trazo azul: voltaje de salida de convertidor, trazo cian: corriente de salida de convertidor, trazo rojo: potencia de salida calculada en el osciloscopio.

Las pruebas del esquema propuesto de convertidores para regenerar energía fueron exitosas, con eficiencia global de 93.56 % entre los dos convertidores. Con esta prueba se demuestra la capacidad de los convertidores trabajando en conjunto para aprovechar la energía generada por la máquina eléctrica.

Debido a que en un VEMP las velocidades cambian constante y repentinamente, se necesitarían sensores de velocidad y de corriente para indicarle a los convertidores cuando trabajar en un sentido de potencia y cuando en otro, además el sistema de almacenamiento del VEMP debe ser adecuado para capturar los repentinos picos de energía que regresaría a el.

CAPÍTULO 5

5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

Los resultados en la prueba del esquema propuesto de convertidores en modo motor fueron favorables, pues la eficiencia de los dos convertidores trabajando en conjunto para alimentar al motor de inducción fue superior a la de otras investigaciones como en [28], en donde el motor de inducción utilizado fue idéntico al del presente trabajo y se acopló a este un motor de CD para imponer la carga mecánica en el eje. El motor de inducción exigió al grupo de convertidores 120 W, los convertidores eran unidireccionales en potencia (TIBC e inversor FNB40560) y se obtuvo una eficiencia en conjunto de 84.42 % contra 91.99 % de eficiencia lograda en el presente trabajo.

En [29] se hace una prueba similar a la prueba del esquema propuesto de convertidores en modo motor del presente trabajo, con un motor de inducción trifásico de bajo voltaje de línea (72Vrms) al cual se le acopla mecánicamente un motor de CD mismo que impone carga mecánica al eje. No se utilizó un convertidor CD-CD para elevar el voltaje de las baterías, solo se utiliza un inversor contenido en el controlador “*curtis 1238*”. La prueba en la que el motor demanda 200 W al inversor arroja una eficiencia en el mismo de 90 % contra 95.23 % de eficiencia en el inversor del presente trabajo (véase Tabla 4.5).

5.1. CONCLUSIONES

A partir del desarrollo de esta investigación y de sus resultados obtenidos se concluye:

- La prueba del rectificador controlado demostró que el sensor de tensión construido tiene la velocidad de respuesta para detectar el cruce por cero de una señal sinusoidal a frecuencia de red.
- Las pruebas en el convertidor CD-CD muestran la capacidad del mismo para transferir potencia en ambos sentidos con una eficiencia de 88.6 % en el reductor y 94.5 % en el elevador.
- De acuerdo al resultado de las pruebas en el convertidor CD-CA se demuestra tener una eficiencia de 95.23 % en el inversor, mayor a la reportada en la literatura en [29]. en el rectificador se demuestra tener una eficiencia de 99.45 %, además se concluye que este

convertidor tiene la capacidad de ser bidireccional a pesar de no estar especificado por el fabricante.

- Con las máquinas de inducción acopladas mecánicamente en el banco de pruebas, se demostró que los convertidores pueden alimentar al motor de inducción bajo carga mecánica cercana a 200 W.
- La prueba del esquema propuesto de convertidores en modo motor demuestra que estos logran una eficiencia del 91.99 % trabajando en conjunto.
- La prueba del esquema propuesto de convertidores en modo generador se realizó con éxito, logrando una eficiencia de 93.56 %, sin embargo no fue posible regenerar energía de la máquina eléctrica, debido a la falta de un lazo de control que pudiera modificar el tiempo de la secuencia de disparo ante variaciones de frecuencia en el generador.
- Para la aplicación de los convertidores propuestos en un vehículo eléctrico de movilidad personal, es necesario que la fuente principal del mismo esté adaptada para recibir los picos de energía recuperados del generador en lapsos de tiempo cortos.
- El control escalar y la modulación SPWM implementados en la plataforma *nucleo stm board* permitieron la aplicación de escalones de velocidad en el motor, lo que evidenció la capacidad de los convertidores de soportar demandas de potencia repentinas como ocurriría en un VEMP.

5.2. TRABAJOS FUTUROS

Como trabajos futuros se consideran:

- Desarrollo de un esquema de control para accionamiento de convertidor elevador (lazo cerrado).
- Desarrollo de un esquema de control para accionamiento de convertidor CD-CA como inversor (Control de velocidad para el motor ante un perfil de conducción).
- Desarrollo de esquema de control para accionamiento de convertidor CD-CA como rectificador activo (Determinación de frecuencia y tiempos de conmutación de fuente trifásica).

REFERENCIAS

- [1] J. A. Barbero, "Transporte y energía: Los desafíos del desarrollo sostenible" presentado en *El poder de la energía en el siglo XXI*, Mendoza, 2014, pp 38.
- [2] W. J. Mitchell, "Ciudades inteligentes", *UOC Papers: revista sobre la sociedad del conocimiento*, no. 5, pp. 12, 2007.
- [3] I.Sanz, "Análisis de la evolución y el impacto de los vehículos eléctricos en la economía europea", Tesis de Maestría, Universidad Pontificia de Comillas, Madrid, 2015.
- [4] Larminie,j.; Lowry,j. Electric Vehicle technology explained. *Book of jhon wiley & Sons*, 2003.
- [5] O. Villareal Martínez, "Diseño y construcción de un convertidor CD-CD para aplicaciones de tracción eléctrica", Tesis de Maestría, Departamento de Electrónica, IPN, México D.F., 2013.
- [6] K. Tytelmaier, O. Husev, O. Veligorskyi, and R. Yershov, "A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems" presentado en *II International Young Scientists Forum on*, 2016.
- [7] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, and A. Khaligh, "Loss analysis of non-isolated bidirectional DC/DC converters for hybrid energy storage system in Evs" presentado en *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*, 2014, pp. 543-549.
- [8] S. Gonzales Castillo, "Análisis y diseño de un control basado en pasividad de un convertidor tipo buck/boost aplicado a vehículos eléctricos", Tesis de Maestría, Departamento de Electrónica, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, 2010.
- [9] J. R. M. Orozco, H. R. Estrada, E. R. Segura, "Convertidor bidireccional multifase para aplicaciones de micro redes de cd," *Pistas Educativas*, vol. 39, no. 128, 2018.
- [10] S.-R. Moon, K.-C. Lee, J.-M. Kim, and D.-H. Koo, "Closed-loop regenerative efficiency testing with electric vehicle bidirectional DC-DC converter" presentado en *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012.
- [11] S. Dusmez, A. Hasanzadeh, and A. Khaligh, "Loss analysis of non-isolated bidirectional DC/DC converters for hybrid energy storage system in Evs" presentado en *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*, 2014, pp. 543-549.

- [12] Y. Du, X. Zhou, S. Bai, S. Lukic, and A. Huang, "Review of non-isolated bi-directional DC-DC converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks" presentado en *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010.
- [13] L. A. Flores Oropeza, "Estudio y análisis de soluciones tipológicas de convertidores cc-cc bidireccionales para su aplicación en vehículos híbridos", tesis doctoral, Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universidad Politécnica de Madrid, 2004.
- [14] P. He and A. Khaligh, "Comprehensive Analyses and Comparison of 1 kW Isolated DC-DC Converters for Bidirectional EV Charging Systems" presentado en *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 1, pp. 147-156, March 2017.
- [15] Venkatesan,K.; "Current mode controlled bidirectional flyback converter" presentado en *Power Electronics Specialists Conference*, vol.1 ,no. 3, 1989.
- [16] A. Mehdipour and S. Farhangi, "Comparison of three isolated bi-directional dc/dc converter topologies for backup photovoltaic application" presentado en *Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, 2011, pp. 1-5.
- [17] E. Hiraki, K. Hirao, T. Tanaka and T. Mishima, "A push-pull converter based bidirectional DC-DC interface for energy storage systems" presentado en *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, Barcelona, 2013, pp. 1-10.
- [18] Chen, Guipeng & Deng, Yan & Peng, Hao & He, Xiangning & Wang, Yousheng, "An optimized modulation method for full-bridge/push-pull bi-directional DC-DC converter with wide-range ZVS and reduced spike voltage" presentado en 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2014.
- [19] E. Hiraki, K. Yamamoto, T. Tanaka and T. Mishima, "An Isolated Bidirectional DC-DC Soft Switching Converter for Super Capacitor Based Energy Storage Systems", *presentado en IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Orlando, FL, 2007, pp. 390-395.
- [20] M. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*, first edition, John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [21] Maiti, D & Mondal, N & Biswas, "Design procedure of a push pull current-fed dc-dc converter" presentado *Proceedings of National Power Electronics Conference* , Kolkata , India,2007.
- [22] G.Montiel-Gomez, R. Morales-Caporal, J. F. Casco-Vásquez, L. A. Ruiz Hernández, "Máquinas Eléctricas y Controles Comúnmente Utilizados para Tracción de Autos Eléctricos" presentado en Congreso Internacional sobre Innovación y Desarrollo Tecnológico CIINDET 2016, Tlaxcala, Tlaxcala,2016, pp. 35-40.

- [23] Muhammad H. Rashid: Electrónica de Potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. 3a. Edición, Prentice-Hall, pp. 376, 2004.
- [24] M. Sarmiento, F. Hernán, G. López, J. Jairo, “Control escalar en motores de inducción monofásicos”, Tecnura, Vol.10, No.19, pp.29-37, 2006.
- [25] J. Rodríguez Estrada, “Desarrollo de un rectificador activo trifásico para optimizar el consumo de energía en equipos de rayos x”, tesis de maestría, Facultad de ingeniería electrónica, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, San Luis Potosí, 2012.
- [26] C. Peña Ordóñez, ”Estudio de baterías para vehículos eléctricos”, trabajo de fin de grado, departamento de tecnología electrónica,UC3M,Madrid, España, 2011.
- [27] J. Barrado, El generador de inducción autoexcitado.1era edición. México, D. F: alfaomega grupo editor, 2013.
- [28] J, González Fernández, “Diseño y Construcción de una Fuente de Corriente Alterna para Aplicaciones Autónomas”, Tesis de Maestría, Departamento de Electrónica, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, 2019.
- [29] A, Nieto Arias,” Control de Velocidad de un motor de inducción trifásico con frenado regenerativo”, Tesis de Maestría, Departamento de Electrónica, CENIDET, Cuernavaca, Morelos, 2015.

ANEXO A. PLATAFORMAS DIGITALES UTILIZADAS

ICESTICK EVALUATION KIT (FPGA)

Esta placa tiene un FPGA iCE40HX1K de alto rendimiento y baja potencia. Tiene un factor de forma de unidad de memoria USB. La familia iCE40 FPGA comprende dispositivos de densidad ultrabaja (ULD), cuyo bajo costo, tamaño pequeño y bajo consumo de energía los hace ideales para una amplia gama de aplicaciones autónomas; como lo son los dispositivos portátiles a baterías. Los FPGA iCE40 son inusuales en cuanto a que están basados en SRAM, lo que les permite ser reprogramados en tiempo real y/o cargados desde un dispositivo externo como un SPI Flash o un microcontrolador. *ICestick* es compatible con el software de diseño *iCEcube2*, para el desarrollo de VHDL, y con el software *icestudio* con el cual se programó la secuencia de disparo para el rectificador controlado (véase ANEXO C. PROGRAMACIÓN DE PLATAFORMAS DIGITALES)

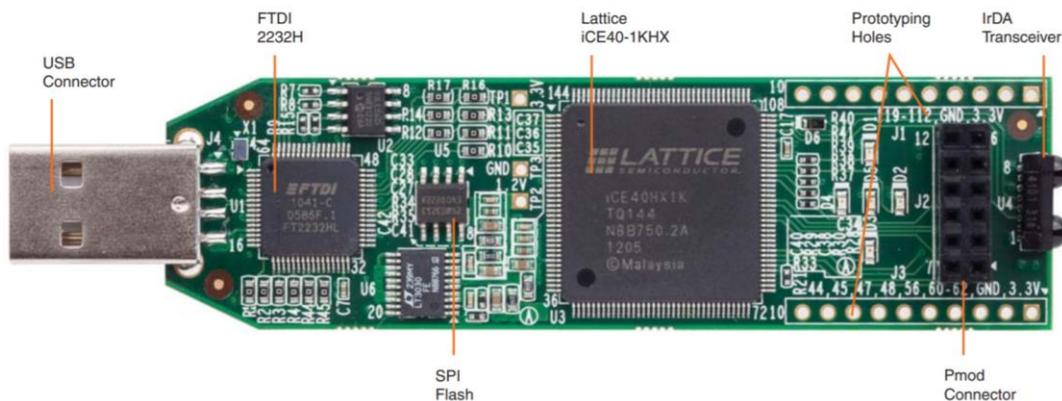


Fig. A1. Tarjeta *icestick*.

Sus principales características son:

- El dispositivo USB FTDI 2232H permite la programación de dispositivos iCE y la interfaz UART a una PC.
- Cuenta con un Transceptor IrDA Vishay TFDU4101.
- Cuenta con cinco LEDs para el usuario.
- Posee un oscilador MEMS de 12MHz
- Posee 16 conexiones de E/S digitales LVC MOS/LVTTL (3.3V).

Sus aplicaciones comprenden: Comunicaciones y Red, Electrónica de Consumo, Automatización y Control de Procesos, Imagen, Vídeo y Visión, Instrumentación y Medida.

NUCLEO-F767ZI

La placa STM32 Nucleo-144 proporciona una forma económica y flexible para que los usuarios prueben nuevos conceptos y construyan prototipos eligiendo entre las diversas combinaciones de funciones de rendimiento y consumo de energía, proporcionadas por el microcontrolador STM32. La familia de microcontroladores STM32 están basados en el procesador Arm® Cortex®-M de 32 bits, son diseñados para ofrecer nuevos grados de libertad a los usuarios de microcontroladores. Ofrecen productos que combinan un rendimiento muy alto, capacidades en tiempo real, procesamiento de señales digitales, operación de bajo voltaje y conectividad, al tiempo que mantiene la integración total y la facilidad de desarrollo.

Las principales características de la tarjeta NUCLEO se enlistan a continuación:

- 216 MHz en reloj oscilador
- 2 Mbytes de memoria flash
- 512 kBytes en SRAM
- Compilador Ethernet norma IEEE-802.3-2002
- USB OTG de velocidad completa

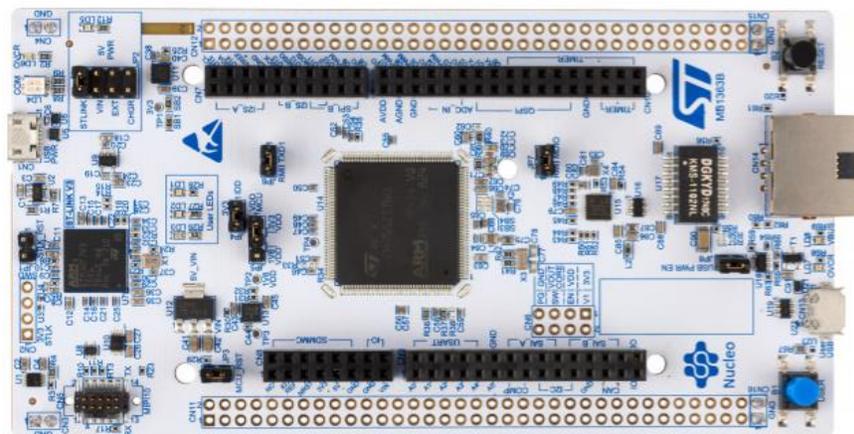


Fig. A2. Tarjeta NUCLEO-F767ZI

En la Fig. A2 se muestra el aspecto físico de la plataforma NUCLEO. El conector *ST Zio* (el cual amplía la compatibilidad con el factor de forma de ARDUINO® Uno) y las conexiones morfo ST proporcionan un medio fácil para expandir la funcionalidad de la plataforma NUCLEO con una amplia variedad de tarjetas de desarrollo especializadas. Además la tarjeta no requiere de un programador externo a la placa, puesto que integra el programador ST-LINK.

ANEXO B. PCBS: CONVERTIDOR CD-CD Y SENSOR DE VOLTAJE.

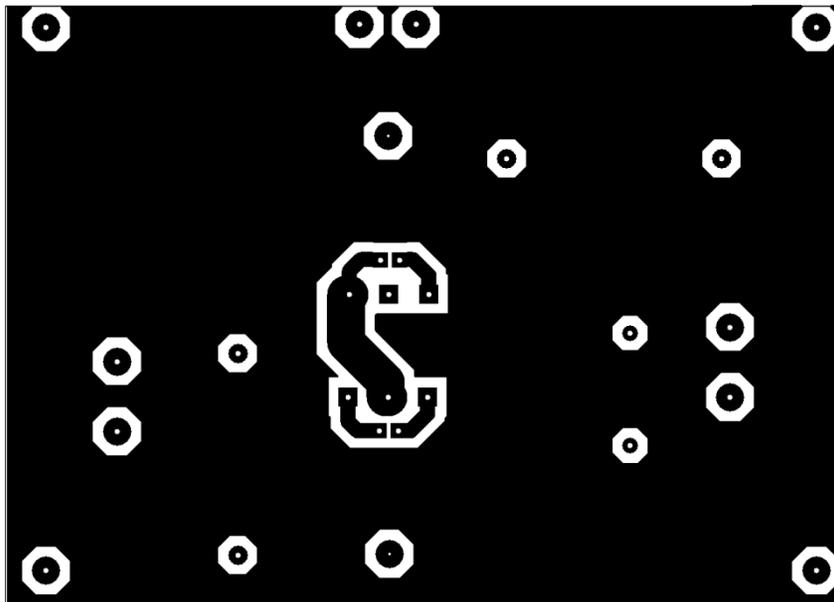


Fig. B1. Cara superior de convertidor CD-CD³.

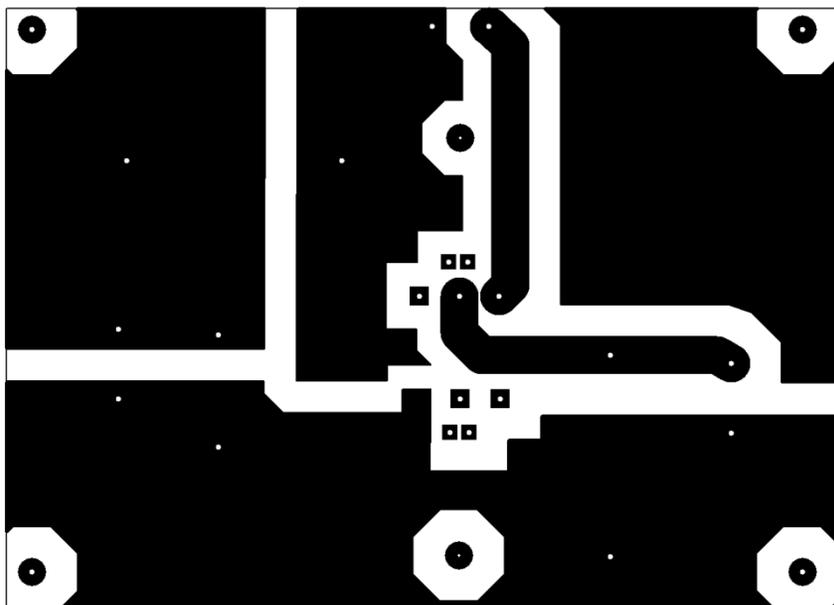


Fig. B2. Cara inferior de convertidor CD-CD⁴.

³ La imagen está a medida real para impresión.

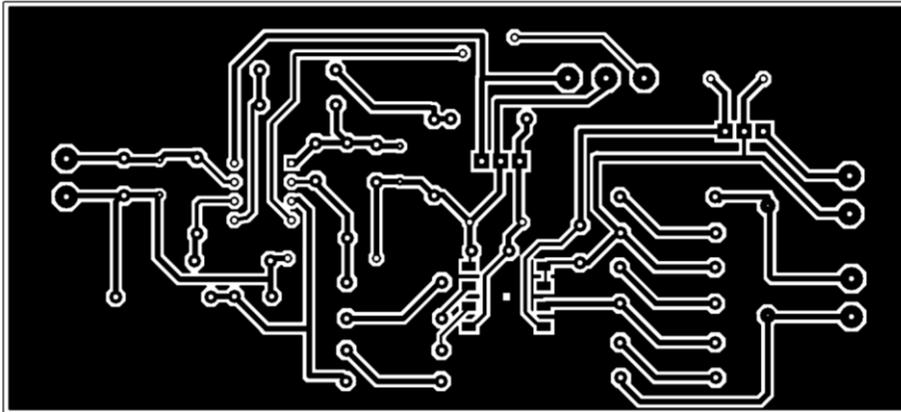


Fig. B3. Cara inferior de sensor de voltaje⁴.

⁴ La imagen está a medida real para impresión.

ANEXO C. PROGRAMACIÓN DE PLATAFORMAS DIGITALES

SECUENCIA DE DISPARO Y PWM PARA PRUEBA DEL ESQUEMA PROPUESTO DE CONVERTIDORES EN MODO GENERADOR

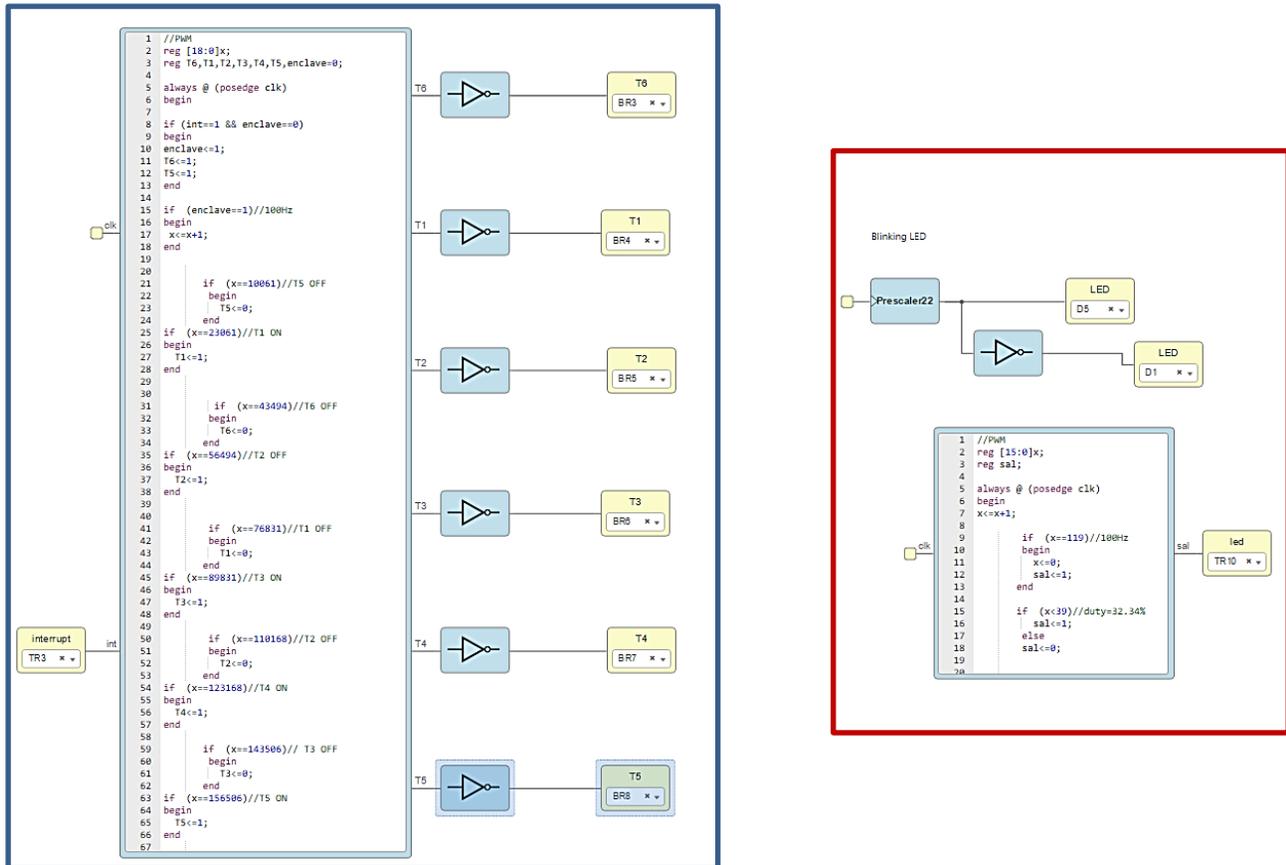


Fig. C1. Secuencia de disparo en rectificador controlado (recuadro azul) y PWM para convertidor CD-CD (recuadro rojo).

PWM Y MODULACIÓN SPWM PARA PRUEBA DEL ESQUEMA PROPUESTO DE CONVERTIDORES EN MODO MOTOR

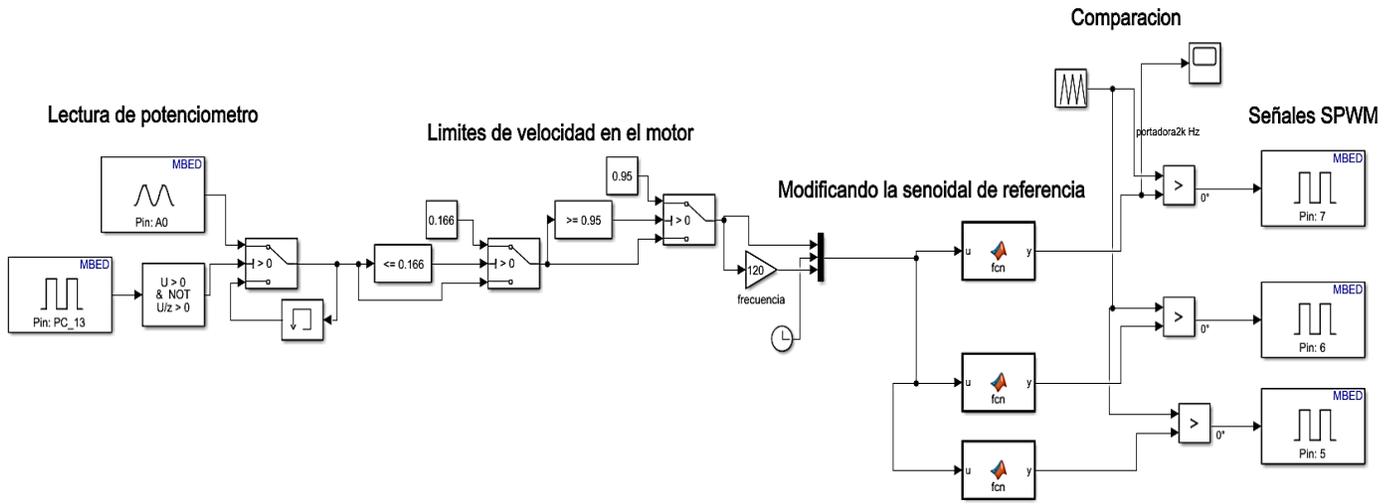


Fig. C2. PLATAFORMA NUCLEO: Programación de modulación SPWM y control de velocidad volts/Hertz sin tiempo muerto.

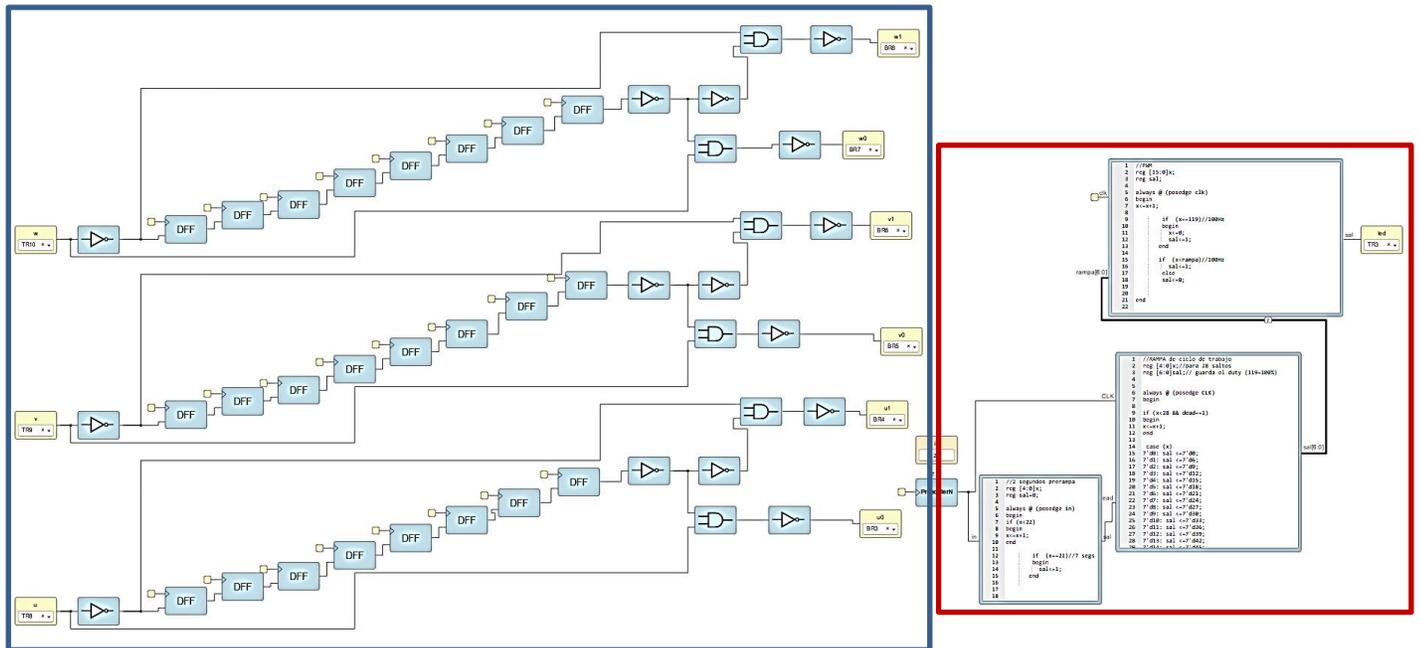


Fig. C3. PLATAFORMA ICESTICK: Programación de tiempo muerto para inductor (recuadro azul) y PWM para convertidor CD-CD (recuadro rojo).