



Centro de Investigación Científica de Yucatán A.C.

Posgrado en Energía Renovable

“DISEÑO DE UN CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL
FLYBACK PARA LA INTERCONEXIÓN DE UN
MÓDULO DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS A
UN SISTEMA MÓVIL EÓLICO-FOTOVOLTAÍCO”

Tesis que presenta

I.E. JOSÉ MANUEL SANDOVAL CANCINO

En opción al título de

MAESTRO EN CIENCIAS EN ENERGÍA
RENOVABLE.

Mérida, Yucatán, 20 de marzo del 2015

DECLARACIÓN DE PROPIEDAD

Declaro que la información contenida en la sección de Materiales y Métodos Experimentales, los Resultados y Discusión de este documento proviene de las actividades de experimentación realizadas durante el período que se me asignó para desarrollar mi trabajo de tesis, en las Unidades y Laboratorios del Centro de Investigación Científica de Yucatán, A.C., y que a razón de lo anterior y en contraprestación de los servicios educativos o de apoyo que me fueron brindados, dicha información, en términos de la Ley Federal del Derecho de Autor y la Ley de la Propiedad Industrial, le pertenece patrimonialmente a dicho Centro de Investigación. Por otra parte, en virtud de lo ya manifestado, reconozco que de igual manera los productos intelectuales o desarrollos tecnológicos que deriven o pudieran derivar de lo correspondiente a dicha información, le pertenecen patrimonialmente al Centro de Investigación Científica de Yucatán A.C., y en el mismo tenor, reconozco que si derivaren de este trabajo productos intelectuales o desarrollos tecnológicos, en lo especial, estos se registrarán en todo caso por lo dispuesto por la Ley Federal del Derecho de Autor y la Ley de la Propiedad Industrial, en el tenor de lo expuesto en la presente Declaración.

Mérida, Yucatán a 20 de marzo del 2015

José Manuel Sandoval Cancino

El presente trabajo de tesis, se realizó en las instalaciones del Centro De Investigación Científica de Yucatán A.C. dentro de los laboratorios de la Unidad de Energía Renovable y fue dirigido por la Doctora Daniella Esperanza Pacheco Catalán y el Doctor Manuel Israel Flota Bañuelos de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de Yucatán. La implementación y ensamble del convertidor bidireccional en los Laboratorios de Electrónica de Potencia y Calidad de la Energía Eléctrica a cargo del Doctor José Luis Durán Gómez, Profesor Investigador del Instituto Tecnológico de Chihuahua. A su vez, se declara que la topología utilizada en el presente trabajo fue propuesta por el Doctor José Luis Durán Gómez.

Dr. Manuel Martínez Estevéz

Director de Docencia

Centro de Investigación Científica de Yucatán A.C

AGRADECIMIENTOS

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, por el apoyo económico mediante la beca BS123CONACYT No. 280955 otorgada.

Al Fondo Mixto CONACYT– Gobierno del Estado de Quintana Roo con el proyecto FOMIX QR00-2011-001-174895.

Al Centro De Investigación Científica de Yucatán A.C., por permitirme efectuar mis estudios de posgrado en sus instalaciones y por el apoyo otorgado para la movilidad a las instalaciones del Instituto Tecnológico de Chihuahua y del Instituto Tecnológico de Cancún..

Al Doctor Ysmael Verde por su apoyo en la participación del XIV congreso internacional de la Sociedad Mexicana del Hidrógeno, las estancias realizadas y sus observaciones para mejorar la calidad del presente trabajo.

Al Instituto Tecnológico De Chihuahua, por recibirme en estancia de trabajo y apoyo técnico por parte del Laboratorio de Electrónica de Potencia y Calidad de la Energía Eléctrica y del Laboratorio de Instrumentación y Control.

Al Maestro en Ciencias Isaías Domínguez Ibarvo, Ingeniero Carlos Alberto Muñoz Baca, Maestro en Ciencias Enrique Escobedo y al Ingeniero Kevin Bastos por apoyo técnico.

A mi familia y a mi pareja por el apoyo moral en el transcurso de mis estudios de posgrado

A mis compañeros de la unidad de energía renovable, Eder Iván Ferriol Pinzón, Martín Baas Lopez, Guadalupe Reveles Miranda, Daniel Moreno, Romeo Flores, Harvey Herrera. Ismael Rosado.

A Julia González Montilla por su apoyo administrativo.

A la Doctora. Daniella Esperanza Pacheco Catalán por su invaluable apoyo moral y académico, los cuales me permitieron desarrollarme.

Al Doctor Manuel Flota Bañuelos y al Doctor José Luis Durán Gómez, por su apoyo académico permitiéndome desarrollar mis habilidades técnicas.

Al Doctor Gonzalo Carrillo Baeza y al Doctor Víctor Manuel, por sus invaluable comentarios y observaciones que permitieron enriquecer mi formación.

ÍNDICE

LISTADO DE ABREVIATURAS.	X
ÍNDICE DE TABLAS.	xi
ÍNDICE DE FIGURAS.	xii
RESUMEN.	xvi
ABSTRACT.	xviii
INTRODUCCIÓN.	1
JUSTIFICACIÓN.	2
HIPÓTESIS.	2
OBJETIVO GENERAL.	3
OBJETIVOS ESPECÍFICOS.	3
CAPÍTULO 1: ANTECEDENTES.	5
1.1. SISTEMAS HÍBRIDOS PARA LA GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA.	5
1.1.1. APLICACIONES.	6
1.2. SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA.	7
1.2.1. CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS.	9
1.2.2. MÓDULOS DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS.	11
1.2.2.1. APLICACIONES DE LOS MÓDULOS DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS.	15
1.2.3. CONVERTIDORES DE CORRIENTE DIRECTA-CORRIENTE DIRECTA.	16
1.2.4. SISTEMAS BATERÍAS-CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS PARA ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA.	20
CAPÍTULO 2: METODOLOGÍA.	27
2.1. CARACTERIZACIÓN DEL MÓDULO COMERCIAL.	27
2.1.1. CICLOS DE CARGA Y DESCARGA.	27

2.2. INTERCONEXIÓN AL SISTEMA.	30
2.2.1. DISEÑO DEL CONVERTIDOR CD-CD DE INTERCONEXIÓN.	31
2.2.2. CONTROL DE CONVERTIDOR PARA CARGA Y DESCARGA.	39
2.2.3. CONSTRUCCIÓN DE LAS TARJETAS IMPRESAS DEL CONVERTIDOR INTEGRADO BIDIRECCIONAL FLYBACK.	48
CAPÍTULO 3: RESULTADOS Y DISCUSIONES.	53
3.1. CARACTERIZACIÓN POR MÉTODO DE CARGA / DESCARGA.	53
3.2. CONVERTIDOR CORRIENTE DIRECTA/CORRIENTE DIRECTA PARA LA CARGA DEL MÓDULO DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS.	55
3.2.1. RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR INTEGRADO BIDIRECCIONAL FLYBACK.	56
3.2.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL CONVERTIDOR CD-CD.	59
3.2.3. RESULTADOS DEL DISEÑO DEL CONTROL.	67
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES.	69
REFERENCIAS.	73
ANEXOS.	79
ANEXO 1. CARACTERÍSTICAS DEL MÓDULO DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS MAXWELL TECHNOLOGIES® DE +48V de CD MODELO BMOD0165.	79
ANEXO 2: CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN DEL PIC 18F2680 PARA LA FUNCIÓN DE CARGA.	81
ANEXO 3: CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN DEL PIC 18F2680 PARA LA FUNCIÓN DE DESCARGA.	84

LISTADO DE ABREVIATURAS

cd	Corriente directa.
ca	Corriente alterna.
UPS	Sistema ininterrumpido de energía (uninterrupted power system).
EDLC	Condensador de doble capa capacitiva (electrochemical double layer capacitor).
AMR	Medidores de lectura automática (automatic meter reading).
PWM	Modulación por ancho de pulsos (pulse with modulation).
CE	Capacitores electroquímicos.
MCE	Módulo de capacitores electroquímicos.
IBFBC	Convertidor bidireccional integrado flyback (integrated bidirectional flyback converter).
SHER	Sistema híbrido de energía renovable.
IGBT	Transistor bipolar de compuerta aislada (insulated gate bipolar transistor).
I	Intensidad de corriente (ampers).
D	Diodo.
S	Interruptor conmutado.
d	Ciclo de trabajo.
RCD	Resistencia, capacitor, diodo.
CCD	Carga y descarga cíclica (cyclic charge discharge).
V_e	Tensión de entrada (volts).
V_s	Tensión de salida (volts).

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1: Características del módulo de capacitores electroquímicos de +48V de CD modelo BMOD0165.	79
--	----

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Diagrama de Ragone para dispositivos de almacenamiento.	8
Figura 1.2: Esquema representativo de un capacitor electroquímico de doble capa electroquímica.	9
Figura 1.3: Esquema de un condensador convencional.	11
Figura 1.4: Esquema que representa un circuito equivalente de un módulo de capacitores electroquímicos.	12
Figura 1.5: Reguladores de tensión para módulos de capacitores electroquímicos.	14
Figura 1.6: Esquema simplificado de un convertidor cd-cd.	17
Figura 1.7: Esquema de la señal de modulación de ancho de pulso.	17
Figura 1.8: Esquema simplificado de un convertidor cd-cd reductor.	18
Figura 1.9: Esquema simplificado de un convertidor elevador cd-cd.	18
Figura 1.10: Circuito típico de un convertidor cd-cd flyback.	19
Figura 2.1: Gráfica característica de carga-descarga a tensión constante.	28
Figura 2.2: Esquema representativo de la conexión del circuito para la caracterización en modo descarga.	29
Figura 2.3: Ejemplo de una prueba de carga(a) y descarga (b) escalonada aplicando pulsos de corriente en amperes en pulsos [48].	30
Figura 2.4: Esquema de interconexión del modulo de supercondensadores con el bus de +24V de cd.	31
Figura 2.5: Esquema representativo del convertidor integrado bidireccional tipo flyback.	32
Figura 2.6: Convertidor flyback en el programa PSIM®.	36
Figura 2.7: Tiempo de caída t_f en la señal PWM.	37
Figura 2.8: Diagrama para la obtención de la planta programada en el microcontrolador.	39

Figura 2.9: Circuito equivalente del IBFBC con el interruptor S2 en estado encendido.	40
Figura 2.10: Circuito equivalente del IBFBC con el interruptor S2 en estado apagado.	41
Figura 2.11: Diagrama de Bode de la función de transferencia para la descarga del módulo.	44
Figura 2.12: Interfaz de la herramienta SISO antes de la sintonización.	45
Figura 2.13: a) Interfaz gráfica del controlador resultante. b) Respuesta al escalón del controlador.	46
Figura 2.14: Esquema de operación de la tarjeta de potencia del IBFBC.	48
Figura 2.15: Tarjeta impresa de la etapa de potencia del IBFBC.	49
Figura 2.16: Esquema de operación de la tarjeta de control del IBFBC.	50
Figura 2.17: Tarjeta impresa de la etapa de control del IBFBC.	51
Figura 2.18: Componentes interiores del prototipo final del IBFBC.	52
Figura 3.1: Gráfica de carga y descarga del módulo de capacitores electroquímicos con una carga de 150W.	54
Figura 3.2: Gráfica de carga y descarga del módulo de capacitores electroquímicos aplicando una carga de 25W.	54
Figura 3.3: Simulación de las formas onda del interruptor S ₁ y el diodo D ₂ del convertidor Bidireccional operando de +24V a +48V de cd.	56
Figura 3.4: Tensión de salida de +48V de cd para la carga del módulo de CE simulado.	57
Figura 3.5: Simulación de las formas de onda del interruptor S ₂ y el diodo D ₁ convertidor Bidireccional operando de +48V a +24V de cd.	58
Figura 3.6: Tensión de salida de +24V de cd para la alimentación del bus de +24V de CD simulado en PSIM®.	58
Figura 3.7: Prototipo del convertidor cd-cd bidireccional flyback.	59

Figura 3.8: Ciclo de trabajo del interruptor S_1 (IGBT) del convertidor al 62%.	60
Figura 3.9: Corriente (trazo rosa) y tensión (trazo azul) en el interruptor S_1 del convertidor.	60
Figura 3.10: Circuito snubber resistencia, capacitor, diodo, implementado en el convertidor integrado bidireccional flyback.	61
Figura 3.11: Pico de tensión en el interruptor durante la carga del módulo de capacitores electroquímicos con +12V de cd.	61
Figura 3.12: Pico de tensión en el interruptor durante la carga del módulo de capacitores electroquímicos con +26V de cd.	62
Figura 3.13: Pico de tensión en el interruptor durante la carga del módulo de capacitores electroquímicos con +38V de cd.	62
Figura 3.14: Formas de onda durante la operación de descarga.	63
Figura 3.15: Formas de onda durante la operación de carga.	64
Figura 3.16: Curva de carga de 0V a +48V de cd del módulo de capacitores electroquímicos.	65
Figura 3.17: Rizo de tensión de salida de +24V de cd del convertidor integrado bidireccional flyback.	66
Figura 3.18: Respuesta de la tensión de salida de +24V de cd con respecto a la tensión de entrada, del sistema de control de descarga.	67

RESUMEN

Actualmente, los efectos del calentamiento global han incrementado el número de desastres naturales, los cuales interrumpen el suministro de electricidad en las comunidades. Cuando la red eléctrica de las comunidades se deshabilita, es necesario suministrar la energía de manera autónoma. El presente trabajo, se basa en la implementación de un convertidor bidireccional integrado flyback (IBFBC) para la interconexión de un módulo de capacitores electroquímicos (MCE). El convertidor permite cargar el MCE a partir de una fuente de +24V cd, y una vez cargado, regular la salida de tensión del MCE a +24V cd. El convertidor recibirá las señales de carga/descarga desde una fuente de cd y podrá ser aplicado a un sistema híbrido móvil de energía renovable (SHER). Adicionalmente, se presenta la caracterización de un MCE de +48V de cd y 165F marca Maxwell Technologies® previa al diseño del convertidor.

El MCE se caracterizó por medio de ciclos de carga/descarga, y se obtuvo que suministra una potencia de 150W, equivalentes al uso de equipos de telecomunicaciones o de refrigeración, por un periodo de una hora con 15 minutos. Posteriormente, se realizó una segunda caracterización esta vez aplicando una carga de 25W, considerada para el autoconsumo del gestor de energía del SHER, y se encontró que el módulo entregó la potencia requerida durante 7 horas con 40 minutos.

Posteriormente, se diseñó un convertidor integrado bidireccional flyback considerando los siguientes parámetros: La tensión de entrada V_e de +24V suministrada por una fuente de poder de cd, la tensión de salida V_s igual a +48V cd correspondiente a la tensión máxima del MCE. Además, se utilizó un transformador de alta frecuencia con una relación de vueltas 1:1 y una inductancia de magnetización L_m de 2.6mH construido previamente. Finalmente, se propuso una frecuencia de conmutación de 20kHz basándose en las capacidades del circuito integrado controlador del Interruptor (CICl).

Una vez que se construyó el prototipo del IBFBC, se realizó un algoritmo de control tanto para la operación de +24V a +48V como para la operación de +48V a +24V. Para cargar el MCE, se implementó un algoritmo el cual aplica un ciclo de trabajo inicial de 50%, y una vez que alcanza +15V en el MCE, éste aumenta el ciclo de trabajo en escalones de 3% cada 5V hasta el final de la carga. Para la operación de +48V a +24V, se

linealizó el convertidor mediante promedio de espacio de estados para obtener su función de transferencia y posteriormente se convirtió de continua a discreta. En seguida, se obtuvo un compensador en lazo abierto para regular la salida del convertidor a +24V por medio de la herramienta Control systems tuning de MATLAB®.

De los algoritmos, se obtuvo que el IBFBC carga el MCE de 0V a +48V cd en una hora con 15 minutos, y que éste permite descargar hasta un 30% de la tensión nominal del MCE. Durante la parte experimental, se determinó la necesidad de la implementación de un circuito snubber RCD (resistencia, capacitor, diodo) para amortiguar los picos de tensión presentes en los interruptores conmutados.

ABSTRACT

Nowadays, global warming effects have increased the natural disaster events, interrupting the electricity supply from the grid. When community's power grid is disabled, autonomous energy supply is crucial. This work is based on the implementation of an integrated bidirectional flyback converter (IBFBC) intended to interconnect an electrochemical capacitor module (ECM). The converter charges the ECM from a +24V dc power supply, and once fully charged, it regulates the ECM's output voltage at +24V dc. The bidirectional converter will receive charge/discharge signals from a dc power supply and could have applications in hybrid renewable energy systems (HRES). Additionally, this work presents the characterization of a +48V dc 165F Maxwell Technologies™ ECM previous to the IBFBC implementation.

The ECM was characterized with charge/discharge cycles, and it was found that the module supplies 150W, equivalent to telecommunication and refrigeration equipment, for an hour and 15 minutes period. It was made a second characterization applying a 25W charge, considered for the HRES energy manager autoconsumption, and it was found that the module supplies the needed power for 7 hours and 40 minutes.

After the ECM characterization, the authors designed an IBFBC considering the following parameters: a +24V dc V_i input voltage supplied by a dc power source, and a +48V dc output voltage corresponding to the ECM maximum voltage. It was used a high frequency transformer with a 1:1 turn ratio and 2.6mH magnetizing inductance previously built. Finally, it proposed a 20kHz switching frequency based on the switch driver performance.

Once the IBFBC prototype was built, a control algorithm was made for the +24V to +48V and the +48V a +24V operation as well. To charge the ECM, it was implemented an algorithm that applies a starting 50% duty cycle, and once a +15V in the ECM is achieved, the algorithm rise the duty cycle in 5% steps every 5V until the module is fully charged. For the +48V to +24V operation, the linearization of the converter was made with space state averaging in order to obtain its transfer function and then changed from continuous to

discrete. Subsequent to the conversion, the open loop compensator for +24V regulation was obtained using the MATLAB™ control systems tuning toolbox.

From the algorithms test results, it was obtained that the IBFBC charges the ECM from 0V to +48V in an hour and 15 minutes, and is able to discharge to 30% of the ECM nominal voltage. During the experimental operation, it was implemented an RCD (resistor, capacitor, diode) snubber circuit to absorb the voltage peaks in power switches.

INTRODUCCIÓN

Actualmente, las fuentes de energía renovables han tomado gran importancia en la mayoría de las naciones, ya que éstas permitirán un suministro sustentable de recursos energéticos. La dependencia a los recursos no renovables es evidente, puesto que permiten un suministro ininterrumpido de energía a un relativo bajo costo. El suministro energético continuo y el bajo costo de explotación son las características principales que debería cumplir cualquier fuente de energía. En base a lo anterior, se busca aprovechar tecnologías “limpias” para satisfacer las necesidades energéticas, en vista que los recursos no renovables impactan de manera negativa en el medio ambiente y no son sustentables para las generaciones futuras.

En vista que ya que la explotación de fuentes renovables depende de factores medioambientales (el viento, la radiación solar, el flujo de agua etc.) y del sitio geográfico, la intermitencia es una de las principales problemáticas; por tal motivo, es necesario integrar un sistema de almacenamiento que pueda brindar energía cuando ésta sea suficiente o nula.

La oscilación de los recursos renovables a lo largo del año es uno de los principales problemas que presentan estas fuentes de energía. Para contrarrestar esta deficiencia se proponen SHER, los cuales ofrecen una mayor disponibilidad de energía de lo que las fuentes renovables podrían proporcionar de forma individual.

El sistema que se considera en este trabajo, estará compuesto de dos fuentes de energía renovable (eólico - solar fotovoltaico), implementando una turbina eólica de 750W, un arreglo de 10 paneles fotovoltaicos (cinco arreglos en paralelo de 2 paneles en serie) de 250W, un banco de baterías y un módulo de capacitores electroquímicos como sistemas de almacenamiento de energía. Además, para mejorar la calidad en la entrega de energía y la eficiencia del sistema híbrido, se considera un gestor de energía.

El presente trabajo se enfoca en la caracterización de un módulo de capacitores electroquímicos de 48V y 165F, y su interconexión mediante un convertidor bidireccional cd-cd. Este convertidor estará basado en la topología flyback, el cual debido a la distribución simétrica de sus componentes, requerirá menos circuitos externos adicionales

para su operación bidireccional. El módulo de capacitores electroquímicos (MCE), pretende, amortiguar los picos de corriente que se generan durante los momentos de mayor demanda de potencia, y reducir el costo de mantenimiento a largo plazo del sistema de almacenamiento.

JUSTIFICACIÓN

Generalmente, las fuentes renovables de energía cuentan con un sistema de almacenamiento basado en baterías. Cuando la potencia demandada aumenta y se mantiene una tensión constante, la corriente del sistema se eleva debido a que la potencia es el producto de la tensión por la corriente. Los CE cuentan con una gran capacidad para entregar la energía almacenada (densidad de potencia), por lo que pueden suministrar altos valores de corriente sin dañarse. Para la interconexión del MCE, se propone la implementación de un convertidor bidireccional integrado flyback (IBFBC) cd-cd; éste permitirá cargar el MCE a partir de la línea de tensión de cd de +24V, y posteriormente entregar la energía almacenada de vuelta a la línea. La topología flyback resulta una opción viable para ser acondicionada como topología aislada bidireccional; debido a que presenta una distribución de componentes simétrica y un transformador de alta frecuencia.

HIPÓTESIS

Implementar un convertidor integrado bidireccional flyback, permitirá interconectar un módulo de capacitores electroquímicos de +48V y 165F a una línea de +24V cd, y podrá ser compatible con el gestor de energía de un sistema híbrido móvil eólico fotovoltaico.

OBJETIVO GENERAL

Implementar, construir y caracterizar un convertidor bidireccional integrado tipo flyback para interconectar un módulo de capacitores electroquímicos de +48V cd y 165F a una línea de tensión de +24V.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Caracterizar un módulo de capacitores electroquímicos por medio de ciclos de carga/descarga, para evaluar su respuesta ante cargas de 150W y 25W.
- Implementar un convertidor de interconexión del MCE.
- Simular la topología propuesta en el programa PSIM®.
- Maquinar las tarjetas impresas de los circuitos de control y de potencia.
- Establecer los algoritmos para el control de carga y descarga.
- Caracterizar el MCE en conjunto con convertidor de interconexión.

CAPÍTULO 1

ANTECEDENTES

El presente capítulo presenta algunos planteamientos previos, fundamentos teóricos relacionados con este trabajo. Esta sección pretende abrir el panorama acerca de sistemas híbridos de energía renovable y sistemas de almacenamiento de energía, dando pauta a la sección de metodología.

Los sistemas híbridos de energía renovable han sido estudiados previamente [1, 2], pero aun presentan un amplio campo de oportunidades de estudio. Estos sistemas de generación de energía eléctrica podrían ayudar a resolver la intermitencia que tiene cada tecnología por sí sola. Este trabajo se basa en la implementación de un convertidor bidireccional aplicado a un sistema híbrido de energía renovable (SHER). Dicho sistema está pensado para situaciones de contingencia, en las cuales es necesario suministrar electricidad fuera de la red. En esta sección se expondrán los principios del sistema híbrido, del módulo de capacitores electroquímicos y en particular del convertidor que será implementado.

1.1. SISTEMAS HÍBRIDOS PARA LA GENERACIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA

Las fuentes renovables de energía se consideran alternativas ecológicas a las fuentes convencionales para el abasto energético. Las fuentes alternativas de energía pueden ser: solar-fotovoltaica, eólica, mareomotriz, geotérmica, biomasa y tecnologías basadas en el hidrógeno. La explotación viable de estos recursos, se ha convertido en un reto para alcanzar la seguridad energética en el futuro [3]. Sin embargo, las tecnologías mencionadas anteriormente son deficientes al momento de suplir energía de manera aislada, debido a la intermitencia en la disponibilidad de la radiación solar, el viento, flujo de agua, etc. a lo largo del año. En los últimos años, diversos trabajos de investigación se han llevado a cabo en las áreas de diseño, optimización, operación y control de los SHER [4, 12-16].

Estos sistemas híbridos tienen una gran variedad de configuraciones [4], se basan en las siguientes fuentes renovables de energía:

- Solar-fotovoltaica.
- Eólica.
- Tecnología del Hidrógeno.

Asimismo, los SHER cuentan con sistemas de almacenamiento que incluyen: bancos de baterías, capacitores electroquímicos (CE), y en el caso de las celdas de combustible, tanques de hidrógeno o etanol.

1.1.1. APLICACIONES

Una de las principales aplicaciones de los SHER son las microredes, particularmente en ubicaciones aisladas o de difícil acceso [9]. Cuando se encuentra en un sistema aislado, disponer de diferentes fuentes de energía permite la continuidad en el suministro energético. Sin embargo, aún disponiendo de diferentes alternativas para el abastecimiento de energía, es conveniente integrar un sistema de almacenamiento como respaldo para el SHER.

Por otro lado, se propone la combinación de dispositivos de almacenamiento para satisfacer las necesidades particulares de la microred. A menudo, se utilizan convertidores para manipular la energía eléctrica proveniente de la fuente de alimentación y/o dispositivos de almacenamiento, para alimentar la carga conectada a la microred. Los elevados valores de corriente provocados por el arranque de máquinas eléctricas, provocan daños en las baterías y reducen su tiempo de vida útil. En consecuencia de lo anterior, se ha propuesto el uso de baterías en conjunto con CE para amortiguar la corriente durante el arranque.

En los sistemas de almacenamiento de energía, los CE ofrecen una elevada densidad de potencia, lo que les permite suministrar altos valores de corriente en lapsos cortos de tiempo sin dañar su estructura. Asimismo, las baterías presentan una elevada densidad de energía lo que les permite aumentar el tiempo de respaldo energético.

1.2. SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

Los sistemas de generación de energía renovable requieren almacenar el excedente de energía producida, para compensar la producción en caso de déficit de energía. Los sistemas de almacenamiento de energía pueden ser mecánicos, térmicos, químicos y eléctricos [10]. Los sistemas mecánicos utilizan la gravedad, la cinemática y la elasticidad como medio de almacenamiento de energía; como ejemplo se pueden mencionar a los resortes, presas hidroeléctricas, aire comprimido entre otros.

El almacenamiento eléctrico por métodos químicos puede realizarse mediante procesos redox (óxido-reducción), reacciones farádicas o almacenamiento electrostático mediante mecanismos no farádicos. En las baterías (y algunos tipos de pseudocapacitores y capacitores híbridos), existe transferencia de electrones y por ende cambios químicos o de estado de oxidación del material electroactivo. En dispositivos de almacenamiento no farádicos, la deficiencia o exceso de electrones se acumula en los electrodos sin que intervengan reacciones redox. Entre algunos ejemplos de dispositivos electroquímicos que almacenan la energía por mecanismos farádicos, se pueden mencionar a las baterías, sistemas redox como capacitores de película de óxido, película polimérica, sistemas solubles, capacitores híbridos, entre otros. Y del otro lado se tiene los capacitores de doble capa capacitiva, de vacío, dieléctricos y electrolíticos (de película delgada) [12, 13].

En este trabajo se hará uso de un banco de condensadores que almacena la energía de manera electrostática, y se expondrá de forma breve algunas propiedades de las baterías. La diferencia entre estos tipos de dispositivos de almacenamiento está dada por su principio de funcionamiento, sin embargo las dos propiedades de mayor interés son; la densidad de potencia que se define como la facilidad con la que un dispositivo a entregar la energía almacenada, y la densidad de energía que es la facilidad de retener la carga almacenada.

En la figura 1.1, se muestra el diagrama de Ragone, el cual presenta los dispositivos convencionales de almacenamiento de energía de acuerdo a sus densidades de potencia y de energía. En la gráfica se observa que los dispositivos con mayor densidad energética tienen una densidad de potencia deficiente y viceversa. Ejemplos de lo anterior son las

celdas de combustible, las baterías, los capacitores electroquímicos y finalmente condensadores convencionales, estos últimos cuentan con mayor densidad de potencia pero su densidad de energía es limitada. El uso de de estos dispositivos dependerá de la aplicación, y en vista que en este trabajo se utilizaron capacitores electroquímicos, se describirán con mayor detalle estos dispositivos.

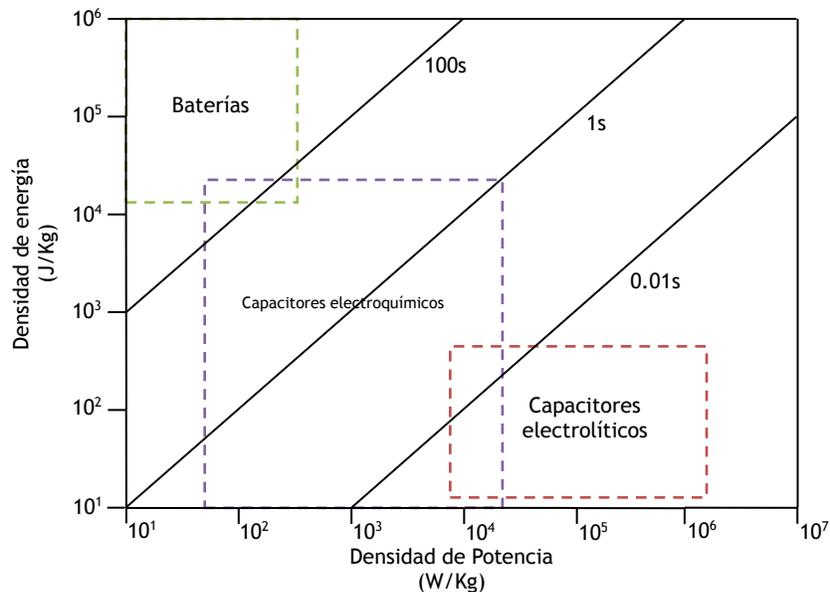


Figura 1.1: Diagrama de Ragone para dispositivos de almacenamiento [13].

En la gráfica de Ragone se puede observar que la diferencia entre las baterías y los capacitores electroquímicos, también involucra al tiempo característico de respuesta a la carga, el cual se obtiene dividiendo la densidad de energía entre la densidad de potencia. Los capacitores electrolíticos tienen un tiempo respuesta a la carga reducido ($<0.01s$), lo que los hace adecuados para aplicaciones casi instantáneas. Por otra parte, baterías presentan un tiempo de respuesta a la carga mayor a la de los capacitores ($>100s$); gracias a esto destacan en aplicaciones de larga duración como por ejemplo: respaldo energético ininterrumpido de equipos de telecomunicación, bases de datos, antenas de transmisión y/o tableros de control en aplicaciones industriales [13]. Los CE cuentan con una densidad de energía menor a $20000J/kg$, una densidad de potencia que oscila entre los 40 y $20000W/kg$ y un tiempo de respuesta a la carga menor a $1s$, ubicándolos entre las baterías y los capacitores electrolíticos.

1.2.1. CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS

También denominados supercapacitores o ultracapacitores, son dispositivos electroquímicos que pueden clasificarse dependiendo de su proceso de almacenamiento. Un CE almacena energía electrostáticamente o por procesos de oxidación-reducción (redox) dependiendo de su composición [18]. En el caso de el almacenamiento electrostático (no farádicos), el mecanismo de carga y descarga es altamente reversible (>1000 ciclos de carga y descarga).

Un capacitor electroquímico está conformado de dos placas porosas no reactivas suspendidas dentro de un electrolito, separados por una película dieléctrica y dos electrodos por los cuales se aplica una diferencia de potencial (o se colecta en caso de descarga, figura 1.2). La tensión aplicada sobre la placa positiva atrae los iones negativos en el electrolito, mientras que la tensión en la placa negativa atrae a los iones positivos. Esto ocasiona la atracción y repulsión de cargas en la parte interfacial electrodo-electrolito lo que provoca un efecto capacitivo lo que permite un almacenamiento electrostático no farádico.

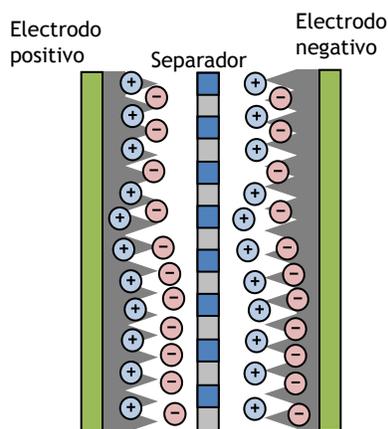


Figura 1.2: Esquema representativo de un capacitor electroquímico de doble capa electroquímica.

La carga almacenada en estos dispositivos se define en términos de capacitancia, la cual se mide en unidades de faradios. Por su capacitancia, los capacitores electroquímicos difieren de los condensadores convencionales en la cantidad de carga almacenada. Mientras que los condensadores convencionales almacenan cargas en

orden de mili, micro y pico faradios, los capacitores electroquímicos pueden llegar a almacenar cargas en términos de diez, incluso cientos de faradios, mostrando una gran diferencia en la capacidad de almacenamiento de carga [12, 19, 13].

En un capacitor, la capacitancia C está dada en faradios, y se define como el cociente de la carga almacenada Q (coulombs) (positiva) y la tensión V en volts [11,14].

$$C = \frac{Q}{V} \quad (1.1)$$

Para un condensador convencional, C es directamente proporcional a la superficie de cada electrodo A , e inversamente proporcional a la distancia D entre los electrodos, multiplicado por las constantes dieléctricas del vacío y del material respectivamente ($\epsilon_0 \epsilon_r$) [11, 14].

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{D} \quad (1.2)$$

El área de almacenamiento de los condensadores electrolíticos convencionales se deriva de placas delgadas de material conductor plano, por lo que se consigue una mayor capacitancia mediante el enrollamiento de grandes longitudes de material [19]. En los CE, se incrementa el área superficial texturizando las placas recolectoras mediante tratamientos químicos, o combinándolos con otros materiales.

Un condensador separa sus placas cargadas mediante un material dieléctrico que puede ser; películas poliméricas, papel o cerámica. Cuanto más delgado sea el dieléctrico de la zona, se puede obtener mayor capacitancia por unidad de volumen.

Los dos atributos principales de un condensador son, su densidad de energía y su densidad de potencia. Para cualquiera de las anteriores, la densidad se puede calcular como la energía E almacenada en un condensador directamente proporcional a su capacitancia [11,14]:

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \quad (1.3)$$

La potencia P se define como la energía consumida por unidad de tiempo [20]. Para calcular P en un capacitor electroquímico, considera un circuito compuesto por un capacitor, una resistencia equivalente en serie (RES) y una fuente de tensión también en serie, tal y como se muestra en la figura 1.3.

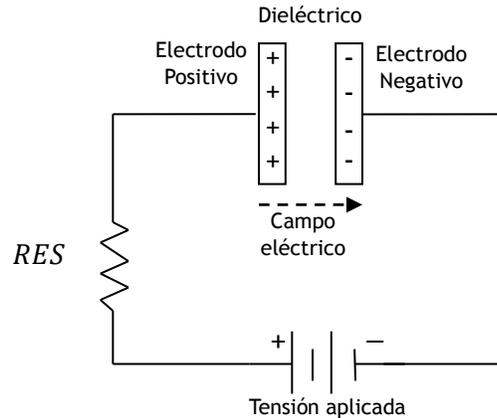


Figura 1.3: Esquema de un condensador convencional.

La resistencia equivalente en serie es un componente en serie con el CE en el circuito eléctrico equivalente, y representa las pérdidas generales de la celda; tales como pérdidas óhmicas, resistencia de los electrodos, el electrolito y el separador dieléctrico. A su vez, existe una resistencia equivalente en paralelo que representa el fenómeno de autodescarga del CE. Sin embargo, para determinar la potencia máxima $P_{m\acute{a}x}$ de un capacitor, únicamente se toma en cuenta la RES . La potencia máxima de un CE puede obtenerse mediante la expresión:

$$P_{m\acute{a}x} = \frac{V^2}{4 \times RES} \quad (1.4)$$

donde $P_{m\acute{a}x}$ es la potencia máxima que un capacitor puede entregar, V es la tensión de la celda y ESR el valor de la resistencia en serie [18].

1.2.2. MÓDULOS DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS

Estos módulos son agrupaciones de CE cuya finalidad es obtener los valores de tensión y/o densidad de energía requeridos por una aplicación dada [21]. Para obtener

diferentes valores de tensión, corriente, densidad energética o densidad de potencia, se hacen arreglos serie-paralelo en el módulo. Los arreglos en serie permiten aumentar los valores de tensión y densidad de potencia, mientras que los arreglos en paralelo, aumentan los valores de corriente, y la densidad de energía como se expresa en las ecuaciones 1.5 y 1.6. En la figura 1.4, se observa un módulo de capacitores electroquímicos presentando arreglos de dos celdas (C) en paralelo y a su vez cada arreglo ($C_1, C_2 \dots C_N$), está conectados en serie.

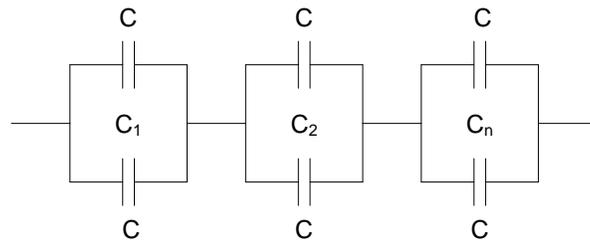


Figura 1.4: Esquema representativo de un circuito equivalente a un módulo de capacitores electroquímicos.

El número de celdas que comprenden un módulo o stack, se determina mediante la siguiente ecuación [21],

$$N_s = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{celda}} \quad (1.5)$$

donde N_s corresponde al número de celdas conectadas en un arreglo en serie, $V_{m\acute{a}x}$ la tensión máxima del módulo que se desea, y V_{celda} es la tensión nominal de la celda. Posteriormente, el número de celdas en paralelo puede obtenerse de la siguiente manera [21],

$$N_p = \frac{N_s \cdot C_{eq}}{C_{celda}} \quad (1.6)$$

donde C_{eq} es la capacitancia equivalente de todas las celdas, es decir la capacitancia total del módulo, mientras que C_{celda} es la capacitancia por unidad de celda [21].

Para regular los valores de tensión, corriente y potencia, se implementan protecciones en el módulo de capacitores electroquímicos [21]. A continuación se

presentan los principales métodos para balancear la tensión en el módulo y proteger contra las variaciones de tensión:

Divisores resistivos

Este sistema se compone de resistores del mismo valor conectados en paralelo a los capacitores electroquímicos, asegurando la correcta distribución de tensión (que todas las celdas se carguen uniformemente) después de cargarse [21] (Figura 1.5a). La desventaja de este sistema es que fomenta la descarga de los CE una vez que se retira la fuente de poder lo que representa fuga de la energía almacenada.

Divisores con resistencias de conmutación

Este tipo de regulación es parecida a la de divisores resistivos, con la diferencia que cuentan con un interruptor que le permite desconectarse después de que el módulo termina de cargarse [21] (Figura 1.5b), lo que evita la fuga de energía por la presencia de los resistores.

Controlador de picos con diodos Zener

Consiste en conectar en paralelo un diodo tipo Zener del mismo valor que la tensión en el condensador. Estos diodos operan de forma similar a los diodos convencionales cuando se polarizan de ánodo a cátodo, pero cuando se invierte la polarización éste mantiene una tensión constante en sus terminales[21]. La ventaja principal de utilizar diodos Zener o rectificadores, es que la corriente se vuelve despreciable cuando la tensión del CE es menor al del diodo, en vista que la diferencia de potencial en el diodo se acerca a la del condensador (Figura 1.5c).

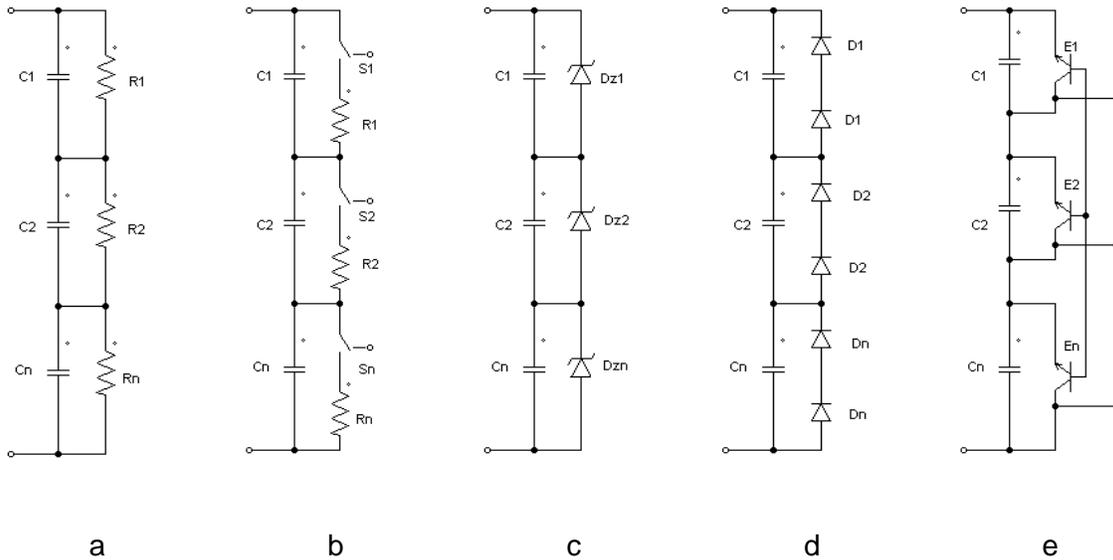


Figura 1.5: Reguladores de Tensión para módulos de capacitores electroquímicos; Divisor resistivo (a), Divisor con resistores de conmutación (b), Controlador de picos con diodos Zener (c), Controlador de picos con diodos rectificadores (d), Circuito electrónico de balance (e) [21].

Controlador de picos con diodos rectificadores

Estos controladores de picos consisten en la conexión de N diodos rectificadores en serie, y a su vez, en paralelo con el CE (Figura 1.5d). El número de diodos que se requieren esta dado por la relación de:

$$N_{diodos} = \frac{V_{celda}}{V_{diodo}} \quad (1.7)$$

donde N_{diodos} es el número de diodos rectificadores que se requieren, V_{celda} es la tensión nominal del condensador y V_{diodo} es la tensión del diodo rectificador [21].

Circuito electrónico de balance

Funciona mediante el uso de convertidores cd-cd (E) con la finalidad de asegurar el flujo uniforme de tensión (Figura 1.6e). Estos se interconectan en serie con los circuitos de los condensadores continuos, y en paralelo con los condensadores que regulan. Este

tipo de sistemas disminuye las pérdidas de potencia al tener el control sobre el flujo de tensión.

1.2.2.1. APLICACIONES DE LOS MÓDULOS DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS

Los módulos de CE tienen diferentes usos dependiendo del campo de aplicación; industria automotriz, arranque de motores, aplicaciones industriales, suministro ininterrumpido de energía o almacenamiento de energía para sistemas remotos [7,8,10,18–24].

Sistemas de arranque

Los CE se utilizan como fuentes de energía temporales en muchas aplicaciones donde se requiere energía inmediata. Dentro de esas aplicaciones se pueden mencionar a los sistemas UPS, generadores de diesel o gasolina, tanques de hidrógeno para alimentar celdas de combustible o banco de baterías como respaldo de alimentación principal [1, 7, 24, 25].

Los UPS, requieren tiempos cortos de arranque que posibilite la disminución de interrupciones momentáneas de energía [7]. Los MCE están dimensionados para proporcionar la cantidad apropiada de energía, hasta que la fuente primaria vuelva a operar normalmente.

Por otro lado, la velocidad de respuesta a la carga de los CE permite compensar a las celdas de combustible durante su proceso de arranque. Esta compensación, ayuda a reducir del tamaño de las celdas de combustible, y a suprimir picos de corriente que puedan dañar su estructura [30–32].

Las ventajas de usar módulos de CE tanto en los sistemas de generación de energía como en vehículos eléctricos, es que pueden suministrar la corriente de arranque en máquinas eléctricas sin dañar su estructura. Si bien, el valor monetario de los MCE

todavía es mayor al de las baterías, el uso conjunto puede disminuir el costo del sistema a largo plazo debido al aumento de la vida útil de las baterías [10, 33–36].

Respaldo energético.

Cuando se dispone de una fuente de energía constante, se puede mantener los capacitores electroquímicos cargados al 100%; esto es conveniente para el respaldo de energía en memorias internas, operaciones de apagado de sistemas, notificación de eventos en servidores de bases de datos, o tableros de control industriales.

Los CE pueden utilizarse como fuente de alimentación primaria en aplicaciones que requieren respaldo energético por períodos cortos de tiempo, o que necesiten una breve carga antes de su uso. En los sistemas UPS que funcionan durante los fallos de red que duran unos pocos minutos, los CE se utilizan para abastecer la demanda transitoria de energía y la batería suministra la energía una vez que la demanda se ha estabilizado [18, 22].

1.2.3. CONVERTIDORES DE CORRIENTE DIRECTA-CORRIENTE DIRECTA

Los convertidores de corriente directa a corriente directa (cd-cd), regulan los valores de tensión y corriente del sistema mediante el uso de componentes electrónicos pasivos y semiconductores. El convertidor de cd más sencillo es el *chopper* y consiste en una fuente de tensión de cd, conectada en serie con un interruptor controlado, y una resistencia de carga (Figura 1.6).

En vista que un interruptor solo puede estar en posición de encendido o apagado, se requiere controlar la conmutación del interruptor. En este trabajo, el interruptor es controlado mediante la técnica PWM (pulse width modulation, por sus siglas en inglés). Esta técnica consiste en producir una señal cuadrada a partir de una señal triangular o sinusoidal. En la señal triangular, se establece un valor de referencia que produce la señal cuadrada, la cual controla la conmutación del interruptor como se muestra en la figura 1.7 [38].

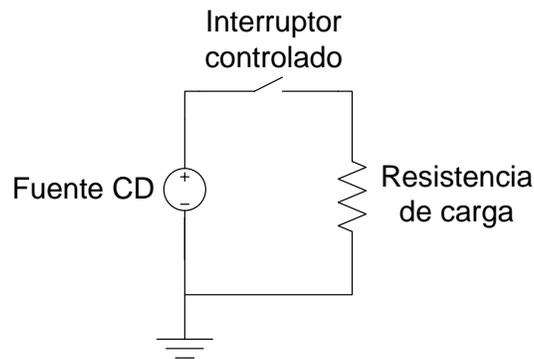


Figura 1.6: Esquema simplificado de un Convertidor cd-cd chopper.

En la mayoría de los casos, el interruptor tiene capacidades de bloqueo de tensión unidireccionales y bloqueo de corriente, que permiten la protección del dispositivo y aseguran que la energía fluya en el sentido correcto.

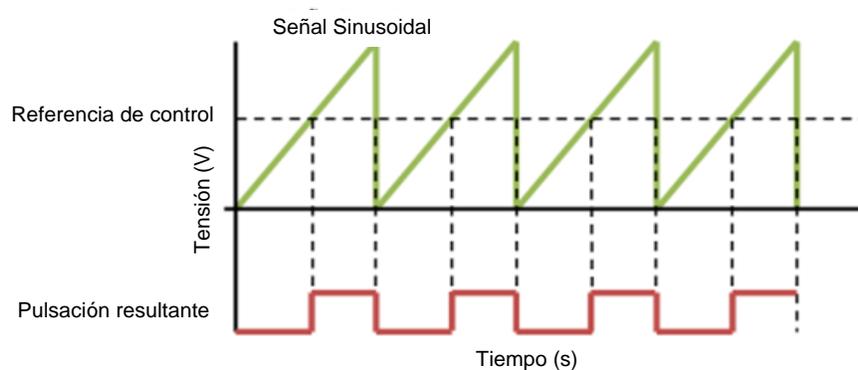


Figura 1.7: Esquema de la señal de modulación de ancho de pulso [42].

Los convertidores cd-cd presentan múltiples topologías dependiendo de la aplicación. Los convertidores más comunes se describen a grandes rasgos a continuación [39].

Convertidor cd-cd reductor (Buck)

El convertidor reductor de cd consiste en una fuente de tensión constante, un interruptor al que se le aplica un ciclo de trabajo controlado por PWM (ver figura 1.8), un diodo de bloqueo unidireccional, una bobina para almacenar la energía cuando el circuito este abierto (también llamado inductor, y cuya corriente se considera positiva), un condensador de filtro de salida, y una resistencia de carga (Figura 1.8). El estado del

convertidor en el cual la corriente en el inductor nunca llega a 0A, se conoce como modo de conducción continua.

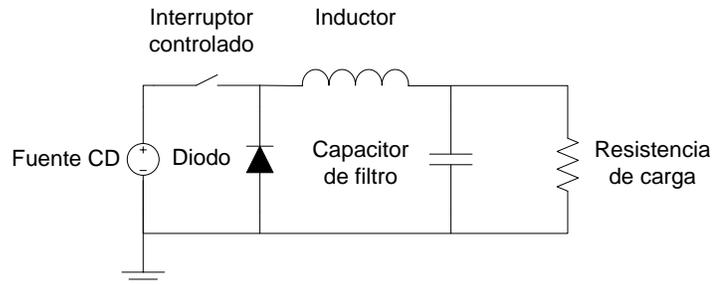


Figura 1.8: Esquema simplificado de un convertidor cd-cd reductor.

Convertidor cd-cd elevador (Boost)

El convertidor cd-cd elevador es similar al reductor, y consiste en una fuente de tensión cd, un inductor elevador, un interruptor controlado, un diodo, un condensador de filtro, y una resistencia de carga (ver Figura 1.9). Cuando el interruptor está en posición de encendido, la corriente en el inductor aumenta y el diodo no opera en ese tiempo. Cuando el interruptor está en posición de apagado, la energía almacenada en el inductor, es liberada a través del diodo y dirigida al circuito *CR* (Condensador-Resistencia) para dar el nivel de tensión de salida.

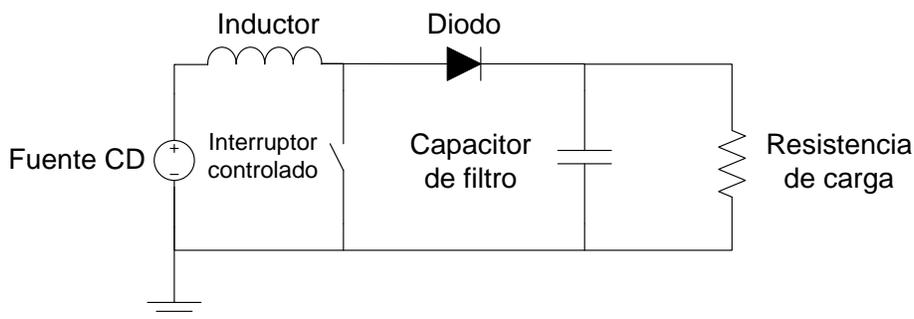


Figura 1.9: Esquema simplificado de un Convertidor elevador cd-cd.

Estos convertidores se emplean para elevar la tensión de la fuente de cd, y mantener fijo el valor de tensión de salida. Tiene la ventaja de ser una topología sencilla dando oportunidad a modificaciones para satisfacer las necesidades del diseño. Sin

embargo, al no tener aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida del convertidor, las fallas ocurridas dañarán al convertidor y lo que se encuentre antes y después de él.

Convertidor flyback

El convertidor de cd-cd tipo flyback (figura 1.10) es una topología derivada del convertidor elevador o boost. Esta topología cuenta con un transformador invertido el cual permite aislar eléctricamente la entrada y la salida del convertidor, ofreciendo una protección contra fallos por sobretensión o sobrecorriente. Además, este tipo de convertidor conmutado, puede operar a frecuencias de conmutación mucho mayores ($>5000\text{Hz}$) a los convertidores lineales convencionales, lo que permite operar en modo de conducción continua, y reducir el tamaño de sus componentes.

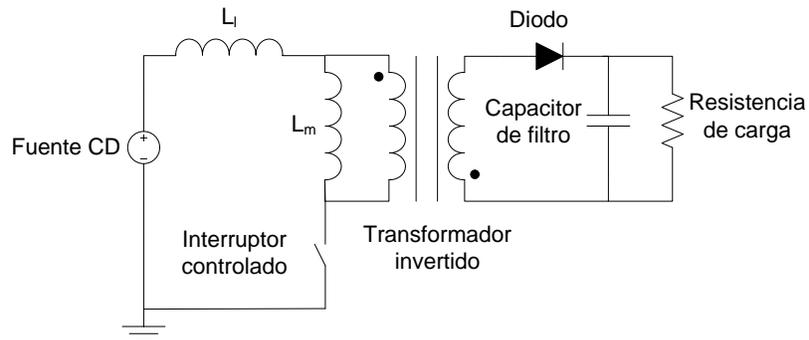


Figura 1.10: Circuito típico de un convertidor cd-cd flyback.

La topología consiste principalmente en una fuente de alimentación, un transformador con por lo menos un devanado secundario (dependiendo del número de salidas de tensión que se requieran), una inductancia L_f de fuga, una inductancia L_m de magnetización, un diodo en la parte de salida como protección antirretorno (reemplazado por un interruptor conmutado en la versión bidireccional), un condensador de filtro el cual reduce el rizo de tensión en la salida, y finalmente una resistencia de carga en la cual se obtendrá la tensión de salida deseada.

1.2.4. SISTEMAS BATERÍAS-CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS PARA ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

En vista que los CE tienen baja densidad de potencia ($<10000\text{J/kg}$) y que las baterías presentan daños a altas corrientes, se ha propuesto el uso conjunto con la finalidad de contrarrestar ambas deficiencias en UPS [7,8,27,28].

Los bancos de baterías son deseables debido a su densidad energética, movilidad, y relativo bajo costo. El daño por corriente provoca que las baterías deban ser remplazadas con frecuencia, elevando los costos de mantenimiento, e impactando en el costo final del UPS [7]. Para contrarrestar las deficiencias en las baterías, se propone una interconexión con uno o varios módulos de CE.

En conjunto, el sistema híbrido batería-CE [41], permite absorber picos de corriente, reduciendo el daño en las baterías [15], esto aumenta su ciclo de vida maximizando el tiempo de respaldo del UPS [42].

Se ha reportado que los sistemas batería-CE han tenido mayor impacto en aplicaciones con fuentes renovables de energía, ya sea eólico, fotovoltaico, celdas de combustible o híbridos [7, 8]. La integración de las baterías con CE puede realizarse mediante diferentes arreglos que proporcionan diferentes propiedades al sistema [34]. Para una mejor interconexión del banco de baterías con el MCE, se requiere añadir al sistema convertidores cd-cd que cuenten con un sistema de control diseñado para la aplicación deseada [34].

En los sistemas batería-CE, los convertidores permiten la conmutación entre el banco de baterías y el MCE, asimismo, regulan la tensión y la corriente que serán entregados a la línea principal de distribución de energía.

Se han hecho múltiples estudios con respecto a sistemas híbridos de almacenamiento batería-CE, enfocados a la explotación de las características de ambos dispositivos.

Lahyani *et al.* en el 2012 [15], propusieron el uso de CE como dispositivos de almacenamiento de alta potencia en sistemas de almacenamiento UPS de 500 kVA basados en baterías ácido-plomo. Lahyani plantea que el problema de estrés en las

baterías es causado principalmente por picos de demanda, y hace uso de los capacitores electroquímicos para amortiguar el pico de corriente y con ello disminuir los daños en las baterías. Lahyani *et al.*, modelaron y simularon el sistema batería-CE, y llegaron a la conclusión que los capacitores electroquímicos son muy efectivos para la amortiguación de corriente, pero aún tienen costos muy elevados para ser utilizados con mayor libertad.

Por otra parte, Galvin *et al.* (2008), estudiaron la combinación de baterías y capacitores electroquímicos en sistemas fotovoltaicos aislados para uso en microredes. Para ello, desarrollaron una unidad de control mediante modelos simulados en Matlab Simulink®, considerando picos de corriente, corriente fluctuante y corriente constante para la interacción batería-CE. Galvin *et al.* concluyeron que la combinación Batería-CE, permite un mejor aprovechamiento de las celdas fotovoltaicas y reduce el desgaste de las baterías ácido plomo durante picos de corriente tales como arranque de motores eléctricos [7].

Guoju *et al.* en el 2010, proponen el uso de convertidores buck-boost bidireccionales cd-cd para la interconexión de un módulo de capacitores electroquímicos con un banco de baterías [43]. El sistema de almacenamiento se consideró para un sistema eólico-fotovoltaico. Guoju *et al.* desarrollaron un sistema de control para el almacenamiento de energía, explotando la densidad de energía de las baterías y la densidad de potencia de los CE. De manera experimental comprobaron la mejora en el desempeño del sistema eólico-fotovoltaico gracias a la estrategia de control diseñada.

Por su parte, Ayad *et al.* (2007), plantean un sistema de control por deslizamiento para el aprovechamiento de la alta densidad de potencia de los CE, y la alta densidad de energía de las baterías en un sistema híbrido de almacenamiento. Modelaron el sistema de control, y lo validaron por medio de simulación concluyendo que teóricamente se alargaría la vida útil del sistema de transformación de energía [31].

En otro trabajo, Camara *et al* en el 2006, propusieron un sistema de control del almacenamiento de energía basado en baterías y CE destinado a vehículos híbridos. Camara y su equipo utilizaron convertidores cd-cd tipo boost para el control de energía tomando como referencia, la corriente de las baterías (100 A) y en base a eso calcular la

corriente de control de los CE. Los autores concluyeron que el desempeño del sistema de control no compensa el costo de los CE y el peso extra del vehículo [44].

Cericola *et al.* (2009), propusieron una interconexión directa en paralelo de una batería de ion litio y un CE. El modelado y la simulación fueron hechos en Simulink® y concluyen que en situaciones de descarga a potencia constante, el desempeño del sistema híbrido investigado es similar a aquellos de baterías y capacitores electrolíticos aislados. Sin embargo, cuando la carga es fluctuante y en pulsos, el híbrido batería-CE tiene un mejor desempeño, por lo que la interconexión directa dependerá del tipo de carga con la que se cuenta [45].

Jayasinghe *et al* en el 2011, también proponen la interconexión del banco de baterías con un MCE, sin embargo, ellos exponen que el uso de convertidores aumenta las pérdidas en el sistema, por lo que sugieren el uso de solo dos convertidores, uno principal a la salida del generador, y otro auxiliar a la salida de las baterías. Para regular las fluctuaciones y el desbalance energético entre las baterías y CE, implementaron un control basado SVM (Space Vector Modulation) y una estrategia PWM (Pulse With Modulation) para la distribución de la potencia. Jayasinghe y su equipo, concluyeron que su sistema de control es eficaz para la integración directa del sistema híbrido baterías-CE [34].

Wei Li y Géza Jóos en el 2008 [46], proponen un sistema de almacenamiento basado en baterías y apoyado en CE, para sistemas de energía eólica. Proponen la conexión directa de las baterías al bus de la turbina eólica, y controlar al capacitor electroquímico mediante convertidores cd-cd. Li y Jóos, concluyen que el modelo de almacenamiento reduce el costo de las baterías al reducir los requisitos, aumenta la vida útil de las mismas al reducir el desgaste por altas demandas, y aumenta en forma general el rendimiento de todo el sistema al reducir pérdidas de energía.

En otro trabajo, Shin *et al* (2012), proponen un regulador de corriente constante para aislar el banco de baterías de los capacitores electroquímicos. Shin y su equipo diseñaron el regulador de corriente constante para las baterías y concluyeron que al hacer este aislamiento, se requiere un módulo de capacitores electroquímicos más pequeño del que

se usaría en una conexión convencional en paralelo, además de reportar un incremento en la energía entregada del 7.7% con respecto a la conexión en paralelo [40].

Es por ello que el mejoramiento de los sistemas híbridos de almacenamiento de energía, es relevante al momento del diseño de un sistema de energía renovable autónomo. Hasta el momento, la mayoría de los trabajos realizados con sistemas batería-CE, muestran una alentadora mejora en el desempeño del almacenamiento de energía.

CAPÍTULO 2

METODOLOGÍA

El presente trabajo se realizó en dos partes; la primera corresponde a la caracterización del MCE por ciclos de carga y descarga, y la segunda parte consiste en la implementación y construcción de un convertidor bidireccional tipo flyback (IBFBC, por sus siglas en inglés), para interconectar un MCE con una línea de +24V cd.

2.1. CARACTERIZACIÓN DEL MÓDULO COMERCIAL

El equipo caracterizado fue un MCE de +48V cd y 165F, fabricado por la empresa Maxwell Technologies® (Ver Tabla 1 en la sección de anexos). Se eligió este módulo porque es la tensión más cercana a los +24V cd que maneja la compañía en la sección de MCE.

2.1.1. CICLOS DE CARGA Y DESCARGA

Estos ciclos (CCD, por sus siglas en inglés) son técnicas utilizadas para determinar el ciclo de vida de los CE y baterías; sin embargo, en el presente trabajo se aplicarán para determinar el tiempo de operación disponible.

Una vuelta repetitiva de carga y descarga se denomina un ciclo, de ella se obtiene la curva de carga y descarga como la que se muestra en la figura 2.1. Comúnmente, la carga y descarga del dispositivo se conduce a corriente constante hasta que se tensión de en las terminales del dispositivo sea cero. Dependiendo de la duración del ciclo de carga-descarga, se determina el tiempo de vida del dispositivo para las condiciones diseñadas. La carga eléctrica Q (coulombs) de cada ciclo se mide, y la capacitancia C en faradios se calcula de acuerdo con la ecuación (1.1).

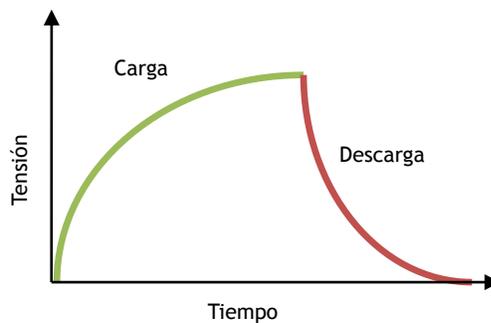


Figura 2.1: Gráfica característica de carga-descarga a tensión constante.

Ambas curvas se grafican en función del número de ciclos, a esta gráfica se le denomina curva de capacidad y se expresa en coulombs [47]. Los procesos de carga y descarga pueden realizarse de tres maneras diferentes: a tensión constante, corriente constante y descarga a potencia constante, dependiendo de la variable de interés [48]. El ciclo de vida del sujeto evaluado depende de las siguientes variables.

- Tensión de operación.
- Corriente demandada durante la carga y la descarga.

Para este trabajo, se realizó la caracterización por carga y descarga del MCE Maxwell® BMOD0165, con el fin de evaluar los principales parámetros su desempeño, como la tensión y la corriente, así como determinar el tiempo que se requiere para cargar y descargar el MCE suministrando niveles básicos de energía [33, 40].

Para ello, primero se cargó el MCE aplicando una corriente constante de 2A mediante una fuente de poder de 60V de DC GW Instek® modelo GPS-3303, programando la fuente de poder en modo corriente constante (C.C). La carga resultó en una pendiente recta en la gráfica de carga, debido a que se mantuvo la diferencia de potencial lo suficientemente amplia entre la fuente y el MCE para mantener la corriente constante.

Una vez cargado completamente, se procedió a descargar el MCE conectando un par de cargas de 75W en paralelo como se muestra en la figura 2.2. La carga de 150W simula la demanda de dispositivos de telecomunicación tales como radios emisores-receptores, equipos portátiles de computación. Experimentalmente, se utilizaron lámparas

incandescentes ya que cuentan con baja resistencia (30Ω), y una gran capacidad de disipación de potencia (75W cada uno). La tensión de salida en las terminales del MCE se monitoreó mediante un multímetro digital con adquisición de datos modelo MUL-600.

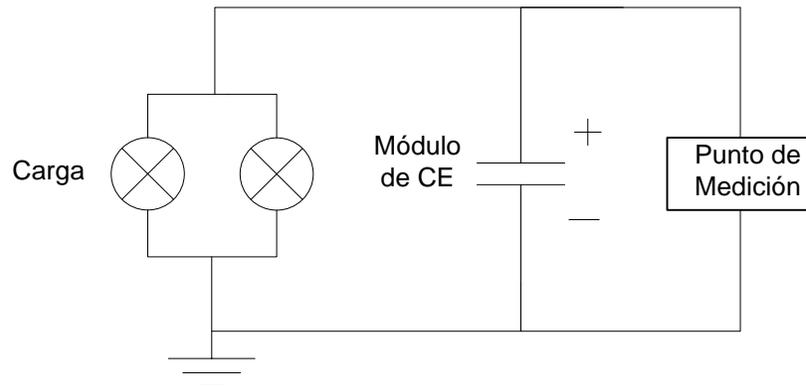


Figura 2.2: Esquema representativo de la conexión del circuito para la caracterización en modo descarga.

Límites de Tensión

El decremento en la capacidad del MCE se pronuncia cuando se aplican mayores límites de tensión. La mayor disminución del rendimiento a tensiones más altas ocurre principalmente cuando las reacciones electroquímicas descomponen el electrolito. Lo anterior, inhibe la superficie del electrodo propiciando la generación de gas, causa daños en los electrodos y tiene otros efectos adversos.

Corrientes de carga-descarga

El ciclo de vida también depende de la corriente que se aplique. Las curvas de capacitancia a corrientes mayores, muestran una caída pronunciada de la capacitancia a medida que incrementa el número de ciclos. Por tanto, a mayores corrientes se tiene una disminución en la capacidad. Éste incremento de la corriente también produce un aumento en la temperatura el cual degrada el electrolito y reduce drásticamente el tiempo de vida del capacitor electroquímico.

Para pruebas de cd, se carga y descarga el MCE mediante una onda rectangular escalonada con incrementos de corriente constantes. La carga se hace a corriente constante hasta un punto que se determine previamente. Una vez alcanzada los valores

de tensión, se cambia a modo de tensión constante para evitar exceder el límite. Generalmente durante la carga, se aplica una tensión mayor a la presente en las terminales del MCE y se controla de tal manera que la corriente se mantenga constante, con el fin de que la energía fluya de la fuente hacia el MCE. Una vez alcanzado el valor máximo de tensión del CE, se cambia a modo tensión para que la diferencia de potencial sea cero.

Para el proceso de descarga se aplica el mismo procedimiento pero para descargar el módulo, se aplica una tensión menor a la presente en las terminales del CE, esto con el fin de que la diferencia de potencial fluya del MCE hacia la demanda, hasta que el dispositivo esté completamente descargado (figura 2.3) [15].

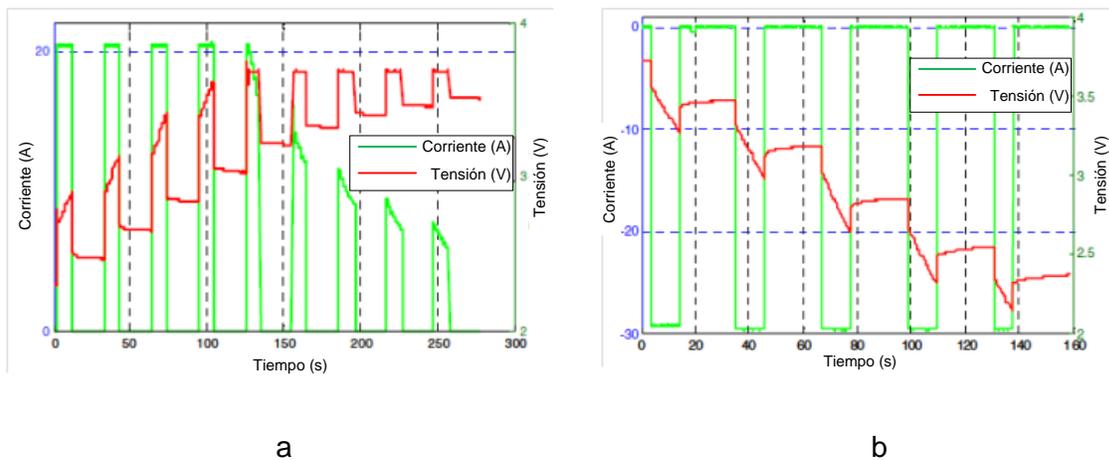


Figura 2.3: Ejemplo de una prueba de carga(a) y descarga (b) escalonada aplicando pulsos de corriente en amperes en pulsos [48].

2.2. INTERCONEXIÓN AL SISTEMA

Una vez caracterizado el MCE, se procede a interconectarlo con la fuente de cd. En la figura 2.4 se presenta el diagrama de conexión junto con las baterías para su contexto de aplicación. El MCE contará con un convertidor cd-cd bidireccional tipo flyback para regular el flujo entre la fuente de +24V de cd y el MCE.

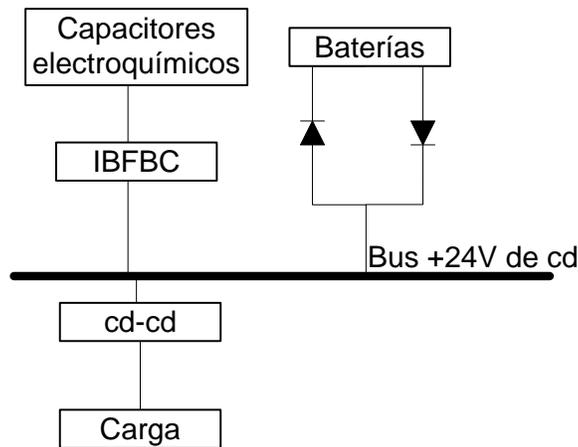


Figura 2.4: Esquema de interconexión del módulo de supercondensadores con el bus de +24V de cd.

2.2.1. DISEÑO DEL CONVERTIDOR CD-CD DE INTERCONEXIÓN

En base a los trabajos previos mencionados en la sección 1.2.5, se determinó que la interconexión entre los dispositivos de almacenamiento de energía sería mediante el uso de un convertidor cd-cd tipo flyback bidireccional de 500W propuesto por Durán [49] (Figura 2.5). Este convertidor permite el flujo de energía entre el MCE y la fuente de +24V de cd, y ofrece aislamiento eléctrico entre las etapas de potencia protegiendo al convertidor y al MCE. Al contar con una menor cantidad de componentes comparada con las topologías aisladas como el medio puente y puente completo, tiene menos fuentes de fallas y facilidad de implementación modular. Asimismo, regular el flujo de energía por medio de un solo dispositivo, tanto para la operación de +24V a +48V como para la de +48V a +24V, se obtienen menos pérdidas por interconexión. A su vez, el uso de un convertidor integrado permite la interacción con un sistema de gestión de energía para la gestión de carga y descarga del MCE.

A continuación, se describe el diseño del convertidor cd-cd tomando en cuenta que los datos de entrada y salida de tensión que deberá cumplir el dispositivo. Como tensión de entrada, se establecen +24V cd que corresponden a la energía suministrada por la fuente de cd; y la tensión de salida de +48V cd relacionados al MCE (Tabla 1 apartado de anexos). Asimismo, se harán pruebas a baja potencia utilizando 23W considerando una operación en “stand by” y corroborar que el circuito funciona correctamente. Para el

desarrollo del prototipo, primero se diseñó y construyó un convertidor para la carga del MCE, en segundo lugar se integró la parte bidireccional, y finalmente se implementó el control del convertidor.

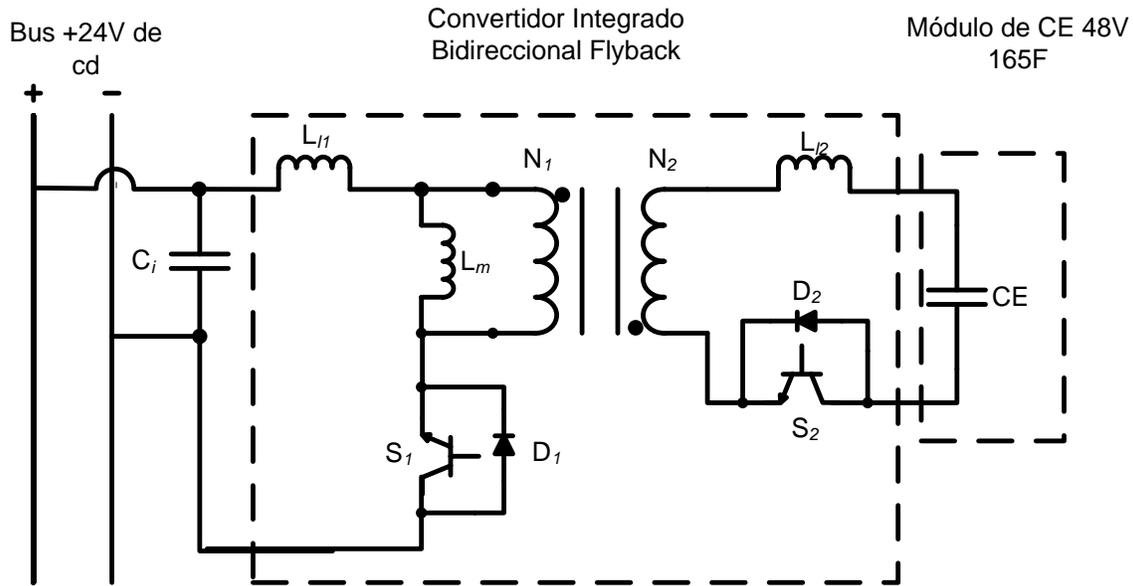


Figura 2.5: Esquema representativo del Convertidor Integrado Bidireccional tipo flyback.

En la figura 2.5 se muestra la topología flyback bidireccional propuesta. Durante la carga del MCE, la fuente de +24V cd energiza el transformador cuyo número de vueltas en los devanados están dados por N_1 para el primario y N_2 para el secundario. Se obtiene la inductancia de magnetización L_m , y se considera la inductancia de fuga L_{l1} en el lado primario. Posteriormente, se aplica un ciclo de trabajo de en el interruptor S_1 y se utiliza el diodo D_1 como protección. Con la conmutación de S_1 , se magnetiza el devanado secundario transfiriendo la corriente al MCE, mientras que D_2 sirve de protección para el MCE. Ahora, cuando opera en modo de conversión de +48V a +24V de cd, se suspende el pulso PWM en S_1 , y se aplica el ciclo de trabajo en S_2 para disponer de la energía almacenada en el MCE. Se magnetiza el devanado secundario N_2 y se consideran la inductancia de fuga L_{l2} . En este proceso, D_1 actúa como diodo de protección y se agrega el capacitor C_1 para reducir el rizo de tensión de salida entregando finalmente +24V de cd.

Cálculo de componentes

Las variables consideradas para el diseño fueron, la tensión de entrada al convertidor, la tensión de salida del convertidor, el número de vueltas en los devanados primario y secundario, así como la inductancia de magnetización del transformador, el cual fue previamente diseñado dentro de las instalaciones del Laboratorio de Electrónica de Potencia y Calidad de la Energía del Instituto Tecnológico de Chihuahua; la resistencia de carga y finalmente la frecuencia en la que operará el interruptor controlado tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). Los valores utilizados para el diseño del convertidor fueron los siguientes:

- $V_e = +24V$ de cd
- $V_s = +48V$ de cd
- $N_1 = N_2 = 67$
- $L_1 = L_2 = 2.6mH$
- $R = 1.15\Omega$
- $f = 20kHz$
- $P_o = 500W$

donde:

- V_e = Tensión de entrada (Volts).
- V_s = Tensión de salida (Volts).
- $N_1 = N_2$ = Número de vueltas en el devanado primario y secundario del transformador respectivamente.
- $L_1 = L_2$ = Inductancia de los devanados (Henries).
- R = Resistencia de carga (Ohms).
- f = Frecuencia de conmutación del interruptor IGBT (Hertz).
- P_o = Potencia del convertidor (Watts).

El ciclo de trabajo es uno de los principales parámetros para el funcionamiento del convertidor cd-cd, el cual corresponde a la porción de tiempo que el interruptor se encuentra en estado de encendido en un ciclo de tiempo a determinada frecuencia de operación en Hertz. El ciclo de trabajo para el interruptor S_1 se define como:

$$d_1 = \frac{1}{\left[\left(\frac{V_e}{V_s}\right) \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) + 1\right]}, \quad (2.1)$$

por lo que el valor de d_1 fue de 0.667, lo cual significa que el 66.7% del ciclo de trabajo, el interruptor estará encendido. En el prototipo físico se aplicó un ciclo de trabajo de 0.67.

Una vez definido esto, se procedió a determinar la tensión a la cual está sometido el devanado primario del transformador, mediante la siguiente expresión:

$$V_1 = -V_s \cdot \frac{N_1}{N_2} ; V_2 = -V_s, \quad (2.2)$$

en seguida, se define la inductancia de magnetización L_m del transformador en función del número de vueltas en los devanados, la frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo:

$$L_m = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot \frac{(1-d)^2 \cdot R}{2f} \quad (2.3)$$

Para la selección de los componentes que se utilizarán en el ensamble físico del convertidor, es conveniente determinar la corriente que fluirá a través de los devanados con el fin de evitar daños a los componentes del convertidor. A continuación se presenta la expresión para obtener el valor de la corriente de magnetización. Esta corriente se define como la corriente necesaria para magnetizar el devanado primario del transformador y esta expresada por la formula:

$$i_{Lm} = \frac{(V_e \cdot d)}{(1-d)^2 R} \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \quad (2.4)$$

a su vez, es conveniente conocer la variación de la corriente i_{Lm} , para la selección del material con el que se construirá el transformador. La variación en la corriente de magnetización Δi_{Lm} se obtiene mediante la fórmula:

$$\Delta i_{Lm} = \frac{(V_e \cdot dT)}{L_m} \quad (2.5)$$

donde dT es el tiempo en el que el interruptor se encuentra cerrado; si además de las variables mencionadas en las formulas 2.4 y 2.5, se desea conocer cuál es la corriente

mínima necesaria para magnetizar el transformador, la expresión 2.6 permite al diseñador calcular este valor restando la variación de la corriente en el inductor al valor promedio de la corriente de magnetización:

$$i_{Lmmin} = i_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2}, \quad (2.6)$$

conjunto a la expresión anterior, se determina la corriente máxima de magnetización agregando la variación de la corriente al valor promedio de corriente de magnetización a mediante la ecuación siguiente:

$$i_{Lmmáx} = i_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2}. \quad (2.7)$$

Cuando el convertidor alcanza los +48V cd, la corriente de salida en el arreglo está dada por la relación entre la tensión de salida y la resistencia de carga,

$$I_s = \frac{V_s}{R} \quad (2.8)$$

A continuación, se presenta el cálculo del capacitor que filtra el rizo de tensión a la salida, y así obtener corriente directa. El condensador de filtro, se calcula a partir de la tensión de salida, rizo de tensión en la salida ΔV_s de 1%, la resistencia de carga, la frecuencia de operación y el ciclo de trabajo.

$$C_{f1} = \frac{(V_s \cdot d)}{\Delta V_s \cdot R \cdot f} \quad (2.9)$$

Considerando que el condensador de salida se encuentra en conexión en paralelo con el módulo de capacitores electroquímicos de 165F, y que si se agrega un capacitor de filtro, este solo se sumaría a la capacitancia del módulo de capacitores electroquímicos, por lo que se eliminó de la topología. Una vez definido lo anterior, la primera parte del desarrollo del prototipo será unidireccional de 24V a 48V de cd. El interruptor controlado que será colocado en el lado secundario, será temporalmente sustituido por un diodo como se tiene en la topología tradicional del flyback; para la selección del diodo, se debe considerar la tensión que este deberá soportar, dada por la siguiente expresión [43, 44].

$$V_{diodo} = \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \cdot V_e + V_s \quad (10)$$

por lo que el diodo deberá resistir por lo menos 72V. A su vez se hace el cálculo de tensión en el interruptor controlado, como se presenta a continuación.

$$V_{sw} = V_e + V_s \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.11)$$

en este caso, el interruptor deberá soportar la misma tensión. Una vez definidos los elementos del convertidor, se procedió a simular el circuito en PSIM® como se muestra en la figura 2.6.

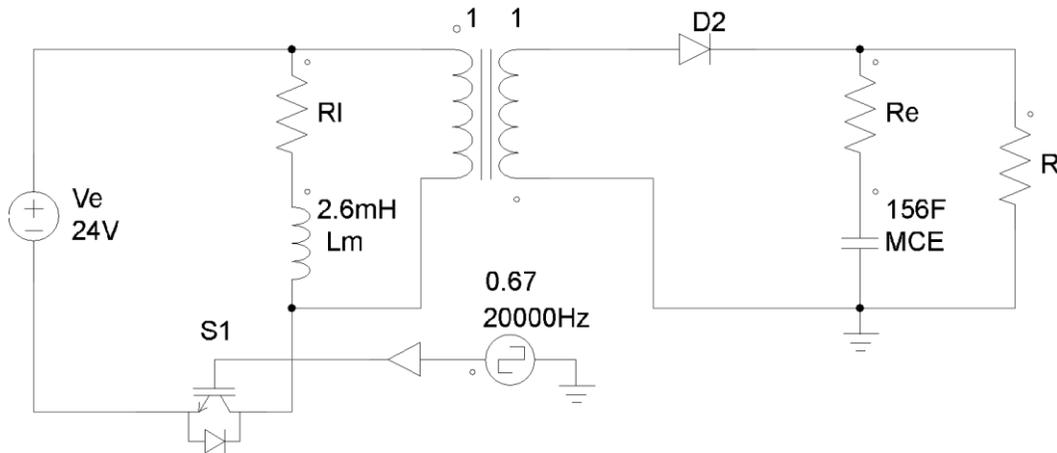


Figura 2.6: Convertidor flyback en el programa Psim®.

Al momento de implementar físicamente el circuito, se presentó un pico de tensión de 300V, causado por la inductancia de fuga L_l en el transformador. Este pico de tensión, provoca un incremento en la temperatura del IGBT, lo que produce daños severos sin no se disipa el calor apropiadamente.

Para contrarrestar el pico de tensión se implementó un circuito de protección “snubber” el cual consiste en un diodo de protección conectado en paralelo con una resistencia, y el arreglo, conectado en serie con un capacitor. Este circuito amortigua el pico de tensión mediante la resistencia, y filtrándola con el capacitor, en cuanto el diodo sirve como protección.

A continuación se presenta el cálculo del circuito snubber implementado en el prototipo. Para el cálculo, se considera un ciclo de trabajo $d_T=0.6$, una corriente de la meseta de la señal PWM $i_L=9A$ y la tensión en la meseta de la señal PWM $V_s= 72V$. Para

el cálculo del circuito, también se considera el tiempo de caída t_f el cual es el del tiempo desde que la tensión llega a la meseta en la señal PWM, hasta que la corriente llega a cero en el mismo ciclo (figura 2.7).

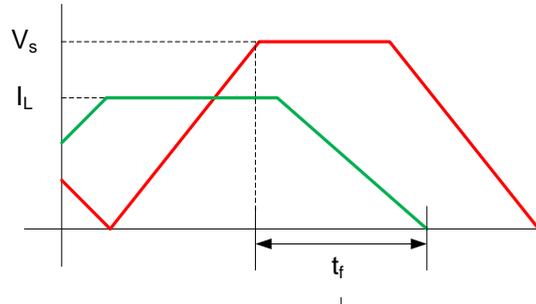


Figura 2.7: Gráfica del tiempo de caída t_f en la señal PWM.

Además del tiempo de caída t_f , se toma en cuenta el tiempo en el que el interruptor está en posición de encendido t_{on} con una frecuencia $f=20\text{kHz}$ obtenido mediante la siguiente expresión [50].

$$t_{on} = \frac{(1-d_1)}{f} \quad (2.12)$$

una vez determinado el tiempo t_f y t_{on} se procede a calcular el valor del condensador snubber C_s ,

$$C_s = \frac{(i_L \cdot t_f)}{2 \cdot V_s} \quad (2.13)$$

y finalmente para el cálculo de la resistencia snubber R_s , se obtiene con la relación del tiempo de encendido, con respecto a 5 veces el valor del condensador.

$$R_s = \frac{t_{on}}{5 \cdot C_s} \quad (2.14)$$

Ahora, considerando el diagrama del flyback bidireccional presentado en la figura 2.5, se puede observar que los valores de los componentes del transformador, y diodo fueron calculados en la primera parte del diseño, y solo restaría definir el ciclo de trabajo

de operación del interruptor conmutado S_2 y el valor del condensador de filtro en la salida de +24V de cd. Como se definió anteriormente, el ciclo de trabajo d_2 está dada por la relación entre la tensiones de entrada y salida así como el número de vueltas en el devanado primario y secundario, (cabe mencionar que los únicos datos que varían son, $V_e = +48V$ de cd y $V_s = +24V$ de cd).

$$d_2 = \frac{1}{\left[\left(\frac{V_e}{V_s}\right) \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) + 1\right]} \quad (2.15)$$

una vez determinado que el ciclo de trabajo a operar es del 0.33, se procede a calcular el condensador de filtro, dado por la siguiente expresión;

$$C_{f2} = \frac{(V_0 \cdot d_2)}{\Delta V_0 \cdot R \cdot f} \quad (2.16)$$

con estos valores se tienen completamente definidos los componentes del convertidor y solo resta calcular el circuito snubber correspondiente al interruptor S_2 . Los valores iniciales para el cálculo del circuito son d_2 igual a 33% y la frecuencia de conmutación f igual a 20kHz. A continuación, se procede al cálculo del tiempo de encendido del interruptor dado por:

$$t_{on} = \frac{(1-d_2)}{f} \quad (2.17)$$

ahora se calcula el valor del condensador de snubber como se muestra a continuación,

$$C_{s2} = \frac{(i_L \cdot t_f)}{2 \cdot V_s} \quad (2.18)$$

y finalmente se calcula el valor de la resistencia la cual debe ser menor a la relación del tiempo de encendido entre cinco veces el valor del condensador de snubber, para completar el circuito snubber.

$$R_{s2} = \frac{t_{on}}{5 \cdot C_{s2}} \quad (2.19)$$

2.2.2. CONTROL DE CONVERTIDOR PARA CARGA Y DESCARGA

Control de carga

El control para del IBFBC se realizó en dos partes; un control independiente para la carga del módulo, y otro para la alimentación del bus de +24V de cd. Para controlar la carga del convertidor, se propone un algoritmo sencillo, basado en mediciones experimentales de la carga del MCE y del ciclo de trabajo.

El algoritmo fue programado en un microcontrolador PIC 18F2680® el cual envía un ciclo de trabajo inicial del 50% con el fin de obtener un arranque suavizado disminuyendo la corriente inicial para la carga del MCE. En seguida, cuando la retroalimentación detecta +15V de cd en las terminales del MCE, el ciclo de trabajo aumenta en etapas de 3% por cada incremento de +5V en el módulo. Cuando el valor de tensión llega a +48V de cd (carga máxima del módulo) se suspende el ciclo de trabajo por completo.

Control de descarga

Para la regulación de la tensión durante la descarga del MCE, se siguió la metodología mostrada en la figura 2.8. En primer lugar se obtuvo la función de transferencia del circuito en estado estable aplicando la técnica de promedio de espacio de estado. Para la linealización del sistema se consideró la operación en modo conducción continuo (la corriente en el inductor nunca llega a cero), el cual toma en cuenta la condiciones de encendido y apagado del interruptor S_2 .

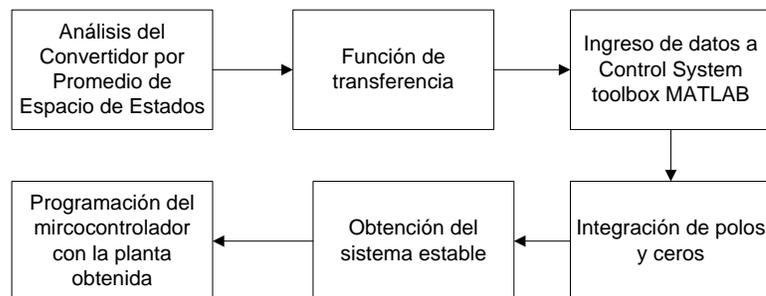


Figura 2.8: Diagrama para la obtención de la planta programada en el microcontrolador.

Para el estado en el que el interruptor S_2 está encendido y el diodo D_1 apagado, se consideró el circuito equivalente mostrado en la figura 2.9:

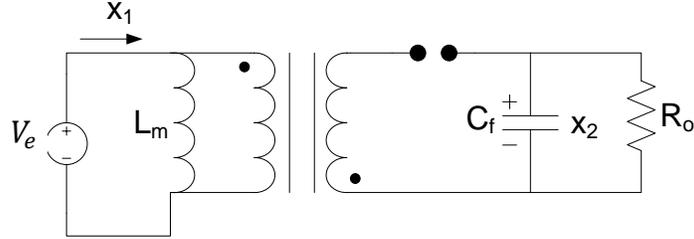


Figura 2.9: Circuito equivalente del IBFBC con el interruptor S_2 en estado encendido.

Tomando en cuenta el circuito mostrado en la figura 2.9, se determinaron como variables de estado x_1 y x_2 correspondientes a la corriente en el inductor y a la tensión en el capacitor de salida respectivamente; así como, la tensión de entrada V_e , la inductancia de magnetización L_m y la resistencia R_o representando la carga del bus de +24V cd. A continuación se expresan las ecuaciones de las variables de estado:

$$\dot{x}_1 = \frac{V_e}{L_m} \quad (2.20)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_2}{C_f R_o} \quad (2.21)$$

donde \dot{x}_1 y \dot{x}_2 son las derivadas con respecto al tiempo de las variables de estado x_1 y x_2 ; en base a las ecuaciones 2.20 y 2.21, se determinó el modelo en espacio de estado para condición de encendido de S_2 como se muestra a continuación:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + B_1 V_e \quad (2.22)$$

donde:

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{x_2}{C_f R_o} \end{bmatrix} \text{ y } B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix}$$

ahora, se tuvo que la tensión x_2 en el capacitor C_f es igual a la tensión de salida V_s , la cual se define como:

$$V_s = x_2 \quad (2.23)$$

expresando V_s de manera matricial, se obtiene lo siguiente:

$$V_s = C_1 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

donde,

$$C_1 = [0 \quad 1]$$

Una vez determinadas las matrices que describen el comportamiento del sistema cuando S_2 está encendido, se definió el comportamiento del circuito considerando el interruptor en estado de apagado:

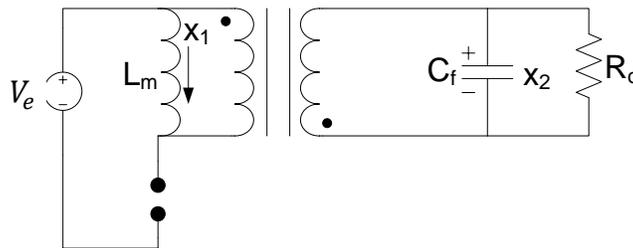


Figura 2.10: Circuito equivalente del IBFBC con el interruptor S_2 en estado apagado.

En base al circuito mostrado en la figura 2.10, se procedió a definir las ecuaciones de estado \dot{x}_1 y \dot{x}_2 para la condición de apagado en función de la corriente x_1 y la tensión x_2 como se muestra a continuación:

$$\dot{x}_1 = \frac{x_2 N}{L_m} \quad (2.25)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1 N}{C_f} - \frac{x_2}{C_f R_o} \quad (2.26)$$

donde N es la relación de vueltas entre el devanado primario y secundario del transformador; una vez obtenidas las ecuaciones de estado, se expresó el modelo en espacio de estado para la situación de S_2 apagado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = A_2 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + B_2 V_e \quad (2.27)$$

donde,

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{N}{L_m} \\ \frac{N}{C_f} & \frac{-1}{C_f R_o} \end{bmatrix} \text{ y } B_2 = 0$$

ahora, de la misma forma que para el estado de encendido, la tensión V_s es igual a la tensión de salida en el estado de apagado:

$$V_s = x_2 \quad (2.28)$$

En forma matricial V_s se define de la siguiente manera,

$$V_s = C_2 \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

donde,

$$C_2 = [0 \quad 1]$$

una vez obtenidos los modelos de los estados de encendido y apagado, se procedió a la obtención del promedio de ambas condiciones.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + B V_e$$

$$V_s = C \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

considerando el ciclo de trabajo en estado estable D , se tienen las siguientes expresiones:

$$A = A_1 \cdot D + A_2 \cdot (1 - D) \quad (2.30)$$

$$B = B_1 \cdot D + B_2 \cdot (1 - D) \quad (2.31)$$

$$C = C_1 \cdot D + C_2 \cdot (1 - D) \quad (2.32)$$

resolviendo se obtiene:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{DN-N}{L_m} \\ \frac{N-ND}{C_f} & \frac{2D-1}{R_o C_f} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_m} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$C = [0 \quad 1] \quad (2.35)$$

A continuación, se determinó $X = [x_1 \quad x_2]^T$ en estado estable, variables que corresponden a la corriente en el inductor y la tensión en el capacitor de salida respectivamente. Como se mencionó anteriormente, la tensión x_{20} es igual a la tensión de salida V_s , por consecuencia:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{D}{N(1-D)} \quad \therefore \quad x_2 = \frac{V_e D}{N(1-D)} \quad (2.36)$$

Una vez determinada la variable x_{20} se procedió a obtener la ecuación que define a x_{10} :

$$P_{entrada} = P_{salida}$$

$$V_e x_1 = \frac{x_2^2}{R_o}$$

sustituyendo x_{20} :

$$x_1 = \frac{V_e D^2}{R_o N^2 (1-D)^2} \quad (2.37)$$

Una vez obtenidas las matrices promedio del convertidor, se sustituyeron en la función de transferencia la cual es el modelo matemático del convertidor y está dada por la expresión:

$$Hs = C \cdot [sI - A]^{-1} [(A1 - A2)X + (B1 - B2)V_s] + (C1 - C2)X \quad (2.38)$$

donde X es el vector de las variables x_{10} y x_{20} en estado estable. Se ingresaron los datos obtenidos en el programa Matlab® para procesar la función de transferencia y con ello, se obtuvo el diagrama de Bode para el circuito del convertidor, a partir del cual se diseñó el

compensador programado en el microcontrolador. La función de transferencia en el dominio de la place resultó de la siguiente forma:

$$Hs = \frac{1426 s + 1.846e^7}{s^2 + 13.6 s + 1.727e^5} \quad (2.39)$$

El diagrama de Bode obtenido a partir de la función de transferencia (ecuación 2.39) se aprecia en la figura 2.11. El diagrama representa la respuesta del convertidor en función de la frecuencia y magnitud (dB) (gráfica superior) y de la frecuencia y el ángulo de fase (gráfica inferior); a su vez la gráfica resultante muestra el comportamiento típico de un convertidor flyback según lo reportado [51].

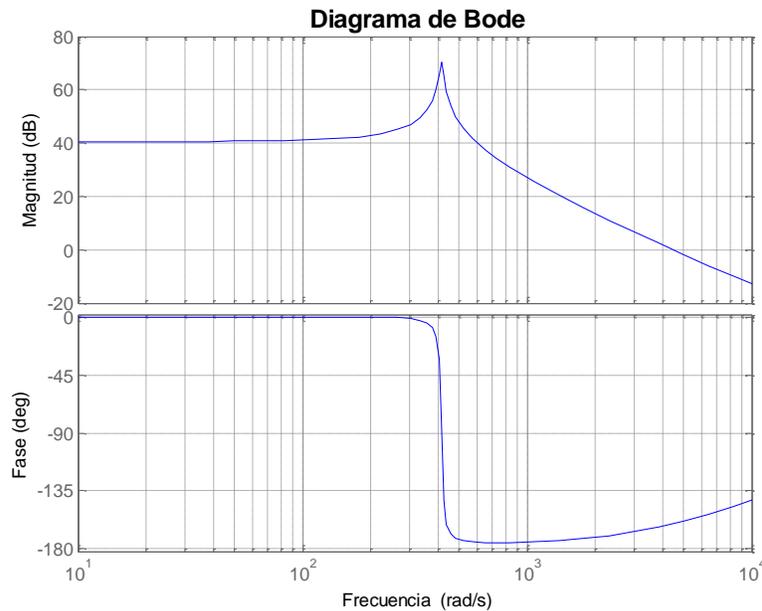


Figura 2.11: Diagrama de Bode de la función de transferencia para la descarga del módulo.

Una vez obtenida la linealización del convertidor mediante la técnica de promedio de espacio de estados, la función de transferencia se convirtió de continua a discreta; para cambiar al dominio z en Matlab®, se utilizó el comando

$$Hz=c2d(Hs,tm)$$

donde H_z es el nombre de la función discreta que deseamos, H_s es la función continua obtenida en la linearización, y tm es el tiempo de muestreo deseado. Para este caso en particular se tomó 1ms como tiempo de muestreo.

Ahora que la función de transferencia esta en el dominio z , se procede a obtener el controlador mediante la herramienta SISO. Para acceder a la herramienta, se introdujo el comando `sisotool` en la terminal principal de Matlab®. Mediante el comando anterior, se abre la interfaz de la herramienta SISO, la cual presenta el diagrama de Bode y la ubicación de las raíces correspondiente a la función H_z en este caso obteniendo algo parecido a la figura 2.12. Posteriormente en la interfaz de parámetros, se selecciona la pestaña *automated tuning*, y se configuró el tipo de controlador por defecto del diseño; para el presente trabajo se seleccionó un control tipo *optimization based tuning*. Posteriormente, en la pestaña *analysis plot*, se habilitó la casilla para obtener la gráfica de respuesta al escalón (step response) para evaluar el desempeño del controlador.

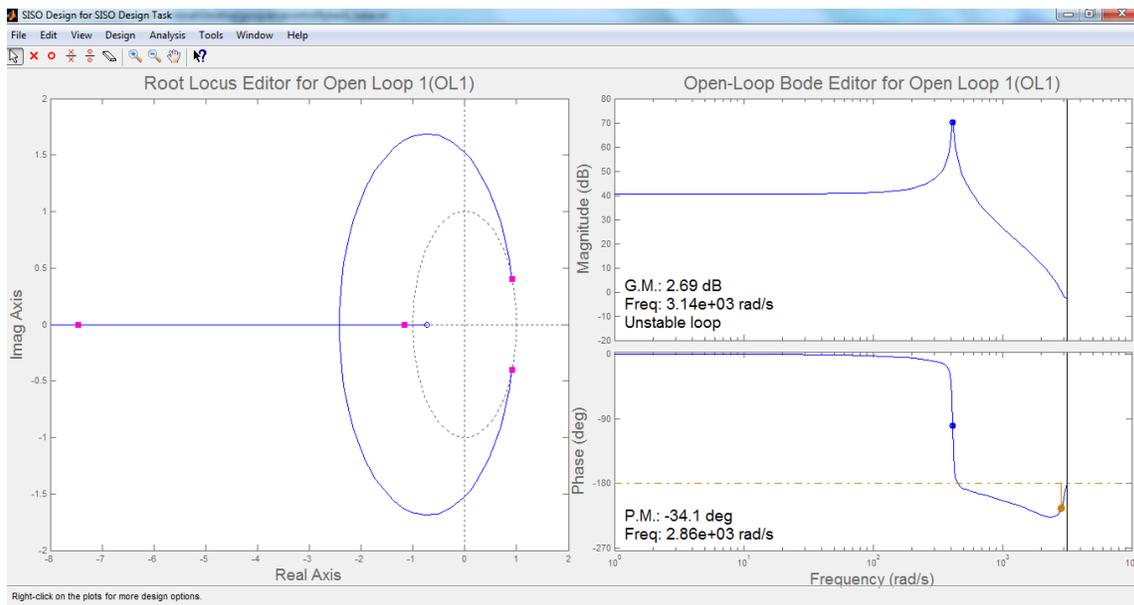
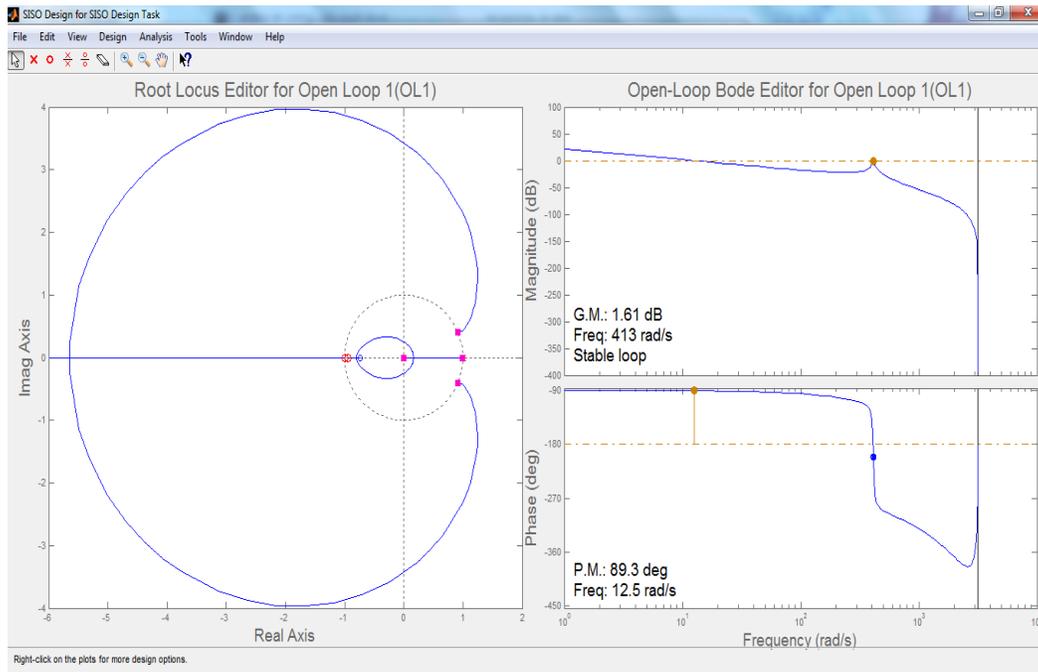


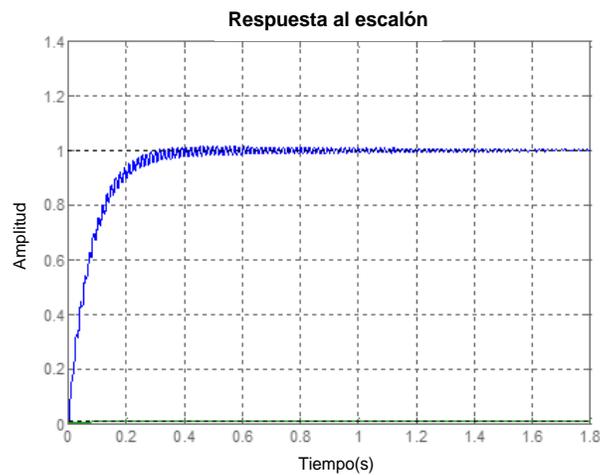
Figura 2.12: Interfaz de la herramienta SISO antes de la sintonización.

En la figura 2.13 se muestra el diagrama de bode del controlador, mostrando un margen de fase de 89.3°; el margen de fase se define como el cambio menor a -180° de la fase a la frecuencia de cruce (frecuencia a la cual la ganancia es unitaria); el criterio de estabilidad sugerido es de mínimo 45° [50, 51, 63]. El recíproco de la magnitud en la

frecuencia en la que el ángulo de fase es -180° se conoce como el margen de ganancia, y se considera estable siempre y cuando sea mayor a la unidad y se expresa en decibeles. Durante la sintonización, se obtuvo un margen de ganancia de 1.61dB sugiriendo estabilidad en el sistema.



a)



b)

Figura 2.13: Interfaz gráfica del controlador resultante. b) Respuesta al escalón del controlador.

En la figura 2.13b, se puede apreciar como la respuesta al escalón es alcanza la estabilidad en un 1s y sin presentar picos de por encima de la unidad lo que sugiere una respuesta estable del controlador. Debido al decremento paulatino en la tensión del MCE durante la descarga, se puede considerar que el controlador tiene un buen desempeño.

Después de obtener la respuesta del control deseada, se regresa a la ventana de parámetros y se selecciona la pestaña *compensator editor*, en esta sección, obtenemos el controlador del convertidor con su respectiva ganancia en el dominio z, resultando del siguiente modo:

$$C = \frac{y(z)}{x(z)} = 3 \times 10^{-5} \times \frac{z^2 + 1.95z + 0.95z}{z^2 - z} \quad (2.40)$$

Una vez obtenida la planta en el dominio z, se procedió a obtener la ecuación de diferencias que fue grabada en el microcontrolador, dicha ecuación puede definirse como:

$$y[n] = -a_1y[n-1] - a_2y[n-2] \cdots a_ky[n-k] + bx[n-1] - b_2x[n-2] \cdots b_kx[n-k] \quad (2.41)$$

El primer paso para obtener la ecuación de diferencia fue separar los términos $y(z)$ y $x(z)$ a partir de la ec. 2.40, obteniendo:

$$y(z)z^2 - y(z)z = 3 \times 10^{-5}(x(z)z^2 + 1.95x(z)z + 0.95x(z)) \quad (2.42)$$

posteriormente, se procedió a dividir toda la expresión entre la potencia de z de mayor orden en la ecuación, en este caso z^2 , resultando en:

$$y(z) - y(z)z^{-1} = 3 \times 10^{-5}(x(z) + 1.95x(z)z^{-1} + 0.95x(z)z^{-2}) \quad (2.43)$$

definiendo,

$$Z[x[n]] = x(z)$$

y considerando que las z con exponentes negativos son retardos, se obtuvo que:

$$y[n] = 3e^{-5}(x[n] + 1.95x[n-1] + 0.95x[n-2]) + y[n-1] \quad (2.44)$$

en la implementación la ec. 2.44 se escribió como:

$$salida = 0.00003 * (ek + 1.95 * ek_1 + 0.95 * ek_2) + salida_1 \quad (2.45)$$

donde ek es $x[n]$, y las salidas son $y[n]$. Cabe mencionar que durante la sintonización experimental, se ajustó el valor de la ganancia de 0.00003 a 0.0028, que fue con la que se obtuvo la regulación adecuada de la tensión de salida.

2.2.3. CONSTRUCCIÓN DE LAS TARJETAS IMPRESAS DEL CONVERTIDOR INTEGRADO BIDIRECCIONAL FLYBACK

Una vez que se comprobó el funcionamiento del circuito del convertidor de manera simulada y experimental, se procedió al diseño y construcción de las tarjetas impresas. Para el diseño de las tarjetas impresas, se utilizó el programa PROTEUS®. Con el fin de facilitar el diagnóstico en caso de fallo, el convertidor se separó en dos tarjetas; una correspondiente a la etapa de potencia y una segunda tarjeta que alberga los componentes de control del convertidor.

Tarjeta impresa de la sección de potencia

La tarjeta correspondiente a la etapa de potencia del convertidor, la cual alberga los componentes del circuito snubber, los interruptores de potencia IGBT, el transformador de alta frecuencia, terminales de +24V de cd y finalmente las terminales para la conexión del MCE. La etapa de potencia (figura 2.12) consiste en la operación bidireccional del convertidor; recibe +24V cd de la fuente de alimentación y los canaliza a través del IGBT, el transformador de alta frecuencia, el diodo y finalmente al MCE.

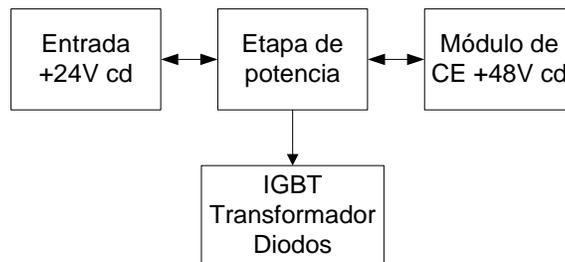


Figura 2.14: Esquema de operación de la tarjeta de potencia del IBFBC.

La distribución de la tarjeta se realizó como se muestra en la figura 2.13; los IGBT y diodos snubber fueron colocados a los extremos de la placa para permitir una mejor ventilación en estos dispositivos; en la parte central de la tarjeta, se ubicaron los capacitores y resistencias de los circuitos snubber, divisores de tensión para medición en las líneas de +24V y +48V así como un capacitor de filtro del lado primario del convertidor; finalmente, se colocaron los conectores para los devanados del transformador en la parte superior, y en el extremo inferior, se situaron las entradas de tensión de +24V y +48V, además de entradas para las señales PWM.

Para mejorar la ventilación de la etapa de potencia, se implementaron disipadores de calor de aluminio en los IGBT además de un ventilador de +12V cd. Para el cálculo del ancho de pista requerido se utilizó una herramienta basada en la norma ANSI/IPC-D-275 para el diseño de pistas en PCB (Printed Circuit Board) [66]; y se consideraron como datos iniciales: 25°C como temperatura ambiente con un incremento de 10°C, 10A como la corriente que transitará por la pista y 0.035mm de espesor de la placa de cobre.

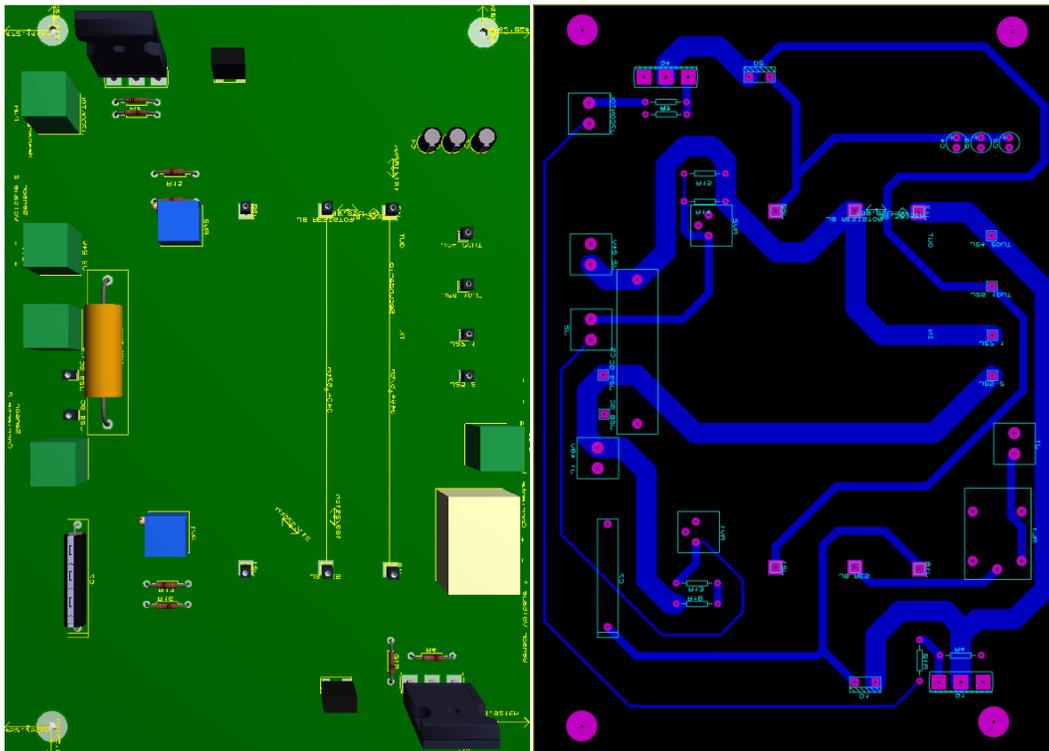


Figura 2.15: tarjeta impresa de la etapa de potencia del IBFBC.

Tarjeta impresa de la sección de control.

A continuación, se describe la distribución propuesta para la tarjeta impresa de control del convertidor. Esta tarjeta se diseñó para recibir las señales de control provenientes del gestor de energía del sistema híbrido móvil, de tal manera que el IBFBC realizará la operación requerida evitando daños debidos a la operación simultánea de la carga y descarga.

En la figura 2.14 se presenta un esquema de operación de la tarjeta impresa de control, la cual consiste en la recepción de la señal de control, seguida por la activación del microcontrolador correspondiente a la operación demandada, la señal resultante es procesada por el circuito integrado controlador de los interruptores, para finalmente enviar la señal PWM a la tarjeta de potencia. Para la selección de pistas se siguió el mismo proceso que para la tarjeta de potencia pero considerando que transitará por las pistas una corriente de 1A, lo que permitirá hacer las pistas más delgadas.

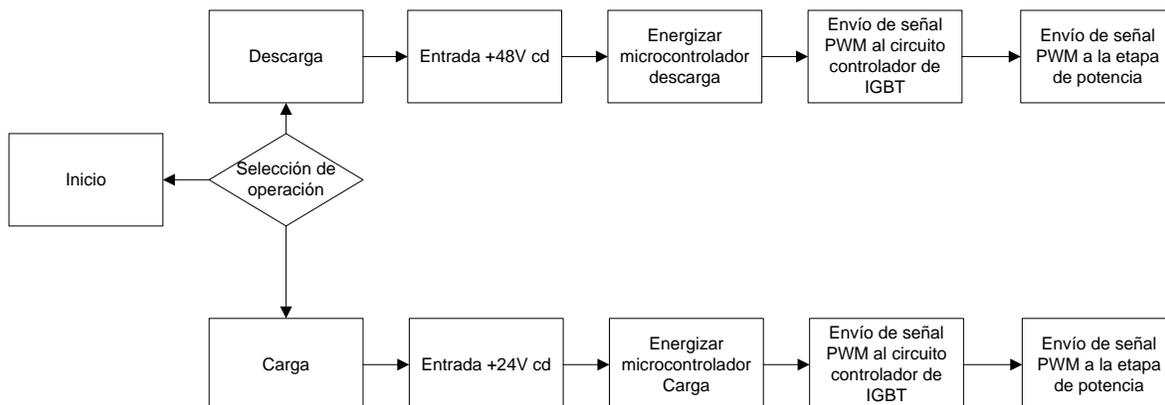


Figura 2.16: Esquema de operación de la tarjeta de control del IBFBC.

La tarjeta impresa (figura 2.15) cuenta con entradas de +24V y +48V de cd para energizar el circuito y alimentar las referencias de tensión de los microcontroladores para la carga y descarga respectivamente. Se agregaron dos entradas adicionales por las cuales se introducirá la señal de control proveniente del gestor de energía externo al flyback, la cual activará un relevador normalmente abierto para alimentar al circuito de control que se desee.

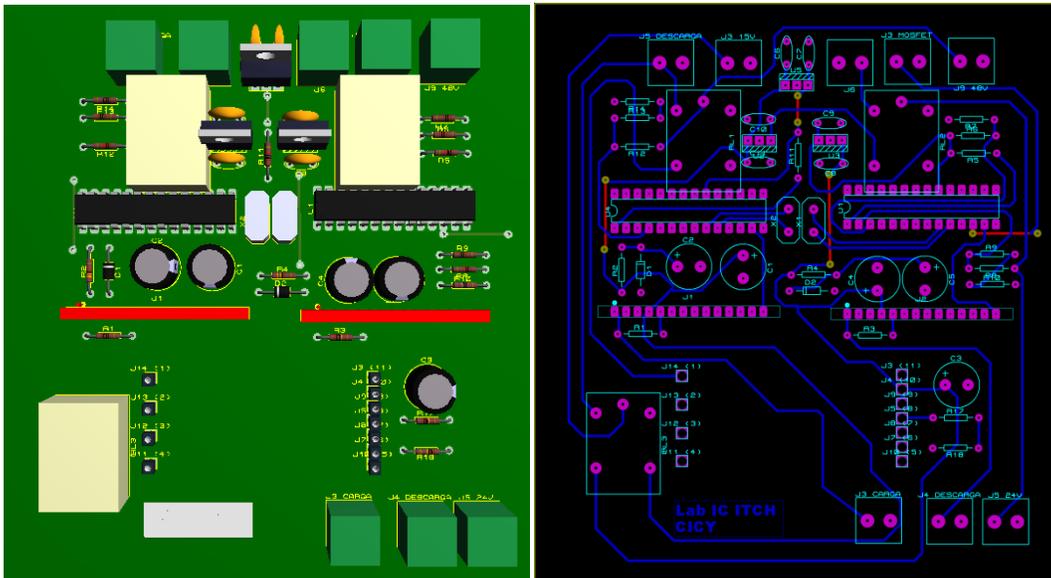


Figura 2.17: tarjeta impresa de la etapa de control del IBFBC.

Una vez activado el relevador deseado, se alimentan los reguladores de tensión de 12V y 5V de cd los cuales a su vez alimentarán al circuito controlador del IGBT y al microcontrolador respectivamente. A continuación, el microcontrolador recibe una señal de retroalimentación y comienza a enviar la señal del ciclo de trabajo, enseguida enviada al controlador y finalmente al interruptor conmutado.

Se añadió otro relevador normalmente abierto, permitió una salida de +12V de cd en cualquier modo de operación sin afectar al modo inactivo, estos +12V se utilizan para energizar el disipador de calor. A su vez, se añadió una salida para enviar un pulso a una compuerta para habilitar (modo descarga) o deshabilitar (modo carga) la resistencia de carga según sea requerido.

En la figura 2.16 se puede apreciar una fotografía de los componentes interiores del IBFBC. De izquierda a derecha, primero se muestra el transformador de alta frecuencia presentando un núcleo toroidal de ferrita y con embobinado de cobre esmaltado; la tarjeta impresa de control encima de la de potencia dejando espacio para la ventilación; un disipador de calor de +12V cd, las entradas para las señales de control provenientes del gestor de energía, y a la misma altura pero por la parte trasera, las entradas para conectar el MCE.

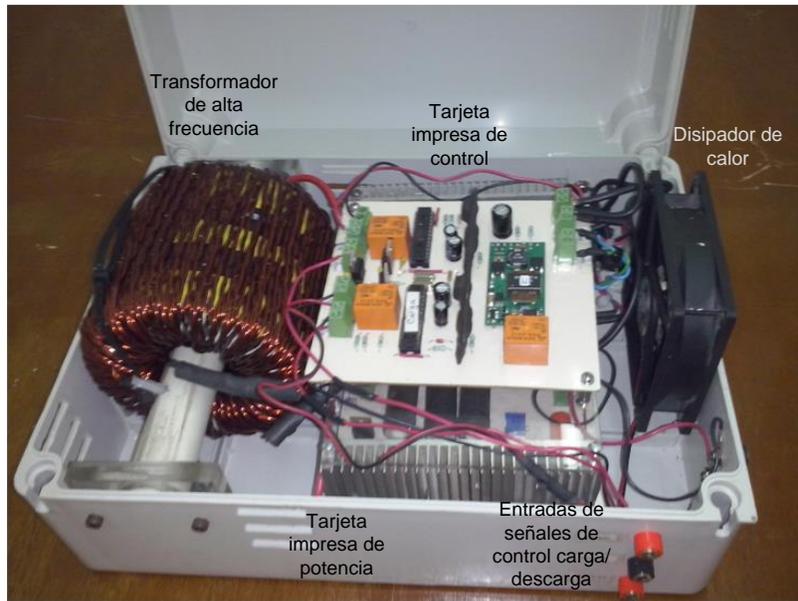


Figura 2.18: Componentes interiores del prototipo final del IBFC.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS Y DISCUSIONES

El presente capítulo expone los resultados obtenidos así como la discusión de los mismos. Se presentan los resultados de la caracterización por técnica de carga y descarga, así como los resultados del diseño del convertidor bidireccional integrado tipo flyback.

3.1. CARACTERIZACIÓN POR MÉTODO DE CARGA / DESCARGA

Para evaluar el desempeño del MCE en operación, la carga del MCE, se realizó aplicando una corriente constante de 2A proporcionada por una fuente de tensión de corriente directa operada en modo de corriente constante, hasta obtener una diferencia de potencial de +48V de cd entre terminales del MCE (tensión nominal del dispositivo). El tiempo obtenido para alcanzar esta diferencia de potencial fue de 1.2h.

Las cargas escogidas para la caracterización, son las que el MCE sería capaz de suministrar en caso de no disponer de las fuentes de energía del sistema híbrido. La carga de 150W se consideró para simular la operación dispositivos de telecomunicación tales como, computadoras portátiles, radios de transmisión-recepción, teléfonos, entre otros, para transmitir comunicados de auxilio a las dependencias locales. A su vez, la carga de 25W es equivalente a mantener el sistema de control alimentado, y así permitir el arranque del sistema en cuanto se disponga nuevamente de las fuentes adicionales de energía. A continuación, se presentan las graficas obtenidas durante la caracterización aplicando las cargas 150W y 25W.

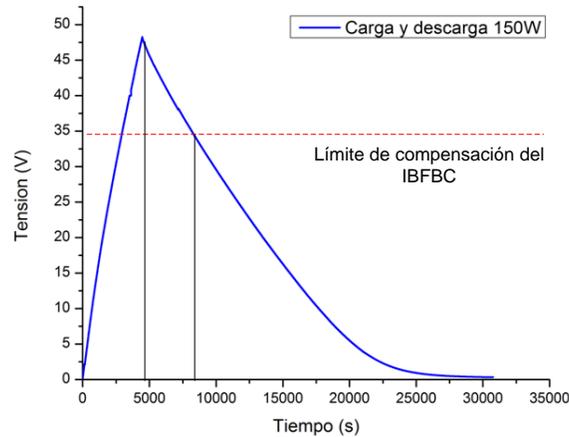


Figura 3.1: Gráfica de Carga y descarga del módulo de capacitores electroquímicos aplicando una carga de 150W.

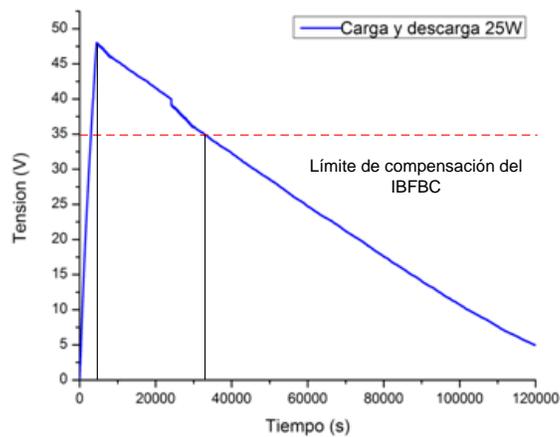


Figura 3.2: Gráfica de carga y descarga del módulo de capacitores electroquímicos obtenida al aplicar una carga de 25W.

Se realizó una caracterización de descarga, aplicando una carga de 150W (figura 3.1). El tiempo de descarga del MCE hasta un valor muy aproximado a 0V fue de 5h. Sin embargo, si se considera que el IBFBC solo compensa de 48V a 35V (trazo rojo punteado en las imágenes), la carga de 150W puede mantenerse por un periodo de 4500s (1.25h). En conjunto al tiempo de carga, un ciclo completo de carga y descarga se lleva a cabo en un tiempo total de 6.5h. Se repitió el proceso de descarga utilizando una carga de 25W, la cual tuvo una mayor duración a la descarga aplicando 150W, con un tiempo de

aproximadamente 20h (Figura 3.2). Suministrando 25W, el IBFBC puede entregar +24V cd al bus por un periodo de 7.6h. Cabe mencionar que esto se considera para situaciones en las cuales solo se dependa del MCE.

3.2. CONVERTIDOR CD-CD PARA LA CARGA DEL MÓDULO DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS

En base a las fórmulas 2.1 a 2.11 planteadas en el apartado 2.2.2, el valor de los componentes utilizados para la simulación del convertidor y el ensamble físico del dispositivo son los siguientes:

- $L_m=2.6\text{mH}$
- $N_1=N_2=67$
- $S_1=S_2= +72\text{V}$ de cd a 10A
- $D_1=D_2=+72\text{V}$ de cd
- CE=165F a +48V de cd
- $C_f= 1000\mu\text{F}$
- $d_1=66\%$
- $d_2=33\%$
- $f= 20\text{kHz}$

donde:

- L_m = Inductancia de magnetización del Transformador (Henries).
- N_1, N_2 = Relación de vueltas de los devanados primario (N_1) y secundario (N_2).
- S_1, S_2 = interruptores conmutados tipo transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT)
- D_1, D_2 = Diodos.
- CE= Módulo de capacitores electroquímicos.
- C_f = Capacitor de filtro de descarga.
- d_1, d_2 = Ciclo de trabajo de interruptores conmutados.
- f = Frecuencia de conmutación (Hertz).

3.2.1. RESULTADOS DE SIMULACIÓN DEL IBFBC

Del circuito planteado en la figura 2.6 y a partir de los valores obtenidos para cada uno de los componentes empleados en el convertidor, se realizaron simulaciones en el programa PSIM® con la finalidad de corroborar los valores calculados para el circuito diseñado. Por medio de la simulación, se obtuvieron las formas de onda de tensión y corriente para la operación de +24V a +48V de cd, es decir del bus al MCE, obteniendo los valores de tensión y corriente para el diodo D_2 y en el interruptor S_1 como se aprecia en las ondas de la figura 3.3.

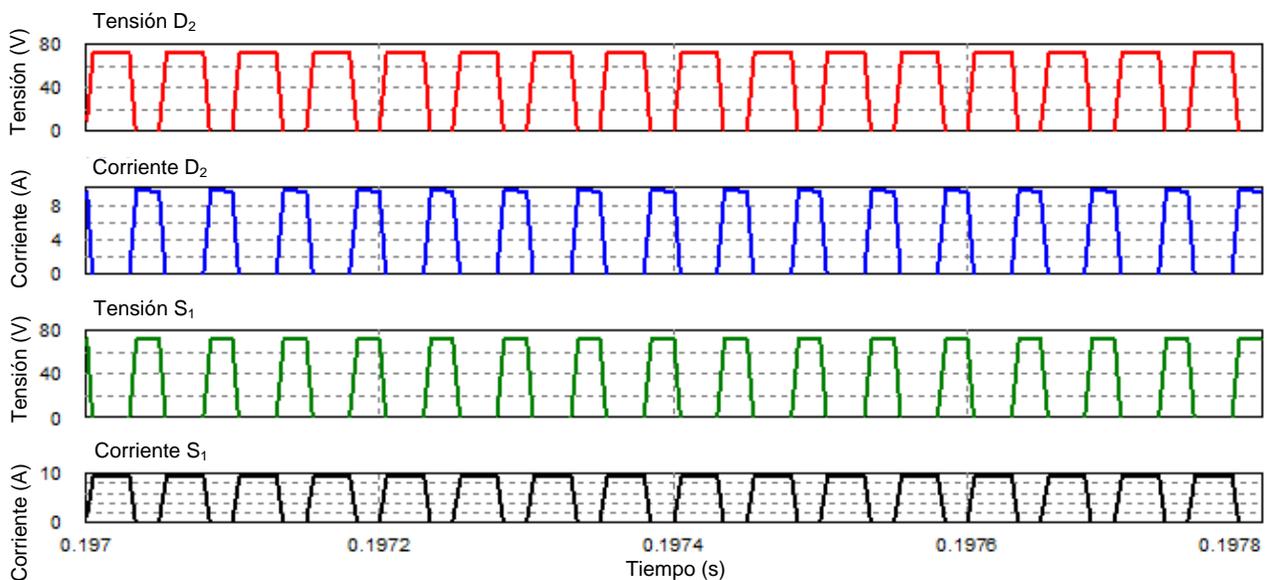


Figura 3.3: Simulación de las formas onda del interruptor S_1 y el diodo D_2 del convertidor Bidireccional operando de +24V a +48V de cd.

En los resultados de la simulación, las formas de onda de tensión y corriente en el diodo y en el interruptor son complementarias, y se observa como la corriente en el diodo y en el interruptor se unen para formar la corriente en el inductor. Estos resultados sugieren que el convertidor funciona correctamente mostrando estabilidad en las ondas sin haber incremento en sus valores [50, 51].

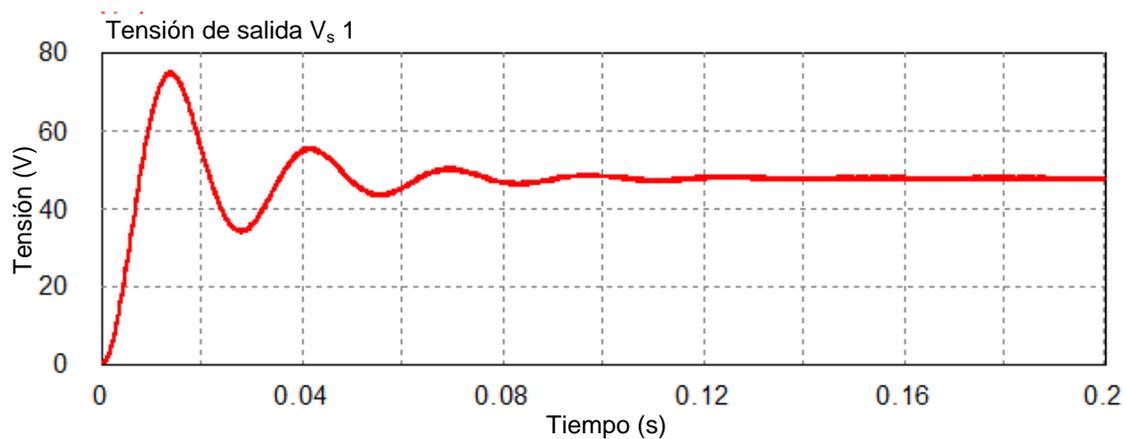


Figura 3.4: Tensión de salida de +48V de cd para la carga del módulo de CE simulado.

Además, se puede apreciar en la figura 3.4 como el convertidor genera una tensión de salida de +48V de cd, indicando que además del comportamiento estable, también presenta la salida de tensión para la que fue diseñado. La tensión de salida obtenida en la figura 3.4, es producto de la misma simulación hecha para obtener las formas de onda del convertidor. A su vez, se puede apreciar un incremento de la tensión en los primeros 0.1s lo cual es debido a que la simulación del convertidor inicia desde el estado de apagado y en el tiempo 0. La corriente en el convertidor es nula por lo que se incrementa la tensión de salida por un breve periodo de tiempo hasta que se estabiliza. Una vez obteniendo los +48V de cd en la simulación basada en los cálculos obtenidos en el diseño para la carga del módulo de capacitores electroquímicos, se presentan los resultados de la simulación del circuito del convertidor en modo de operación de +48V a +24V para alimentación del bus de cd.

En la figura 3.5, se muestran las formas de onda correspondientes a la tensión e intensidad de corriente en el interruptor S_2 y en el diodo D_1 obtenidas durante la simulación, las formas de onda mostraron un comportamiento estable y formas similares a las descritas por Hart y Mohan [50, 51].

La tensión presente, tanto en D_1 y S_2 , son complementarios y cumplen con el pulso de 0V a +72V de cd y de regreso a 0V presentando un comportamiento continuo y al no tener incrementos en los valores a lo largo de la simulación, por lo que se puede decir que la operación de descarga es estable.

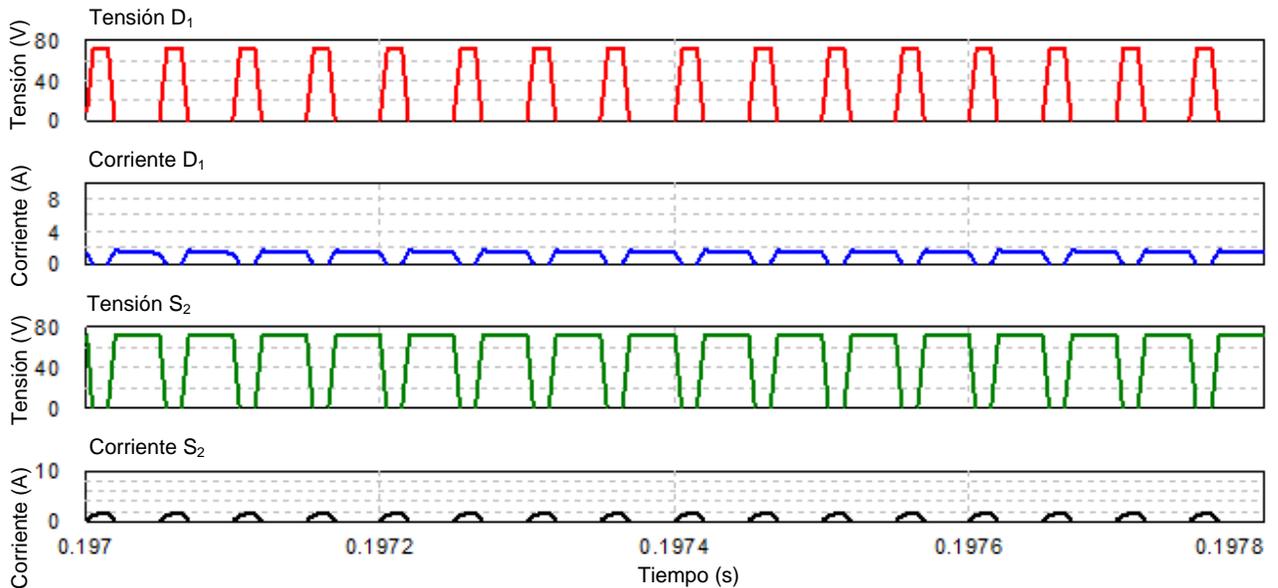


Figura 3.5: Simulación de las formas de onda del interruptor S_2 y el diodo D_1 convertidor Bidireccional operando de +48V a +24V de cd.

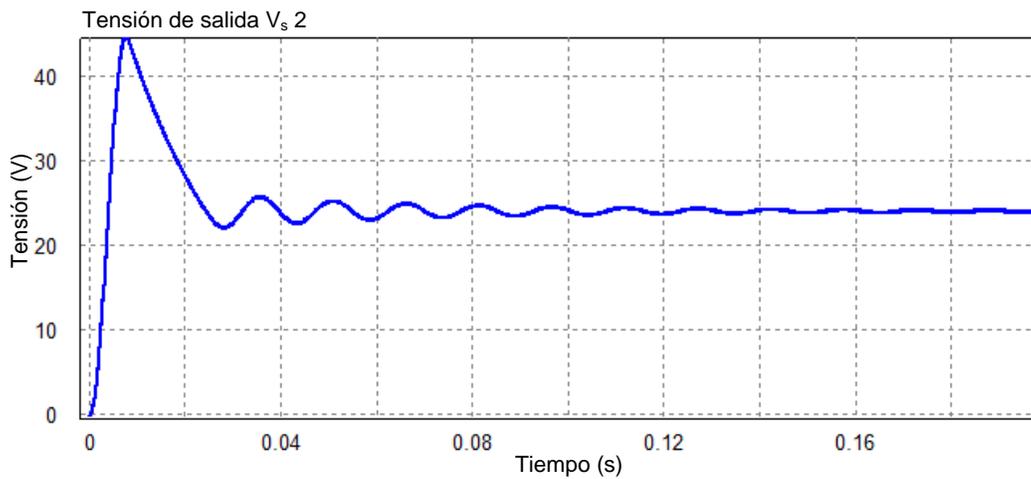


Figura 3.6: Tensión de salida de +24V para la alimentación del bus de +24V de cd simulado en PSIM®.

Con las formas de onda obtenidas en la simulación presentada en la figura 3.5, añadidos a los de la tensión de salida obtenido en la simulación de este modo de operación de +48V a +24V de cd (figura 3.6), se puede confirmar que el cálculo de los componentes y del ciclo de trabajo para operar el convertidor tipo flyback es correcto, ya que las formas de onda obtenidas durante la simulación son estables y la tensión de salida es de +24V de cd como se calculó en el capítulo 2.

3.2.2. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL CONVERTIDOR CD-CD

Para el ensamble del IBFBC, se procedió a caracterizar la función de carga, y la de descarga por separado, para finalmente integrarlo como un convertidor bidireccional completo. A continuación, se muestran las formas de onda, resultantes de la caracterización en la primera parte del diseño del convertidor cd-cd tipo flyback (Figura 3.7).



Figura 3.7: Prototipo del convertidor cd-cd bidireccional flyback.

En las figuras 3.8 y 3.9 se presentan los resultados correspondientes al comportamiento del interruptor de conmutación, así como la señal con el ciclo de trabajo. En la figura 3.8, se presenta el pulso PWM, aplicado al interruptor S_1 tipo IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) utilizando un ciclo de trabajo de 63% en lugar del 66% obtenido mediante el cálculo, esto con el fin de “suavizar” la señal PWM.

En la figura 3.8 se puede apreciar, que el porcentaje de ciclo de trabajo leído por el osciloscopio es de 62.8% y una frecuencia de conmutación de 20.5kHz, lo cual fue el resultado esperado del circuito. Las diferencias en los valores se dan por la precisión del instrumento de medición y/o variaciones en los componentes físicos que constituyen el circuito. Se puede observar que la escala de medición es de +5V de cd por cada cuadro en el eje y.

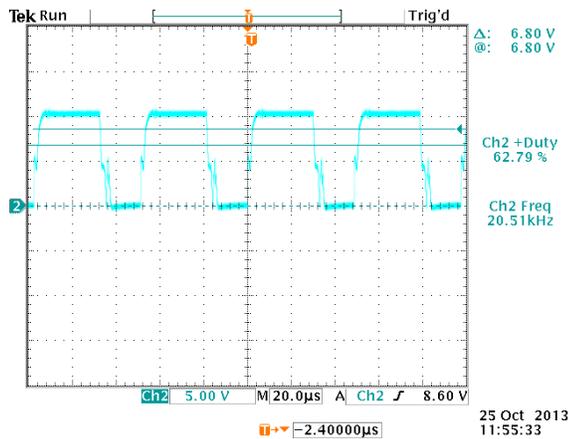


Figura 3.8: Ciclo de trabajo del interruptor S_1 IGBT del convertidor al 62%.

A continuación se presentan las formas de onda características de tensión y corriente presentes en el interruptor de potencia S_1 . Se puede observar que la señal PWM figura 3.8 es inversa a la tensión presente en S_1 ya que al aplicar una tensión al interruptor S_1 , este abre el circuito e impide el paso de la tensión, y cuando el interruptor es desenergizado y permite nuevamente el paso de la tensión.

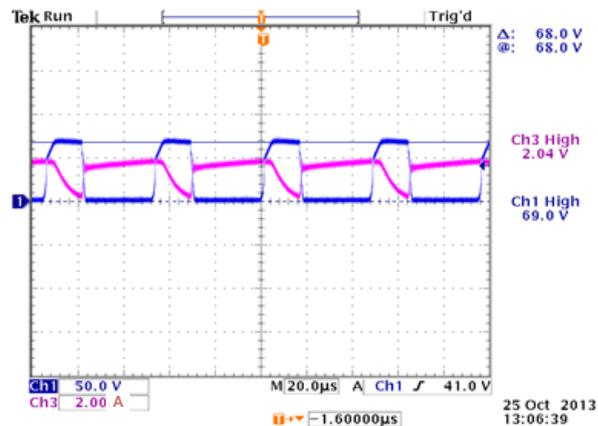


Figura 3.9: Gráficas de corriente (trazo rosa) y tensión (trazo azul) en el interruptor del convertidor S_1 .

Se observa como la corriente del interruptor tiene un valor de 2.04A y es complementaria a la tensión en el mismo interruptor la cual alcanza un valor de 68V a través del colector al emisor del IGBT (figura 3.9), lo cual se aproxima al valor de +72V de cd obtenido en el cálculo del componente. Estas formas de onda se deben a la conmutación del interruptor. Cuando el interruptor se encuentra cerrado, se considera que

el diodo D_2 está abierto y que la corriente en dicho diodo sea 0. Lo anterior provoca que la corriente en el interruptor aumente linealmente. Cuando el interruptor está abierto, la tensión está dada por la fórmula 2.11 y se suma la tensión del devanado primario del transformador y la tensión de entrada, dando como resultado 69V [50].

En la sección 2, se menciona que el interruptor presenta un pico de tensión de +150V de cd al inicio de cada ciclo de trabajo completo, lo que causa estrés y aumento en la temperatura del IGBT, traduciéndose en daños en el transistor. Para contrarrestar el pico de tensión, se implementó un circuito snubber RCD (Resistencia, Condensador, Diodo) (figura 3.10), y se observó una disminución del pico de tensión durante la operación de carga de +24V a +48V de cd, a medida que aumenta la tensión en el MCE (figura 3.11 a 3.13).

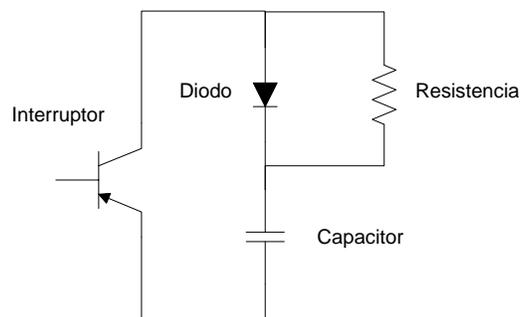


Figura 3.10: Circuito snubber resistencia, capacitor, diodo, implementado en el Convertidor Bidireccional Integrado Flyback.

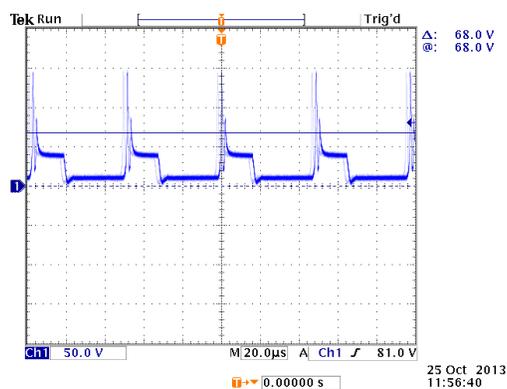


Figura 3.11: Pico de tensión en el interruptor durante la carga del módulo de capacitores electroquímicos con +12V de cd de carga.

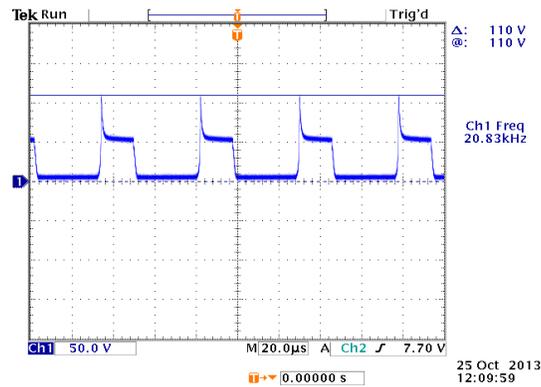


Figura 3.12: Pico de tensión en el interruptor durante la carga del módulo de capacitores electroquímicos con 26V de cd de carga.

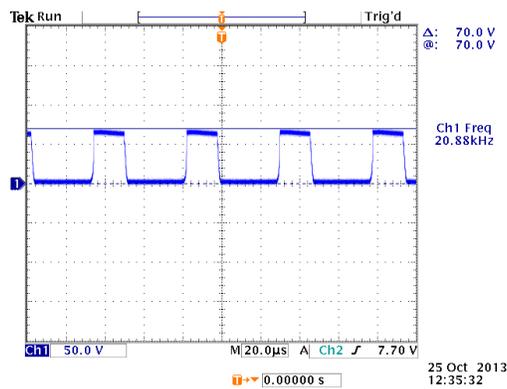


Figura 3.13: Pico de tensión en el interruptor durante la carga del módulo de capacitores electroquímicos con +38V de cd de carga.

De las tres figuras anteriores (figura 3.11 a 3.13), se puede observar como el pico de tensión se va amortiguando paulatinamente hasta extinguirse completamente (figura 3.13). En presencia del circuito snubber, la amortiguación de tensión se debe a que la resistencia en el circuito limita el paso de la corriente, posteriormente energiza el condensador snubber, éste filtra la tensión y reduce del estrés en el interruptor de conmutación. Por lo que el circuito snubber cumplió completamente con su función disminuyendo el estrés en el interruptor de potencia [50].

Convertidor Integrado Bidireccional cd-cd para descarga del módulo

Como se mencionó anteriormente, la topología utilizada en el presente trabajo presenta una distribución simétrica en sus componentes. Lo anterior es relevante, ya que el principio de funcionamiento es similar, por lo que se comportan de manera

complementaria a los de la carga. Esta simetría es una ventaja al momento del diseño, ya que se simplifica el análisis del circuito. Como se expuso en la sección 2.2.1, las únicas diferencias son el ciclo de trabajo requerido y el valor del capacitor de filtro utilizado para la salida del convertidor. A continuación se presentan las formas de onda obtenidas durante la operación a 23W de potencia que sugieren la alimentación del sistema en estado de reposo o “stand by”.

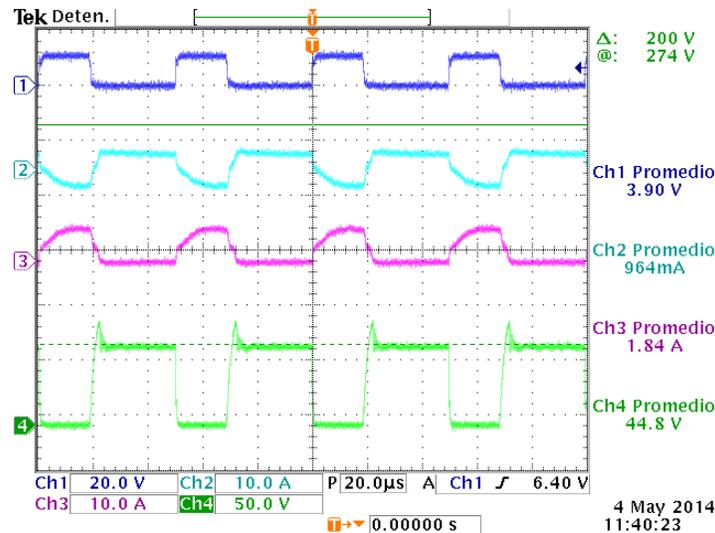


Figura 3.14: Formas de onda durante la operación de descarga. Señal PWM en el interruptor S_2 (trazo azul), corriente en el diodo D_1 (trazo cian), corriente en el interruptor S_2 (trazo rosa) y la tensión del interruptor S_2 (trazo verde).

En la figura 3.14, se observan las diferentes formas de onda del flyback, en el trazo azul se tiene la señal de PWM transmitida desde el circuito controlador generando un ciclo de trabajo del 33.4%. Asimismo, se observa la corriente en el diodo D_1 en el trazo cian y la del Interruptor S_2 en el trazo rosa, las cuales se complementan para formar la corriente en el inductor con un valor promedio de 2.5A. Finalmente, se tiene la tensión en el Interruptor (trazo verde), el cual tiene una meseta a los +72V de cd coincidiendo la parte experimental con el cálculo realizado. Así mismo, se observa un pico al inicio del pulso de tensión presente en S_1 correspondiente a la presencia del condensador de filtro, y a las pérdidas en inductor ocasionadas por elementos parásitos y a la separación de los conductores que componen el transformador. A su vez, se observa que se comportan de manera inversa con la corriente del interruptor, lo que indica el correcto funcionamiento del convertidor [50, 51].

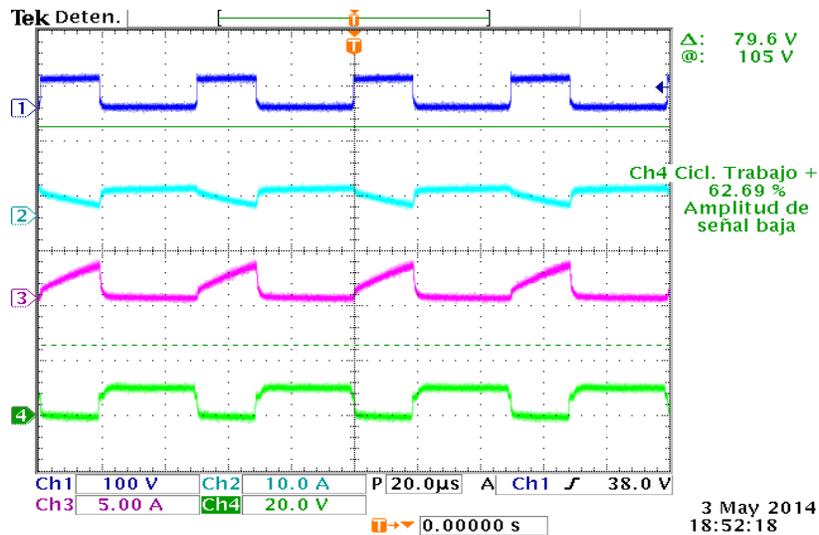


Figura 3.15: Formas de onda durante la operación de carga. Tensión en el interruptor S_1 (trazo azul), corriente en el interruptor S_1 (trazo cian), corriente en el diodo D_2 (trazo rosa) y señal PWM en el interruptor S_1 (trazo verde).

Ahora bien, en la figura 3.15 podemos observar la forma de onda del convertidor con respecto al diodo D_2 , el cual, en estado de carga actúa como protección. Primero, se muestra el pulso obtenido del sistema de control del convertidor (trazo verde) a 62.8% de ciclo de trabajo para obtener la tensión de salida de +48V cd requeridos. Las señales en los trazos cian y rosa corresponden a la corriente en el interruptor S_1 y en el diodo D_2 , respectivamente. Sin embargo, se puede observar que la corriente en el diodo y la tensión del mismo se complementan para formar una onda triangular y de esta manera conformar el producto de tensión y corriente para constituir la potencia que se disipa través del diodo.

Según lo reportado en la literatura [52–62], se determina que el comportamiento de las formas de onda sugieren un funcionamiento correcto del convertidor diseñado. Una vez determinado experimentalmente el funcionamiento del IBFBC, se procede a caracterizar la carga el MCE en conjunto con el IBFBC. En la figura 3.16, se muestra la curva de carga tomada de la tarjeta de adquisición de datos NI CompactRIO® a partir de un algoritmo programado en el software Labview con el apoyo de la infraestructura del Laboratorio de Potencia y Calidad de la Energía del Instituto Tecnológico de Chihuahua.

Se puede ver como la curva de carga se presenta más definida que la obtenida durante la carga con la fuente de poder, debido a que el convertidor suministra una

tensión constante de +24V hasta que la carga se ha completado. A diferencia de aplicar una corriente constante mediante la fuente de poder, que resulta en un incremento lineal en la tensión del MCE.

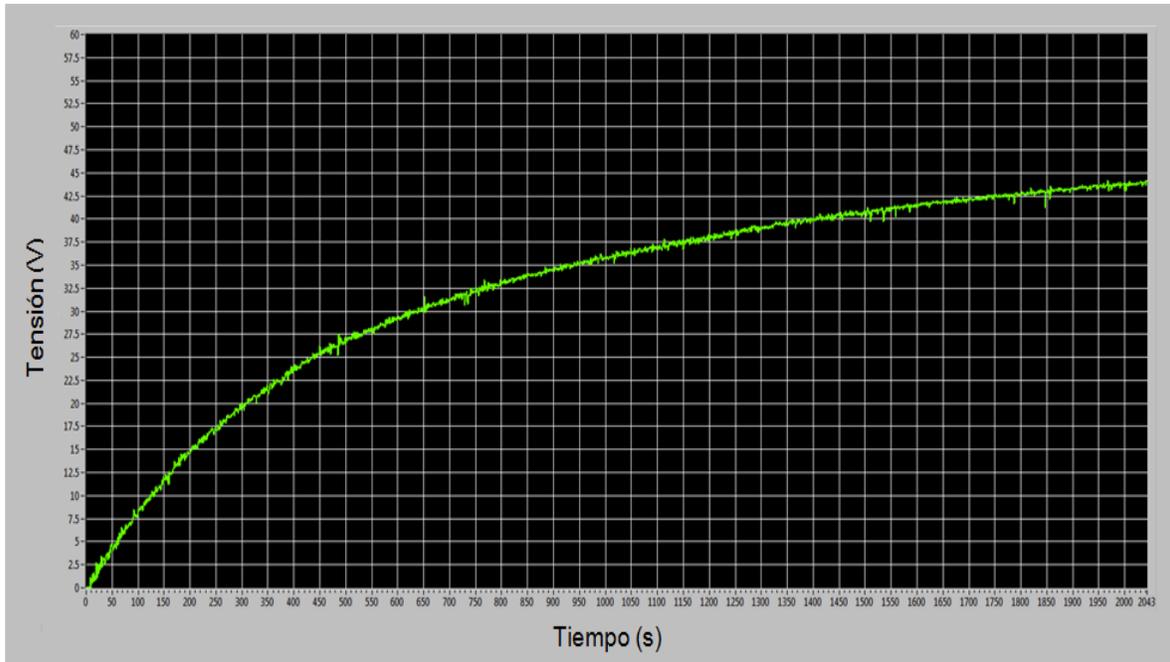


Figura 3.16: Curva de carga de 0V a +48V de cd del módulo de capacitores electroquímicos.

Por tal motivo, la corriente inicial de carga es más elevada (10 a 15A) comparada con la carga mediante la fuente de poder (2A), y ésta disminuye a medida que se acerca a la tensión final de +48V cd, debido a que la diferencia de potencial entre el módulo y el convertidor tiende a 0V. A causa de lo anterior, se produce una meseta al final de la curva de carga con el convertidor. En estas condiciones, el IBFBC carga completamente el MCE en 1.25h, y con esto se confirma la simulación y los cálculos obtenidos en la etapa de diseño.

A pesar de las precauciones en el diseño y manufactura del convertidor, la salida del convertidor siempre conlleva un rizo, el cual depende del condensador de filtro, y para la aplicación solo el rizo resultante de la operación de la descarga es relevante ya que es el que es inyectado directamente al bus de +24V de cd. En la figura 3.17 se puede

apreciar el rizo de salida del convertidor cuando está operando en modo descarga con una salida de +24V de cd.

De manera experimental, se obtuvo una salida de +23.5V de cd fijos y el rizo de salida y ésta varia con una diferencia de 0.4V cd, lo que representa un rizo del 1.7%. lo que puede ser inconveniente ya que entre mayor sea el rizo de salida, se generan perturbaciones en el sistema, sin embargo mientras el valor promedio a la salida sea lo suficientemente pequeño (2V máximo) ([50] capítulo 3 y 6), por lo que el convertidor se considera operativo. Este rizo se debe al valor de ESR del capacitor, el valor seleccionado del condensador de filtro, la frecuencia de conmutación y la manufactura artesanal del convertidor.

Sin embargo, tanto la tensión de salida del convertidor y el rizo pueden mejorarse, para afinar la salida de tensión basta con calibrar las resistencias de retroalimentación en la tarjeta de control; y para el rizo de tensión, se puede incrementar el valor del capacitor de filtro. Para este caso solo se requiere afinar la tensión de salida del IBFBC. En el prototipo se utilizaron resistencias fijas para los divisores de tensión de retroalimentación del control, por lo que no se pudo ajustar con mayor precisión. De manera experimental, el valor de tensión de salida más aproximado a los +24V fue de +23.7V de cd.

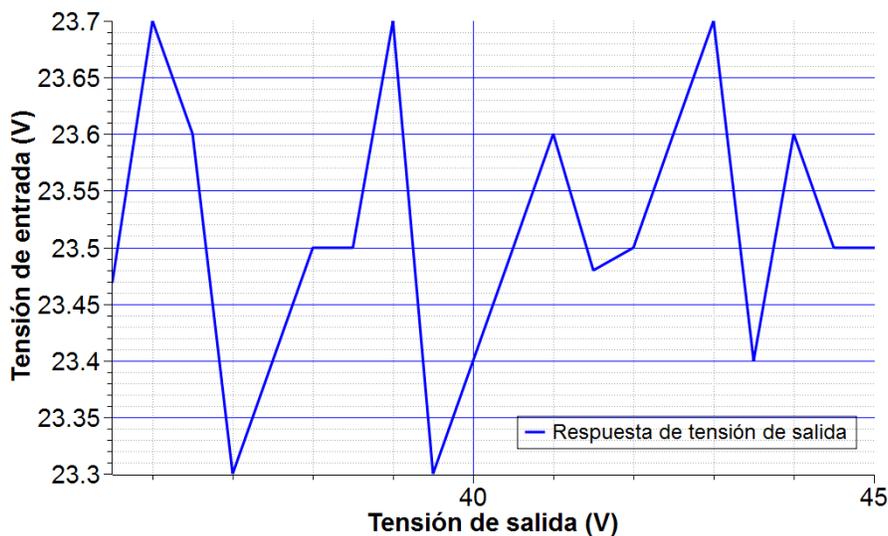


Figura 3.17: Rizo de Tensión de salida de +24V de cd del convertidor bidireccional integrado flyback.

3.2.3. RESULTADOS DEL DISEÑO DEL CONTROL

Descarga

En la figura 3.18 se presenta la respuesta del compensador obtenido, considerando la variación de la tensión de salida V_s de +24V cd, con respecto a la tensión V_e suministrada por el MCE. Se observa que la tensión de salida es estable en +24V cd durante la descarga, hasta que la tensión de entrada V_e llega a aproximadamente los +34V cd después de lo cual se vuelve inestable y cae la tensión de salida. Esta caída de la tensión de salida, se debe a que el control del convertidor ya no es capaz de compensar el error producido por la variación de la tensión de entrada. Lo anterior es consecuencia de que el acotamiento de los límites definidos en la parte de diseño del control (diagrama de Bode, figura 2.11) fueron insuficientes. Además, se observa como la oscilación de la tensión de salida es cada vez mayor conforme la tensión de entrada va disminuyendo más allá de +40V de cd, lo cual no es deseable pero es inevitable, sin embargo esta caracterización tiene precisamente como objetivo, determinar el límite de tensión de entrada al cual el control es capaz de compensar el error generado.

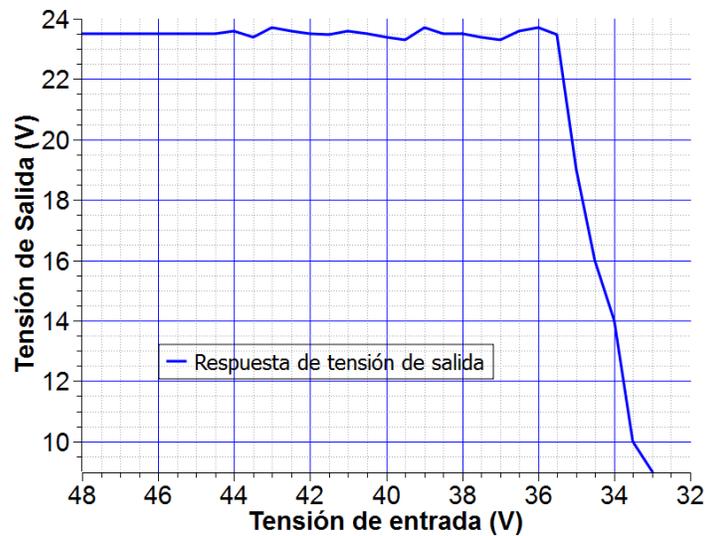


Figura 3.18: Respuesta de la tensión de salida de +24V de cd con respecto a la tensión de entrada, del sistema de control de descarga.

Por todo lo descrito anteriormente, este convertidor resulta una opción viable para la interconexión de un MCE; esta topología ofrece aislamiento eléctrico entre la fuente de

tensión de +24V cd y el MCE lo que sirve de protección al convertidor. Generalmente, en los convertidores comerciales se utilizan topologías sin aislamiento eléctrico, por lo que la falla circularía a través del convertidor. Asimismo, la distribución simétrica de la topología permite simplificar la operación bidireccional del convertidor.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES

El módulo de CE se cargó aplicando una corriente constante de 2 A; para aplicar la corriente de manera constante, se incrementó linealmente la tensión aplicada para que en todo momento fuera superior a la del MCE. El tiempo de carga desde 0V hasta +48V de cd (tensión nominal del MCE) fue de 1.2h, incrementando la tensión de manera lineal, y presentando el perfil característico de carga a corriente constante.

Una vez cargado completamente, el MCE se caracterizó en modo descarga a 150W y 25W simulando condiciones a las que el sistema híbrido podría requerir. Al emplear una carga de 150W, equivalente a la demanda de dispositivos de telecomunicación o de refrigeración; la descarga tuvo una duración de 1.25h; mientras que empleando una carga de 25W, tuvo una duración de 7.6h equivalente a la auto-alimentación del gestor de energía en el sistema híbrido. Así mismo, después de 1.25h aplicando una carga de 150W, el MCE baja de +48V a +35V después de lo cual, el convertidor ya no compensa el error generado por esta diferencia, ocasionando que la tensión de salida V_s del convertidor disminuya de +24V a +9V cd. De igual forma sucedió cuando se aplicó una carga de 25W durante 7.6h.

Para el diseño y construcción del convertidor integrado bidireccional basado en la topología flyback (IBFBC, +24V de cd de entrada y +48V de cd de salida para la carga del MCE), se consideró una potencia de salida de 500W con la finalidad de aprovechar las prestaciones del MCE; una frecuencia de conmutación de 20kHz indicada por la hoja de datos del circuito integrado para el control del IGBT; se utilizó un transformador con relación de vueltas 1:1 y una inductancia de magnetización de 2.6mH. En el proceso de diseño, se obtuvo que para la operación de +24V a +48V se requirió un ciclo de trabajo de 0.67 o 67%; para el proceso contrario (+48V a +24V) el cálculo dio como resultado un ciclo de trabajo del 33.3%. Para el capacitor de salida, se utilizó el MCE en vista que incluir un capacitor de salida adicional resultaría en una conexión directa en paralelo, y por ende solo se sumarían las capacitancias.

Se realizaron simulaciones en el programa PSIM® utilizando los datos obtenidos durante la etapa de cálculo de componentes. Los resultados obtenidos en la tensión y la corriente de los interruptores S_1 y S_2 , así como en los diodos D_1 y D_2 , proporcionaron las formas de onda características de la topología flyback; así mismo, la tensión de salida del circuito simulado tuvo un valor de +24V cd para la operación de carga, y +48V de cd en la operación de descarga. En los resultados de la tensión de salida en ambos casos presentaron un pico inicial desde los 0s a los 0.04s, correspondientes al arranque del convertidor (desde 0V), validando así los valores calculados en la etapa de diseño.

Durante la operación experimental del IBFBC, se obtuvo la forma de onda del Interruptor S_1 y S_2 , las cuales tienen una tensión de +72V como lo obtenido en la simulación y el cálculo; sin embargo, mostraron un pico de tensión de +300V debido a las pérdidas en el transformador. Con el fin de amortiguar el pico de tensión, se añadió un circuito de protección “snubber” tipo RCD; para el circuito snubber para el lado de carga (+24V a +48V) se requiere una resistencia de 10.4Ω y un capacitor de 625nF, y para la descarga (+48V a +24V), obteniendo un valor de resistencia de 22Ω y un capacitor de 153nF.

Simultáneamente a las ondas de tensión, se obtuvieron las formas de onda de corriente para los diodos D_1 y D_2 así como para los interruptores S_1 y S_2 ; sin embargo, experimentalmente se obtuvo un valor de corriente de 3A comparada a los 8A de lo obtenido en la simulación. Esto se debió a que el IBFBC se operó a 23W durante la caracterización por lo que, la corriente en el convertidor bajó de 8A a 3A para cumplir la potencia de salida mientras se mantenía la tensión de salida. Así mismo, se observó que la corriente en el interruptor decreció de manera paulatina, mostrando un efecto capacitivo ocasionado por el capacitor de entrada y por la inductancia de fuga del transformador.

El algoritmo empleado en el microcontrolador para la operación del módulo de +24V a +48V se realizó aplicando un ciclo de trabajo de 50% desde 0V hasta 15V en el módulo, a partir de lo cual, se incremento el ciclo de trabajo en etapas de 3% cada 5V hasta llegar a la tensión nominal de MCE; con este control, el IBFBC cargó el módulo en un tiempo de 1.25h.

El control de descarga se diseñó en base a la técnica de promedio de espacio de estados; después de la obtención de la función de transferencia, se obtuvo el diagrama de Bode, el cual se ingresó a *control systems tuning toolbox* de MATLAB®; se eligió una frecuencia de cruce del 20% de la frecuencia de conmutación, un margen de fase de $86,5^\circ$ y finalmente se obtuvo el compensador que se grabó en un microcontrolador PIC18f2680. El control de descarga mostró una tensión de salida de +24V de cd estable aplicando una tensión de entrada +48V a +35V, después de este punto, el control deja de compensar la tensión de salida y esta desciende a +9V de cd.

Finalmente, se comprobó que el convertidor integrado bidireccional, es una alternativa para la interconexión de dispositivos de almacenamiento tales como módulos de CE a baja potencia (500W). La topología flyback al presentar una simetría en su circuito, simplificó la operación bidireccional; así mismo, al incluir éste un transformador en su topología, se obtiene aislamiento eléctrico entre la parte primaria y secundaria del transformador, lo que protege ambos lados del convertidor; permitiéndole a un gestor de energía administrar la energía almacenada en el MCE.

REFERENCIAS

- [1] J. Gropper; N. Christopher, Experience with Hybrid Power Systems using Closed Cycle Vapor Turbogenerators, *INTELEC* 85, 1985, 589–594.
- [2] N. Razak; M. bin Othman; I. Musirin, Optimal sizing and operational strategy of hybrid renewable energy system using homer, *PEOCO*, 2010, 495–501.
- [3] P. Bajpai; V. Dash, Hybrid renewable energy systems for power generation in stand-alone applications: A review, *Renew. Sust. Energ. Rev.*, 2926–2939, 2012.
- [4] E. Dursun; O. Kilic, Comparative evaluation of different power management strategies of a stand-alone PV/Wind/PEMFC hybrid power system, *Int. J. Elec. Power.* 34, 81–89, 2012.
- [5] M. Uzunoglu; O. C. Onar; M. S. Alam, Modeling, control and simulation of a PV/FC/UC based hybrid power generation system for stand-alone applications, *Renew. Energy* 34, 509–520, 2009.
- [6] E. Ribeiro; A. J. M. Cardoso; C. Boccaletti, Power conditioning and energy management in a renewable energy based hybrid system for telecommunications, *INTELEC*, 2011, pp. 1–9.
- [7] M. E. Glavin; P. K. W. Chan; S. Armstrong; W. G. Hurley, A stand-alone photovoltaic supercapacitor battery hybrid energy storage system, *EPE-PEMC*, 2008, 1688–1695.
- [8] A. F. Burke, Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles, *Proc. IEEE* 95, 806–820, 2007.
- [9] I. Vechiu; A. Etxeberria; H. Camblong; J. M. Vinassa, Three-level Neutral Point Clamped Inverter Interface for flow battery/supercapacitor Energy Storage System used for microgrids, *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*, 2011, 1–6.
- [10] A. Ter-Gazarian, *Energy Storage for Power Systems*, 2° Edition., The Institution of Engineering and Technology, London, 2011, 1–296.
- [11] F. Béguin; E. Frackowiak, *Supercapacitors: Materials, Systems, and Applications*, Wiley-VCH, Poland, 2013, 539.
- [12] B. E. Conway, *Electrochemical Supercapacitors Scientific Fundamentals and Technological Applications*, Springer Science, 1999, 736.
- [13] T. Christen; M. W. Carlen, Theory of ragone plots, *J. Power Sources* 91, 2000, 210–216.

- [14] K. C. Divya; J. Østergaard, Battery energy storage technology for power systems- An overview, *Electr. Power Syst. Res.* 79, 511–520, 2009.
- [15] A. Lahyani; P. Venet; A. Guermazi; A. Troudi, Utilization of supercapacitors to reduce lead acid battery stresses in UPS, *1st Int. Conf. Renew. Energies Veh. Technol. REVET 2012*, 2012, 90–100.
- [16] M. D. Anderson and D. S. Carr, “Battery energy storage technologies,” *P IEEE* 81, 475–479, 1993.
- [17] J. McDowall; M. Broussely, Battery developments for the outside plant environment- an overview, *Telecommunications Energy Conference INTELEC.*, 1998, 636–641.
- [18] M. Technologies, User manual: BOOSTCAP® 56V UPS Energy Storage Modules, 2010.
- [19] M. Halper; J. Ellenbogen, Supercapacitors: A brief overview, MITRE, *Rep. No. MP 05W0000272*, 1–29, 2006.
- [20] S. J. Chapman, *Máquinas eléctricas*, 3ra Edición, McGraw-Hill, Madrid, 2012, 768.
- [21] I. D. Oltean; A. M. Matoj; E. Helerea, A supercapacitor stack - Design and characteristics, in *Proceedings of the International Conference on Optimisation of Electrical and Electronic Equipment OPTIM*, 2010, 214–219.
- [22] X. Andrieu; J. F. Fauvarque, Supercapacitors for telecommunication applications, *Proc. Intelec 93 15th Int. Telecommun. Energy Conf.*, 1993, 1–4.
- [23] P. Barrade; S. Delalay; A. Rufer, Direct connection of supercapacitors to photovoltaic panels with on-off maximum power point tracking, *IEEE Trans. Sustain. Energy* 3, 283–294, 2012.
- [24] A. Rufer; D. Hotellier; P. Barrade, A supercapacitor-based energy-storage substation for voltage-compensation in weak transportation networks, in *2003 IEEE Bologna PowerTech - Conference Proceedings*, 2003, 714–721.
- [25] A. B. Cultura; Z. M. Salaineh, Performance evaluation of a supercapacitor module for energy storage applications, in *IEEE Power and Energy Society 2008 General Meeting: Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, 2008, 1–7.
- [26] X. Andrieu; J. F. Fauvarque, Supercapacitors for telecommunication applications, *Proceedings of Intelec 93: 15th International Telecommunications Energy Conference*, 1993, 79–82.

- [27] A. Rufer; D. Hotellier; P. Barrade, A supercapacitor-based energy-storage substation for voltage-compensation in weak transportation networks, *2003 IEEE Bologna PowerTech - Conference Proceedings*, 2003, 714–721.
- [28] D. Iannuzzi; P. Tricoli, Metro trains equipped onboard with supercapacitors: A control technique for energy saving, *SPEEDAM 2010 - Int. Symp. Power Electron. Electr. Drives Autom. Motion*, 2010, 750–756.
- [29] M. Technologies, “White paper: Engine Cold Starting,” 2006.
- [30] T. Yalcinoz; M. S. Alam, Improved dynamic performance of hybrid PEM fuel cells and ultracapacitors for portable applications, *Int. J. Hydrogen Energy* 33, 1932–1940, 2008.
- [31] M. Y. Ayad; M. Becherif; A. Djerdir; A. Miraoui, Sliding Mode Control for Energy Management of DC Hybrid Power Sources Using Fuel Cell, Batteries and Supercapacitors, *2007 Int. Conf. Clean Electr. Power*, 2007, 500–505.
- [32] H. Zhao; A. F. Burke, Optimization of fuel cell system operating conditions for fuel cell vehicles, *J. Power Sources* 186, 408–416, 2009.
- [33] M. Benaouadj; A. Aboubou; M. Becherif; M. Y. Ayad; M. Bahri, Recharging of batteries/supercapacitors hybrid source for electric vehicles application using photovoltaic energy in a stand-alone point, *1st International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology REVET 2012*, 2012, 161–166.
- [34] S. D. G. Jayasinghe; D. M. Vilathgamuwa; U. K. Madawala, A direct integration scheme for battery-supercapacitor hybrid energy storage systems with the use of grid side inverter, *Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, 2011*, 1388–1393.
- [35] A. M. Gee; F. V. P. Robinson; R. W. Dunn, Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors, *IEEE Trans. Energy Convers.* 28, 24–33, 2013.
- [36] S. Park; Y. Kim; N. Chang, Hybrid energy storage systems and battery management for electric vehicles, *Design Automation Conference (DAC) 2013 50th ACM / EDAC / IEEE*, 2013, 1–6.
- [37] Maxwell Technologies, Boostcap Ultracapacitors, *Prod. Guid*, 2006.
- [38] Z. Yu, a. Mohammed; I. Panahi, A review of three PWM techniques, *Proceedings of the 1997 American Control Conference*, 1997, 257–261.
- [39] M. Rashid, *Power Electronics Handbook*, 3 Edition. Elsevier Science, 2011, 1362.

- [40] D. Shin; Y. Kim; Y. Wang; N. Chang; M. Pedram, Constant-current regulator-based battery-supercapacitor hybrid architecture for high-rate pulsed load applications, *J. Power Sources* 205, 516–524, 2012.
- [41] E. Manla; G. Mandic; A. Nasiri, Testing and modeling of lithium-ion ultracapacitors, *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. Energy Convers. Innov. a Clean Energy Futur. ECCE*, 2011, 2957–2962.
- [42] A. M. Gee; F. V. P. Robinson; R. W. Dunn, Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors, *IEEE Trans. Energy Convers.* 28, 24–33, 2013.
- [43] G. Zhang; X. Tang; Z. Qi, Research on battery supercapacitor hybrid storage and its application in MicroGrid, *Asia-Pacific Power Energy Eng. Conf. APPEEC*, 2010, 1–4.
- [44] M. B. Camara; H. Gualous; F. Gustin; A. Berthon, Control strategy of Hybrid sources for Transport applications using supercapacitors and batteries, *Conf. Proc. - IPEMC 2006 CES/IEEE 5th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, 2007, 515–519.
- [45] D. Cericola; P. W. Ruch; R. Kötz; P. Novák; A. Wokaun, Simulation of a supercapacitor/Li-ion battery hybrid for pulsed applications, *J. Power Sources* 195, 2731–2736, 2010.
- [46] W. Li; G. Joós, A power electronic interface for a battery supercapacitor hybrid energy storage system for wind applications, *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. 2008*, 1762–1768.
- [47] Gamry Instruments Inc., Testing Electrochemical Capacitors Part 2 – Cyclic Charge Discharge and Stacks, Application note, 2012.
- [48] A. Yu; V. Chabot; Z. JiuJun, *Electrochemical supercapacitors for energy storage applications*, Vancouver Press, CRC, 2002, 373.
- [49] J. L. Duran-Gomez, Power conditioning structures and schemes for alternative renewable resource technologies, *Power Electronics Congress 2008*, 2008, 19–27.
- [50] D. W. Hart, *Power Electronics*. New York, McGraw-Hill, 2011, 477.
- [51] N. Mohan; T. M. Undeland; W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 2 Edición. Wiley India, 2007.
- [52] L. H. S. C. Barreto; P. P. Praça; D. S. Oliveira; R. P. T. Bascope, Single-stage topologies integrating battery charging, high voltage step-up and photovoltaic energy extraction capabilities, *Electronics Letters* 47, 49, 2011.

- [53] A. Bijani; M. R. Amini; H. Farzanehfard; E. Adib, A zero voltage switching PWM bidirectional flyback converter with one auxiliary switch, *Electrical Engineering (ICEE), 2012 20th Iranian Conference on.*, 2012, 398–403.
- [54] Y. T. Chen; S. Y. Wei, A multiple-winding bidirectional flyback converter used in the solar system, *IEEE International Symposium on Next-Generation Electronics 2013*, 2013, 130–133.
- [55] H. S. H. Chung; W. L. Cheung; K. S. Tang, A ZCS bidirectional flyback dc/dc converter, *IEEE Trans. Power Electron.* 19, 1426–1434, 2004.
- [56] M. Jain; M. Daniele; P. K. Jain, A bidirectional DC-DC converter topology for low power application, *IEEE Trans. Power Electron.* 15, 595–606, 2000.
- [57] D. Liu; H. Li, A ZVS bi-directional DC-DC converter for multiple energy storage elements, *IEEE Trans. Power Electron.* 21, 1513–1517, 2006.
- [58] F. Z. Peng; H. Li; G. J. Su; J. S. Lawler, A new ZVS bidirectional DC-DC converter for fuel cell and battery application, *IEEE Trans. Power Electron.* 19, 54–65, 2004.
- [59] A. Xu; S. Xie, A multipulse-structure-based bidirectional PWM converter for high-power applications, *IEEE Trans. Power Electron.* 24, 1233–1242, 2009.
- [60] W. Yu; H. Qian; J. S. Lai, Design of high-efficiency bidirectional DCDC converter and high-precision efficiency measurement, *IEEE T. Power Electr.* 25, 650–658, 2010.
- [61] F. Zhang; L. Xiao; Y. Yan, Bi-directional forward-flyback DC-DC converter, *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, 4058–4061.
- [62] L. Z. L. Zhang; S. Y. S. Yang; Y. X. Y. Xing, A novel bipolar bi-directional buck-boost converter, *International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2008, 1980–1984.
- [63] K. Ogata, *Ingeniería de Control Moderna*, 3° Edición. Pearson Educación, 2003.
- [64] P. Jones, Stability of feedback systems using dual Nyquist diagram, *Circuit Theory, IRE Transactions on* 1, 35–44, 1954.
- [65] K. Senga; K. Yubai; D. Yashiro; J. Hirai, Design of multivariable fixed-structural controller satisfying performance constraint on Nyquist diagram using frequency responses, *Control, Automation and Systems (ICCAS), 2013 13th International Conference on*, 2013, 970–975.

ANEXOS

ANEXO 1: CARACTERÍSTICAS DEL MÓDULO DE CAPACITORES ELECTROQUÍMICOS MAXWELL TECHNOLOGIES® DE +48V de CD MODELO BMOD0165.

Eléctricas	
Capacitancia nominal (F)	165
Capacitancia mínima, inicial (F)	165
ESR máxima DC, inicial (mΩ)	6.3
Tensión Nominal (V)	48
Tensión Máximo absoluto (V)	51
Corriente continua Máxima ($\Delta T = 15^{\circ}C$) (ARMS)	77
Corriente continua Máxima ($\Delta T = 40^{\circ}C$) (ARMS)	130
Máximo pico de corriente (A)	1900
Corriente de pérdida máxima (B01 Suffix - VMS 2.0) (A)	5.2
Temperatura	
Temperatura de operación (temperatura ambiente)	
Mínima	-40
Máxima	65
Temperatura de almacenamiento	
Mínima	-40
Máxima	70
Físicas	
Peso (Kg)	10.3
Potencia y energía	
Potencia específica utilizable (W/kg)	3,300
Potencia máxima de impedancia (W/kg)	6,800
Energía específica (Wh/kg)	3.9
Energía almacenada (Wh)	52.8
Vida útil	
Cambio de capacitancia (%)	20
Cambio en ESR (%)	100
Temperatura ambiente (años)	10
Ciclos de vida (ciclos)	1000000
vida útil en almacenamiento (años)	2
Seguridad	
Corriente de corto circuito (A)	7600
Prueba de alta potencia de fábrica (V DC)	2500

Características térmicas	
Resistencia Térmica (celda-módulo) C°/W	1
Resistencia Térmica (módulo-ambiente) C°/W	0.25
Resistencia Térmica (celdas-ambiente) C°/W	0.4
Capacitancia térmica J/°C	12715

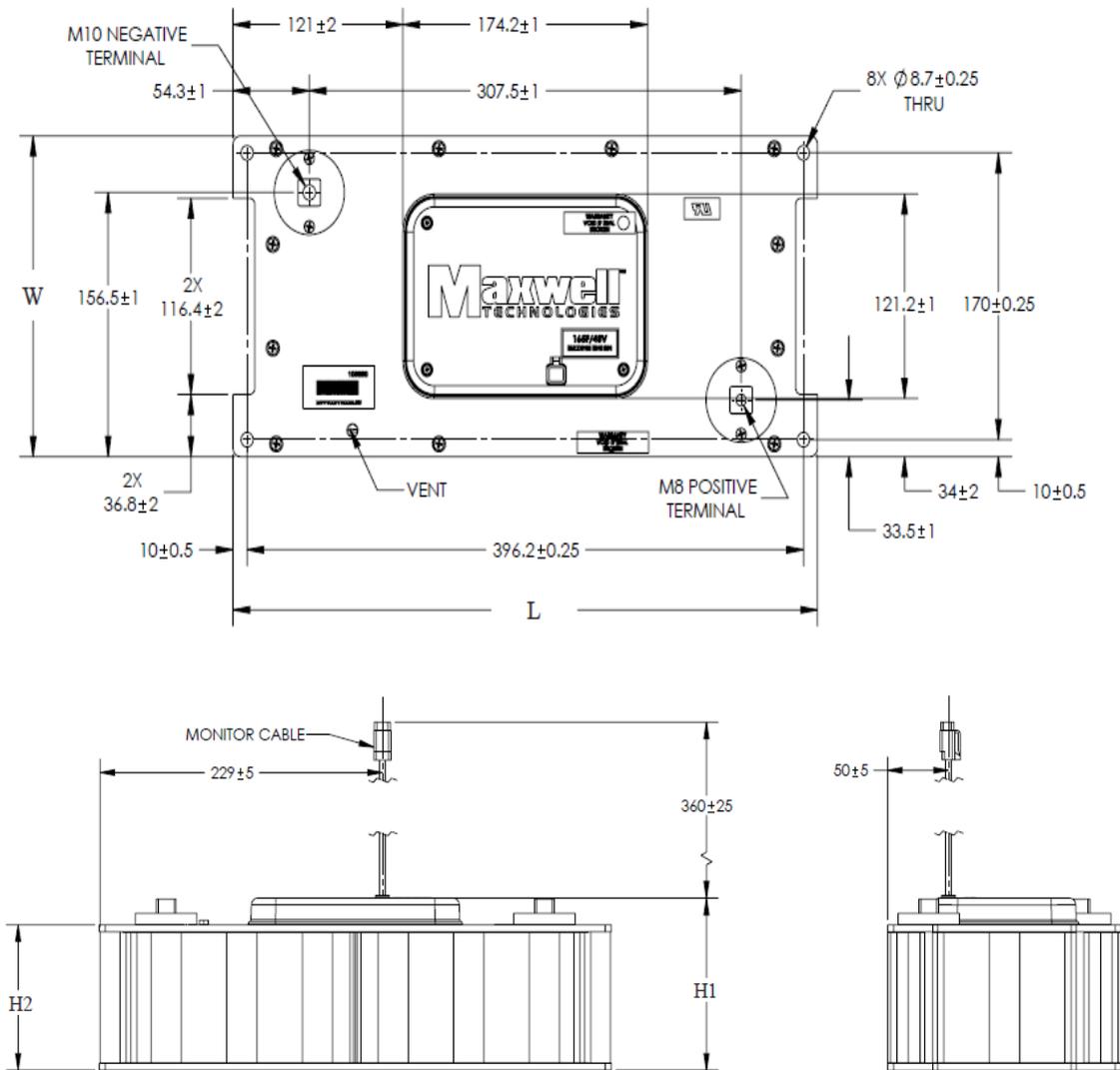


Figura 1: Planos del Módulo de capacitores electroquímicos de +48V de CD. Fuente: Maxwell Technologies®.

ANEXO 2: CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN DEL PIC 18F2680 PARA LA FUNCIÓN DE CARGA

```
#include <18F2680.h>
#device adc=10 //Resolución del ADC de 10 bits
//#fuses
HS,NOWDT,NOPUT,NOLVP,NOBROWNOUT,NOWRT,NOPROTECT,NODEBUG
///configura los fusibles
#fuses HS,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP
#use delay(clock=2000000) /// declara la frecuencia del cristal
#use rs232(baud=9600,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7)
#use fast_io(B)

void main()
{
    set_tris_c(0x00);
    set_tris_b(0xFF);    //puerto b como entrada
    port_b_pullups (true);
    setup_ccp1(CCP_PWM);    //modulo ccp como pwm
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,248, 2); //periodo pwm 20Khz-
    set_timer2(0);
    setup_adc_ports(AN0_TO_AN2); //Configuracion adc
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);

    int pwm=0;
    float voltaje1=0,voltaje2=0,ek=0,ek_1=0,ek_2=0,salida=0,salida_1=0,
    salida_2=0,voltaje3=0;
    float volts, voltref;
    int16 entrada_1=0, ref=0,volt_carga=0;
    int data;

    while(true)
    {
```

```

data=input_b());

if(data==0x02)
{
    output_c(0x02);
    set_adc_channel(2);
    volt_carga=read_adc();
    voltaje3=(volt_carga*5.0)/1023.0;

    if (voltaje3 < 1.0){

        set_pwm1_duty(126);
    }

    else if (voltaje3 < 2.0){

        set_pwm1_duty(136);
    }

    else if (voltaje3 < 3.0){

        set_pwm1_duty(146);
    }
    else if (voltaje3 < 3.5){

        set_pwm1_duty(156);
    }
    else if (voltaje3 < 4.8){

        set_pwm1_duty(166);
    }
    else if(voltaje3 > 4.95)
    {

```

```
        set_pwm1_duty(0);
    }
}

else if(data==0x00)
{
    set_pwm1_duty(0);
}
}
} // fin de programa principal
```

ANEXO 3: CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN DEL PIC 18F2680 PARA LA FUNCIÓN DE DESCARGA

```
#fuses HS,NOWDT,NOPROTECT,NOLVP
#use delay(clock=2000000)  /// declara la frecuencia del cristal
#use rs232(baud=9600,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7)
#use fast_io(B)

void main()
{
    set_tris_c(0x00);
    set_tris_b(0xFF);    //puerto b como entrada
    setup_ccp1(CCP_PWM);    //modulo ccp como pwm
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,248, 2); //periodo pwm 20Khz-
    set_timer2(0);
    setup_adc_ports(AN0_TO_AN2); //Configuracion adc
    setup_adc(ADC_CLOCK_INTERNAL);

    int pwm=0;
    float ek=0,ek_1=0,ek_2=0,salida=0,salida_1=0, salida_2=0;
    float volts, voltref;
    int16 entrada_1=0, ref=0;

    while(true)
    {

        output_c(0x03);
        set_adc_channel(0);
        entrada_1=read_adc();
        volts = entrada_1/1023.0*5.0;
```

```
set_adc_channel(1);
ref=read_adc();
voltref = ref/1023.0*5.0;
printf("voltaje: %f\n\r", voltref);

ek=voltref-volts;

salida=0.0028*(ek+1.95*ek_1+0.95*ek_2)+salida_1;

ek_2=ek_1;
ek_1=ek;
salida_2=salida_1;
salida_1=salida;

pwm=salida/5*248;
set_pwm1_duty(pwm);

}

} // fin de programa principal
```