

**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CHIHUAHUA**  
**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

---

***“EVALUACIÓN DE CONVERTIDOR MEDIO PUENTE  
Y SUS DERIVADOS PARA LA CARGA/DESCARGA  
DE ENERGÍA EN SUPERCAPACITOR +48 V, 80/165F”***

***TESIS***

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE**

***MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA  
ELECTRÓNICA***

**PRESENTA:**

***ING. WILLIAMS GARZA GONZÁLEZ***

**DIRECTOR DE LA TESIS:  
*DR. JOSÉ LUIS DURÁN GÓMEZ***

**CHIHUAHUA, CHIH., MARZO 2024**



**EDUCACIÓN**  
SECRETARÍA DE EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO  
NACIONAL DE MÉXICO®





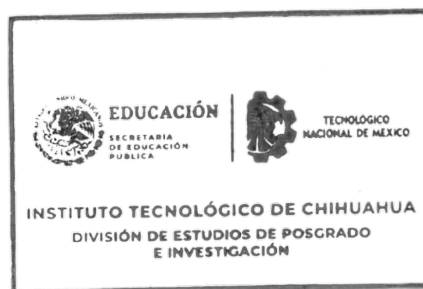
Chihuahua, Chih. 13 de marzo de 2024

**C. WILLIAMS GARZA GONZÁLEZ  
PRESENTE**

En cumplimiento con los requerimientos para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica y a propuesta de su Comité Tutorial, la División de Estudios de Posgrado e Investigación le concede la autorización para imprimir la tesis titulada **"Evaluación de convertidor medio puente y sus derivados para la carga/descarga de energía en supercapacitor +48 V, 80/165 F"** dirigida por el Dr. José Luis Durán Gómez con el siguiente contenido de capítulos:

- I Introducción
- II Antecedentes
- III Modelado del supercapacitor
- IV Diseño y evaluación de topologías de convertidor
- V Método de control del convertidor
- VI Resultados
- VII Conclusiones

**ATENTAMENTE**  
*Excelencia en Educación Tecnológica®*  
*"La Técnica por el Engrandecimiento de México"*



**LEONCIO OCHOA CERVANTES**  
**JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**

LOC/adcs





Chihuahua, Chih. 11 de marzo de 2024

**LEONCIO OCHOA CERVANTES**  
**JEFE DE LA DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN**  
**PRESENTE**

En cumplimiento con los requerimientos para la obtención del grado de en Ciencias en Ingeniería Electrónica, le notificamos que el documento de tesis del alumno **C. WILLIAMS GARZA GONZÁLEZ**, titulado **"Evaluación de convertidor medio puente y sus derivados para la carga/descarga de energía en supercapacitor +48 V, 80/165 F"** dirigido por el Dr. José Luis Durán Gómez, ha sido aprobado y aceptado para su impresión.

Por lo anterior, proponemos le sea concedida la autorización de impresión correspondiente.

Agradeciendo la atención a la presente, quedamos de usted:

**ATENTAMENTE**

*Excelencia en Educación Tecnológica  
La técnica por el Engrandecimiento de México*

**DR. JOSÉ LUIS DURÁN GÓMEZ**  
**MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL**

**DR. JAVIER VEGA PINEDA**  
**MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL**

**DR. LUIS FRANCISCO CORRAL MARTÍNEZ**  
**MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL**

**DR. RICARDO ELÍO LOZOYA PONCE**  
**MIEMBRO DEL COMITÉ TUTORIAL**





## CARTA CESIÓN DE DERECHOS

En la ciudad de Chihuahua el día 13 de marzo de 2024, el que suscribe, C. WILLIAMS GARZA GONZÁLEZ con número de control G20061554, de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, adscrita a la División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Chihuahua, manifiesta que es autor intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del el Dr. José Luis Durán Gómez y cede los derechos del trabajo titulado "Evaluación de convertidor medio puente y sus derivados para la carga/descarga de energía en supercapacitor +48 V, 80/165 F", al Tecnológico Nacional de México y/o Instituto Tecnológico de Chihuahua para su difusión, divulgación, transmisión, reproducción, así como su digitalización con fines académicos y de investigación.

*Williams Garza*

**C. WILLIAMS GARZA GONZÁLEZ**





## DECLARACIÓN DE ORIGINALIDAD

En la ciudad de Chihuahua el día 13 de marzo de 2024, el que suscribe, C. WILLIAMS GARZA GONZÁLEZ de la Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, con número de control G20061554, adscrito a la División de Estudios de Posgrado e Investigación del Instituto Tecnológico de Chihuahua, manifiesta que es autor intelectual de la tesis titulada "Evaluación de convertidor medio puente y sus derivados para la carga/descarga de energía en supercapacitor +48 V, 80/165 F" bajo la dirección del Dr. José Luis Durán Gómez; que el contenido es original y que las fuentes de información consultadas para su fundamentación están debidamente citadas y referenciadas.

*Williams Garza*

**C. WILLIAMS GARZA GONZÁLEZ**



## **AGRADECIMIENTOS**

*Alejandro Cesar y Margarita de todo corazón dedico esta tesis a ustedes mis padres porque son la más grande razón de mi existir gracias por su apoyo incondicional a todo lo que humildemente soy.*

*A mi hermano José Ramon por estar siempre ahí.*

*A mis tíos Raúl, Jorge, Martín, René, Alfredo y Yolanda por ser uno de los más grandes e importantes pilares en mi vida.*

*Así mismo en especial a uno de mis más grandes y enormes amores mis abuelitas Alejandrina y María Esther las que siempre depositaron con orgullo toda su confianza en mí. Solo que desgraciadamente ya no me pudieron acompañar en físico así que les envió mi mas profundo agradecimiento hasta el cielo.*

*A mi asesor Dr. José Luis Durán Gómez gracias por sus enseñanzas, y su paciencia al compartir sus conocimientos necesarios para desarrollar mi tesis.*

*Así mismo a los compañeros que me acompañaron a lo largo de la maestría*

## RESUMEN

### EVALUACIÓN DE CONVERTIDOR MEDIO PUENTE Y SUS DERIVADOS PARA LA CARGA/DESCARGA DE ENERGÍA EN SUPERCAPACITOR +48 V, 80/165F

Ing. Williams Garza González  
Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica  
División de Estudios de Posgrado e Investigación del  
Instituto Tecnológico de Chihuahua  
Chihuahua, Chih. 2023  
Director de Tesis: Dr. José Luis Durán Gómez

Dado los problemas que están surgiendo a causa del empleo de combustibles fósiles como fuente de energía, como lo es el calentamiento global y contaminación, está empezando a tomar fuerza el uso de fuentes energías renovables como la opción más viable de cara al futuro, pero presenta ciertos inconvenientes, siendo uno de los mayores problemas la intermitencia. Esto quiere decir que por cuestiones que el ser humano no controla, la generación de energía eléctrica se ve detenida por cambios climatológicos, como lo es un día nublado o la noche para los paneles solares; una sequía para una central hidroeléctrica; vientos tranquilos para los molinos, etc. Es por estas mismas razones que se busca almacenar la energía excedente que producen estos mismos sistemas, para cuando la generación esté por debajo de los niveles requeridos.

Por consiguiente, en la presente tesis, se aborda el diseño de un convertidor bidireccional de CD a CD para el almacenamiento en un módulo supercapacitor de  $\pm 48$  V a 165 F, cuyo principal objetivo es reducir el rizo de la corriente eléctrica que se inyecta al supercapacitor para su carga y así mantener su vida útil especificada. El convertidor desarrollado se compone principalmente de un convertidor doblador de corriente aislado (para aislar el sistema) y de un convertidor escalonado de dos ramas, donde este último es usado para reducir el rizo de manera abrupta. Para el sistema de control se utilizó el método de patrones de pulso PWM complementarios aplicado por un sistema de inferencia difusa, por lo cual facilita demasiado su control y permite la bidireccionalidad en el sistema.

## CONTENIDO

|                                                              |     |
|--------------------------------------------------------------|-----|
| AGRADECIMIENTOS.....                                         | ii  |
| RESUMEN .....                                                | iii |
| CONTENIDO.....                                               | iv  |
| Lista de figuras .....                                       | vii |
| Lista de tablas .....                                        | x   |
| 1. INTRODUCCIÓN.....                                         | 1   |
| 2. ANTECEDENTES .....                                        | 3   |
| 2.1. Sistema de Generación Distribuida.....                  | 16  |
| 2.2. Tecnología de Capacitores Convencionales.....           | 16  |
| 2.3. Tecnología de Ultracapacitores.....                     | 17  |
| 2.4. Convertidor de Potencia .....                           | 18  |
| 2.4.1. Convertidores de Potencia CD-CD.....                  | 18  |
| 2.4.2. Convertidor Reductor CD-CD ( <i>Buck</i> ) .....      | 19  |
| 2.4.3. Convertidor Elevador CD-CD ( <i>Boost</i> ) .....     | 19  |
| 2.4.4. Convertidor de Puente Completo CD-CD .....            | 20  |
| 2.4.5. Convertidor de Medio Puente CD-CD .....               | 21  |
| 2.5. Dispositivos Semiconductores de Potencia.....           | 21  |
| 2.6. Lógica Difusa .....                                     | 22  |
| 3. MODELADO DEL SUPERCAPACITOR .....                         | 24  |
| 3.1. Modelo de Dos Ramas de Faranda.....                     | 27  |
| 3.1.1. Resultados Experimentales para el Modelo Faranda..... | 29  |
| 3.2. Modelo de Tres Ramas de Zubieta.....                    | 32  |

|                                                                   |    |
|-------------------------------------------------------------------|----|
| 3.2.1. Identificación de los Parámetros de la Primera Rama .....  | 32 |
| 3.2.2. Identificación de los Parámetros de la Segunda Rama .....  | 33 |
| 3.2.3. Identificación de los Parámetros de la Tercera Rama .....  | 34 |
| 3.2.4. Resultados Experimentales para el Modelo Zubieta .....     | 34 |
| 4. DISEÑO Y EVALUACION DE TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDOR .....         | 37 |
| 4.1. Convertidor Paralelo de Dos Ramas .....                      | 37 |
| 4.2. Convertidor Semipunto Completo .....                         | 42 |
| 4.3. Convertidor de Medio Puente con Doblador de Corriente.....   | 47 |
| 4.4. Cálculo de los Componentes .....                             | 50 |
| 4.5. Resultados de Simulación del Convertidor Propuesto .....     | 51 |
| 4.6. Diseño de Componentes Magnéticos .....                       | 56 |
| 4.6.1. Transformador de Alta Frecuencia .....                     | 56 |
| 4.6.2. Diseño de Inductores .....                                 | 61 |
| 5. MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR .....                        | 66 |
| 5.1. Circuito de Disparo para los MOSFETS.....                    | 66 |
| 5.1.1. Cálculo de Componentes .....                               | 67 |
| 5.2. Operación de los Patrones de Pulso PWM Complementarios ..... | 69 |
| 5.2.1. Sistema de Inferencia Difuso por Corriente .....           | 71 |
| 5.2.2. Sistema de Inferencia Difuso por Tensión.....              | 75 |
| 5.3. Máquina de Estados Finitos .....                             | 79 |
| 5.4. Plataforma de Programación .....                             | 80 |
| 5.5. Programación a Bloques .....                                 | 81 |
| 5.6. Bloque del Convertidor Analógico a Digital .....             | 82 |

|                                                                 |     |
|-----------------------------------------------------------------|-----|
| 5.7. Bloque del Modulador de Ancho de Pulso Mejorado .....      | 83  |
| 6. RESULTADOS .....                                             | 84  |
| 6.1. Resultados de Simulación de Carga del Supercapacitor ..... | 86  |
| 6.1.1. Inductores del Convertidor Doblador de Corriente .....   | 86  |
| 6.1.2. Inductores de Salida.....                                | 87  |
| 6.1.3. Capacitor $C_y$ .....                                    | 88  |
| 6.1.4. Ciclo de Trabajo .....                                   | 89  |
| 6.1.5. Sección de Salida en el Supercapacitor .....             | 90  |
| 6.2. Resultados de Simulación durante el Modo de Descarga ..... | 92  |
| 6.2.1. Ciclo de Trabajo durante la Descarga.....                | 92  |
| 6.2.2. Sección de salida en el supercapacitor.....              | 93  |
| 6.2.3. Sección de la Carga (Resistencia de Entrada) .....       | 94  |
| 6.3. Resultados Experimentales .....                            | 96  |
| 6.3.1. Forma de Onda del Transformador.....                     | 96  |
| 6.3.2. Prueba Experimental con una Resistencia .....            | 98  |
| 7. CONCLUSIONES .....                                           | 100 |
| 7.1. Trabajo a Futuro .....                                     | 101 |
| REFERENCIAS .....                                               | 102 |

## LISTA DE FIGURAS

|                                                                                                                 |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 2.1 Esquema convertidor reductor (buck).....                                                             | 19 |
| Figura 2.2 Esquema convertidor elevador (boost).....                                                            | 20 |
| Figura 2.3 Esquema del convertidor de puente completo. ....                                                     | 20 |
| Figura 2.4 Esquema del convertidor de medio puente. ....                                                        | 21 |
| Figura 3.1 Comparación entre el modelo RC y los resultados experimentales [26]. ....                            | 24 |
| Figura 3.2 Circuito de carga del supercapacitor. ....                                                           | 25 |
| Figura 3.3 Circuito de descarga. ....                                                                           | 26 |
| Figura 3.4 Arreglo de resistencias para la descarga del supercapacitor. ....                                    | 26 |
| Figura 3.5 Modelo de dos ramas de Faranda.....                                                                  | 27 |
| Figura 3.6 Modelo de Faranda en PLECS.....                                                                      | 30 |
| Figura 3.7 Modelo de 3 ramas de Zubieta (rama I, D y L, respectivamente).....                                   | 32 |
| Figura 4.1 Corrientes presentes en un medio puente de dos ramas. ....                                           | 38 |
| Figura 4.2 Convertidor medio puente de dos ramas. ....                                                          | 39 |
| Figura 4.3 Rizo de corrientes de los inductores.....                                                            | 41 |
| Figura 4.4 Convertidor semipuerto completo. ....                                                                | 43 |
| Figura 4.5 Corrientes en el medio puente de dos ramas.....                                                      | 44 |
| Figura 4.6 Corriente presente en el diodo.....                                                                  | 45 |
| Figura 4.7 Ilustración de ejemplo cuando $T_2$ este encendido en el convertidor. ....                           | 46 |
| Figura 4.8 Convertidor de medio puente con doblador de corriente. ....                                          | 47 |
| Figura 4.9 Ilustración de ejemplo cuando $T_4$ este encendido en el convertidor. ....                           | 49 |
| Figura 4.10 Tensión (gráfica superior) y corriente (gráfica inferior) de salida en el semipuerto completo. .... | 52 |

|                                                                                                                |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 4.11 Tensión y corriente de salida en el medio puente con doblador de corriente. ....                   | 53 |
| Figura 4.12 Corrientes máximas en transistores.....                                                            | 54 |
| Figura 4.13 Tensiones máximas en transistores. ....                                                            | 54 |
| Figura 4.14 Tensión y corriente a la entrada del convertidor cuando opera en inversa (descarga).<br>.....      | 55 |
| Figura 4.15 Pérdidas en el núcleo por metro cúbico con respecto a la densidad de flujo<br>magnético [33]. .... | 61 |
| Figura 5.1 Circuito bootstrap usado para el control del transistor superior. ....                              | 67 |
| Figura 5.2 Funciones de pertenencia de la tensión de salida ( $V_o$ ). ....                                    | 72 |
| Figura 5.3 Funciones de pertenencia de la tensión de entrada ( $V_d$ ). ....                                   | 73 |
| Figura 5.4 Funciones de pertenencia del error de corriente ( $E_{io}$ ). ....                                  | 73 |
| Figura 5.5 Funciones de pertenencia del cambio de error de corriente ( $CE_{io}$ ). ....                       | 74 |
| Figura 5.6 Funciones de pertenencia del cambio del ciclo de trabajo ( $\Delta D$ ). ....                       | 74 |
| Figura 5.7 Funciones de pertenencia de la tensión de salida (modo tensión). ....                               | 76 |
| Figura 5.8 Funciones de pertenencia de la tensión de entrada (modo tensión). ....                              | 77 |
| Figura 5.9 Funciones de pertenencia del error de corriente (modo tensión). ....                                | 77 |
| Figura 5.10 Funciones de pertenencia del cambio de error de corriente (modo tensión). ....                     | 78 |
| Figura 5.11 Funciones de pertenencia del cambio del ciclo de trabajo (modo tensión). ....                      | 78 |
| Figura 5.12 Funciones de pertenencia para la desactivación del subsistema $\Delta D$ . ....                    | 79 |
| Figura 5.13 Máquina de estados Moore para el control del convertidor bidireccional. ....                       | 80 |
| Figura 5.14 Diagrama a bloques para la programación del TMS320F28334. ....                                     | 82 |
| Figura 6.1 Sistema en lazo cerrado del convertidor bidireccional. ....                                         | 84 |
| Figura 6.2 Formas de onda de corriente y tensión de los inductores $L_{y1}$ (azul) y $L_{y2}$ (rojo). ....     | 86 |
| Figura 6.3 Formas de onda de tensión y corriente de los inductores $L_1$ (azul) y $L_2$ (rojo). ....           | 88 |

|                                                                                                                               |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 6.4 Tensión sobre el capacitor $C_y$ .....                                                                             | 89 |
| Figura 6.5 Ciclo de trabajo $D_1$ del convertidor en carga. ....                                                              | 90 |
| Figura 6.6 Formas de onda de tensión y corriente en el supercapacitor (carga). ....                                           | 91 |
| Figura 6.7 Formas de onda amplificadas del supercapacitor de tensión y corriente (carga)....                                  | 91 |
| Figura 6.8 Representación de la conexión de la fuente de entrada y de la carga. ....                                          | 92 |
| Figura 6.9 Ciclo de trabajo $D_1$ del Convertidor en descarga. ....                                                           | 93 |
| Figura 6.10 Formas de onda de la tensión y corriente del supercapacitor en descarga. ....                                     | 94 |
| Figura 6.11 Formas de onda amplificadas del supercapacitor de tensión y corriente (descarga).<br>.....                        | 94 |
| Figura 6.12 Formas de onda de la tensión y corriente en la resistencia de entrada.....                                        | 95 |
| Figura 6.13 Formas de onda de la tensión y corriente en la resistencia de entrada (vista<br>amplificada). ....                | 96 |
| Figura 6.14 Tensión en el primario del transformador.....                                                                     | 97 |
| Figura 6.15 Tensión en el secundario del transformador. ....                                                                  | 98 |
| Figura 6.16 Forma de onda de la tensión en la resistencia (amarillo) y de la corriente en el<br>inductor $L_1$ (morada). .... | 99 |

## LISTA DE TABLAS

|                                                                                                                        |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Tabla 3.1 Valores de los componentes de la segunda rama del modelo de Faranda, con distintas constantes de tiempo..... | 30 |
| Tabla 3.2 Valores de tensión experimentales y simulados.....                                                           | 31 |
| Tabla 3.3 Errores porcentuales de la simulación con respecto a la experimentación.....                                 | 31 |
| Tabla 3.4 Valores de los componentes del modelo de Zubieta con distintas constantes de tiempo. ....                    | 35 |
| Tabla 3.5 Resultados de simulación de las distintas constantes de tiempo con respecto a las experimentales. ....       | 35 |
| Tabla 3.6 Errores porcentuales del modelo Zubieta. ....                                                                | 36 |
| Tabla 4.1 Tensiones y corrientes máximas en los convertidores en la dirección directa. ....                            | 51 |
| Tabla 4.2 Lista de núcleos con sus respectivas características. ....                                                   | 58 |
| Tabla 5.1 Valores difusos del ciclo de trabajo $D_z$ .....                                                             | 73 |
| Tabla 5.2 Matriz de reglas difusas de $\Delta D$ .....                                                                 | 75 |
| Tabla 5.3 Matriz de reglas difusas de $D_z$ . ....                                                                     | 75 |
| Tabla 5.4 Valores difusos del ciclo de trabajo $D_z$ (modo tensión).....                                               | 77 |
| Tabla 6.1 Valores de los componentes en la simulación. ....                                                            | 85 |

### 1. INTRODUCCIÓN

Los sistemas de generación distribuida con fuentes renovables han estado en aumento debido a que incluso los gobiernos están adoptando su uso para cumplir que cierto porcentaje de la energía producida sea mediante fuentes renovables. Una parte fundamental de éstos sistemas es la electrónica de potencia, la cual es utilizada para convertir la energía colectada por medio de tecnologías renovables en energía útil para su uso en la red eléctrica, en aplicaciones aisladas, así como para el almacenamiento de la misma. Sin embargo, las tecnologías para la captación de energías renovables y los sistemas de conversión de energía implican todavía costos muy altos. Por lo tanto, se busca la reducción de costes en la electrónica de potencia, además de mejorar el ciclo de vida, ya que normalmente un componente tiene un ciclo de vida de entre 10 a 30 años [1].

El proyecto del presente trabajo de investigación se enfoca en el desarrollo de un prototipo bidireccional de carga y descarga de supercapacitores con el objetivo de almacenar energía para luego usarla cuando sea necesario en determinada aplicación. Para esto, el empleo de circuitos especiales de conversión de potencia, donde se utilizan los dispositivos semiconductores de potencia como elementos de conmutación, permiten obtener mayor eficiencia en los sistemas de acondicionamiento de la energía.

El interés surgió con el propósito de seguir apoyando en el desarrollo de convertidores bidireccionales para el almacenamiento de energía de manera eficiente, así como su uso, ya que el desarrollo de tecnologías para almacenamiento está en constante crecimiento tecnológico al igual que el uso de los sistemas de generación distribuida y los vehículos eléctricos.

En el presente de trabajo de tesis se ha revisado y estudiado la literatura más actualizada acerca del tema del proyecto para apoyarse en el diseño y la construcción del prototipo, al igual que desarrollar el algoritmo de control para la carga y descarga óptima de la tecnología para almacenar energía. Para este trabajo de investigación se tomó la decisión de emplear la tecnología conocida como supercapacitor, ultracapacitor o capacitor electroquímico de doble capa [2]. Se desarrollan simulaciones y se realizan las respectivas pruebas experimentales para su correcto funcionamiento y validación.

## INTRODUCCIÓN

---

La finalidad de la presente tesis es desarrollar un prototipo de acondicionador bidireccional para el almacenamiento de energía provista de tecnología de captación de energías renovables con el propósito desarrollar tecnología propia, así como apoyar y contribuir a la comunidad científica con el desarrollo de convertidores especializados de potencia.

### 2. ANTECEDENTES

Con el rápido crecimiento de la demanda de energía en el mundo y la reducción gradual de la energía fósil, se han estudiado distintos métodos para la generación de energía y así proveerla a la red eléctrica. Por ende, en la literatura se han estado desarrollando topologías para la administración de energía proveniente de energías renovables desde que estas aparecieron, al mismo tiempo que se crean nuevos diseños para el almacenamiento de esta misma. El presente documento se centra en la investigación realizada para el almacenamiento de energía.

En [3] elaboran un convertidor de una pierna (por su definición en inglés, *One Leg*) para cargar y descargar dos módulos de baterías, las cuales están conectadas a un bus que alimenta a un tablero Led (El cual representa una red de iluminación inteligente) y a su vez este bus es alimentado por una fuente de energía renovable. Estas baterías tienen que entregar energía de manera ecualizada sin tener que comunicarse entre sí o cargarse.

Los autores [3] desarrollaron el convertidor propuesto con dos dispositivos MOSFET (por su definición en inglés, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) con diodo en antiparalelo para hacer las conmutaciones y el diodo permite que el sistema sea bidireccional (las baterías devuelven la energía y también pueden cargarse a través del mismo sistema). Al haber realizado el estudio matemático del diseño eléctrico del convertidor los autores observaron que cuando la corriente es cero existe un ciclo de trabajo para esa operación, es decir, un ciclo de trabajo menor, la batería empezará a entregar energía al bus de CD; con un ciclo de trabajo mayor iniciará la carga de la batería. Por ende, usaron un DSP que por medio de acondicionamiento de la señal este sea capaz de medir la tensión en el bus, tensión de las baterías y la corriente del bus y de este modo usando máquinas de estado en lenguaje de programación C se programa el control para realizar la conmutación de los dispositivos MOSFET por medio de su ciclo de trabajo.

Se usaron dos dispositivos semiconductores MOSFET IRF540, un inductor de 1.23 mH y 2 módulos de baterías de 4 celdas. Se incorporó una fluctuación de tensión en la batería y

## ANTECEDENTES

---

simultáneamente la corriente de bus empieza hacer un correcto seguimiento de la tensión en la batería, haciendo que trabaje correctamente en los dos estados, en carga y descarga.

El convertidor bidireccional de una rama ha sido analizado para su funcionamiento como sistema de almacenamiento de energía en una red inteligente de iluminación (LSG) que proporciona capacidad de ecualización.

En [4] presentan el diseño de un convertidor CD-CD bidireccional de dos etapas, primero la etapa del convertidor resonante y luego el convertidor de medio puente para estabilizar la tensión a 560 V, donde del lado de baja tensión se encuentran los supercapacitores.

Se desarrolló un sistema que se compone de dos bancos (*stacks*) de supercapacitores de 125 V conectados a dos convertidores resonantes, estos están compuestos de un inversor, luego de un transformador y por último de un rectificador con un filtro de salida LC, los convertidores resonantes tienen una relación de conversión de 3.9 a 4.05; éstos se conectan a un medio puente de 4 ramas para reducir el rizo en la corriente y mantener la tensión a 560 V. Si a la salida la tensión es mayor a 660 V los supercapacitores se cargan. Estos solo entregarán energía hasta tener 60 V almacenados y una vez alcanzada esa tensión durante la carga el banco se desconecta y empieza a cargarse el siguiente. Para mantener la tensión de 560 V y hacer la conmutación de los IGBTs y MOSFETs de manera óptima se utilizó un DSP que sensa la tensión de salida, la tensión de los supercapacitores, y la corriente de estos últimos.

En los experimentos de descarga, se observó que en alrededor de 8 segundos los supercapacitores llegaron a la tensión de 560 V en el lado de alta, manteniendo un rizo  $\pm 30$  V y al cambiar la carga de la salida el sistema tarda 10 ms en estabilizarse en 560 V. En la carga de supercapacitores se observó que el rizo de corriente tenía una amplitud de 4 A, cumpliendo así las especificaciones. La eficiencia de este sistema es del 90% al 96%, dependiendo la carga en la salida y la tensión almacenada de los supercapacitores.

Las conexiones en paralelo de las 4 ramas del convertidor de medio puente reduce notablemente los rizados de la corriente, mientras que el convertidor resonante otorga un aislamiento y una conversión de alto voltaje con alta eficiencia.

---

## ANTECEDENTES

---

En [5] diseñaron un convertidor CD-CD bidireccional que utiliza celdas de combustible como energía principal, pero en caso de que no sea suficiente se utiliza un banco de supercapacitores como auxiliar a éstas, las cuales también se pueden recargar.

Realizaron el diseño de un convertidor bidireccional aislado con 2 transformadores, donde el lado de baja tensión corresponde a donde estarán las celdas de combustible y los supercapacitores con 4 MOSFET (realizarán la función de interruptores) con un diodo en antiparalelo. Este convertidor tiene 3 modos de operación: el modo elevador (*Boost*), en el cual las celdas de combustible entregan energía a la salida, el modo potencia (*Power*), este se activa cuando hay una falla o las celdas de combustible elevan su temperatura, por consiguiente, los supercapacitores empiezan a entregar energía a la salida; y el modo de recarga, que corresponde al caso en el que la corriente empieza a fluir de lado de alta tensión al de baja tensión para así recargar los supercapacitores. Para lograr la mayor eficiencia en este sistema, se apoyaron de un DSP en el que se implementó un algoritmo para controlar el ciclo de trabajo y el ángulo de fase, para que los interruptores puedan realizar una acción ZVS (por su definición en inglés, *Zero Voltage Switching*) y además reducir la potencia reactiva entregada a la salida.

Las pruebas se realizaron con una fuente de poder, que actúa como las celdas de combustible y con un banco de 20 supercapacitores, donde los resultados muestran que se disminuyó el pico de la corriente, mejoró el ZVS y se entregó poca potencia reactiva.

El convertidor propuesto es un circuito candidato prometedor para las aplicaciones de celdas de combustible y supercapacitores.

En [6] proponen un convertidor no aislado que pueda compensar la falta de tensión en un sistema de levantamiento compensado (elevador). Para esto se emplearon supercapacitores, cuando el sistema baje el cargamento o simplemente no haga nada, entonces estos se cargarán, en cambio si sube cargamento se requerirá de la energía extra de los supercapacitores.

Los autores diseñaron un convertidor paralelo escalonado de 3 ramas, en la que cada rama su ciclo de trabajo es el mismo, pero con un desfase de 120 grados entre ellas, esto con el propósito de reducir el rizo de la corriente en los supercapacitores. En el modo de carga los

## ANTECEDENTES

---

transistores superiores serán activados por una señal PWM, en cambio los transistores inferiores de la rama de abajo estarán apagados, permitiendo así que los supercapacitores reciban energía; en el modo de descarga los superiores se desactivan y los inferiores funcionan con un patrón PWM, de esa manera solo los supercapacitores podrán entregar energía. Se utiliza una señal PWM para controlar los transistores, ya que así se regula el flujo de corriente, a mayor ciclo de trabajo mayor flujo y viceversa. Esta señal PWM se generaría por medio de un DSP programado con dos lazos de retroalimentación de compensación PI; como entrada de datos a estos lazos se disponen los parámetros eléctricos de la corriente y la tensión de los supercapacitores.

En la experimentación se utilizó un supercapacitor de 56 V y de 160 F, los inductores de 1.2 mH y se comprobó que, para pasar a carga o descarga, a partir de un estado neutro, tomaba 40 ms en hacerlo y para cambiar de carga a descarga o viceversa le tomaba 80 ms.

Reducción de la ondulación de la corriente del inductor, es la superposición de la ondulación de la corriente del inductor trifásico, la ondulación de la corriente se reduce mediante el principio de que las ondas onduladas se cancelan entre sí, se reduce el volumen de inductancia y capacitancia y se aumenta la densidad de potencia del convertidor.

En [7] proponen un convertidor de tres puertos con acoplamiento magnético, el cual se aplica en un almacenamiento de batería y de ultracapacitores. Este ofrece una larga vida útil de la batería, alta densidad de potencia y alta densidad de energía.

Se diseñó un convertidor de 3 puertos, donde el puerto principal 0 es el lado de tensión alta, está conectado al bus principal y contiene un inversor de puente completo acoplado a un transformador; el cual tiene una relación de transformación de  $1:n_1$  con respecto al puerto 1 y una relación  $1:n_2$  con el puerto 2. El puerto 1 corresponde al de la batería y el puerto 2 al de los supercapacitores, ambos conectados por un medio puente. Para entregar energía desde el almacenamiento se creó un sistema de control de dos bucles; el primer bucle recibe a la entrada la tensión del bus, la corriente en las baterías y la corriente en los supercapacitores, generando dos señales de error que entran a los controladores PI del puerto 2 y puerto 3 originando los ángulos de fase necesarios para la conmutación. Los bloques PI 1 y PI 2 están relacionados,

## ANTECEDENTES

---

causando así mucho rizo en la corriente de las baterías. Para evitar esa situación los autores desarrollaron un bloque de desacoplamiento.

Los autores realizaron simulaciones y observaron que cuando hay un cambio escalonado en la corriente de los supercapacitores y el sistema de control no está desacoplado, se producen grandes perturbaciones en la corriente de la batería, por ende, reduce la vida de la batería. En el caso del sistema de control desacoplado, la corriente de la batería exhibe una menor cantidad de perturbaciones.

Esta topología tiene muchas ventajas que incluyen menos componentes, batería de larga duración y alta densidad de potencia y alta densidad de energía. Para desacoplar los objetivos de control se realiza un modelo de pequeña señal.

En [8] se desarrolló un estudio acerca de las topologías de convertidores de entrada simple con el propósito de usarlas como un convertidor de entrada múltiple (por sus siglas en inglés MIC, *multiple input converter*), en base a eso se elaboraron 4 reglas para que el convertidor sea factible para usar entradas múltiples.

Para elegir los convertidores de entrada multiple se tuvieron en cuenta 4 reglas. Para la regla 1, establece que todas las celdas de entrada por lo menos deben contener un transistor con bloqueo bidireccional (un diodo en antiparalelo que evite el flujo de energía en el otro sentido); regla 2, redundancia de transistores independientes, es decir que los transistores de la celda de entrada no estén en paralelo con la fuente, puesto que pueden provocar un corto circuito al conmutar; regla 3 tensión del capacitor de etapa común, si hay un condensador central donde ambos terminales son puntos de conexión a las celdas de entrada provocaría que el voltaje promedio sería igual a todos los voltajes de entrada simultáneamente, entonces la topología es inviable, una solución es distribuir el condensador en cada celda de entrada; regla 4, terminales de la fuente de cada celda, ambos extremos de la fuente de entrada no deben de ser los puntos de conexión de la celda de entrada o un corto circuito puede ser provocado por tensiones no similares.

## ANTECEDENTES

---

En las simulaciones se usaron 6 topologías, el convertidor SEPIC (por su definición en inglés, *Single-ended primary-inductor converter*), el convertidor Cúk, entre otras. Estas tenían dos celdas de entrada, donde  $V_2 > V_1$ , por lo tanto, el ciclo de trabajo  $D_2 > D_1$  para mantener el mismo voltaje de salida en la carga, pero a cambio las corrientes eran distintas en las celdas de entrada.

Basado en varios supuestos, restricciones y condiciones, el análisis indica algunas celdas factibles e inviables para el desarrollo de múltiples insumos.

En [9] diseñaron un sistema de apoyo con un banco de supercapacitores para el motor que mueve una grúa pórtico. Los supercapacitores proporcionan la potencia adicional para mover cargamento y se cargan cuando la grúa comienza a bajar el cargamento o cuando se mueve horizontalmente.

Para la carga y descarga de supercapacitores se utiliza un convertidor CD-CD de tres ramas, el ciclo de trabajo está desfasado 120 grados entre cada una, permitiendo así que el rizo de corriente se atenué; además si falla una de las ramas el sistema continuará en funcionamiento. El convertidor fue diseñado para trabajar en modo de conducción continua (CCM, por sus siglas en inglés). Elaboraron dos modos de control: el de frecuencia, cuando opera en modo de elevación, el supercapacitor suministra la potencia adicional porque la potencia de demanda es mayor que la potencia nominal del generador, cuando opera en el modo horizontal el supercapacitor se carga usando la energía del generador; el de voltaje, el supercapacitor suministra la energía requerida en la elevación, pero, si la potencia de demanda es mayor que la potencia de salida máxima del supercapacitor, el generador suministra automáticamente la potencia requerida.

El modo de frecuencia se hizo con un control PLL para generar la frecuencia del generador y de esa manera entregar la potencia necesaria; el modo de voltaje es un sistema de control proporcional-integral retroalimentado que en base a la potencia de carga es capaz de generar la potencia requerida del supercapacitor. Los algoritmos de control se implementaron en un DSP (por su definición en inglés, *Digital Signal Processor*).

## ANTECEDENTES

---

Con un generador de motor más pequeño, las emisiones se pueden reducir en un 40%. La eficiencia del combustible alcanza alrededor del 35%. El costo operativo reducido puede compensar el costo adicional de un banco de supercapacitores y una pila de convertidores CD-CD dentro de tres años considerando la diferencia entre el costo del generador del motor y la producción en masa futura del supercapacitor.

En [10] los autores proponen un convertidor bidireccional aislado de CD/CD para la carga y descarga de un supercapacitor de 100 F con una impedancia  $\gamma$  de fuente para la eliminación de tiempo muertos y reduce la distorsión de la onda de salida con pocos componentes reactivos.

El convertidor se basa en un inversor de puente completo, donde el supercapacitor está conectado a un transformador por su lado primario; mientras que del lado secundario se tiene un rectificador con dos transistores y dos capacitores, los cuales trabajan como doblador de voltaje. Para la activación de los transistores se utiliza una señal triangular que se compara con una señal de referencia positiva y negativa y dependiendo cual sea mayor los activará o desactivará; con esto se conseguirá mantener una tensión más estable en las terminales del inversor, además de proporcionar una ganancia extra a la salida. En el modo de descarga del convertidor los transistores del inversor se conmutan para cumplir esta función, pero los del rectificador no lo hacen, en su lugar se usan los diodos en antiparalelo para realizar la rectificación y así entregar una tensión constante al sistema; en el modo de carga los transistores del inversor no operan, en cambio sus diodos en antiparalelo trabajan como rectificadores de onda completa y los transistores del rectificador si operan, pero como inversores.

La simulación fue desarrollada en Simulink de Matlab con una tensión de 30 V en los bornes del supercapacitor pudiendo entregar 60 V al sistema de manera constante, cuando la tensión del supercapacitor cae a un tercio de su valor nominal, la impedancia empieza a operar para mantener la tensión de 30 V en el inversor y que así el sistema siga manteniendo 60 V constantes.

## ANTECEDENTES

---

Al usar la impedancia gamma mejora la confiabilidad del sistema, puesto que garantiza un voltaje estabilizado en el sistema, aunque el supercapacitor vaya disminuyendo su tensión conforme se alimenta el sistema, se puede mantener la tensión controlando el ciclo de trabajo de los transistores del convertidor y la impedancia.

En [11] los autores elaboraron un convertidor bidireccional aislado para la carga y descarga de un supercapacitor que contiene una impedancia *quasi-Z-source* que ayuda a reducir los armónicos, funciona como filtro y además contribuye en la estabilización de la tensión del supercapacitor.

Este convertidor consta de un puente completo conectado al primario de un transformador y de un medio puente con doblador de voltaje en el secundario, la impedancia se encuentra antes del puente completo. En el modo de carga los transistores del puente completo no operan, lo cual quiere decir que trabaja como un rectificador debido a sus diodos en antiparalelo, mientras que los transistores del medio puente se están conmutando para controlar el flujo de potencia hacia el supercapacitor. La impedancia funciona como un filtro pasa bajas, asimismo mantiene la tensión estable.

La simulación fue hecha en PSIM con un supercapacitor de 85 F, el cual debe de operar a una tensión de 28.8 V, mientras el sistema funciona a una tensión de 60 V, para evitar picos de corriente al cargar el supercapacitor, procuran que mínimo tenga 12.5 V en sus terminales. La impedancia eliminó los armónicos de alta frecuencia en la corriente, puesto que actúa como un filtro pasa bajas. Los autores presentaron tanto en la simulación como en sus resultados experimentales excelentes resultados.

En [12] el artículo presenta un convertidor bidireccional aislado para la carga y descarga de un supercapacitor, basado en el convertidor de medio puente que opera a una potencia nominal de 3000 W, solo que en lugar de usar diodos en el secundario se usan MOSFET.

Este convertidor al operar en modo de recarga, los transistores del primario se conmutan con un ciclo de trabajo entre 0% y 50% y tienen un desfase de 180 grados, es decir que los transistores jamás se encienden al mismo tiempo, mientras los transistores del secundario están

## ANTECEDENTES

---

abiertos, por lo que sus diodos en antiparalelo actúan como rectificadores. En el modo de descarga los transistores del secundario se conmutan con un ciclo de trabajo entre 50% y 100%, con un desfase de 180 grados, por lo tanto, los transistores jamás se apagan al mismo tiempo. El convertidor necesita suministrar una energía mínima de 13.5 kJ durante 9 segundos, para darle tiempo a las celdas de combustible en entregar esa energía. Para proteger a los dispositivos MOSFET de sobrevoltaje, utilizan redes supresoras de conmutación que consumen un 5% de la potencia máxima en el peor de los casos.

Tanto en simulación como en los resultados experimentales el convertidor tiene una eficiencia por encima del 90%, tomando en cuenta que cada transistor consume 40 W debido a sus redes supresoras de conmutación.

Este convertidor esta particularmente bien situado para el flujo de potencia en aplicaciones de supercapacitores, especialmente por el consumo de potencia que requiere hacer.

En [13] proponen un convertidor aislado bidireccional de 3 puertos, que contiene una batería en el puerto 1, un supercapacitor en el puerto 2 y la carga en el puerto 3, cada uno de estos están compuestos por un puente completo que puede operar como rectificador o inversor controlado por desplazamiento de fase.

Para el control de los transistores se utiliza la técnica de desplazamiento de fase que consiste en que el ciclo de trabajo es del 50% en cada puente completo de los puertos, lo único que se modifica es la fase entre cada puerto, de esta manera se logra hacer que el flujo de energía cambie dependiendo de los desfases entre éstos.

Este convertidor bidireccional opera en 3 modos, el primero es en el que tanto la batería como el supercapacitor proveen energía a la carga, manteniendo en fase tanto el puerto 1 y el puerto 2, mientras el puerto 3 tiene un desfase de 24 grados respecto al puerto 1. En el modo 2 la batería alimenta al sistema a la vez que se carga el supercapacitor, esto se logra con un desfase de 67.5 grados entre el puerto 1 y 2, y un desfase de 51.5 grados entre el puerto 1 y 3. En el modo 3 el puerto 3 alimenta a los otros 2 puertos por medio de un motor, esta vez se tiene un desfase de 24 grados entre el puerto 1 y 2, por otra parte, el puerto 1 y 3 están en fase.

---

## ANTECEDENTES

---

Para la simulación en Simulink consideraron una batería de 48 V, un supercapacitor que opere a 35 V y la carga a 200 V. El convertidor funcionó bien en lazo abierto, aunque en el modo 2 la tensión cae por debajo de los 200 V debido a que el supercapacitor ya no suministra energía. En lazo cerrado se utiliza un controlador PI (proporcional e integral) para mantener los 200 V en la carga, pero en realidad los mantiene en 187 V.

Debido a que el controlador no puede mantener los 200 V a la salida del convertidor es necesario implementar mejoras en este.

En [14] los autores presentan un convertidor bidireccional aislado llamado *Push Pull Forward with Half Bridge* el cual se controla por medio de la técnica de desplazamiento de fase, además de contar con redes supresoras de conmutación para poder hacer la conmutación de voltaje cero.

Del lado del primario se encuentran dos devanados conectados a un convertidor combinado entre el *Push Pull* y el *Forward*, y del secundario se encuentra un medio puente con un doblador de voltaje. Los dispositivos de potencia cuentan con un capacitor en paralelo para hacer que estos se descarguen a través de ellos y tener así menos pérdidas en la conmutación de éstos. Para cargar el supercapacitor el desfase debe ser desde -90 grados hasta los 0 grados y para descargarlo el desfase debe ser desde 0 grados hasta 90 grados.

Los inductores son parte esencial de este circuito, ya que en la situación de carga más pesada ayudan a mantener la tensión en el bus constante, en adición reducen la corriente rms y extienden el rango de operación de conmutación de voltaje cero, pero a mayor inductancia mayores componentes reactivos a la salida.

Como ventajas este convertidor contiene pocos dispositivos semiconductores de conmutación, todos operan en conmutación de voltaje cero, aunque estos sufrirán mayor estrés debido a que tendrán que soportar el doble de tensión y corriente que un puente completo.

## ANTECEDENTES

---

En [15] se modeló un supercapacitor empleando el software PLECS por medio de datos obtenidos prácticamente y de la hoja de datos, para proporcionar así un comportamiento más realista en la carga y descarga de un supercapacitor.

Para realizar la simulación, se analiza el efecto del cambio de capacitancia con respecto al voltaje que se somete hacia el supercapacitor, para así obtener la recta que lo representa, pero debido a que se busca realizar el modelo de parámetros agrupados, hacen falta más datos como la resistencia de CD, la resistencia de CA, las corrientes de fuga, entre otros. Este modelo puede representar también la respuesta en frecuencia, aunque solo es útil para una respuesta transitoria corta de alrededor 10 segundos.

En la simulación se obtuvo una respuesta a la carga y descarga donde se puede observar la pendiente de carga y descarga, mostrando así que existe una fuga de corriente en el sistema.

El modelo de parámetros agrupados puede ser extendido agregando propiedades térmicas, aunque con lo que se menciona es suficiente para una respuesta transitoria corta.

Para el entendimiento de lo que se hará en este proyecto será necesario tener ciertos conocimientos específicos del área que se estudiará, es por eso que en este apartado se abordarán los más importantes.

En [16] se expone un esquema de control para una carga y descarga suave de un supercapacitor que se utiliza en un sistema que contiene un motor que mueve un elevador. Esto se realiza con el propósito de disminuir el consumo de potencia en la red eléctrica.

El sistema consiste de una cabina de elevador, un controlador de motor eléctrico y un convertidor bidireccional de CD-CD con un supercapacitor. Este último es el encargado de optimizar el uso de la energía eléctrica para mejorar el uso del elevador, puesto que en los momentos en los que este se eleva es cuando más requiere energía y cuando baja puede generar energía. Para el sistema de control se utiliza dos sistemas difusos basados en Mamdani con defuzzificación por centroide que generan un valor de referencia para el controlador PI

## ANTECEDENTES

---

(proporcional e integral) y este ajusta el ciclo de trabajo de los IGBTs para controlar la dirección de carga o descarga.

Por medio de simulaciones se logró comprobar que la implementación de lógica difusa en el sistema presentó mejores resultados en almacenamiento de energía en el supercapacitor y un menor consumo de potencia contra un simple controlador PI.

En [17] se presenta el control de corriente de un convertidor bidireccional con doble puente activo (DAB, por sus siglas en inglés) por modulación de desplazamiento de fase para el almacenamiento de energía en una batería de litio de 28 V.

El sistema consiste de un convertidor DAB conectado a una batería a través de un filtro RLC; todo esto con el propósito de dirigir el flujo de potencia y para esto se desarrollaron dos estrategias de control, la del controlador por medio de modos deslizantes y una de inferencia difusa. Para realizar este control se observa la corriente en la batería y se compara contra una referencia, para que el controlador obtenga el desfase necesario para lograr la corriente deseada. Con base en el conocimiento del convertidor el sistema difuso se definió de manera simple incrementos de fase y decrementos de fase dependiendo de que tan alejado se está de la corriente de referencia.

En las simulaciones el sistema de inferencia difuso demostró un rendimiento excelente con variaciones de carga y descarga suaves y un muy buen seguimiento; a comparación del control por modos deslizantes, el cual exhibió un rendimiento menor con mayores picos y saturaciones.

Una de las mayores ventajas del sistema de inferencia difuso es el no requerimiento de un gran conocimiento del convertidor a diferencia del control por modos deslizantes.

En [18] la intención de la investigación es desarrollar una transferencia bidireccional de potencia entre una red eléctrica (paneles solares, generadores de viento, etc.) que está conformada por filtros para armónicos, inversores bidireccionales, un convertidor de CD a CD

## ANTECEDENTES

---

bidireccional y baterías de vehículos eléctricos. Si la red eléctrica falla al dar energía a la carga, entonces las baterías empezarán a surtir energía solo si el dueño del vehículo está de acuerdo.

Para el desarrollo del controlador de inferencia difusa se toman en cuenta dos variables, esto es, el error y el cambio de error (diferencia del valor del error previo con respecto al presente) y en base a estos dos se genera un ciclo de trabajo para los MOSFET. El sistema difuso se trata de un Mamdani con funciones triangulares de entrada y salida.

El controlador de inferencia difuso alcanza el valor deseado más rápido que un controlador PI, además de generar pocas fluctuaciones al alcanzar el nivel deseado; mostrando mejores tiempos en el asentamiento, sobre impulsó, pico y subida de la tensión del medio de almacenamiento de energía.

En [19] se presenta un sistema de alimentación con un convertidor de CD a CD bidireccional de potencia para un vehículo aeroespacial. En el cual se implementa un control por inferencia difuso para evitar las fluctuaciones que puede provocar el motor del vehículo y así tener una tensión estable en el bus de CD.

El algoritmo de predicción difuso, combina un sistema de inferencia difusa y un control tradicional tipo Proporcional-Integral-Diferencial; donde el primero recibe el error de desviación de la tensión del bus de CD y este se encarga de ajustar los valores de ganancia proporcional, integral y derivativa del control PID y así generar el ciclo de trabajo necesario para estabilizar esa tensión, provocando que el motor no tenga efectos negativos sobre el bus al estar en funcionamiento. Para que el controlador sea robusto se implementaron funciones de pertenencia triangulares en el sistema difuso.

Las simulaciones fueron realizadas por MATLAB y en términos de error de estado estable, de sobre impulso en la respuesta y de ajuste que tienen mejor rendimiento que el controlador PID convencional, logrando ofrecer una mayor estabilidad en el sistema. Para el caso experimental se tuvieron resultados similares, aunque se tuvo que añadir un filtro Kalman para eliminar el ruido que reciben los sensores a causa del motor, para de esa manera tener lecturas más precisas.

### 2.1. Sistema de Generación Distribuida

Estos sistemas DE (*Distributed Energy*, por su definición en inglés) incluyen energía fotovoltaica, eólica, microturbina, celdas de combustible, entre otros. También se consideran los sistemas de almacenamiento para que se aprovechen de la electricidad excedente producida por estos generadores. Con los sistemas de almacenamiento y los generadores de energía eléctrica proporciona al usuario la capacidad de despacho en su red eléctrica. Todas estas tecnologías requieren de la electrónica de potencia para convertir la energía producida en energía útil para el consumo y almacenamiento de esta misma [20].

Debido a esto se están desarrollando interfaces de electrónica de potencia escalables, modulares, de bajo costo y altamente confiables, para mejorar el costo general y la durabilidad de los sistemas [20].

### 2.2. Tecnología de Capacitores Convencionales

Los capacitores son capaces de almacenar energía electrostática en un campo eléctrico definido. Estos pueden estar contruidos por dos placas que están separadas por un dieléctrico. Cuando una fuente de tensión suministra una carga positiva en una placa y en la otra placa la carga negativa, entonces las cargas se almacenan, debido a su respectiva atracción de cargas eléctricas y porque no pueden atravesar el dieléctrico. El monto de carga almacenada es directamente proporcional a la tensión aplicada por la capacitancia (medida en Faradios) como se expresa en (2.1), [2], [21]

$$q = Cv \quad (2.1)$$

Aunque la capacitancia es proporción entre la carga  $q$  y la tensión  $v$ , en realidad no depende de éstas. Depende de las dimensiones del capacitor de acuerdo a (2.2), [21],

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (2.2)$$

donde la capacitancia es inversamente proporcional a la distancia de separación,  $d$  y directamente proporcional al área de las placas,  $A$  y a la permitividad del dieléctrico,  $\epsilon$ . Para

## ANTECEDENTES

---

obtener la relación corriente-tensión del capacitor, se deriva la ecuación (2.1) por medio de (2.3) [21],

$$\frac{dq}{dt} = C \frac{dv}{dt} \quad (2.3)$$

Dado que la corriente,  $i$ , en un capacitor se define por,  $i = \frac{dq}{dt}$ , por consiguiente, el resultado es

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (2.4)$$

Con esto se demuestra que el capacitor que la tensión del capacitor depende del pasado de la corriente [21].

### 2.3. Tecnología de Ultracapacitores

Son sistemas de almacenamiento de energía que emplean la energía electrostática y mecanismos electroquímicos, pero debido a la composición de sus materiales y su disposición tiene una gran capacitancia que le permite presentar mayor densidad de energía (6 Wh/kg) y mayor densidad de potencia (14,000 W/kg),[2].

Los ultracapacitores o supercapacitores contienen una superficie delgada y porosa que es dividida en dos partes por un separador para actuar como dos electrodos; los poros son de un grosor de 150  $\mu\text{m}$ . Los supercapacitores en lugar de usar un dieléctrico sólido, utilizan un electrolito con iones disueltos entre los dos electrodos que puede ser absorbido por éste mismo debido a la estructura de microporos [2].

La energía se almacena como separación de carga, donde los iones del electrolito se difunden en los electrodos, esta separación genera un campo eléctrico interno, provocando que los iones sean atraídos hacia las placas o colectores, estableciendo así una capa nombrada Helmholtz [2] que tiene un átomo de grosor. Por consiguiente, el supercapacitor está intercalado por dos capas, una son los iones del electrolito acumulado y la otra es la carga atraída en las placas, de ahí el nombre de condensadores electroquímicos de doble capa (EDLC, por sus siglas en inglés). A causa de esto el supercapacitor tiene una gran capacitancia [2].

### 2.4. Convertidor de Potencia

Es el módulo básico encargado de realizar la conversión de potencia, utiliza dispositivos semiconductores de potencia controlados por señales electrónicas y quizás también elementos de almacenamiento de energía, ya sea inductores y/o capacitores. Con base a la forma de entrada y salida, éstos se clasifican de la siguiente manera:

- CA a CD.
- CD a CA.
- CD a CD.
- CA a CA.

De hecho, el flujo de potencia promedio a través del convertidor puede ser reversible, es decir que un convertidor de CA a CD (rectificador), puede usarse de CD a CA (inversor)[22]. Los convertidores de potencia también se pueden dividir en dos tipos: aislados (usan transformador) y no aislados.

#### 2.4.1. Convertidores de Potencia CD-CD

Son usados extensamente en suministros de energía de CD regulados y aplicaciones de accionamiento motrices. Por lo general la entrada a estos convertidores es una tensión CD no regulada (se obtiene por medio de rectificación del voltaje de línea), por lo tanto, se usan para convertir la entrada no regulada en una salida CD controlada con un nivel de voltaje deseado. Entre los convertidores más usuales se encuentran:[22]

- Convertidor reductor (*buck*)
- Convertidor elevador (*boost*)
- Convertidor reductor/elevador (*buck/boost*)
- Convertidor Ćuk
- Convertidor de puente completo

Solo los primeros dos convertidores son las topologías básicas y los demás son combinaciones o derivaciones de esos dos.

### 2.4.2. Convertidor Reductor CD-CD (*Buck*)

En este convertidor el voltaje de salida  $V_o$  es menor que el voltaje entrada  $V_s$  y su diseño está representado en la Figura 2.1. Su funcionamiento puede definirse en dos modos de operación. El modo 1 comienza cuando se cierra el interruptor controlado, el diodo está en polarización inversa, entonces la corriente aumenta y fluye por el inductor, el capacitor y el resistor. El modo 2 comienza cuando se abre el interruptor, el diodo conduce por la energía almacenada en el inductor, y la corriente del inductor disminuye y circula por el capacitor, resistor y el diodo. La corriente disminuirá hasta que un nuevo ciclo empieza en el interruptor controlado [23].

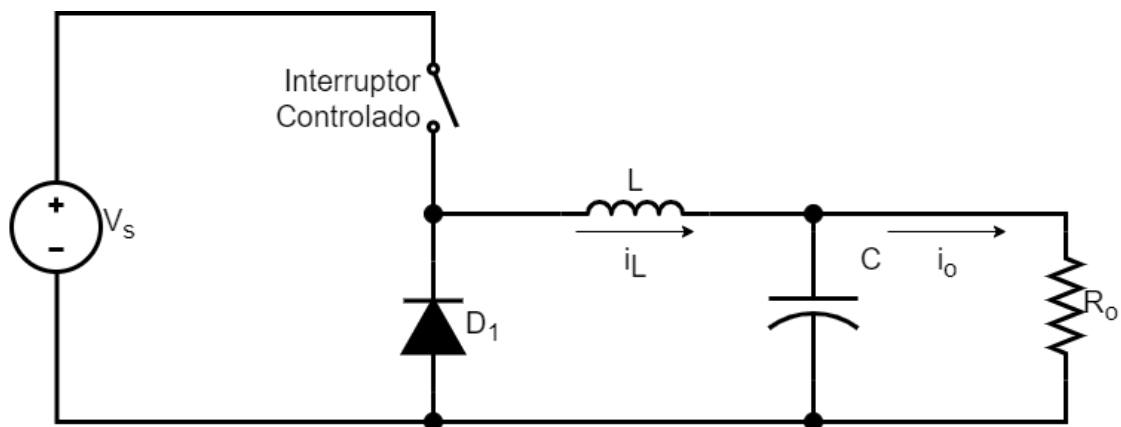


Figura 2.1 Esquema convertidor reductor (*buck*)

### 2.4.3. Convertidor Elevador CD-CD (*Boost*)

En el convertidor elevador el voltaje de salida  $V_o$  es mayor que el de entrada  $V_s$  y su esquema se muestra en la Figura 2.2. Al igual que el reductor se puede dividir en dos modos de operación. El modo 1, el interruptor está cerrado y la corriente de entrada o de inductor solo circula por el inductor y el capacitor se encarga de mantener el voltaje  $V_o$ . El modo 2, el interruptor se abre causando que el diodo este en polarización directa, en consecuencia, la corriente de inductor cae y fluye a través del capacitor, y el resistor [23].

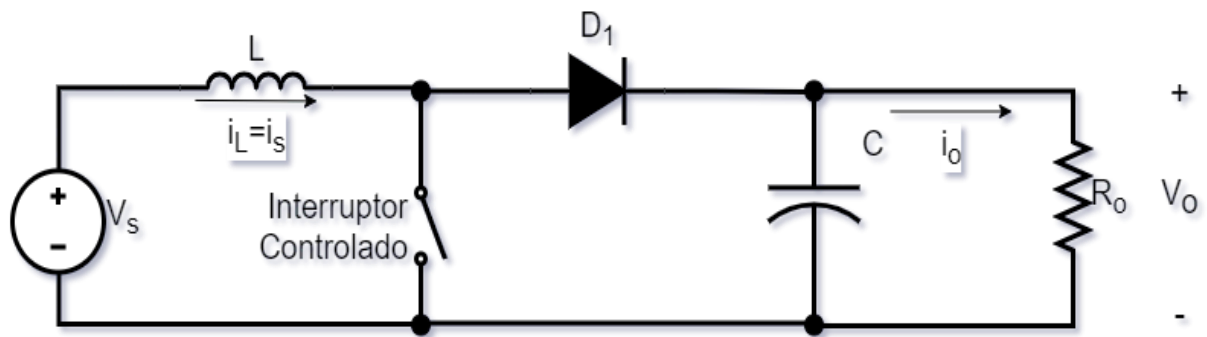


Figura 2.2 Esquema convertidor elevador (boost).

#### 2.4.4. Convertidor de Puente Completo CD-CD

El diseño de este convertidor consiste en cuatro dispositivos semiconductores de potencia colocados en dos ramas paralelas junto con un capacitor en paralelo, donde cada rama contiene dos dispositivos en serie, como se muestra en la Figura 2.3. Basados en el tipo de entrada y de salida que se busca y el modelo de los dispositivos semiconductores se puede usar como rectificador, convertidor de CD-CD o inversor con la capacidad de manejar un flujo de potencia bidireccional. Ofrece una excelente densidad de potencia y eficiencia con una tensión de estrés en los conmutadores igual a la entrada de tensión, [20], [22].

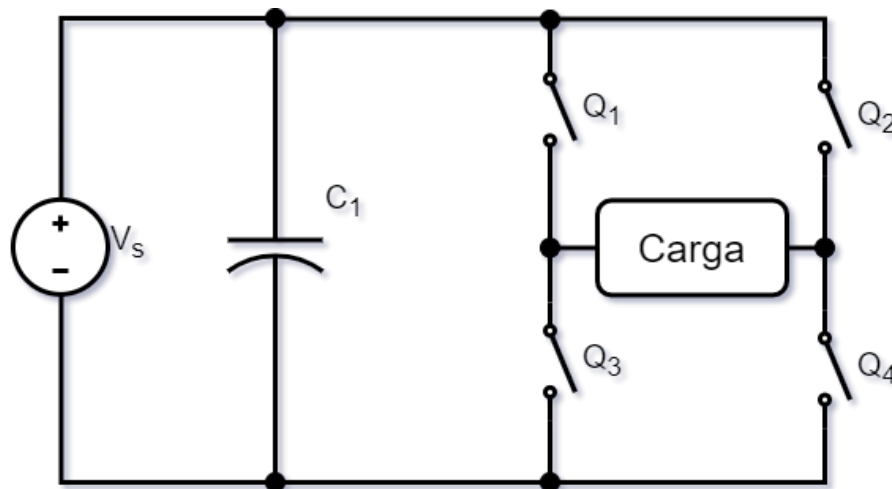


Figura 2.3 Esquema del convertidor de puente completo.

### 2.4.5. Convertidor de Medio Puente CD-CD

Comparado al convertidor de puente completo, se compone de una sola rama con dos dispositivos semiconductores y se encuentra en paralelo con dos capacitores en serie, como se muestra en la Figura 2.4. Sin embargo, al ser solo dos conmutadores requieren manejar el doble de corriente que el de puente completo, mientras manejan el mismo voltaje de estrés entre sus terminales [2]. Dependiendo el uso que se le dé, se puede usar como convertidor CD-CD, rectificador de media onda o inversor, por lo tanto, es capaz de trabajar en los cuatro cuadrantes de un plano de  $V_o$  e  $I_o$ , dando así la capacidad de flujo de potencia bidireccional, solo si se agrega un diodo antiparalelo a los dispositivos semiconductores [22].

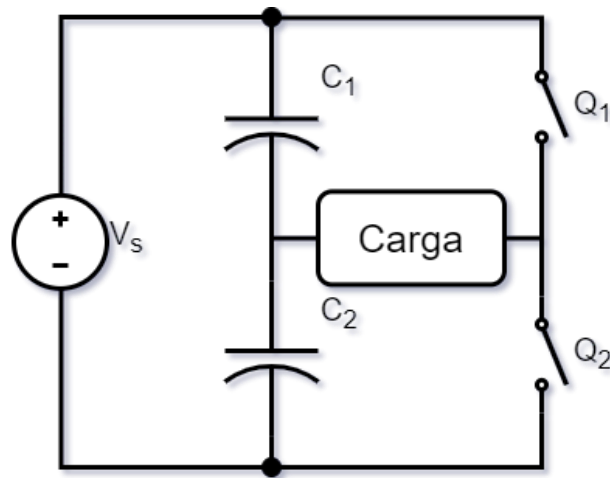


Figura 2.4 Esquema del convertidor de medio puente.

### 2.5. Dispositivos Semiconductores de Potencia

Los dispositivos semiconductores de potencia se clasifican en tres grupos:

- Diodos: Conexión y desconexión controladas completamente por el circuito de potencia. Se encienden en polarización directa y se abren en polarización inversa.
- Tiristores: Estos son activados por una señal de control, pero pueden ser desactivados cuando la corriente cae a cero en el circuito de potencia o por un circuito de control externo.
- Interruptores controlables: Estos se conectan y desconectan por señales de control y no por el circuito de potencia. Entre estos están los transistores que solo operan

como interruptores en las regiones de corte y saturación, y los tiristores que pueden ser activados y desactivados por compuerta.[22]

Durante el proceso de cierre y de apertura de un dispositivo semiconductor práctico se requiere un tiempo de demora, un tiempo de subida, un tiempo de almacenamiento y un tiempo de bajada. Durante el cierre la corriente se eleva y la tensión disminuye en el dispositivo semiconductor, en la apertura la corriente baja y la tensión se eleva en éste. Debido a estos cambios el semiconductor disipa una pequeña cantidad de energía al conmutar e incluso al conducir [23].

Los semiconductores se clasifican según el voltaje máximo que pueden soportar en apertura y la corriente máxima que puede circular a través de ellos en estado de conducción. Además, la corriente máxima depende de las propiedades térmicas del semiconductor, es decir que según el semiconductor y el disipador de calor la corriente máxima puede variar [2].

### **2.6. Lógica Difusa**

En el proceso de adquirir información, el propósito es comprender un fenómeno en cuestión y medir de forma cuantitativa los aspectos más significativos. Normalmente, esto se logra a través de la creación de modelos, ya sea de manera experimental o analítica. Sin embargo, en ocasiones, los procesos involucrados son tan complicados y difíciles de comprender que resulta imposible crear un modelo para representarlos. Esto nos lleva a explorar nuevas alternativas, como el empleo de sistemas como la lógica difusa y las redes neuronales, para modelar sistemas más complejos [24].

Los sistemas de lógica difusa recogen la imprecisión, la incertidumbre, etc., para definirla en términos lingüísticos que los seres humanos pueden comprender como lo es el calor, frío, templado, donde a estos se les llama conjuntos difusos. Esto permite una mayor flexibilidad para describir sistemas en términos lingüísticos a un nivel de detalle propio. Por lo que un sistema de lógica difusa puede describir sistemas muy complejos en solo términos generales, en lugar de usar sistemas matemáticos muy complejos en los cuales ya no es posible resolver la problemática, [24].

## ANTECEDENTES

---

Para entender de mejor manera la lógica difusa contra la lógica clásica se puede usar de ejemplo la temperatura, si se definen dos valores caliente y frío; en la lógica clásica se definiría un límite que si está por debajo de cierta temperatura es frío y por encima es caliente, pero esto no es la manera en que una persona lo representaría ya que se le da un cierto valor de grado de pertenencia a caliente y a frío a los distintos grados de temperatura, y es ahí donde se utiliza la lógica difusa para una representación más real de lo que se observa.

La lógica difusa puede lograr una respuesta muy robusta en los convertidores de tensión, debido a la naturaleza dinámica de conmutación de los interruptores haciéndolos difíciles de modelar por los métodos tradicionales, permitiendo así a la lógica difusa ser una excelente opción por su fácil implementación y por su velocidad de respuesta [25].

### 3. MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

Puesto que se necesita realizar un estudio acerca de un convertidor bidireccional de CD a CD, es indispensable tener un modelo que describa de manera muy aproximada el comportamiento real del circuito, por esta razón se desarrolló un modelo que representó de manera eficaz las curvas de carga y descarga del supercapacitor.

Una primera aproximación es emplear un circuito resistivo-capacitivo simple, pero esta es insuficiente para reproducir los mismos efectos que los resultados experimentales que se realizaron en [26] como muestra la Figura 3.1. Esta experimentación se hizo con un supercapacitor de 470 F de 2.7 V, el cual se cargó con una corriente de 30 A y se descargó con una corriente del mismo valor. Debido a esto se tiene que usar un modelo más certero que está constituido de ramas paralelas resistivas capacitivas como las que se mencionan en [26], [27]. Los valores de los componentes pasivos a considerar dependen de muchos parámetros como la resistencia de los electrodos, la resistencia del electrolito, el diámetro de los poros, la porosidad de la membrana y la calidad de la conexión entre el colector y el electrodo.

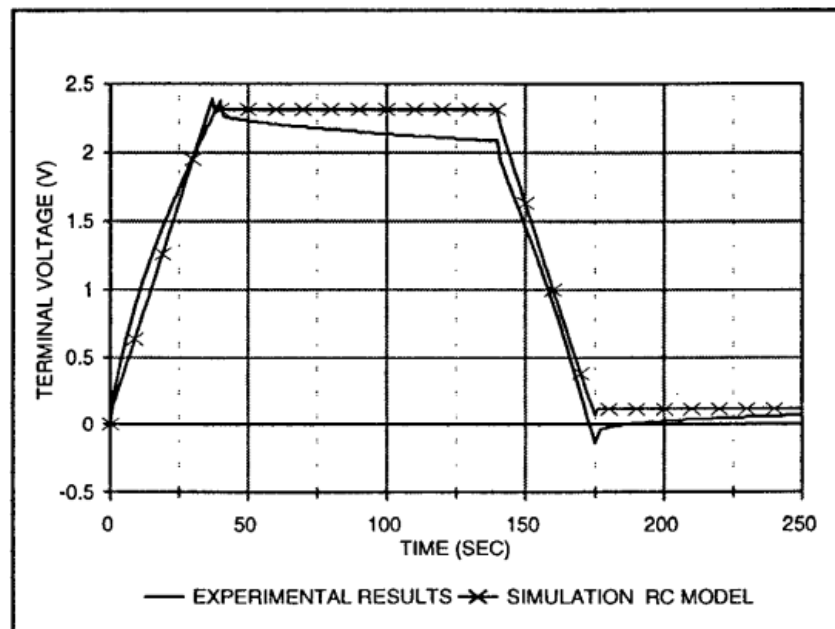


Figura 3.1 Comparación entre el modelo RC y los resultados experimentales [26].

## MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

---

El supercapacitor que es utilizado en la presente tesis está compuesto de 18 supercapacitores de la marca Maxwell conectados en serie de 3000 F y de 2.7 V de tensión nominal, lo que da como resultado un supercapacitor de 165 F a 48 V. Debido a que el modelo de cada supercapacitor varía incluso dentro de la misma marca del fabricante, es necesario realizar las pruebas experimentales para establecer su circuito equivalente.

La experimentación se realizó con una fuente de corriente establecida a 7.5 A; el inicio de la carga se controlaba por medio de un interruptor y para evitar que el flujo de corriente circule en el otro sentido, se colocó un diodo. Con ayuda de un multímetro y un amperímetro de gancho se obtenían los valores de tensión y corriente en el supercapacitor y todo se cronometraba por medio de la computadora, y el interruptor se debe abrir al llegar a la tensión nominal de 48 V en el supercapacitor.

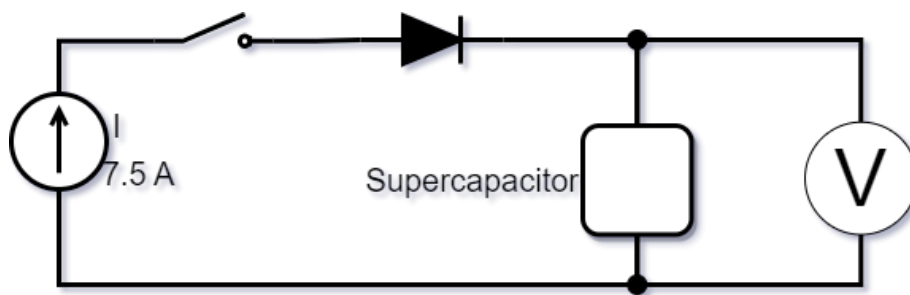


Figura 3.2 Circuito de carga del supercapacitor.

Para la descarga del supercapacitor no se puede conectar directo a la fuente, debido a que se produciría un corto circuito, entonces para solucionar este problema se agrega una resistencia de  $5.61 \Omega$  y la corriente se limita a 8.5 A, puesto que la corriente máxima que entregará el supercapacitor es de 8.5 A según la ley de ohm.

$$I_{de} = \frac{48 V}{5.61 \Omega} = 8.556 A \quad (3.1)$$

Gracias a que la corriente se mantiene constante, la descarga es más rápida, aunque debe estarse verificando la tensión, ya que, si cae a 0 V, el supercapacitor empezará a cargarse de manera inversa y eso es muy riesgoso, por lo que el interruptor deberá desactivarse cuando el

## MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

supercapacitor tenga alrededor de 5 V, luego retirar la fuente del circuito y conectar en serie el supercapacitor con la resistencia para que continúe la descarga.

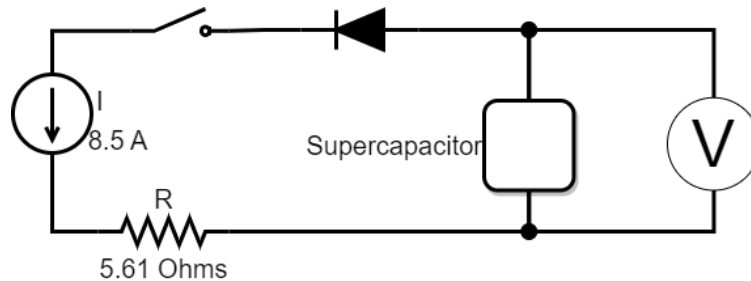


Figura 3.3 Circuito de descarga.

Uno de los problemas que se enfrentó fue encontrar una resistencia que pudiera soportar la potencia que se suministra como se expresa en (3.2). Por lo que se hizo un arreglo de resistencias de 50 W en serie y en paralelo como se muestra en la Figura 3.4.

$$P_{res} = (8.5 \text{ A})^2 (5.61 \Omega) = 405.32 \text{ W} \quad (3.2)$$

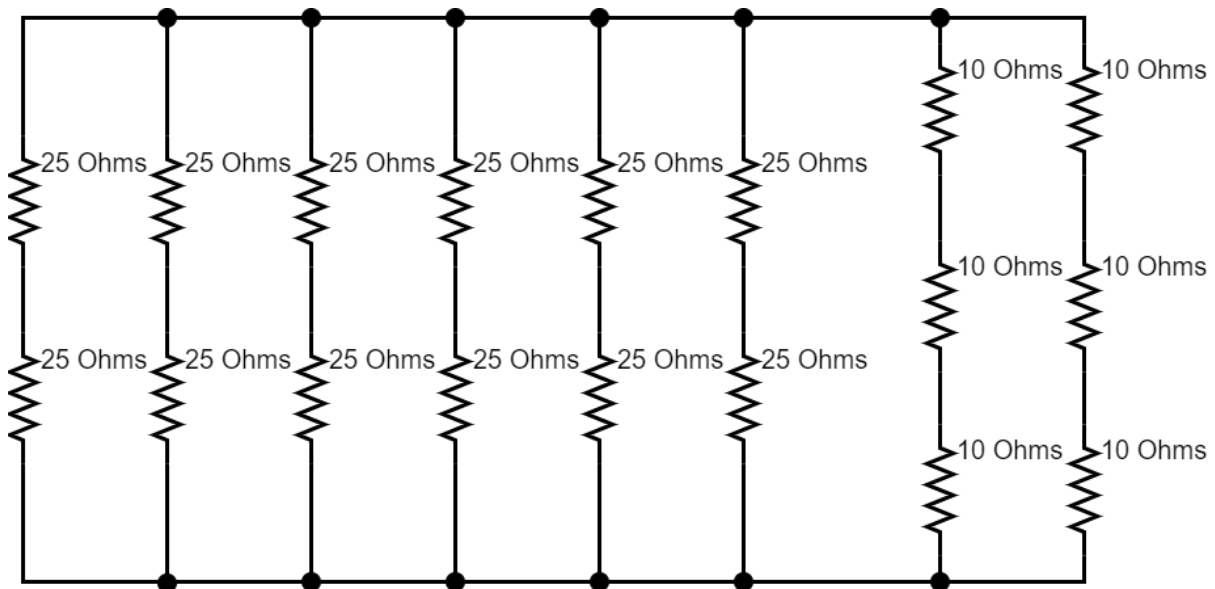


Figura 3.4 Arreglo de resistencias para la descarga del supercapacitor.

Las ramas de 50  $\Omega$  deben de soportar una potencia de 46.08 W, mientras que las ramas de 30  $\Omega$ , 76.8 W, de acuerdo a (3.3) y las resistencias al ser de 50 W pueden soportar perfectamente la corriente que circuló sobre ellas.

$$P_{50} = \frac{(48V)^2}{50\Omega} = 46.08 W \quad (3.3)$$

$$P_{30} = \frac{(48V)^2}{30\Omega} = 76.8 W$$

### 3.1. Modelo de Dos Ramas de Faranda

En este circuito equivalente la primera rama es la principal responsable del almacenamiento de energía durante la carga del supercapacitor y está compuesta por una capacitancia constante y una capacitancia proporcional al voltaje en las terminales del supercapacitor. La segunda rama representa la redistribución de tensión dentro del dispositivo a mediano y largo plazo [27].

El análisis de resultados se efectuó con una corriente constante de 7.5 A que carga el supercapacitor desde 0 V hasta su voltaje nominal de 48 V

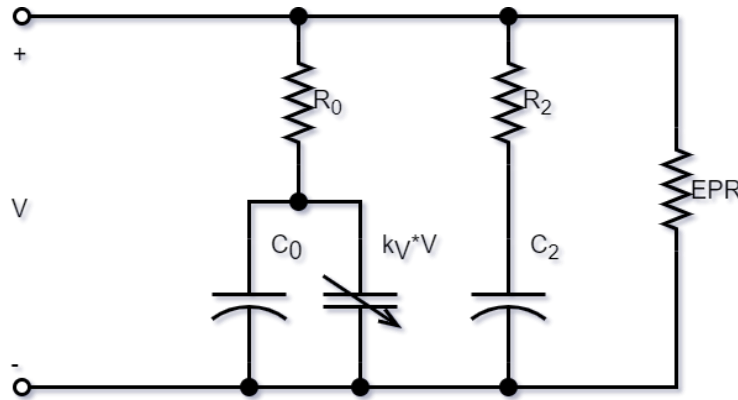


Figura 3.5 Modelo de dos ramas de Faranda.

De acuerdo a la Figura 3.5 la resistencia  $R_o$  se calcula midiendo la diferencia de potencial en las terminales durante el primer momento de carga y se divide entre la corriente de carga. Para obtener los valores de  $C_o$  y  $k_v$ , se considera la relación entre la corriente y la tensión entre las terminales de estos capacitores [27].

$$I_c = (C_o + k_v V_c) \frac{dV}{dt} \quad (3.4)$$

## MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

---

La ecuación (3.4) se integra y se obtiene:

$$t = \frac{C_o}{I_c} V + \frac{1}{2} \cdot \frac{k_v}{I_c} \cdot V^2 \quad (3.5)$$

Al tener dos puntos  $P_1(t_1, V_1)$  y  $P_2(t_2, V_2)$  que se consiguen al realizar dos mediciones de tensiones en distinto tiempo durante la carga del supercapacitor (generalmente deben de cubrir la recta de carga tanto como sea posible) se logra la siguiente relación.

$$\begin{aligned} t_1 &= \frac{C_o}{I_c} V_1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{k_v}{I_c} \cdot V_1^2 \\ t_2 &= \frac{C_o}{I_c} V_2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{k_v}{I_c} \cdot V_2^2 \end{aligned} \quad (3.6)$$

Por lo que resolviendo el sistema de ecuaciones de dos variables  $C_o$  y  $k_v$  se tiene:

$$\begin{aligned} C_o &= \left[ \frac{t_1}{V_1} - \frac{V_1 \cdot t_2 - t_1 \cdot V_2}{V_2^2 - V_1 \cdot V_2} \right] I_c \\ k_v &= 2 \left[ \frac{V_1 \cdot t_2 - t_1 \cdot V_2}{V_1 \cdot V_2^2 - V_1^2 \cdot V_2} \right] I_c \end{aligned} \quad (3.7)$$

Después se procede a determinar los parámetros de la segunda rama, en la cual se necesita establecer la constante de tiempo  $\tau_2$  que debe ser fija. Una constante de tiempo grande ofrece buenos resultados en un periodo largo de tiempo de simulación, pero pobres en un periodo de tiempo corto; y una pequeña sucede lo contrario a lo que se mencionó.

Luego se mide la tensión en un tiempo igual a  $3\tau_2$ , posteriormente de que se cargó el supercapacitor. Con esa información se calcula  $C_2$  en base a la siguiente ecuación:

$$C_2 = \frac{I_c \cdot T_c}{V_{2f}} - \left( C_o + \frac{k_v}{2} \cdot V_{2f} \right) \quad (3.8)$$

## MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

---

Donde  $T_c$  es el tiempo total de carga y  $V_{2f}$  la tensión del supercapacitor medida en un tiempo igual a  $3\tau_2$  después de que se cargó éste. Con el valor de la capacitancia  $C_2$  se puede encontrar el valor de  $R_2$  por medio de la constante de tiempo.

$$R_2 = \frac{\tau_2}{C_2} \quad (3.9)$$

### 3.1.1. Resultados Experimentales para el Modelo Farada

Se tomaron en cuenta dos puntos, uno a los 513.85 s y el otro de 1070.46 s, donde los valores de las tensiones eran 25.577 V y 46.563 V, respectivamente. Con estos datos se puede calcular la capacitancia  $C_o$  y la constante  $k_v$  con las ecuaciones de (3.7) y da como resultado lo siguiente:

$$C_o = \left[ \frac{513.85 \text{ S}}{25.577 \text{ V}} - \frac{(25.577 \text{ V}) \cdot (1070.46 \text{ S}) - (513.85 \text{ S}) \cdot (46.563 \text{ V})}{(46.563 \text{ V})^2 - (25.577 \text{ V}) \cdot (46.563 \text{ V})} \right] (7.5 \text{ A}) = 124.177 \text{ F} \quad (3.10)$$
$$k_v = 2 \left[ \frac{(25.577 \text{ V}) \cdot (1070.46 \text{ S}) - (513.85 \text{ S}) \cdot (46.563 \text{ V})}{(25.577 \text{ V}) \cdot (46.563 \text{ V})^2 - (25.577 \text{ V})^2 \cdot (46.563 \text{ V})} \right] (7.5 \text{ A}) = 2.072$$

Para el cálculo de  $R_o$  se tomó en cuenta la tensión almacenada del supercapacitor en el momento 0 que eran 0.838 mV y el primer momento en el que la tensión subió en el supercapacitor, la cual era de 45.95 mV; con todo esto se procedió a obtener el incremento entre estos dos valores y se dividió entre la corriente.

$$R_o = \frac{45.95 \text{ mV} - 0.838 \text{ mV}}{7.5 \text{ A}} = 6.015 \text{ m}\Omega \quad (3.11)$$

Para el siguiente punto se consideraron varios valores de constante de tiempo  $\tau_2$ , entre ellos están de 360 s, 180 s, 230 s, 400 s, 150 s, 139 s, 100 s y 85 s; con los cuales nos arrojaron los valores de la capacitancia  $C_2$  y  $R_2$  que se muestran en la

Tabla 3.1.

# MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

Tabla 3.1 Valores de los componentes de la segunda rama del modelo de Faranda, con distintas constantes de tiempo.

| $\tau_2$           | 400 s  | 360 s  | 230 s  | 180 s  | 150 s  | 139 s  | 100 s | 85 s   |
|--------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|-------|--------|
| $C_2$ (F)          | 10.853 | 10.432 | 8.68   | 7.753  | 7.086  | 6.813  | 6.398 | 5.176  |
| $R_2$ ( $\Omega$ ) | 36.857 | 34.511 | 26.498 | 23.217 | 21.168 | 20.404 | 15.63 | 16.421 |

Las simulaciones del circuito se realizaron en el software PLECS como se muestra en la Figura 3.6, con cada uno de los valores de la Tabla 3.1 se graficó la tensión de salida con respecto al tiempo y de esta gráfica se obtuvieron 7 valores de tensión en los puntos donde el tiempo vale 300 s, 500 s, 720.02 s, 1112.14 s (tiempo en el que se alcanza la carga completa experimentalmente), 1368.13 s, 1531.14 s y 1792.74 s, como se ve en la Tabla 3.2.

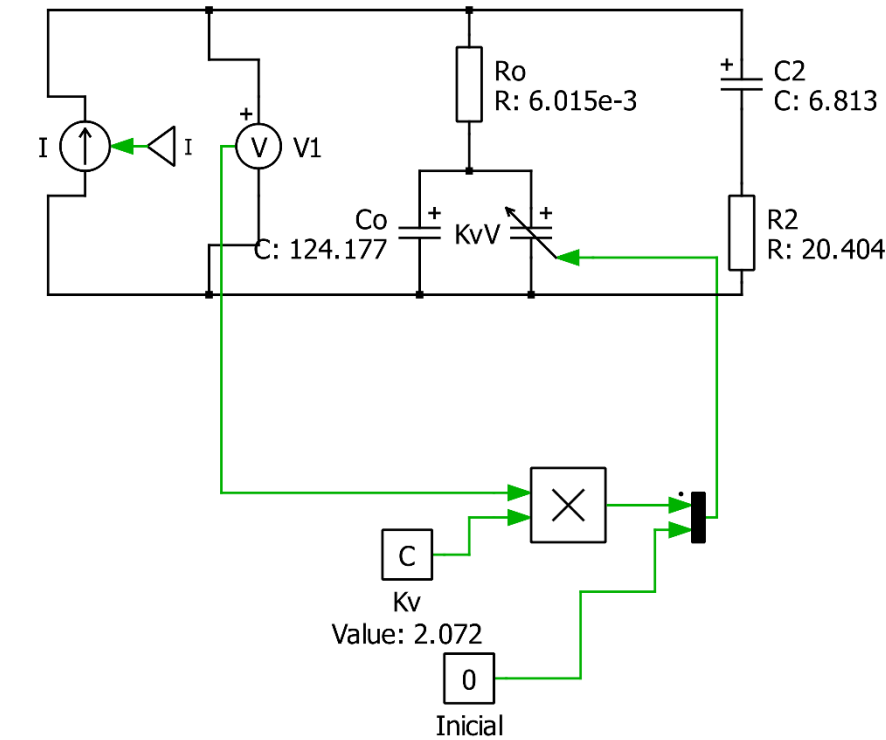


Figura 3.6 Modelo de Faranda en PLECS.

## MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

Tabla 3.2 Valores de tensión experimentales y simulados.

| Punto | Tensión Real | Tiempo    | Tensión en los distintos valores de $\tau$ |           |           |           |           |           |           |           |
|-------|--------------|-----------|--------------------------------------------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
|       |              |           | 400 s                                      | 360 s     | 230 s     | 180 s     | 150 s     | 139 s     | 100 s     | 85 s      |
| 1     | 16.114 V     | 300 s     | 15.641 V                                   | 15.6273 V | 15.5801 V | 15.5661 V | 15.5628 V | 15.5634 V | 15.5304 V | 15.5931 V |
| 2     | 26.668 V     | 540 s     | 25.9182 V                                  | 25.8998 V | 25.8604 V | 25.8702 V | 25.8917 V | 25.9041 V | 25.8913 V | 26.0179 V |
| 3     | 33.855 V     | 720.02 s  | 32.8446 V                                  | 32.8291 V | 32.8218 V | 32.8589 V | 32.9027 V | 32.9244 V | 32.9304 V | 33.0942 V |
| 4     | 48.021 V     | 1114.12 s | 46.4392 V                                  | 46.4381 V | 46.5262 V | 46.6209 V | 46.7055 V | 46.7436 V | 46.7813 V | 47.0037 V |
| 5     | 46.947 V     | 1368.13 s | 46.0767 V                                  | 46.0978 V | 46.2749 V | 46.4152 V | 46.53 V   | 46.5796 V | 46.6501 V | 46.8980 V |
| 6     | 46.608 V     | 1531.14 s | 45.9607 V                                  | 45.9956 V | 46.2248 V | 46.3856 V | 46.5114 V | 46.5646 V | 46.6445 V | 46.8954 V |
| 7     | 46.241 V     | 1792.74 s | 45.8527 V                                  | 45.9058 V | 46.1928 V | 46.3708 V | 46.5039 V | 46.5591 V | 46.6434 V | 46.8950 V |

De acuerdo a la Tabla 3.2, se calculó el error porcentual con la ecuación (3.12), donde el valor aproximado es el de la simulación y el valor exacto es el experimental, y se calculó el promedio de estos valores como se presenta en la Tabla 3.3.

$$Error = \frac{|aprox - exact|}{exact} * 100 \quad (3.12)$$

Tabla 3.3 Errores porcentuales de la simulación con respecto a la experimentación.

|           | Error   |         |         |         |         |         |         |         |
|-----------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
|           | 400 s   | 360 s   | 230 s   | 180 s   | 150 s   | 139 s   | 100 s   | 85 s    |
| 300 s     | 2.9353% | 3.0204% | 3.3133% | 3.4001% | 3.4206% | 3.4169% | 3.6217% | 3.2326% |
| 540 s     | 2.8116% | 2.8806% | 3.0283% | 2.9916% | 2.9110% | 2.8645% | 2.9125% | 2.4378% |
| 720.02 s  | 2.9845% | 3.0303% | 3.0518% | 2.9423% | 2.8129% | 2.7488% | 2.7311% | 2.2472% |
| 1114.12 s | 3.2940% | 3.2963% | 3.1128% | 2.9156% | 2.7394% | 2.6601% | 2.5816% | 2.1184% |
| 1368.13 s | 1.8538% | 1.8088% | 1.4316% | 1.1328% | 0.8882% | 0.7826% | 0.6324% | 0.1044% |
| 1531.14 s | 1.3888% | 1.3139% | 0.8222% | 0.4772% | 0.2073% | 0.0931% | 0.0783% | 0.6166% |
| 1792.74 s | 0.8397% | 0.7249% | 0.1042% | 0.2807% | 0.5685% | 0.6879% | 0.8702% | 1.4143% |
| Promedio  | 2.3011% | 2.2965% | 2.1235% | 2.0200% | 1.9354% | 1.8934% | 1.9183% | 1.7388% |

Entonces con la información de la Tabla 3.3 se puede deducir que la mejor constante de tiempo  $\tau_2$ , es la de 139 s ya que en promedio tiene el menor error porcentual, en general su margen de error es medio a corto y a largo plazo, a diferencia de los demás que son mejor en uno y en el otro malo. No se tomó a consideración la  $\tau_2$  de 85 s debido a como se ve en el tiempo de 1792.74 segundos el error es bastante grande en comparación de los demás, por lo que quiere decir que tiene una mala respuesta a largo plazo. Por lo que el modelo final es el de la Figura 3.6.

### 3.2. Modelo de Tres Ramas de Zubieta

Este modelo describe el comportamiento del supercapacitor alrededor de un tiempo de 30 min, aunque la forma para determinar los valores de los componentes es más difícil que lo visto en el modelo de Faranda.

Para el diseño de la estructura se debe de tomar en cuenta tres aspectos importantes. Primero, debido a la electroquímica del supercapacitor, éste debe de ser modelado por un largo número de ramas paralelas resistivas y capacitivas; segundo, la capacitancia depende de la diferencia de potencial en las terminales (la cual se considera en la primera rama del modelo); por último, el supercapacitor muestra una autodescarga [26].

El modelo de Zubieta [26] consta de tres ramas paralelas (Figura 3.7), con tres constantes de tiempo  $\tau$  diferentes. La primera rama domina el comportamiento del supercapacitor en el rango de los segundos en respuesta a una acción de carga; la segunda rama en el rango de los minutos; y la tercera lo determina en el rango de 10 min o más.

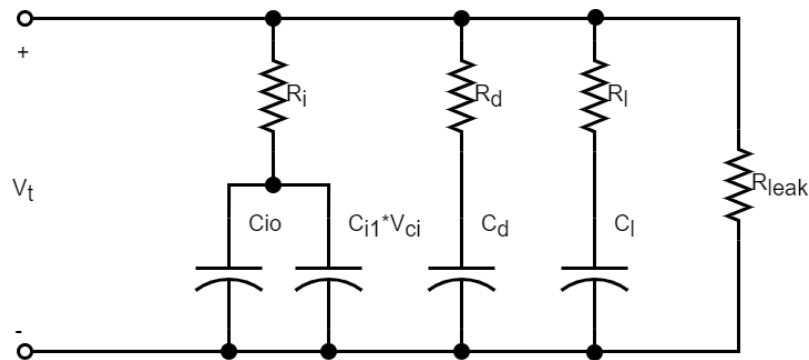


Figura 3.7 Modelo de 3 ramas de Zubieta (rama I, D y L, respectivamente).

Para determinar los parámetros de este modelo, el supercapacitor debe cargarse con una corriente constante desde los 0 voltios hasta el voltaje nominal y observar el voltaje en las terminales durante alrededor de 30 min.

#### 3.2.1. Identificación de los Parámetros de la Primera Rama

Durante los primeros 20 ms se medirá el voltaje del supercapacitor y de esa forma se podrá obtener la resistencia  $R_i$ .

$$R_i = \frac{V_1}{I_{ch}} \quad (3.13)$$

Posteriormente al aumentar 50 mV, se deberá calcular la diferencia de tiempo entre este paso y el anterior  $\Delta t = t_2 - t_1$ , por lo que la capacitancia  $C_{io}$  es:

$$C_{io} = I_{ch} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V}; \text{ donde } \Delta V = 50 \text{ mV} \quad (3.14)$$

Luego se mide el tiempo una vez que el supercapacitor haya llegado a su tensión nominal y la fuente de corriente deberá apagarse. Una vez transcurridos 20 ms de que se desconectó la fuente, se obtiene el voltaje y con la ecuación (3.14) se calcula  $C_{il}$ .

$$C_{il} = \frac{2}{V_4} \cdot \left( \frac{I_{ch} \cdot t_3}{V_4} - C_{io} \right) \quad (3.15)$$

$t_3 \rightarrow \text{tiempo de carga}$

$V_4 \rightarrow \text{Tensión despues de 20 ms que se cargo}$

### 3.2.2. Identificación de los Parámetros de la Segunda Rama

Después de que la tensión cae 50 mV, se mide el tiempo ( $t_5$ ) que avanzó y con eso se puede deducir la resistencia  $R_d$ .

$$R_d = \frac{\left( V_4 - \frac{\Delta V}{2} \right) \cdot (t_5 - t_4)}{\left( C_{io} + C_{il} \cdot \left( V_4 - \frac{\Delta V}{2} \right) \right) \cdot \Delta V} \quad (3.16)$$

Al igual que en el modelo de Faranda se necesita establecer una constante de tiempo  $\tau_d$  que debe ser fija. Luego se mide la tensión ( $V_6$ ) en un tiempo igual a  $3\tau_d$  y con esa información se calcula  $C_d$  en base a la siguiente ecuación:

$$C_d = \frac{I_{ch} \cdot t_3}{V_6} - \left( C_{io} + \frac{C_{il}}{2} \cdot V_6 \right) \quad (3.17)$$

### 3.2.3. Identificación de los Parámetros de la Tercera Rama

Al caer el voltaje otros 50 mV, se obtiene el tiempo transcurrido ( $t_7$ ) y se resta con el tiempo anterior ( $t_6$ ) para tener el incremento de tiempo y con eso calcular:

$$R_l = \frac{\left(V_6 - \frac{\Delta V}{2}\right) \cdot (t_7 - t_6)}{\left(C_{io} + C_{il} \cdot \left(V_6 - \frac{\Delta V}{2}\right)\right) \cdot \Delta V} \quad (3.18)$$

Por último, se mide el voltaje ( $V_8$ ) al transcurrir un tiempo de descarga de 30 min y se calcula el valor de la capacitancia  $C_l$ .

$$C_l = \frac{I_{ch} \cdot t_3}{V_8} - \left(C_{io} + \frac{C_{il}}{2} \cdot V_8\right) - C_d \quad (3.19)$$

### 3.2.4. Resultados Experimentales para el Modelo Zubieta

Los pasos del método de Zubieta son más estrictos que el de Faranda pero a pesar de eso en la primera rama se tuvieron valores bastante similares con los de Faranda, los cuales son 6.015 mΩ, 123.874 F y 2.089 para  $R_i$ ,  $C_{io}$  y  $C_{i1}$  respectivamente.

Para el cálculo de  $R_d$  se realizó igual que  $R_2$  en el modelo de Faranda, puesto que dio mejores resultados que el propio modelo Zubieta. Por lo que para la obtención de los valores de los componentes de la rama 2 y la rama 3 se definieron 4 constantes de tiempo, de 360 s, 223.46 s, 139 s y 100 s, y con éstas se dedujeron los componentes de las dos últimas ramas como se muestra en la Tabla 3.4

## MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

Tabla 3.4 Valores de los componentes del modelo de Zubieta con distintas constantes de tiempo.

| Constantes de tiempo de la rama D y L |         |          |         |        |
|---------------------------------------|---------|----------|---------|--------|
|                                       | 360 s   | 223.46 s | 139 s   | 100 s  |
| $C_d (F)$                             | 10.364  | 8.5      | 6.743   | 6.357  |
| $R_d (\Omega)$                        | 34.736  | 26.289   | 20.614  | 15.73  |
| $C_l (F)$                             | 1.878   | 3.742    | 5.499   | 5.885  |
| $R_l (\Omega)$                        | 291.495 | 188.33   | 123.359 | 86.167 |

Al igual que en Faranda se extrajeron 7 valores de tensión en los mismos puntos de tiempo que ya se habían utilizado con cada una de las constantes de tiempo, dando como resultado la Tabla 3.5. Este procedimiento se efectuó con el software de simulación PLECS y Excel.

De la misma manera se calcularon los errores porcentuales de la simulación con respecto a los resultados experimentales como se ve en la Tabla 3.6.

Tabla 3.5 Resultados de simulación de las distintas constantes de tiempo con respecto a las experimentales.

| Punto | Tensión Real | Tiempo    | Tensión en las distintos valores de $\tau$ |           |           |           |
|-------|--------------|-----------|--------------------------------------------|-----------|-----------|-----------|
|       |              |           | 360 s                                      | 223.46 s  | 139 s     | 100 s     |
| 1     | 16.114 V     | 300 s     | 15.6139 V                                  | 15.5388 V | 15.4888 V | 15.416 V  |
| 2     | 26.668 V     | 540 s     | 25.8439 V                                  | 25.7396 V | 25.6985 V | 25.6023 V |
| 3     | 33.855 V     | 720.02 s  | 32.7381 V                                  | 32.6358 V | 32.6117 V | 32.5065 V |
| 4     | 48.021 V     | 1114.12 s | 46.2751 V                                  | 46.2018 V | 46.2056 V | 46.091 V  |
| 5     | 46.947 V     | 1368.13 s | 45.8818 V                                  | 45.8506 V | 45.8839 V | 45.788 V  |
| 6     | 46.608 V     | 1531.14 s | 45.7571 V                                  | 45.7358 V | 45.7957 V | 45.7112 V |
| 7     | 46.241 V     | 1792.74 s | 45.6432 V                                  | 45.6662 V | 45.7048 V | 45.635 V  |

## MODELADO DEL SUPERCAPACITOR

---

Tabla 3.6 Errores porcentuales del modelo Zubieta.

|           | Error   |          |         |         |
|-----------|---------|----------|---------|---------|
|           | 360 s   | 223.46 s | 139 s   | 100 s   |
| 300 s     | 3.1035% | 3.5696%  | 3.8799% | 4.3316% |
| 540 s     | 3.0902% | 3.4813%  | 3.6354% | 3.9962% |
| 720.02 s  | 3.2991% | 3.6012%  | 3.6724% | 3.9832% |
| 1114.12 s | 3.6357% | 3.7883%  | 3.7804% | 4.0191% |
| 1368.13 s | 2.2689% | 2.3354%  | 2.2645% | 2.4687% |
| 1531.14 s | 1.8257% | 1.8714%  | 1.7428% | 1.9241% |
| 1792.74 s | 1.2928% | 1.2431%  | 1.1596% | 1.3105% |
| Promedio  | 2.6451% | 2.8415%  | 2.8764% | 3.1476% |

Los errores porcentuales promedio son más grandes incluso que el peor de todos los casos del modelo de Faranda, por consiguiente, este es más ineficiente que aquel que se vio con anterioridad, por lo que queda descartado y se utiliza en las próximas simulaciones el modelo de Faranda con una constante de tiempo de 139 segundos.

### 4. DISEÑO Y EVALUACION DE TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDOR

Con lo obtenido hasta ahora se eligieron tres topologías para el convertidor bidireccional de CD-CD, el convertidor de CD-CD con doblador de corriente[28], el de semipunto completo[12] y el paralelo de múltiples ramas[3], [4], [6], [9].

Para seleccionar la topología más adecuada al proyecto que se elaboró, se tuvo que realizar un análisis matemático en estado estable de los modelos en sentido directo (carga del supercapacitor), tomando en cuenta que los transistores  $T_3$  y  $T_4$  tendrán ciclos de trabajo complementarios a  $T_1$  y  $T_2$  respectivamente, y  $S_3$  y  $S_4$  con respecto a  $S_1$  y  $S_2$  (operación de PWMs complementarios). Así mismo, se realizaron simulaciones y se observaron las ventajas y desventajas de cada uno de los convertidores.

#### 4.1. Convertidor Paralelo de Dos Ramas

Como el convertidor paralelo de múltiples ramas depende de la dirección en la que se empleará, entonces puede funcionar como convertidor elevador o reductor, pero cuando funciona en modo reductor y la fase de cada rama está perfectamente distribuida entre las demás ramas, entonces puede reducir el rizo de la corriente de salida entre más se aumente el ciclo de trabajo, siendo el punto máximo cuando la suma de cada ciclo de trabajo de cada rama da 100% y teniendo todos estos el mismo valor.

Todo esto se puede observar en la Figura 4.1, donde la gráfica superior muestra que el rizo de corriente es de 0.21 A, pero al sumarse estas corrientes desfasadas 180 grados el rizo se reduce a un valor de 0.01 A, esta simulación se realizó con un medio puente de dos ramas. Otra ventaja de esta topología es que si una de las ramas falla el sistema no dejará de funcionar, dando una característica de redundancia al sistema y solo disminuirá su eficiencia. Debido a esto el convertidor de múltiples ramas fue seleccionado para usarlo en combinación con uno de los otros dos convertidores con un ciclo de trabajo fijo del 50%.

Debido a que este convertidor paralelo se usará en combinación con cualquiera de las otras dos topologías, se determinará primero su ganancia de tensión de acuerdo a la configuración que se muestra en la Figura 4.2. El análisis presentado a continuación se realiza para el estado de operación del circuito cuando funciona de manera directa. Como la

conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia (MOSFET) no se ejecuta al mismo tiempo, está desfasada 180 grados y los inductores son del mismo valor, por lo que con analizar una de las ramas es más que suficiente.

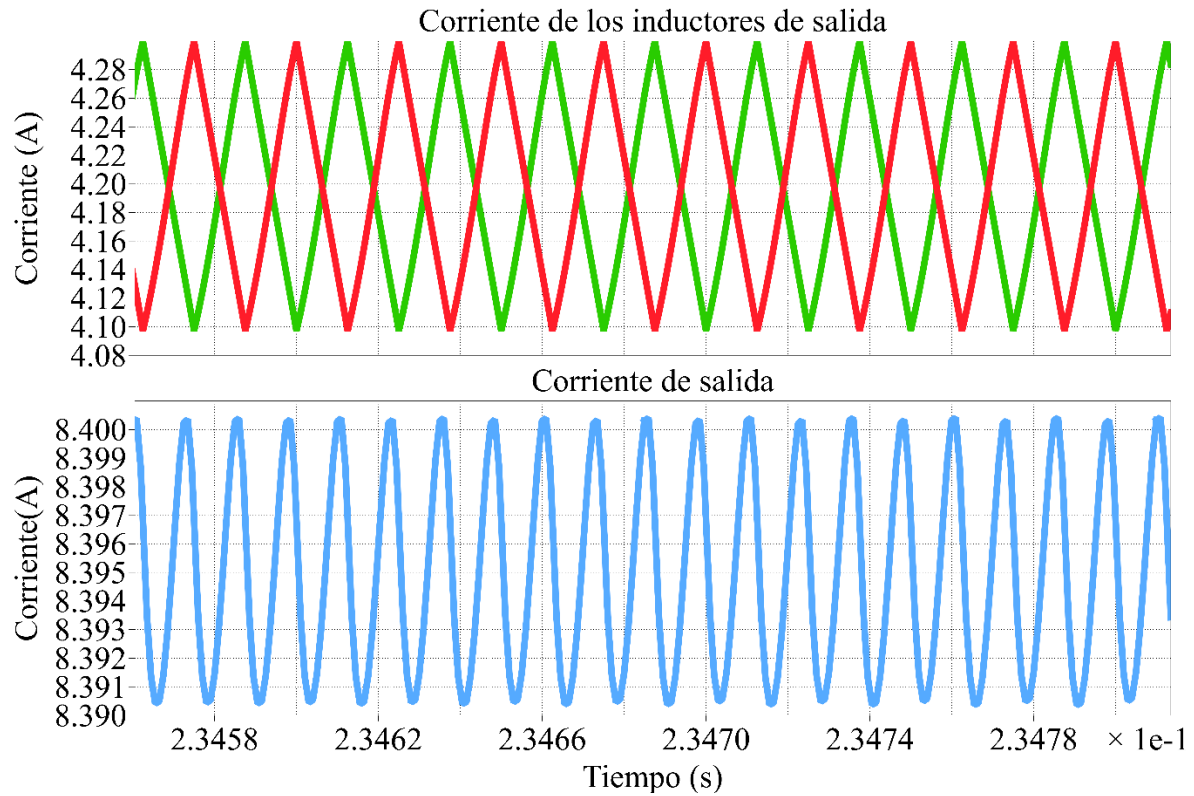


Figura 4.1 Corrientes presentes en un medio puente de dos ramas.

Cuando el interruptor  $S_1$  esté encendido la corriente circula por el y el diodo transistor  $S_3$  estará apagado, puesto que está en inversa, por lo tanto, el inductor  $L_1$  se empieza a cargar y de acuerdo a la ecuación (4.1), se puede determinar el rizo de corriente, si se trabaja con incrementos en lugar de las derivadas, como se muestra en la ecuación (4.2).

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (4.1)$$

$$\Delta i = \frac{1}{L} V_L \Delta t \quad (4.2)$$

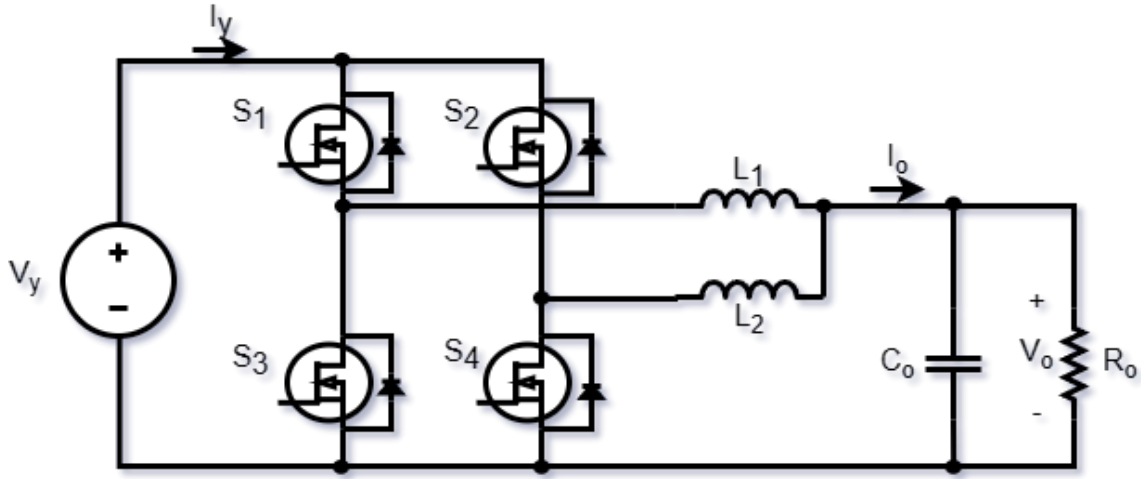


Figura 4.2 Convertidor medio puente de dos ramas.

Al realizar un análisis de mallas se puede determinar la tensión en el inductor,  $\Delta t$  se define con la frecuencia de conmutación y el rizo de corriente se obtiene cuando esté encendido de acuerdo a (4.3), donde  $D_2$  es el ciclo de trabajo,  $T_s$  el periodo de conmutación,  $V_o$  la tensión de salida en el supercapacitor,  $V_y$  la tensión de entrada y  $L_1$  la inductancia.

$$\Delta i_{L1(ON)} = \frac{1}{L_1} (V_y - V_o) D_2 T_s \quad (4.3)$$

Ahora cuando el interruptor está apagado, entonces el inductor  $L_1$  que estaba cargado se empezará descargar a través del transistor  $T_3$ , por lo que el voltaje presente en el inductor es  $-V_o$ , por consecuencia el rizo se puede inferir como la ecuación (4.4).

$$\Delta i_{L1(OFF)} = \frac{1}{L_1} (-V_o) (1 - D_2) T_s \quad (4.4)$$

A causa de que el inductor entrega la misma energía que la que recibe, es por ello que tanto la pendiente de subida de rizo y de caída es la misma y con eso se puede obtener la relación de tensión de entrada y salida (4.5).

$$\Delta i_{L1(ON)} = -\Delta i_{L1(OFF)} \quad (4.5)$$

$$\frac{V_o}{V_y} = D_2$$

Para obtener la corriente promedio de los inductores, se evalúa la ecuación (4.6), donde  $\widetilde{I}_{L1}$  es el valor mínimo de la corriente y se obtiene la ecuación (4.7)

$$I_{L1} = \frac{1}{2} \Delta i_{L1} + \widetilde{I}_{L1} \quad (4.6)$$

$$I_{L1} = \frac{V_o(1 - D_2)}{2L_1f_s} + \widetilde{I}_{L1} \quad (4.7)$$

Ya que  $I_o$  es la suma de las corrientes de los inductores y como estas tienen las mismas características, exceptuando que están desfasadas 180 grados; por consiguiente, el valor promedio de la corriente de salida puede ser calculado en (4.8).

$$I_o = \frac{V_o(1 - D_2)}{L_1f_s} + 2\widetilde{I}_{L1} \quad (4.8)$$

En cuanto el valor del capacitor, se deberá calcular el rizo de tensión  $V_o$  y para esto primero se deberá calcular el rizo de la corriente de salida, puesto que en la suma de la corriente de los inductores el rizo se disminuye, entonces de acuerdo a la Figura 4.3 el rizo de corriente de salida se determina como:

$$\Delta I_o = \Delta I_{L1} - (I_a - I_b) \quad (4.9)$$

A causa de que  $I_a - I_b$  es una porción del rizo, entonces la ecuación (4.9) se puede evaluar de acuerdo a (4.10) y como se puede notar, al aumentar el ciclo de trabajo  $D_2$  el rizo de corriente disminuirá.

$$\Delta I_o = \frac{V_o(1 - D_2)}{L_1f_s} - \frac{V_oD_2}{L_1f_s} \quad (4.10)$$

$$\Delta I_o = \frac{V_o}{L_1 f_s} (1 - 2D_2)$$

Con esta información se puede obtener el rizo de tensión con la relación de la carga, corriente y tensión, y utilizando las fórmulas de (4.10) y (4.11) se obtiene el rizo de tensión y como se puede observar en (4.12) conforme  $D_2$  aumente, el rizo disminuirá, siendo el punto mínimo cuando el ciclo de trabajo es igual a 50% y a fin de que sea lo más pequeño posible, entonces el ciclo de trabajo será de 50% fijo y a consecuencia el valor del capacitor tiende a 0 F.

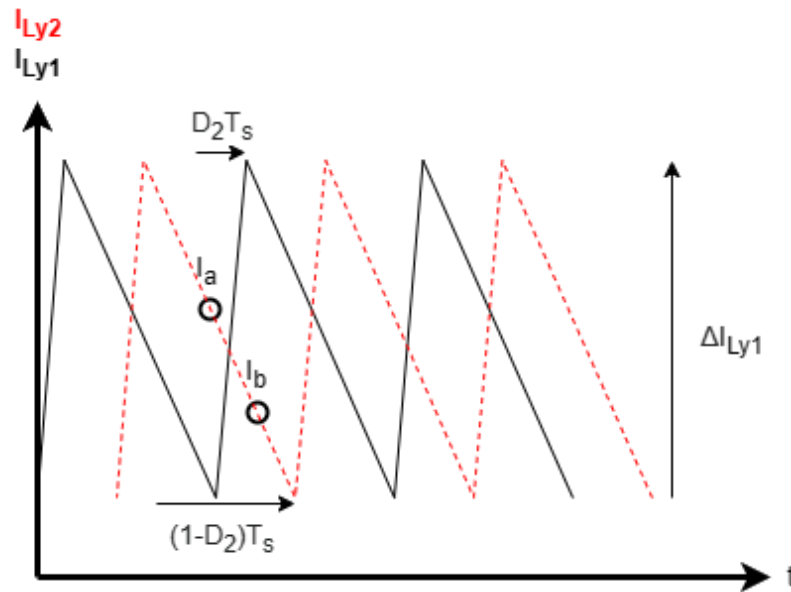


Figura 4.3 Rizo de corrientes de los inductores.

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} \text{ donde } \Delta Q = \frac{1}{16f_s} \Delta I_o \quad (4.11)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1 - 2D_2)}{16L_1 C_o f_s^2} \quad (4.12)$$

Para el análisis de las tensiones máximas y corrientes máximas, se debe de asumir el máximo nivel de ciclo de trabajo que es de 50%. Para las tensiones, es fácil detectar su tensión máxima ya que es igual a  $V_y$  para todos los transistores, en cambio para la corriente se toma en

cuenta que cuando está en corto el transistor, toda la corriente del inductor circula por este y debido a que la corriente del inductor es la mitad de la corriente de salida, la cual entonces circularía por el transistor, solo hay que sumar la mitad del rizo del inductor, para obtener así la corriente máxima.

$$I_{Smax} = \frac{1}{2} I_{omax} + \frac{V_o}{4L_1 f_s} \quad (4.13)$$

### 4.2. Convertidor Semipuerto Completo

Este convertidor es capaz de operar con una potencia de hasta 500W, y el diseño consta de cuatro transistores, tres capacitores, un transformador con 3 devanados, uno primario y dos secundarios y un inductor, como se ve en la Figura 4.4, aunque como este funcionará de manera bidireccional, entonces los diodos se sustituirían por transistores con diodos en antiparalelo.

El convertidor solo funciona con un ciclo de trabajo máximo de 50%, por encima de ese valor se provoca un corto circuito entre los transistores  $T_1$  y  $T_2$ . Puesto que  $T_3$  y  $T_4$  utilizan ciclos complementarios, estos conmutarán con un ciclo de trabajo mínimo de 50% y máximo 100%.

Como se mencionó anteriormente el análisis se hizo en sentido directo, por lo que el estudio se enfoca en los transistores  $T_1$  y  $T_2$ . Cuando el transistor  $T_2$  este encendido, entonces la tensión  $V_p$  será igual a  $\frac{V_d}{2}$  y los secundarios tendrán una tensión más elevada, según la ecuación (4.14).

$$V_{s1} = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_d}{2} \quad (4.14)$$

Con esta información se determina que el transistor  $T_3$  está encendido y el transistor inferior estará apagado, entonces el voltaje en el inductor es el que se muestra en (4.15) y con ayuda de (4.2) se establece el rizo de corriente, dando como resultado (4.16). Ya que los transistores  $T_3$  y  $T_4$  actúan como un rectificador, entonces dará el mismo resultado si el análisis se hace sobre el transistor  $T_1$  o  $T_2$ .

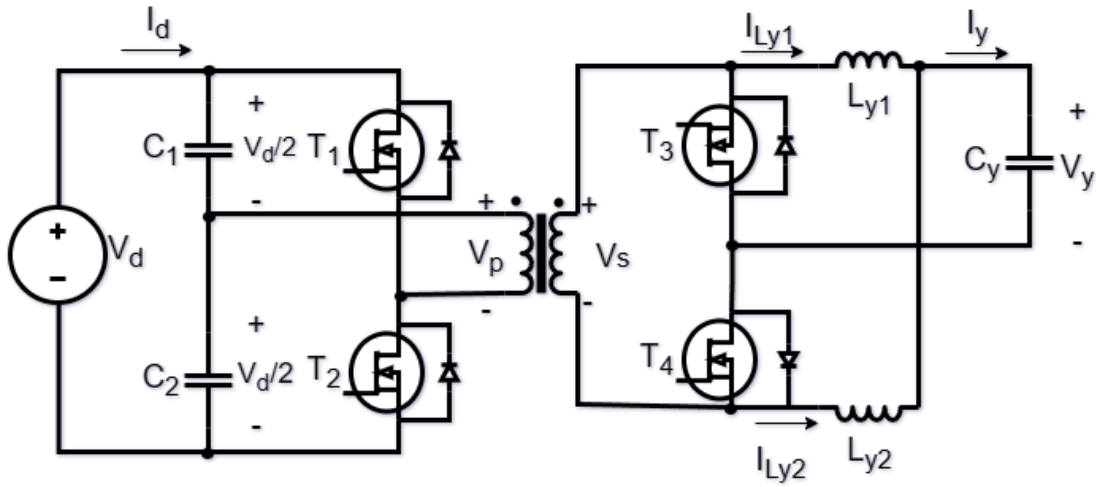


Figura 4.4 Convertidor semipunto completo.

$$V_{Ly} = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_d}{2} - V_y \quad (4.15)$$

$$\Delta i_{Ly(ON)} = \frac{1}{L_y} \left( \frac{N_2}{N_1} \frac{V_d}{2} - V_y \right) D_1 T_s \quad (4.16)$$

Cuando el transistor  $T_1$  y  $T_2$  están apagados no habrá voltaje en el primario y por la relación de voltaje en un transformador, entonces tampoco habrá tensión en los devanados secundarios, por lo que el voltaje en el inductor se define como (4.17) y de esa manera se puede determinar el rizo de corriente de caída (4.18).

$$V_{Ly} = -V_y \quad (4.17)$$

$$\Delta i_{Ly(ON)} = \frac{1}{L_y} (-V_y) \left( \frac{1}{2} - D_1 \right) T_s \quad (4.18)$$

Con eso se determina la ganancia de tensión en el convertidor semipunto completo y el cual estará conectado al convertidor medio puente de dos ramas, por consiguiente, las ganancias se multiplican como en las ecuaciones (4.19) y (4.20).

$$\frac{V_y}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D_1 \quad (4.19)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{I_d}{I_o} = \frac{N_2}{N_1} D_1 D_2 \quad (4.20)$$

Por otro lado, la corriente promedio se define en base a la ecuación (4.6) y al inductor  $L_y$ , obteniendo así la ecuación (4.21) y considerando a (4.5) se deja en términos de  $V_o$ , aunque se requiere que esté en términos de la corriente de salida  $I_o$ .

$$I_{Ly} = \frac{1}{2} \frac{V_o \left( \frac{1}{2} - D_1 \right) T_s}{D_2 L_y} + \widetilde{I}_{Ly} \quad (4.21)$$

En la Figura 4.5 se puede notar que la corriente promedio  $I_{Ly}$  es la suma de las corrientes del transistor  $S_1$  y  $S_2$ , la corriente  $I_{L1}$  es la suma de la corriente  $I_{DS3}$  y la del transistor  $S_1$  y a su vez la corriente  $I_o$  es la suma de la corriente de los inductores, con todas estas relaciones se puede conocer la igualdad entre (4.21) e  $I_o$ . Aunque primero se deberá encontrar una ecuación que defina la corriente promedio  $I_{DS3}$  del transistor  $S_3$ . Por lo que basándose en la Figura 4.6 la corriente promedio se define como en (4.22).

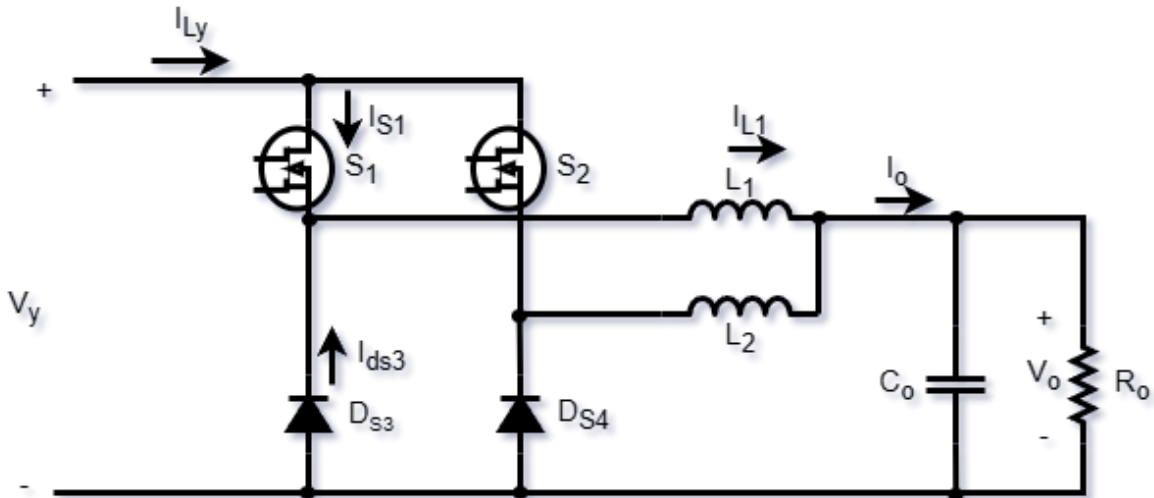


Figura 4.5 Corrientes en el medio puente de dos ramas.

$$I_{DS3} = \left[ \frac{1}{2} \Delta I_{L1} (1 - D_2) T_s \right] \frac{1}{T_s} + [\widetilde{I}_{L1} (1 - D_2) T_s] \frac{1}{T_s} \quad (4.22)$$

$$I_{DS3} = I_{L1} (1 - D_2)$$

Con la relación mencionada antes y ya calculada la corriente del transistor, se puede obtener la relación de la corriente de salida con respecto al inductor  $L_y$  (4.23), utilizando álgebra básica, si eliminamos el segundo término en la suma podremos obtener el inductor mínimo para que se obtenga la corriente promedio de salida esperada en modo de conducción continua.

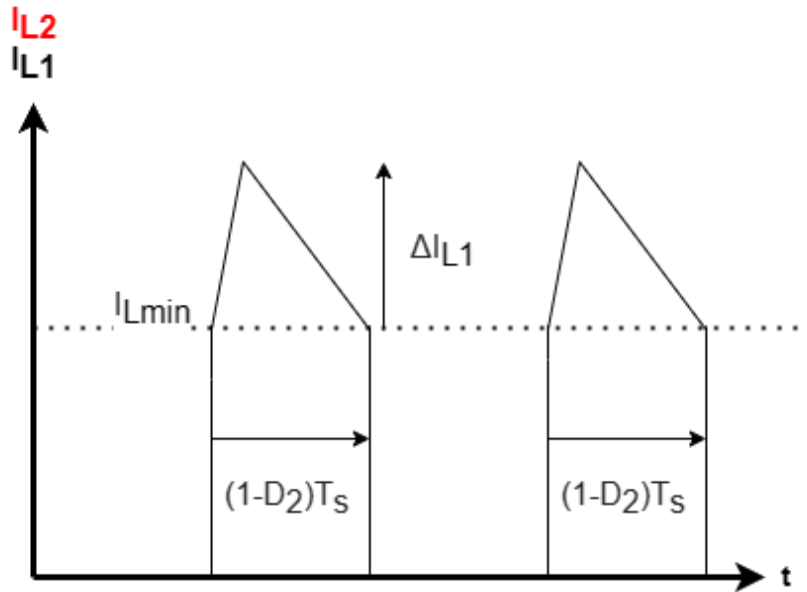


Figura 4.6 Corriente presente en el diodo.

$$I_o = \frac{1}{2} \frac{V_o \left( \frac{1}{2} - D_1 \right) T_s}{D_2^2 L_y} + \frac{\widetilde{I}_{Ly}}{D_2} \quad (4.23)$$

Después se calculó una ecuación que relacione el capacitor  $C_y$  con el rizo de voltaje con ayuda de (4.11) y se puede obtener la nueva relación (4.24) en este convertidor.

$$\frac{\Delta V_y}{V_y} = \frac{1}{16} \frac{\left(\frac{1}{2} - D_1\right)}{L_y C_y f_s^2} \quad (4.24)$$

La tensión máxima de  $T_1$  y  $T_2$  cuando están abiertos es igual a la tensión de entrada de  $V_d$ , por otro lado, para la corriente se tomará como ejemplo que el transistor  $T_2$  esté encendido, como se muestra en la Figura 4.7 la fuente de voltaje  $V_d$  está en serie con el capacitor  $C_1$ , obteniendo así otra tensión de  $\frac{V_d}{2}$  y como se tiene los mismos voltajes en paralelo, entonces las corrientes son iguales. Por lo tanto, al despejar  $I_d$  de (4.20) y se multiplica por 2, se consigue la corriente máxima de estos transistores como muestra en (4.25).

$$I_{T2max} = I_{T1max} = \frac{1}{2} \frac{N_2}{N_1} I_{omax} \quad (4.25)$$

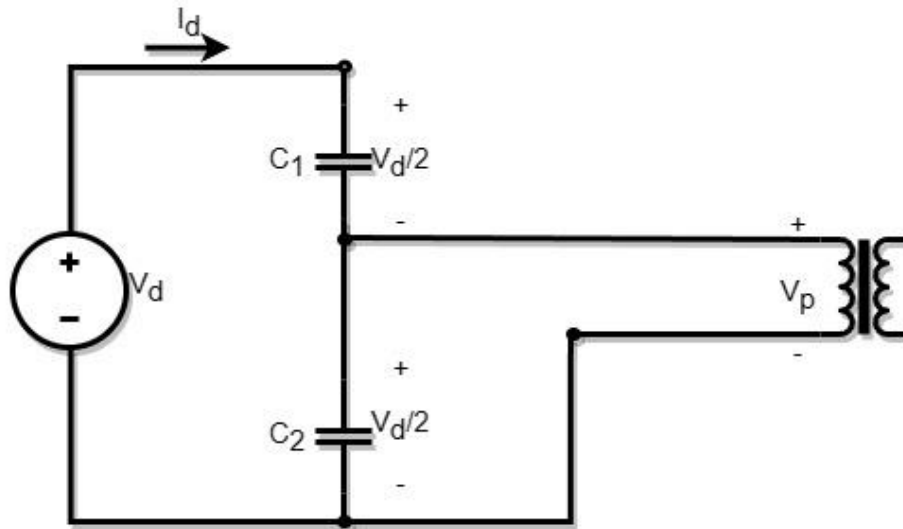


Figura 4.7 Ilustración de ejemplo cuando  $T_2$  este encendido en el convertidor.

Ahora los transistores  $T_3$  y  $T_4$  soportan una tensión máxima de  $\frac{N_2}{N_1} V_d$  según la relación del transformador, para el caso de la corriente se puede notar que su máximo pico es  $I_y$ , por consecuencia su pico máximo es un medio de la corriente promedio mas  $\frac{1}{2} \Delta I_y$ , como en (4.26).

$$I_{T3max} = I_{T4max} = \frac{1}{2}I_{omax} + \frac{N_2V_d}{32N_1L_yf_s} \quad (4.26)$$

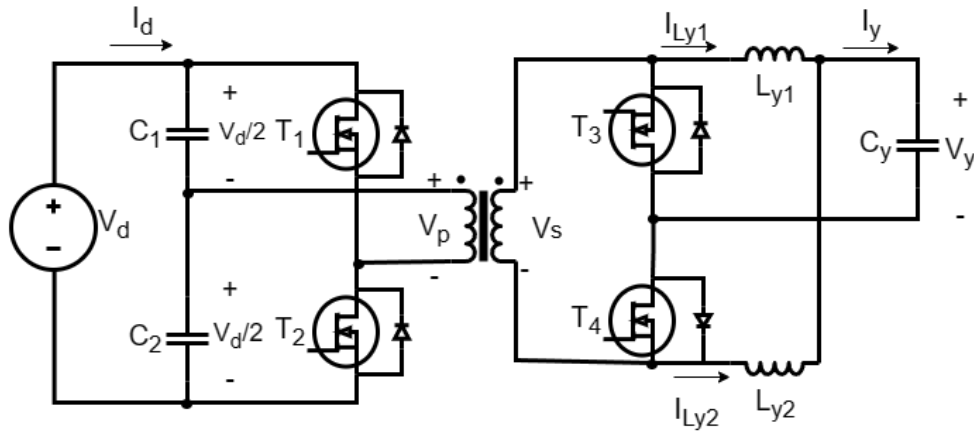


Figura 4.8 Convertidor de medio puente con doblador de corriente.

#### 4.3. Convertidor de Medio Puente con Doblador de Corriente

Al igual que el convertidor anterior puede operar con una potencia de hasta 500 W, solo que este consta de solo dos devanados en el transformador, pero incluye un inductor más, como se observa en la Figura 4.8, la conmutación de los transistores es similar al anterior convertidor estudiado.

Al  $T_2$  estar encendido tendremos un voltaje de  $\frac{V_d}{2}$  en el primario y el transistor  $T_3$  permanecerá apagado, ocasionando que el inductor  $L_{y1}$  se cargue, como los inductores están conectados a los extremos del devanado secundario, entonces sus corrientes estarán desfasadas 180 grados, provocando que el rizo se disminuya y además el análisis es el mismo.

Cuando  $T_2$  este encendido entonces habrá una tensión de  $\frac{V_d}{2}$  en el primario del transformador, por lo que en el secundario obtendrá una tensión de  $\frac{N_2V_d}{N_12}$ , al estar cargado de manera positiva, así que el transistor  $T_3$  no se enciende por tener un ciclo complementario a  $T_2$ , por consiguiente, el inductor  $L_{y1}$  empieza a cargarse, dando como resultado el voltaje de (4.27) y con eso se puede obtener el rizo de subida (4.28).

$$V_{Ly1} = \frac{N_2}{N_1} \frac{V_d}{2} - V_y \quad (4.27)$$

$$\Delta i_{Ly1(ON)} = \frac{1}{L_{y1}} \left( \frac{N_2}{N_1} \frac{V_d}{2} - V_y \right) D_1 T_s \quad (4.28)$$

Cuando  $T_2$  esta apagado, el transistor  $T_3$  se enciende, por lo que su voltaje es igual a  $-V_y$  y su rizo se determina con la (4.29).

$$\Delta i_{Ly1(OFF)} = \frac{1}{L_{y1}} (-V_y)(1 - D_1)T_s \quad (4.29)$$

Al realizar la igualdad de los rizados de subida y de bajada se obtiene la ganancia de tensión y al multiplicarla por la del convertidor de dos ramas nos da la ganancia total del convertidor (4.30), la cual se diferencia en que es la mitad del convertidor de semipunto completo.

$$\begin{aligned} \frac{V_y}{V_d} &= \frac{N_2}{N_1} \frac{D_1}{2} \\ \frac{V_o}{V_d} &= \frac{I_d}{I_o} = \frac{1}{2} \frac{N_2}{N_1} D_1 D_2 \end{aligned} \quad (4.30)$$

En el caso de la corriente promedio se utiliza (4.6), pero como se necesita que esté en términos de la corriente de salida  $I_o$ , entonces se utiliza a (4.22) y tomando en cuenta que la corriente  $I_y$  es la suma de las corrientes de los inductores  $L_{y1}$  y  $L_{y2}$  se llega a (4.31).

$$I_o = \frac{V_o(1 - D_1)}{D_2^2 L_{y1} f_s} + \frac{2\widetilde{I_{Ly1}}}{D_2} \quad (4.31)$$

La ecuación que relaciona al capacitor con el rizo de voltaje es similar a la que se obtuvo para el medio puente de dos ramas, por lo tanto, al realizar el análisis se llega a una ecuación semejante (4.32).

$$\frac{\Delta V_y}{V_y} = \frac{(1 - 2D_1)}{16L_{y1}C_y f_s^2} \quad (4.32)$$

Al igual que el convertidor de semipunto completo, la tensión máxima en  $T_1$  y  $T_2$  es la misma, en el caso de la corriente se utiliza el mismo análisis, a excepción de que la ecuación de ganancia de corriente es la mitad del convertidor visto en la sección anterior por lo que la corriente máxima es la que se muestra en la ecuación (4.33)

$$I_{T2max} = I_{T1max} = \frac{1}{4} \frac{N_2}{N_1} I_{omax} \quad (4.33)$$

Al no haber dos devanados secundarios en el transformador, por consiguiente, la tensión máxima en  $T_3$  y  $T_4$  cambia a  $\frac{N_2 V_d}{N_1 2}$ ; en la Figura 4.9 se aprecia que la corriente  $I_y$  circula por el transistor  $T_4$  y esta es igual a la mitad de la corriente de salida promedio más el rizo de corriente de  $I_y$ , como muestra (4.34).

$$I_{T3max} = I_{T4max} = \frac{1}{2} I_{omax} + \frac{N_2 V_d}{8N_1 L_{y1} f_s} \quad (4.34)$$

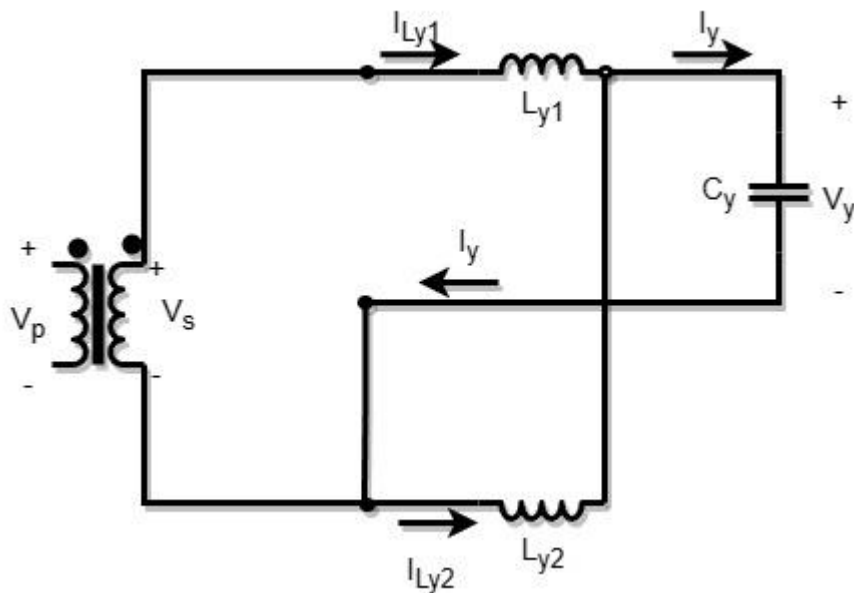


Figura 4.9 Ilustración de ejemplo cuando  $T_4$  este encendido en el convertidor.

### 4.4. Cálculo de los Componentes

Para el cálculo de todos los componentes del convertidor se consideraron los siguientes parámetros de diseño:

- Tensión de entrada,  $V_d=100$  V,
- Tensión de salida,  $V_o=48$  V,
- Frecuencia de conmutación,  $f_s=40$  kHz,
- Corriente de salida,  $I_o=8.5$  A,
- Rizos de corriente y tensión del 5%,

Para el convertidor de semipunto completo la relación de vueltas se valoró en  $\frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{3}$  y con (4.20) se determinó el ciclo de trabajo  $D_1$ , el cual es de 32%. la corriente del inductor  $L_1$  es igual a la mitad de la corriente de salida, es decir 4.25 A y ya que se busca un rizo de corriente del 5%, por consiguiente, el incremento en el inductor  $L_1$  es de 0.2125 A y con (4.4) se deduce el valor del inductor  $L_1$  y  $L_2$  que es de 2.82 mH. Se realizó el mismo procedimiento para el inductor  $L_y$ , con sus respectivas ecuaciones y relaciones, dando como solución un inductor de 2.03 mH. Por último, se calculó el capacitor  $C_y$  con (4.24), el cual nos da un valor de 69.173 nF.

En el convertidor de medio puente con doblador de corriente se usa una relación de vueltas igual a 1/6; se utilizan sus ecuaciones correspondientes para obtener los valores de los componentes y se realiza un análisis similar al anterior, dándonos así un valor de 2.82 mH para los inductores  $L_1$  y  $L_2$ , 15.36 mH para los inductores  $L_{y1}$  y  $L_{y2}$  y un capacitor  $C_y$  de 18.31 nF.

Para las tensiones y corrientes máximas se asume una corriente de salida máxima de 10 A y los ciclos de trabajo de 50% y utilizando las ecuaciones mencionadas para esto, cabe notar que para los transistores del medio puente de dos ramas se tuvo que modificar las ecuaciones ya que estaban en términos de  $V_y$  y  $V_o$  y se requieren en términos de  $V_d$ , por lo que se modificaron con las ecuaciones de ganancia de cada convertidor. Dando como resultados para ambos convertidores los resultados de la Tabla 4.1. Aunque se debe tomar en cuenta que, en

inversa, los convertidores funcionan como elevadores, por lo que las tensiones pueden ser mayores en el caso de los transistores  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  y  $T_4$ , excepto los demás, ya que trabajaron con un ciclo de trabajo fijo de 50%. En las corrientes no habrá cambio ya que  $I_o$  se asume como máximo, por lo que se aplicó un fusible para evitar sobre corrientes. Para obtener las tensiones máximas en inversas, se debe tomar en cuenta que la ecuación de ganancia del convertidor con doblador de corriente en inversa es (4.35); con esta se pueden obtener las tensiones máximas de los transistores  $T$ , no obstante, el ciclo de trabajo  $D_1$  va de 50% a 100%, así que se adjudica un ciclo de 90%, debido a que en un convertidor elevador conforme se va alcanzando un ciclo de trabajo de 100%, la tensión empieza a disminuir. Los transistores  $T_1$  y  $T_2$  soportan una tensión de  $V_d$ , y  $T_3$  y  $T_4$  una de  $\frac{N_2 V_d}{N_1 2}$ , por lo que utilizando a (4.35) se obtienen las tensiones máximas, ocupando una tensión  $V_o$  de 48 V; logrando así los resultados en la Tabla 4.1.

$$\frac{V_d}{V_o} = \frac{N_1}{N_2} \frac{2}{(1 - D_1)(1 - D_2)} \quad (4.35)$$

Tabla 4.1 Tensiones y corrientes máximas en los convertidores en la dirección directa.

| Transistores | Tensiones máximas | Corrientes máximas | Tensiones máximas (Inversa) |
|--------------|-------------------|--------------------|-----------------------------|
| T1 y T2      | 100 V             | 15 A               | 320 V                       |
| T3 y T4      | 300 V             | 5.12 A             | 960 V                       |
| S1 y S2      | 150 V             | 5.16 A             |                             |
| S3 y S4      | 150 V             | 5.16 A             |                             |

### 4.5. Resultados de Simulación del Convertidor Propuesto

Las simulaciones se realizaron en el software PLECS, con los valores que se determinaron para cada convertidor y con una resistencia de carga de  $5.65 \Omega$ , en lugar del supercapacitor (para sus respectivas simulaciones se requiere del control difuso) en sentido directo, lo que se observó fue la tensión de salida, corriente de salida en los convertidores y tensiones y corrientes máximas en los transistores.

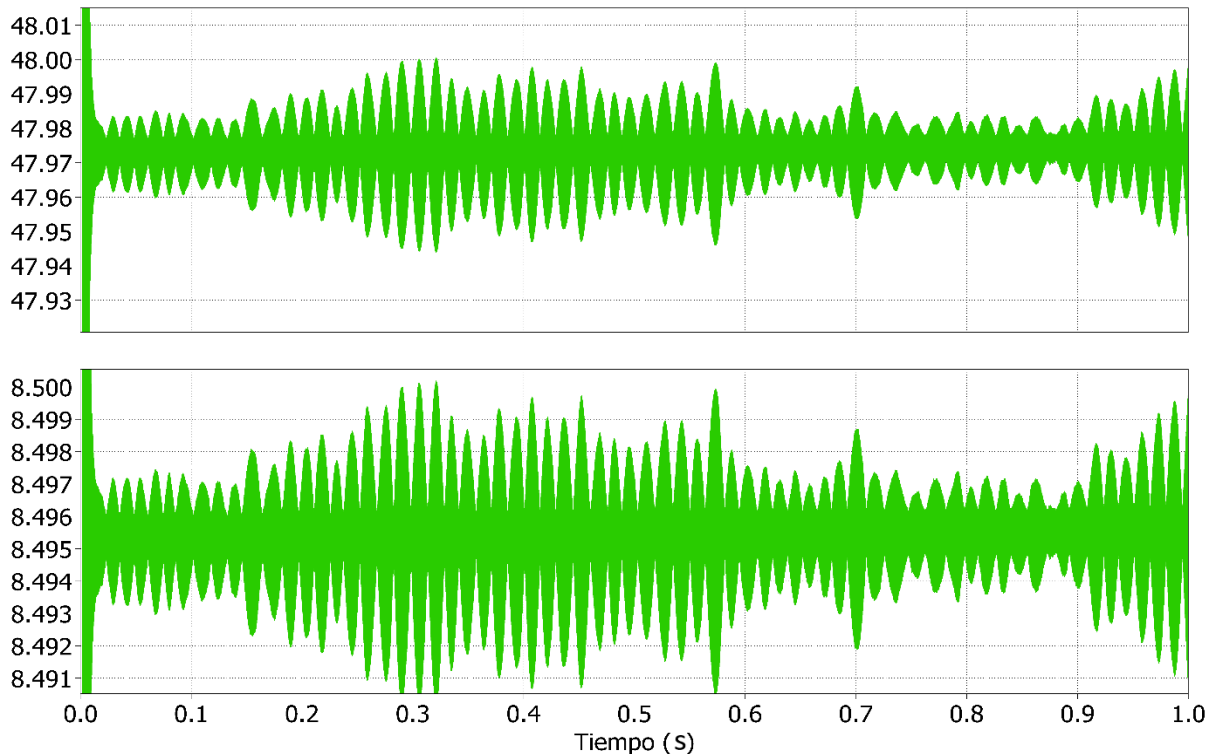


Figura 4.10 Tensión (gráfica superior) y corriente (gráfica inferior) de salida en el semipunto completo.

Con la Figura 4.10 se puede analizar que el rizo de voltaje es de al menos 50 mV y el de corriente de 9 mA, para el caso del convertidor de semipunto completo; en cambio en el convertidor de medio puente con doblador de corriente el rizo va disminuyendo conforme avanza el tiempo según la Figura 4.11 pero si medimos los rizados a la mitad del tiempo se puede observar que el de voltaje es de 25 mV y el de corriente de 4 mA. Aunque la diferencia es a favor del convertidor con doblador de corriente, no es mucha, pero gracias al doblador de corriente los rizados son más estables, a diferencia del otro convertidor que presenta picos más inestables.

Después se establecieron los ciclos de trabajo en 50% y la corriente de salida se estableció en 10 A, para así observar las corrientes y tensiones en los transistores como se mira en las Figura 4.12 y Figura 4.13, lo primero que se notó es que en ambos convertidores se obtienen los mismos valores como se predijo y también se obtienen los mismos valores de tensiones y corrientes que los calculados.

Con toda esta información se seleccionó el convertidor con doblador de corriente, ya que solo consta de un devanado en el secundario, facilitando los cálculos y la construcción de este; ofrece rizados más estables y también ayuda en la disminución del rizo de corriente, como se mencionó anteriormente.

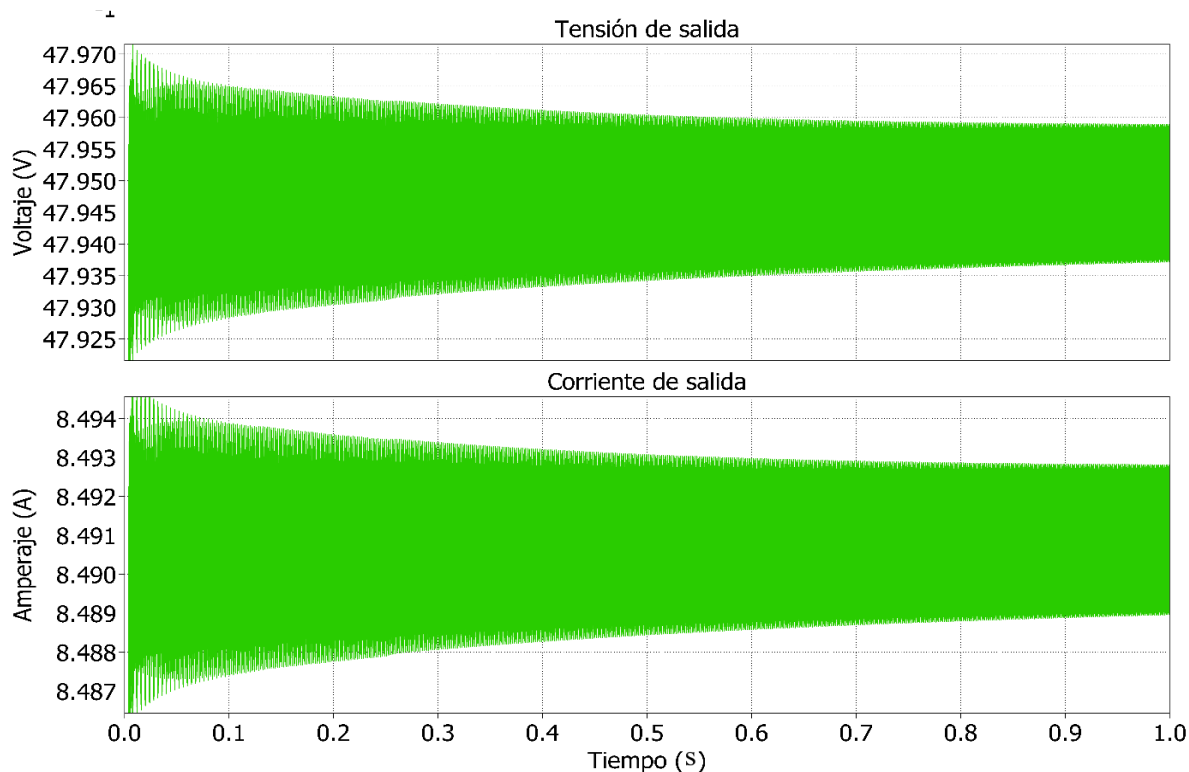


Figura 4.11 Tensión y corriente de salida en el medio puente con doblador de corriente.

Como se muestra en la Figura 4.12 y Figura 4.13, las tensiones y corrientes máximas son similares a las que se obtuvieron en la Tabla 4.1. Con esta confirmación se puede buscar los MOSFET que cumplan los requerimientos de estrés a los que estén sometidos, así como la frecuencia de conmutación que operaran. Siendo los CMF10120D [29] los que cumplen las necesidades para los transistores  $T$  y los IRF640N [30] para los transistores  $S$ .

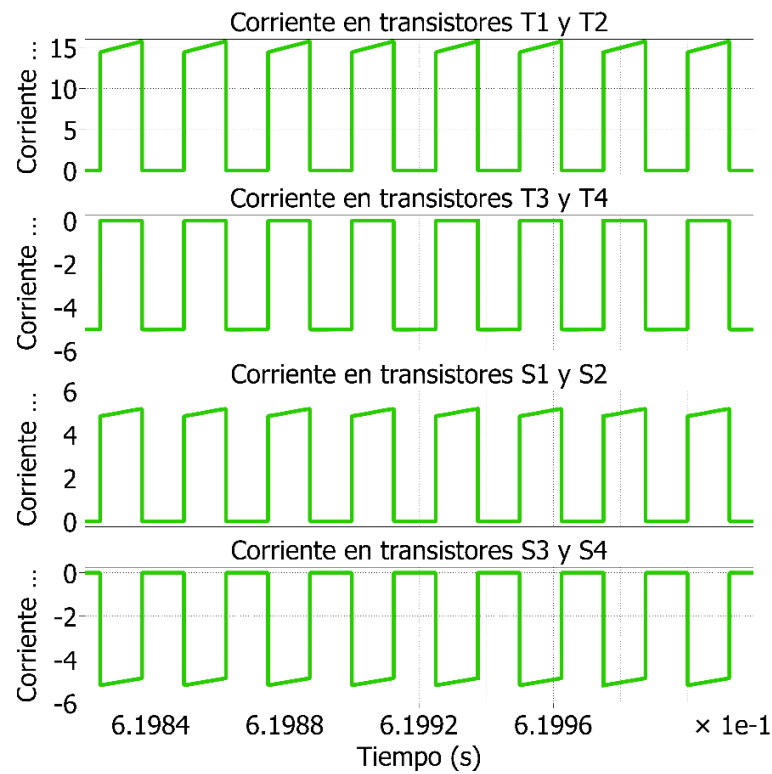


Figura 4.12 Corrientes máximas en transistores.

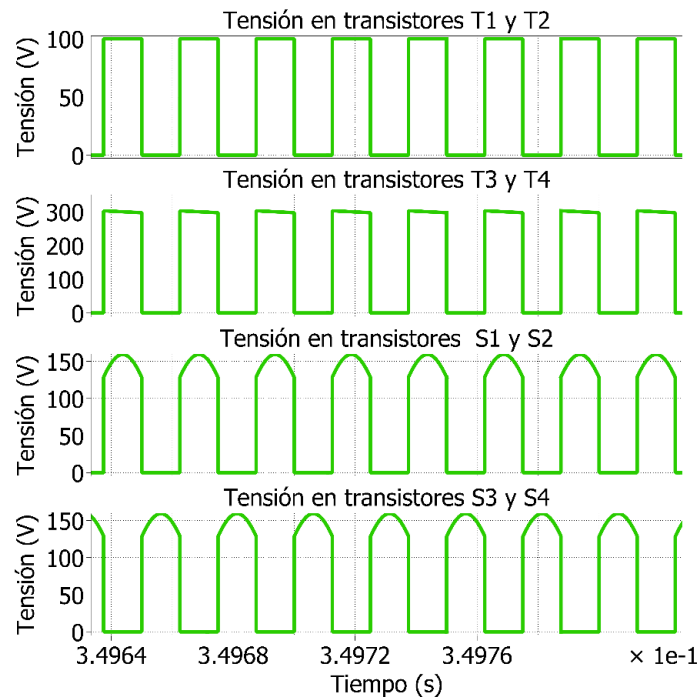


Figura 4.13 Tensiones máximas en transistores.

Para el caso de sentido en inversa se manejó el mismo ciclo de trabajo, pero se eliminó la fuente de entrada de 100 V, para sustituirla por una resistencia de 100  $\Omega$ ; y la resistencia de 5.65  $\Omega$  se cambió por una fuente de 48 V. Con el método de control por PWM complementarios se logra conseguir que, para un mismo ciclo de trabajo, el convertidor sea capaz de operar en dos sentidos, como se muestra en la Figura 4.14.

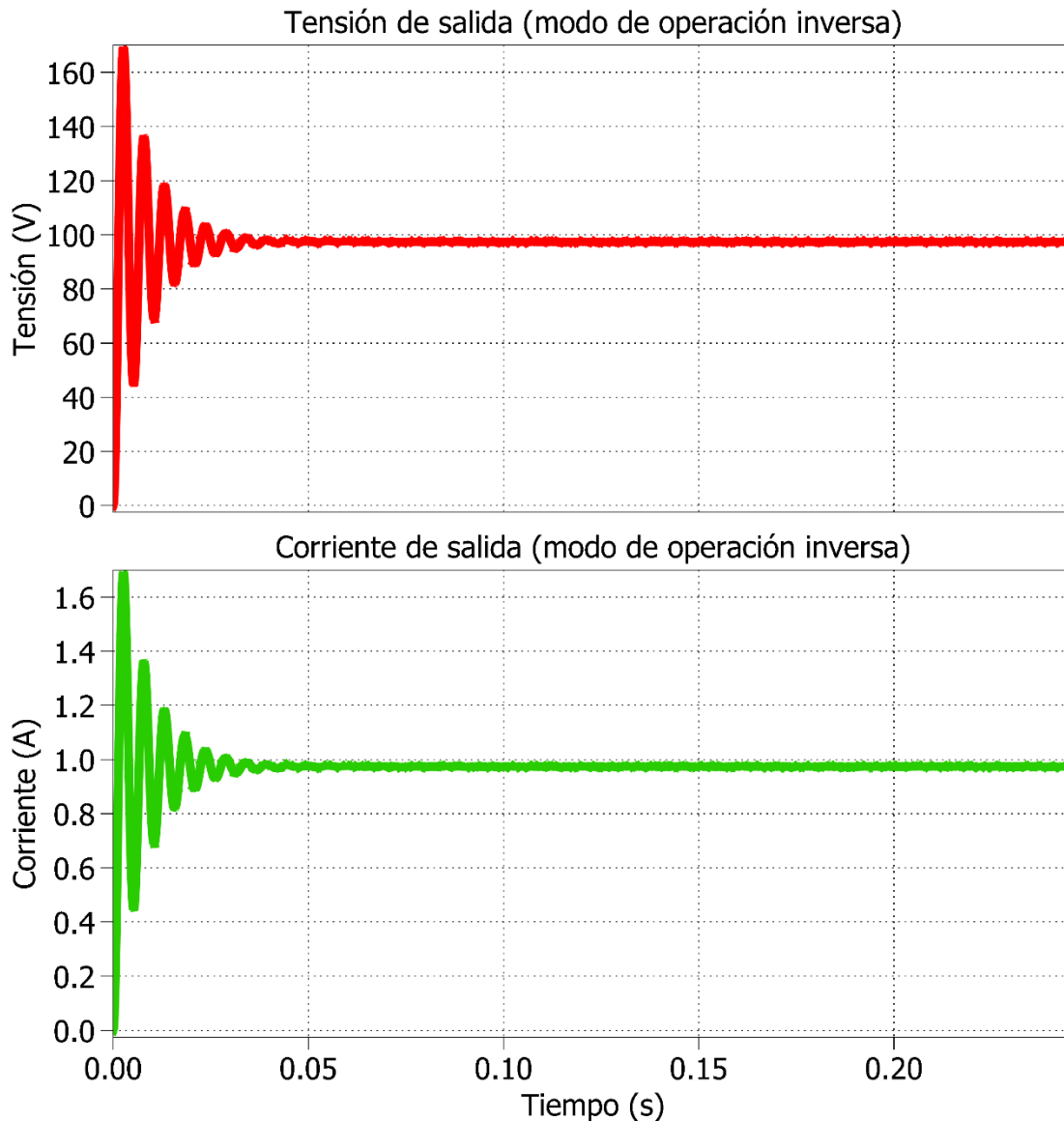


Figura 4.14 Tensión y corriente a la entrada del convertidor cuando opera en inversa (descarga).

### 4.6. Diseño de Componentes Magnéticos

Debido a que se usa un transformador y cuatro inductores, se tiene que hacer un diseño matemático para evitar saturaciones en los núcleos que se lleguen a seleccionar, así como el sobrecalentamiento por la elección de un cable magnético con un calibre no idóneo. Para esto se tomó como referencia a [31] en el diseño de estos componentes.

#### 4.6.1. Transformador de Alta Frecuencia

Para su diseño se tiene que considerar que el convertidor opera en los límites (en el sentido de carga), esto quiere decir que sus características son:

- Tensión en el primario  $V_p$  de 51.07 V
- Tensión en el secundario  $V_o$  de 306.41 V
- Corriente en el primario  $I_p$  de 15.38 A
- Corriente en el secundario  $I_o$  de 2.56 A
- Frecuencia de conmutación de 40 kHz
- Eficiencia  $\eta$  del 95%
- Constante de regulación  $\alpha$  (se refiere a las pérdidas en el cobre) de 0.5
- Constante de ventana  $K_u$  (hace referencia al espacio vacío en el núcleo) de 0.3

Puesto que se opera a frecuencias muy altas, entonces se presenta el efecto *skin* en los devanados; por lo que se deberá seleccionar el calibre máximo con el que se puede trabajar, primero se necesita calcular la constante  $\epsilon$  según (4.36), que representa el radio del cable en cm.

$$\epsilon = \frac{6.62}{\sqrt{f_s}} = 0.0662 \text{ cm} \quad (4.36)$$

Con estos datos se calcula el área de cobre, teniendo así que usar un grosor máximo de  $3.442 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$ , siendo muy similar al calibre AWG 22 que tiene un área de  $3.243 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$ , una resistencia por centímetro de  $531.4 \frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$ .

La potencia de salida máxima es de 784.41 W, pero como el transformador tiene pérdidas, por consiguiente, la potencia de entrada requerida es como lo muestra (4.38).

$$P_{in} = \frac{P_o}{\eta} = 825.694 \text{ W} \quad (4.37)$$

Si sumamos la potencia de entrada más la potencia de salida, obtenemos una potencia aparente  $P_t$  que nos da un total de 1.61 kW, no confundir con la magnitud de la potencia aparente compleja del transformador, pues esta tiende a un valor cercano a 0 W y además se propone una densidad de flujo magnética variable  $B_{ac}$  de 48.613 mT.

$$K_e = 0.145(4)^2(f_s)^2(B_{ac})^2(10^{-4}) \quad (4.38)$$

Con la información dada se calcula la constante eléctrica  $K_e$  en (4.38), consiguiendo un valor de 877.229. De esta manera se determina la constante geométrica  $K_g$  de la ecuación (4.39) con un valor de 2.478 que junto a la densidad de flujo magnético  $B_{ac}$ , nos concede encontrar un núcleo que cumpla estas características.

$$K_g = 1.35 \frac{P_t}{2K_e \alpha} \quad (4.39)$$

Otra forma de calcular la constante geométrica es como se muestra en (4.40), que se utiliza para calcularla con la hoja de datos del fabricante del núcleo.

$$K_g = \frac{W_a A_c^2 K_u}{MLT} \quad (4.40)$$

donde:

- $W_a$  es el área de ventana
- $A_c$  es el área transversal de cruce
- $MLT$  es la longitud de vuelta promedio

## DISEÑO Y EVALUACION DE TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDOR

Tomando todo esto en cuenta se elaboró la Tabla 4.2 con distintos núcleos, en donde se observa que muchos de ellos cumplen con las características que se buscan, aunque todos los de las series T son de hierro, por lo que presentan mayores pérdidas de potencia y se elevan a una temperatura mayor; en cambio los restantes son de ferrita, los cuales tienen menores pérdidas y temperaturas más bajas. Por consiguiente, el núcleo tipo E, E80/38/20 de Ferroxcube [32] doble es la opción más viable.

Tabla 4.2 Lista de núcleos con sus respectivas características.

| Núcleos                  | $A_c$                 | $W_a$                   | MLT         | $K_u$ | $K_g$                   | $B_{ac}$ máxima |
|--------------------------|-----------------------|-------------------------|-------------|-------|-------------------------|-----------------|
| <b>T157-52</b>           | 1.06 cm <sup>2</sup>  | 4.5616 cm <sup>2</sup>  | 5.89 cm     | 0.30  | 0.2610 cm <sup>5</sup>  | 1.4 T           |
| <b>T157-52 (2)</b>       | 2.12 cm <sup>2</sup>  | 4.5616 cm <sup>2</sup>  | 5.89 cm     | 0.30  | 1.0442 cm <sup>5</sup>  | 1.4 T           |
| <b>T250-52</b>           | 3.84 cm <sup>2</sup>  | 7.9422 cm <sup>2</sup>  | 10.4 cm     | 0.30  | 3.3782 cm <sup>5</sup>  | 1.4 T           |
| <b>T300-26D</b>          | 3.38 cm <sup>2</sup>  | 18.8574 cm <sup>2</sup> | 10.50<br>cm | 0.30  | 6.1552 cm <sup>5</sup>  | 1.38 T          |
| <b>T300-40D</b>          | 3.38 cm <sup>2</sup>  | 18.8574 cm <sup>2</sup> | 10.50<br>cm | 0.30  | 6.1552 cm <sup>5</sup>  | 1.38 T          |
| <b>T400-26D</b>          | 6.85 cm <sup>2</sup>  | 25.6969 cm <sup>2</sup> | 14.40<br>cm | 0.30  | 25.1201 cm <sup>5</sup> | 1.38 T          |
| <b>T400-26</b>           | 3.46 cm <sup>2</sup>  | 25.6969 cm <sup>2</sup> | 11.10<br>cm | 0.30  | 8.3144 cm <sup>5</sup>  | 1.38 T          |
| <b>T400-26 (2)</b>       | 6.92 cm <sup>2</sup>  | 25.6969 cm <sup>2</sup> | 17.72<br>cm | 0.30  | 20.8329 cm <sup>5</sup> | 1.38 T          |
| <b>E-3C90</b>            | 3.612 cm <sup>2</sup> | 1.8777cm <sup>2</sup>   | 11.60<br>cm | 0.30  | 0.6335 cm <sup>5</sup>  | 400 mT          |
| <b>EE-3C90</b>           | 3.612 cm <sup>2</sup> | 3.7555 cm <sup>2</sup>  | 11.60<br>cm | 0.30  | 1.2671 cm <sup>5</sup>  | 400 mT          |
| <b>E80/38/20</b>         | 3.92 cm <sup>2</sup>  | 5.5413 cm <sup>2</sup>  | 9.20 cm     | 0.30  | 2.7766 cm <sup>5</sup>  | 400 mT          |
| <b>E80/38/20<br/>(2)</b> | 3.92 cm <sup>2</sup>  | 11.0826 cm <sup>2</sup> | 9.20 cm     | 0.30  | 5.5532 cm <sup>5</sup>  | 400 mT          |

Las demás cualidades del E80/38/20 son las que se enlistan a continuación:

- Volumen  $V$  de  $72.3 \text{ cm}^3$
- Área de superficie  $A_t$  de  $215.7928 \text{ cm}^2$
- Producto de área  $A_p$  de  $43.4438 \text{ cm}^4$

Después con (4.41) se consigue la cantidad de vueltas en el primario, que corresponde a 16.75 vueltas, aunque con esto no es suficiente, es necesario deducir la cantidad de cables que serán trenzados en el primario, pero a consta que el fabricante no dispone la densidad de corriente  $J$  que manejan sus cables, consecuentemente se inferirá una densidad de  $250 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ .

$$N_p = \frac{V_p}{4B_{ac}f_s A_c} \quad (4.41)$$

La corriente de entrada hipotética es de 16.168 A eficaces tomando en cuenta la eficiencia del transformador. Por lo que el área del cable trenzado debe ser de  $0.065 \text{ cm}^2$  de acuerdo a (4.42).

$$A_{wp} = \frac{I_{in}}{J} \quad (4.42)$$

Tomando a consideración que se usó cable calibre 22 para trenzar, entonces se determina la cantidad de cables para completar el área de cobre requerida según (4.43), la cual dice que se requiere de al menos 20 cables para ser trenzados entre sí.

$$S_{np} = \frac{A_{wp}}{A_{w22}} \quad (4.43)$$

Se debe considerar que, al trenzar los cables, todos estos quedarán en paralelo, suscitando así la disminución de su resistencia hasta  $26.57 \frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$ . Como se tiene la longitud promedio por vuelta y la cantidad de vueltas, se logra obtener la resistencia completa del devanado primario, que corresponde a  $4.094 \text{ m}\Omega$  y esta consumirá una potencia de  $0.968 \text{ W}$  máxima.

Para designar las vueltas del secundario conviene considerar las pérdidas en el cobre, por lo que la ecuación de obtención es la (4.44) y nos da un aproximado de 101 vueltas.

## DISEÑO Y EVALUACION DE TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDOR

---

Reconociendo que la densidad de corriente sería la misma, se realiza un proceso similar al del devanado primario para obtener la cantidad de cables y resistencia, por consiguiente, se requieren de 4 cables para trenzar y esto da una resistencia de 123.441 mΩ con una potencia de consumo de 0.809 W máxima. Consecuentemente la potencia total perdida en el cobre es de 1.777 W

$$N_s = \frac{N_p V_o}{V_p} \left( 1 + \frac{\alpha}{100} \right) \quad (4.44)$$

Luego se prosigue a determinar las pérdidas en el núcleo, y para esto se necesita emplea la hoja de datos del fabricante [33], en la que se proporciona la gráfica de la Figura 4.15 y de acuerdo a la densidad de flujo magnético y a la frecuencia que operara el núcleo, se muestra que la potencia perdida es tan baja que no se muestra en la gráfica, por esto se asume las pérdidas mínimas, que sería de  $10 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$ . Con (4.45) se obtienen unas pérdidas de 0.723 W, que en conjunto con el cobre se desperdician 2.5 W.

$$P_{fe} = \text{Coreloss} \cdot V \quad (4.45)$$

Por último, se considera el aumento de temperatura y esta se calcula de acuerdo a las ecuaciones del (4.46), dando así un aumento de 11.32 °C con respecto a la temperatura ambiente, siendo viable así su operación en seco, sin ningún tipo de disipación.

$$T_r = 450\psi_s^{0.826} \quad (4.46)$$
$$\psi_s = \frac{P_{perdida}}{A_t}, \text{ donde } \psi_s \text{ se define en } \frac{W}{\text{cm}^2}$$

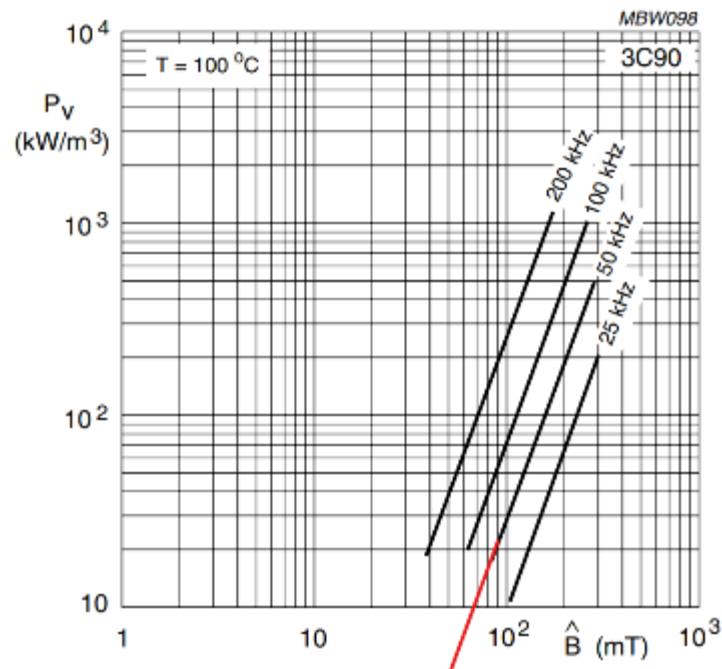


Figura 4.15 Pérdidas en el núcleo por metro cúbico con respecto a la densidad de flujo magnético [33].

### 4.6.2. Diseño de Inductores

Para evitar explicar cómo se diseñaron los inductores  $L$  y  $L_y$ , solo se enfocará en el diseño de los elementos  $L_y$ , y al final se mostrarán las características de los inductores  $L$ . Por lo tanto, las cualidades de los inductores  $L_y$  son las siguientes:

- Inductancia  $L$  de 15.36 mH
- Corriente  $I_o$  de 2.125 A
- Rizo de corriente  $\Delta I$  de 106.25 mA
- Constante de regulación  $\alpha$  de 1
- Tensión de salida  $V_o$  de 96 V
- Potencia de salida  $P_o$  de 204 W
- Frecuencia de conmutación  $f_s$  de 40 kHz
- Densidad de flujo magnético máxima  $B_m$  de 0.37 T
- Constante de ventana  $K_u$  de 0.3

Por lo que la energía consumida por la bobina según (4.47) es de 0.36 J.

$$E = \frac{L \left( I_o + \frac{\Delta I}{2} \right)^2}{2} \quad (4.47)$$

El cálculo de la constante eléctrica, no se realiza de la misma manera que el transformador, sino que se determina en base a (4.48) y esta da un valor de  $4.05 \times 10^{-4}$ .

$$K_e = 0.145 P_o B_m^2 (10^{-4}) \quad (4.48)$$

Con los resultados de energía consumida y de la constante eléctrica de la bobina se puede determinar ahora si la constante geométrica de (4.49) que nos ayudará a elegir el mejor núcleo que se adapte a las necesidades del convertidor, la cual da por resultado 3.278; que al verificar la Tabla 4.2, el núcleo T250-52 [34] cumple con las especificaciones necesarias, asimismo se eligió por el material del que está hecho, ya que presenta el más alto nivel de henrios por vuelta en comparación con los otros núcleos T.

$$K_g = \frac{E^2}{K_e \alpha} \quad (4.49)$$

A continuación, se enlistan los rasgos más destacables del núcleo T250-52:

- Producto de área  $A_p$  de  $30.4983 \text{ cm}^4$
- Longitud del camino magnético  $MPL$  de  $15 \text{ cm}$
- Volumen  $V$  de  $57.4 \text{ cm}^3$
- Área de superficie  $A_t$  de  $166 \text{ cm}^2$
- Henrios por vuelta al cuadrado  $A_L$  de  $242 \frac{\text{nH}}{\text{vuelta}^2}$
- Permeabilidad magnética  $\mu$  de  $75 \frac{\text{G}}{\text{Oe}}$

Para el caso de los inductores se calculará la densidad de corriente mínima requerida en el cableado por medio de la fórmula (4.50), que, sustituyendo los valores hasta ahora obtenidos, nos da por resultado  $215.527 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ .

$$J = \frac{2E}{B_m A_p K_u} \quad (4.50)$$

Para calcular el área de cobre es necesario contar con la corriente eficaz que circulará por él, entonces al guiarse con (4.51) se obtiene un valor de 2.125 A. Tomando como referencia a (4.42) se establece el grosor del cable, que para este caso es necesario mínimo un grosor de  $9.8729 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$ , acorde con lo que se dispone de material en el laboratorio, se optó por un cable calibre AWG 16, el cual contiene un área de  $13.07 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$  y una resistencia por centímetro de  $131.8 \frac{\mu\Omega}{\text{cm}}$ .

$$I_{rms} = \sqrt{I_o^2 + \left(\frac{\Delta I}{2\sqrt{3}}\right)^2} \quad (4.51)$$

Para obtener el número de vueltas requeridas se hace uso de (4.52), que da como resultado alrededor de 252 vueltas, y al igual que el transformador se consigue la resistencia total del cable de 345 mΩ, que consumirá una potencia máxima de 1.56 W. Debido al tiempo que se requirió para su construcción, se prefirió para la otra bobina usar dos núcleos, por lo que su relación de henrios por vuelta aumenta al doble, por ende las vueltas se redujeron a 175.

$$N_L = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (4.52)$$

Ahora se determinará la densidad de flujo magnética pico, para esto se calcularán la densidad de flujo magnética variable  $B_{ac}$  y la densidad de flujo magnético constante  $B_{dc}$ ; con las ecuaciones en (4.53); que para el caso de  $B_{ac}$  da 8 mT y para  $B_{dc}$  336 mT, por consiguiente, al sumar la mitad de la densidad de flujo magnético variable más la otra, da por resultado 0.341 T; esto lo puede manejar perfectamente el núcleo escogido de acuerdo a la Tabla 4.2.

$$B_{ac} = \frac{N_L \left(\frac{\Delta I}{2}\right) \mu}{MPL} \quad (4.53)$$

$$B_{ac} = \frac{N_L(I_o)\mu}{MPL}$$

El fabricante otorga información muy detallada en [34] acerca de sus núcleos, en la cual aparece una fórmula (4.54) para calcular las pérdidas en  $\frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$ , la densidad de flujo magnético variable debe de ingresarse en unidades de Gauss. Introduciendo todos los datos se obtiene unas pérdidas de  $6.338 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$  y considerando que el volumen del núcleo es de  $57.4 \text{ cm}^3$ , por lo tanto, se pierden  $0.364 \text{ W}$  en el núcleo, que más las pérdidas en el cobre se desperdician  $1.924 \text{ W}$ .

$$\text{Coreloss} = \frac{f_s}{\frac{a}{B_{ac}^3} + \frac{b}{B_{ac}^{2.3}} + \frac{c}{B_{ac}^{1.65}}} + d f_s^2 B_{ac}^2 \quad (4.54)$$

donde las constantes son:

- $a = 10^9$
- $b = 1.1 \times 10^8$
- $c = 2.1 \times 10^6$
- $d = 6.9 \times 10^{-14}$

Para el aumento de temperatura se vuelve a recurrir a las ecuaciones del (4.46), y estas establecen un aumento de  $11.326 \text{ }^\circ\text{C}$ , por lo que no se requerirá de disipación.

Ahora para las bobinas  $L$  se fijaron los siguientes parámetros:

- Inductancia  $L$  de  $2.82 \text{ mH}$
- Corriente  $I_o$  de  $4.25 \text{ A}$
- Rizo de corriente  $\Delta I$  de  $212.5 \text{ mA}$
- Constante de regulación  $\alpha$  de  $1$
- Tensión de salida  $V_o$  de  $48 \text{ V}$
- Potencia de salida  $P_o$  de  $204 \text{ W}$
- Frecuencia de conmutación  $f_s$  de  $40 \text{ kHz}$
- Densidad de flujo magnético máxima  $B_m$  de  $0.27 \text{ T}$

- Constante de ventana  $K_u$  de 0.3

Con los parámetros anteriores se obtuvo todo lo necesario para construir los inductores, como se muestra a continuación:

- Cable de calibre 14
- Núcleo de hierro T250-52
- 108 vueltas
- Pérdidas en el cobre de hasta 1.68 W
- Pérdidas en el núcleo de hasta 0.255 W
- Aumento de temperatura de 11.384 °C
- Densidad de flujo magnético variable de 7 mT
- Densidad de flujo pico de 292 mT

### 5. MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

Puesto que el convertidor esté diseñado para una carga y descarga de un supercapacitor con una corriente constante, entonces es indispensable contar con un control del ciclo de trabajo para regular esa corriente. Además, para facilitar el trabajo se usó la técnica de un patrón de pulsos PWM complementarios de [3] que permite controlar la dirección del flujo de corriente, apoyándose en las resistencias de los inductores, con la diferencia que se hará por medio de un control difuso, a causa de que no se requiere conocer los parámetros de la planta para realizar el diseño, así como es más sencillo trasladarlo a otra planta.

#### 5.1. Circuito de Disparo para los MOSFETS

Los MOSFET son dispositivos fáciles de activar, puesto que se activan por tensión y no por corriente como los BJT; los que se eligieron son del tipo enriquecimiento, es decir necesitan de una tensión positiva entre las terminales de compuerta (G) y la fuente (S), pero como éstos dispositivos están configurados para usarse como medio puente, su activación se vuelve más compleja y es necesario usar el principio de activación *bootstrap*.

La Figura 5.1 (basada en lo descrito de [35]) es la representación básica del circuito *bootstrap*, donde  $v_i$  es la señal de control; cuando la señal de control se encuentra en un nivel alto, el transistor BJT  $Q_1$  y el MOSFET  $M_2$  entran en saturación, en consecuencia, el capacitor  $C_1$  se carga a la misma tensión que  $V_s$ ; después cuando  $v_i$  entra en nivel bajo los transistores se desactivan en corte, pasando entonces la tensión de compuerta de  $M_1$  a alto por la tensión del capacitor, causando así que el transistor funcione en la región de saturación; de nueva cuenta  $v_i$  entra en alto, provocando que la tensión de compuerta de  $M_1$  disminuya a 0 V, debido a que el transistor  $Q_1$  esta en saturación.

Para evitar la construcción discreta del circuito, se escoge usar un circuito integrado, que para esta situación es el IR2110 del fabricante International Rectifier [36], ahorrando así tener que determinar el MOSFET y BJT que se acomode a este control; aunque se tiene que calcular las resistencias y capacitores que necesita el circuito integrado para operar, por esta misma razón se utiliza las notas de aplicación de Infineon [37] y las hojas del fabricante de los MOSFET para realizar los cálculos.

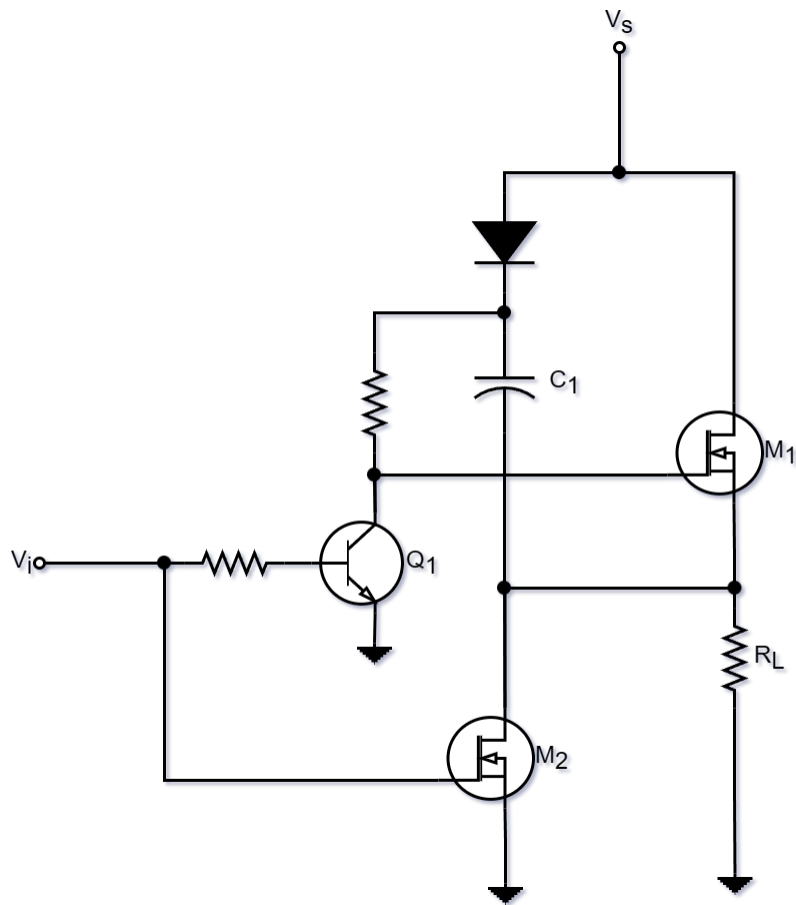


Figura 5.1 Circuito *bootstrap* usado para el control del transistor superior.

### 5.1.1. Cálculo de Componentes

Primeramente, se requiere calcular la tensión mínima para que los transistores IRF640N y CMF10120D funcionen en saturación y actúen como corto circuito; para esto es necesario usar los siguientes datos obtenidos de la hoja de datos del fabricante del transistor:

- Tensión de umbral en la compuerta  $V_{gst(th)}$  de 3.5 V
- Corriente de drenaje en un punto Q  $I_{d(enc)}$  de 4.5 A
- Tensión de compuerta en un punto Q  $V_{gs(enc)}$  de 8 V
- Carga total de compuerta  $Q_g$  de 47.1 nC
- Corriente de fuga entre compuerta y fuente  $I_{lk_{ge}}$  de 0.25  $\mu$ A
- Carga entre compuerta y fuente  $Q_{gs}$  de 11.8 nC

## MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

---

- Carga entre compuerta y drenaje  $Q_{gd}$  de 21.5 nC
- Tiempo de apagado y encendido  $T_{sw}$  de 42.8 nS
- Corriente de fuga del diodo en antiparalelo  $I_{lk_{diode}}$  de 10  $\mu$ A
- Tensión del diodo cuando está activo  $V_F$  de 1.7 V

Luego están los datos del dispositivo IR2110:

- Corriente en estado de reposo  $I_{qbs}$  de 125  $\mu$ A
- Corriente de fuga en el integrado  $I_{lk}$  de 30  $\mu$ A

Para determinar la tensión mínima que requiere el transistor CMF10120D y el IRF640N se usaron las ecuaciones obtenidas de [38]. Pero antes se requiere calcular la constante  $k$  a partir de (5.1); una vez calculada se puede obtener la tensión necesaria entre compuerta y fuente para que el transistor entre en corto circuito, guiándose con (5.2) se obtiene como resultado 11.716 V para el CMF10120D y 7.4 V para el IRF640N, por lo que con una tensión de alimentación de 15 V será más que suficiente.

$$k = \frac{I_{d(enc)}}{(V_{gs(enc)} - V_{gs(th)})^2} \quad (5.1)$$

$$V_{gs(min)} = \sqrt{\frac{I_d}{k}} + V_{gs(th)} \quad (5.2)$$

Luego se calcula el valor de capacitor de *bootstrap* mínimo que requiere el integrado para funcionar correctamente, utilizando a (5.3) y los valores ya mencionados con anterioridad, se extrae un valor de 0.108  $\mu$ F para el CMF10120D y 18 nF para el IRF640N.

$$C_{bootstrap_{min}} = \frac{Q_g + Q_{ls} + (I_{lk_{ge}} + I_{qbs} + I_{lk} + I_{lk_{diode}})}{V_{cc} - V_F - V_{gs(min)} - V_{dson}} \quad (5.3)$$

Por último, se consigue el valor de la resistencia de compuerta con (5.4), la cual es de 4.2  $\Omega$  para el transistor CMF10120D y 5.89  $\Omega$  para el IRF640N y para que el capacitor parásito de

## MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

---

compuerta se descargue de manera veloz, se sitúa un diodo en antiparalelo a la resistencia de compuerta.

$$R_g = \frac{(V_{cc} - V_{gs(\min)})T_{sw}}{Q_{gs} + Q_{gd}} \quad (5.4)$$

### 5.2. Operación de los Patrones de Pulso PWM Complementarios

La manera tradicional en la que se controlan los convertidores bidireccionales depende si están en modo de carga o descarga, puesto que si están en carga una parte de los transistores conmutan y la parte restante funcionan como diodos, y viceversa para la descarga. Esto quiere decir que dependiendo el modo en el que se estén operando se tendrán que manejar dos ciclos de trabajo y aparte estar activando o desactivando los PWM correspondientes a cada transistor, por lo cual es una tarea complicada. Por esto de acuerdo a [3] se analiza el convertidor de medio puente con doblador de corriente para obtener su ganancia en inversa por el modo tradicional, es decir los transistores  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $S_3$  y  $S_4$  son los que estarán conmutándose y los restantes funcionarán solo como diodos. La ganancia que se obtiene en inversa es la ecuación (5.5), que al compararla con la ganancia en modo directa (4.30), se puede contemplar que los transistores  $T_1$  y  $T_2$  manejan ciclos de trabajo complementarios a  $T_3$  y  $T_4$ , al igual  $S_1$  y  $S_2$  con respecto a  $S_3$  y  $S_4$ .

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{2N_1} (1 - D_1)(1 - D_2) \quad (5.5)$$

Esto quiere decir que se puede manejar un solo ciclo de trabajo para todo el grupo de transistores en general y solo se desactivan los transistores cuando el convertidor no está en modo carga ni descarga.

Ahora como se mencionó con anterioridad, se usó la desventaja de que los inductores presentan una resistencia para controlar el flujo de corriente, es decir, se aprovechó como una ventaja para un control más sencillo, al únicamente manejar un solo ciclo de trabajo tanto para la carga como la descarga del supercapacitor.

## MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

---

Al recalcular los rizados de corriente del convertidor paralelo y del doblador de corriente, considerando las resistencias de los inductores se obtienen el siguiente conjunto de ecuaciones (5.6)

$$\begin{aligned}\Delta i_{Ly1(OFF)} &= -\frac{1}{L_{y1}}(V_y + r_{Ly1}I_{Ly1})(1 - D_1)T_s \\ \Delta i_{Ly1(ON)} &= \frac{1}{L_{y1}}\left(\frac{N_2}{N_1}\frac{V_d}{2} - V_y - r_{Ly1}I_{Ly1}\right)D_1T_s \\ \Delta i_{L1(OFF)} &= \frac{1}{L_1}(-V_o - r_{L1}I_{L1})(1 - D_2)T_s \\ \Delta i_{L1(ON)} &= \frac{1}{L_1}(V_y - V_o - r_{L1}I_{L1})D_2T_s\end{aligned}\tag{5.6}$$

Contemplando que la magnitud de rizo de subida y de caída es el mismo, que la mayoría de las ecuaciones maneja la tensión  $V_y$ , que existe la relación de  $I_o$  con  $I_{Ly1}$  e  $I_{L1}$  visto en el capítulo 4 y que  $D_2$  es igual a 50%; por tanto, usando algebra básica se puede deducir (5.7) que define al ciclo de trabajo  $D_1$ .

$$D_1 = \frac{N_1}{N_2} \frac{(r_{Ly1} + 4r_{L1})I_o + 8V_o}{V_d}\tag{5.7}$$

Si se reestructura la ecuación anterior, para asemejarla a (4.30), se producen dos términos en (5.8)(5.9), donde el primero es el de la ganancia de tensión que se consiguió con anterioridad y el segundo es el cambio del ciclo de trabajo que se tiene que añadir para que circule la corriente deseada.

$$D_1 = 4\eta \frac{V_o}{V_d} + \frac{\eta}{2V_d}(r_{Ly1} + 4r_{L1})I_o, \quad \text{donde } \eta = \frac{N_1}{N_2}\tag{5.8}$$

Por consiguiente, se crean dos nuevas variables como se define en (5.9), donde  $D_z$  representa al ciclo de trabajo necesario para una corriente de cero amperios y  $\Delta D$  hace referencia al cambio de ciclo de trabajo. En estas ecuaciones se tiene como variables las tensiones de

---

## MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

---

salida y entrada,  $V_o$  y  $V_d$ , respectivamente, lo demás puede ser tomado como constantes incluso la corriente de salida  $I_o$ , puesto que esta es la corriente esperada, mas no es observada. Por esto mismo al no retroalimentar el error de la corriente, se puede presentar fallas graves (más considerando que un pequeño cambio en  $D_1$  genera grandes cambios en corriente), ya que en el campo experimental se presentan muchas cuestiones que pueden imposibilitar la carga y descarga del supercapacitor de manera adecuada.

$$D_z = 4\eta \frac{V_o}{V_d} \quad (5.9)$$
$$\Delta D = \frac{\eta}{2V_d} (r_{Ly1} + 4r_{L1}) I_o$$

### 5.2.1. Sistema de Inferencia Difuso por Corriente

Se propone un sistema difuso para el control bidireccional, debido a sus grandes ventajas con respecto al control convencional:

- No se requiere realizar un análisis de espacio de estados complejo al convertidor.
- Se puede emplear un solo sistema de inferencia difusa (FIS, por sus siglas en inglés) para manejar el sentido de la carga y descarga.
- No requiere un gran conocimiento acerca de la planta, solo con (5.9) se puede dar una idea para elaborar el sistema.

Al basarse en las últimas ecuaciones vistas, se puede desarrollar un FIS que se subdivide en 2, uno para  $D_z$  y el otro para  $\Delta D$ . El algoritmo difuso para  $D_z$ , se puede ignorar, pero el sistema tendrá una respuesta más tardía y un poco más equivocada, a causa de que no se establece un fundamento inicial para la corriente cero y en base a ella controlar la corriente; Aunque se requiere que  $D_z$  sea lo más preciso y exacto posible, por esta misma razón se optó por un sistema difuso Sugeno de orden 1 según (5.9), en el que se reciben dos entradas,  $V_o$  y  $V_d$  que se muestran en la Figura 5.2 y Figura 5.3, no obstante  $V_d$  define la ecuación a usar ya que se considera constante, por lo que si hay 7 funciones de pertenencia de  $V_d$  habrá 7 ecuaciones para cada valor difuso según la Tabla 5.1.

## MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

---

Para el caso de  $\Delta D$ , este será un sistema difuso Mamdani, en el que la defuzzificación es por el método de centroide. Sus entradas serán:

- Error de corriente  $E_{io} = I_{oref} - I_o$
- Cambio de error  $CE_{io} = E_{io} - E_{io-1}$

Este no se basó completamente en (5.9), pero se tomarán los resultados que esta genera para distintas corrientes y tensiones, y de esa manera definir las funciones de pertenencia de entrada y de salida, así como sus límites, como se observa en las Figura 5.4, Figura 5.5 y Figura 5.6. Estas se encargaron de realizar las correcciones en el ciclo de trabajo establecido y así obtener la corriente de carga o descarga deseada en el supercapacitor.

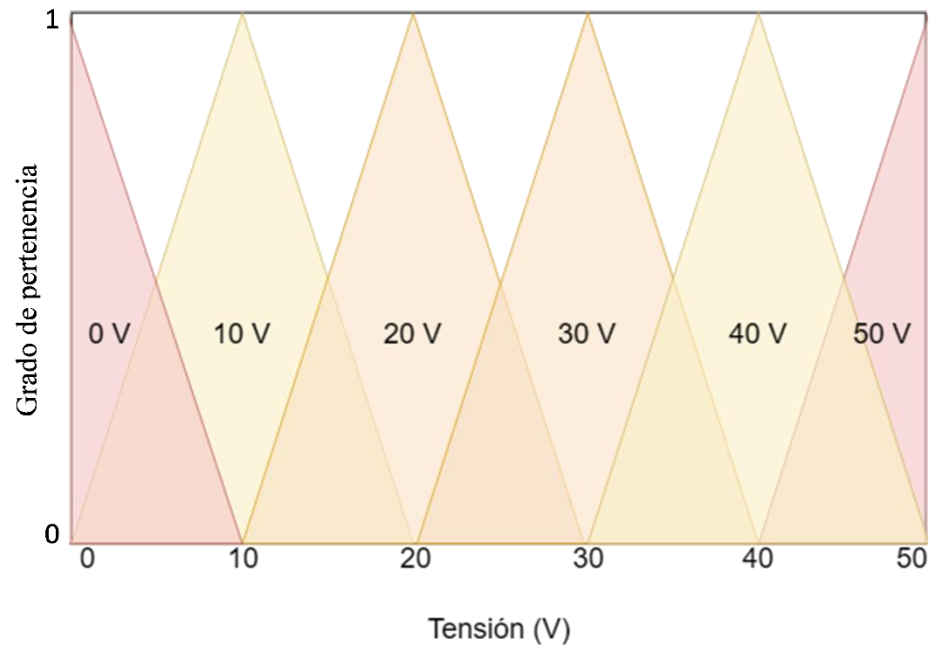


Figura 5.2 Funciones de pertenencia de la tensión de salida ( $V_o$ ).

MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

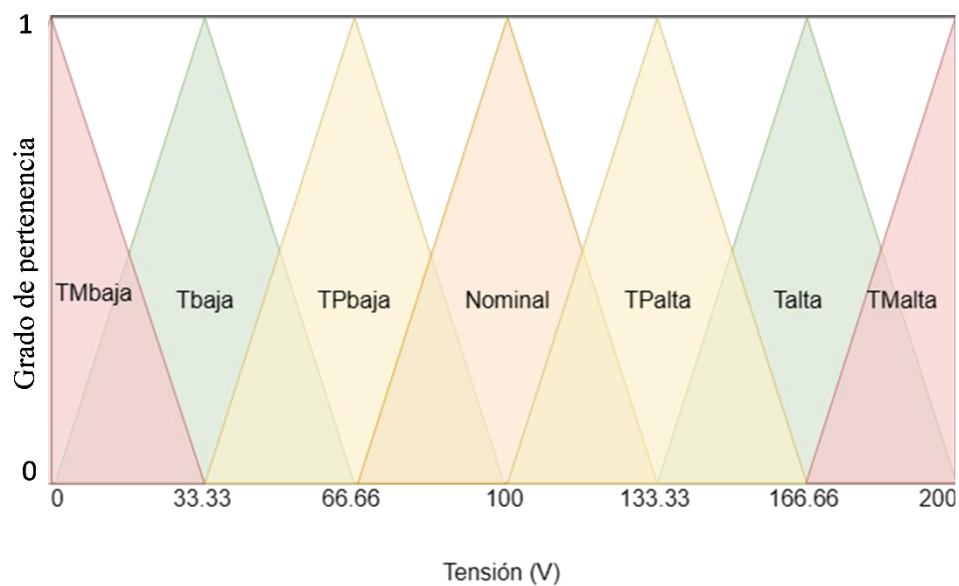


Figura 5.3 Funciones de pertenencia de la tensión de entrada ( $V_d$ ).

Tabla 5.1 Valores difusos del ciclo de trabajo  $D_z$ .

| Valores difusos | Apagado | DMbaja | Dbaja     | DPbaja    | Dnominal     | DPalta     | Dalta      | DMalta       |
|-----------------|---------|--------|-----------|-----------|--------------|------------|------------|--------------|
| Valor           | 0       | 100    | $0.02V_o$ | $0.01V_o$ | $0.00666V_o$ | $0.005V_o$ | $0.004V_o$ | $0.00333V_o$ |

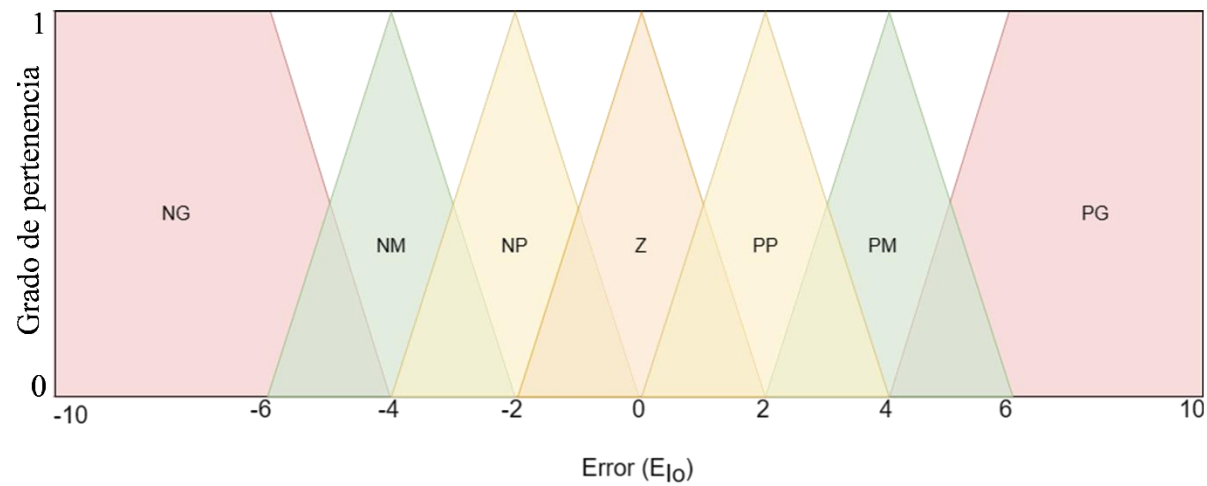


Figura 5.4 Funciones de pertenencia del error de corriente ( $E_{io}$ ).

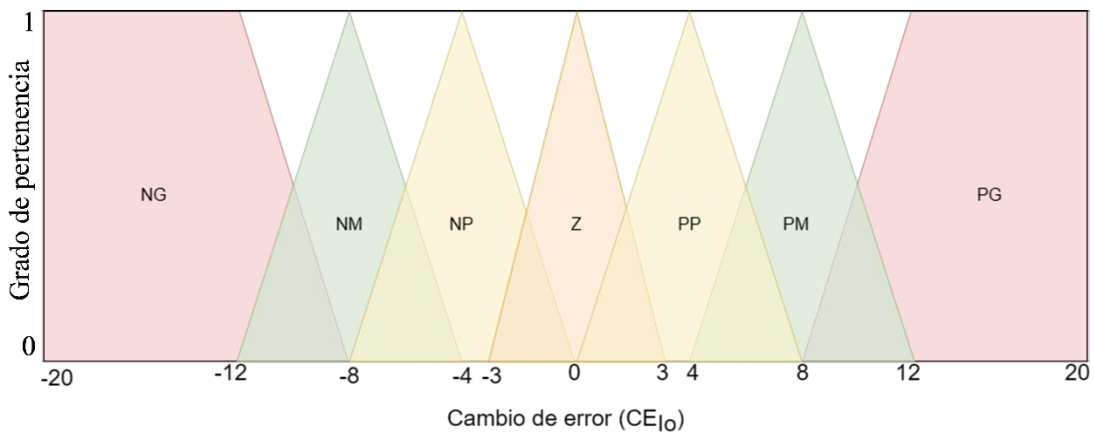


Figura 5.5 Funciones de pertenencia del cambio de error de corriente ( $CE_{Io}$ ).

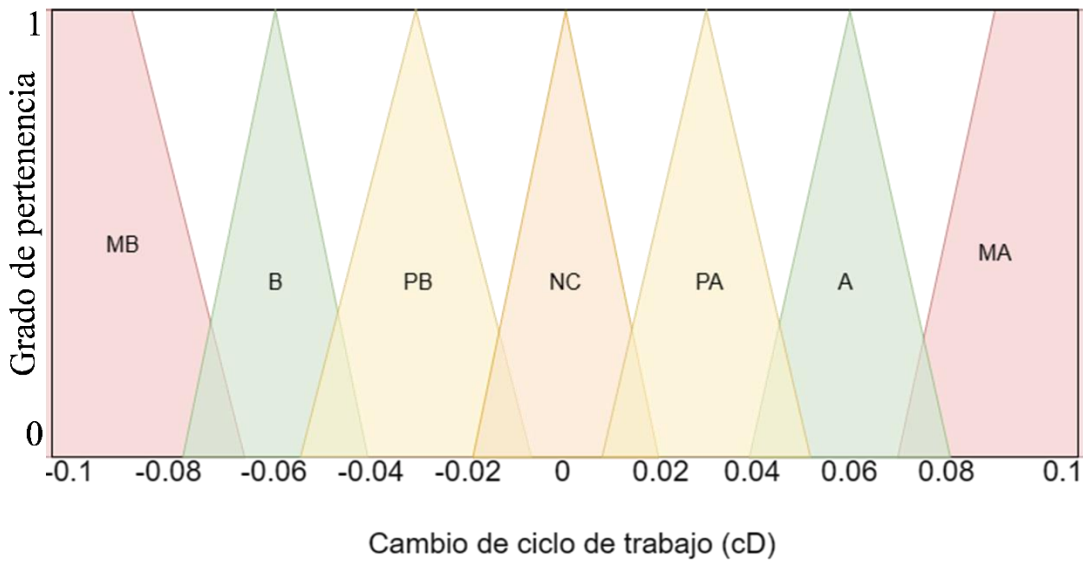


Figura 5.6 Funciones de pertenencia del cambio del ciclo de trabajo ( $\Delta D$ ).

Con todas estas funciones de pertenencia, se crearon dos matrices de reglas con base al conocimiento empírico del funcionamiento del convertidor. La Tabla 5.2 define las reglas del sistema difuso para el cambio de ciclo de trabajo y la Tabla 5.3 define las reglas para establecer el ciclo de trabajo de corriente cero, en donde se destaca que en tensiones bajas en la entrada como en la salida, el sistema se apaga; y en conjunto permitirán controlar el flujo de la corriente en el supercapacitor y de manera constante.

## MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

Tabla 5.2 Matriz de reglas difusas de  $\Delta D$ .

| $E_{Io}/CE_{Io}$ | NG | NM | NP | Z  | PP | PM | PG |
|------------------|----|----|----|----|----|----|----|
| NG               | B  | B  | B  | MB | MB | MB | MB |
| NM               | PB | PB | B  | B  | B  | MB | MB |
| NP               | NC | NC | PB | PB | PB | B  | B  |
| Z                | PA | PA | NC | NC | NC | PB | PB |
| PP               | A  | A  | PA | PA | PA | NC | NC |
| PM               | MA | MA | A  | A  | A  | PA | PA |
| PG               | MA | MA | MA | MA | A  | A  | A  |

Tabla 5.3 Matriz de reglas difusas de  $D_z$ .

| $V_o/V_d$ | TMbaja  | Tbaja   | TPbaja | Nominal  | TPalta | Talta | TMalta |
|-----------|---------|---------|--------|----------|--------|-------|--------|
| 0V        | Apagado | Apagado | DPbaja | DNominal | DPalta | Dalta | DMalta |
| 10V       | Apagado | Apagado | DPbaja | DNominal | DPalta | Dalta | DMalta |
| 20V       | Apagado | Apagado | DPbaja | DNominal | DPalta | Dalta | DMalta |
| 30V       | DMbaja  | Dbaja   | DPbaja | DNominal | DPalta | Dalta | DMalta |
| 40V       | DMbaja  | Dbaja   | DPbaja | DNominal | DPalta | Dalta | DMalta |
| 50V       | DMbaja  | Dbaja   | DPbaja | DNominal | DPalta | Dalta | DMalta |

### 5.2.2. Sistema de Inferencia Difuso por Tensión

Una de las desventajas del sistema de inferencia difuso por corriente, es que en la descarga se entregará una corriente constante a la entrada del convertidor sin importar el tipo de carga

## MÉTODO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR

---

que esté presente y considerando que la gran mayoría de dispositivos piden una tensión fija; es por esto que se desarrolla otro sistema difuso en el que la descarga mantenga una tensión constante en la entrada sin importar la carga; y en la carga del supercapacitor se realiza por corriente constante al igual que el FIS por corriente que se mostró anteriormente. Este sistema también cuenta con dos subsistemas ( $D_z$  y  $\Delta D$ ), que cambian en sus funciones de pertenencia, valores difusos y también en sus matrices de reglas difusas (como se muestra en las Figura 5.7 - Figura 5.12). Aunque se optó por usar finalmente el FIS por corriente ya que en el modo de descarga el subsistema  $\Delta D$  se desactiva (por medio de otra variable difusa que detecta cuando se está en situación de carga o descarga, según muestra la Figura 5.12), por ser el que se encarga de corregir el error de la corriente con respecto a la referencia, por consiguiente,  $D_z$  tomaría el control total, al no haber retroalimentación de error esto provocaría fallos de manera experimental debido a las condiciones que no se consideran en las simulaciones. Para solventar esta problemática, se tendría que agregar otro subsistema que se encargue de la retroalimentación de error de la tensión de entrada, pero esto agregaría más complejidad de diseño y más costo de procesamiento para un microcontrolador.

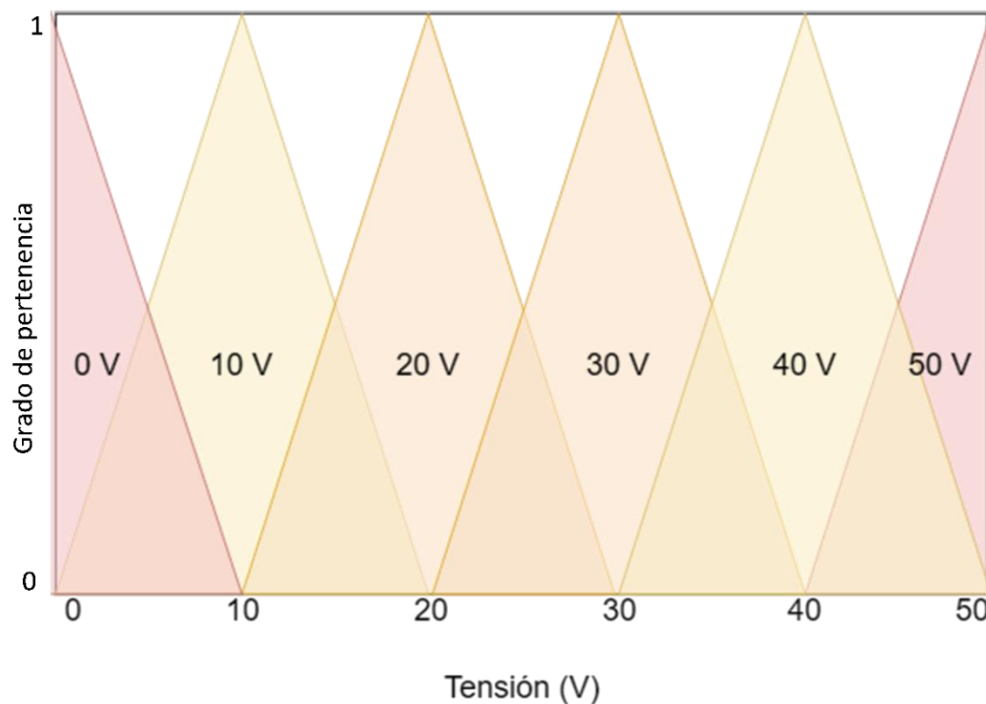


Figura 5.7 Funciones de pertenencia de la tensión de salida (modo tensión).

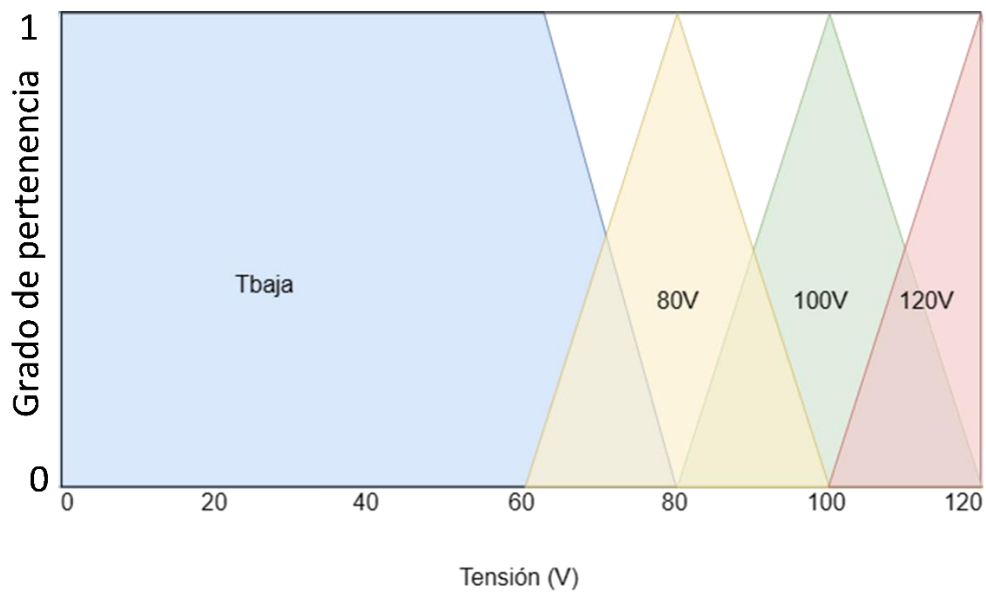


Figura 5.8 Funciones de pertenencia de la tensión de entrada (modo tensión).

Tabla 5.4 Valores difusos del ciclo de trabajo  $Dz$  (modo tensión).

| Valores difusos | Apagado | D80          | D100        | D120         |
|-----------------|---------|--------------|-------------|--------------|
| Valor           | 0       | $0.00833V_o$ | $0.0066V_o$ | $0.00555V_o$ |

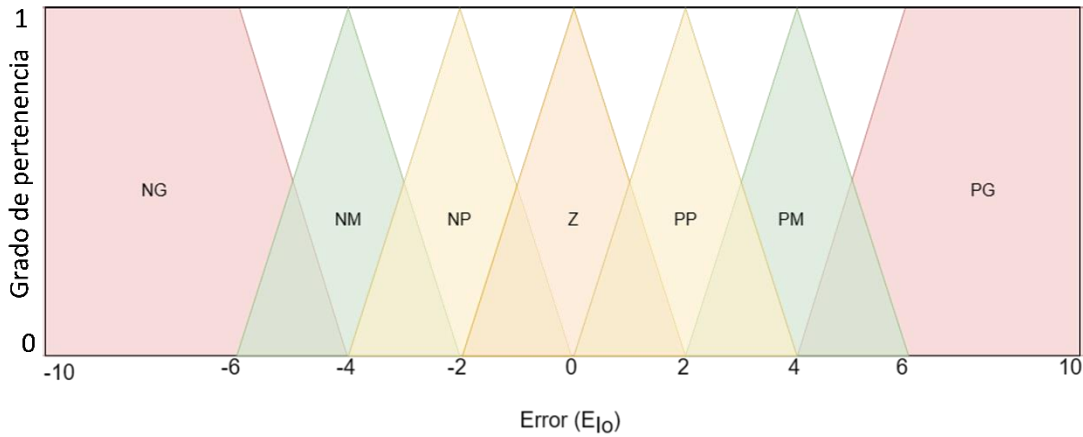


Figura 5.9 Funciones de pertenencia del error de corriente (modo tensión).

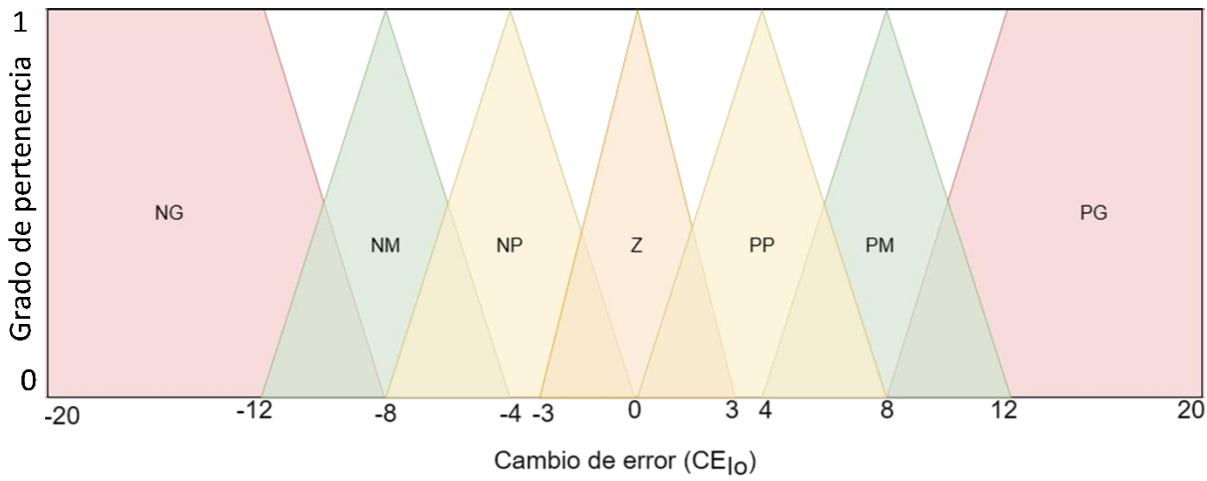


Figura 5.10 Funciones de pertenencia del cambio de error de corriente (modo tensión).

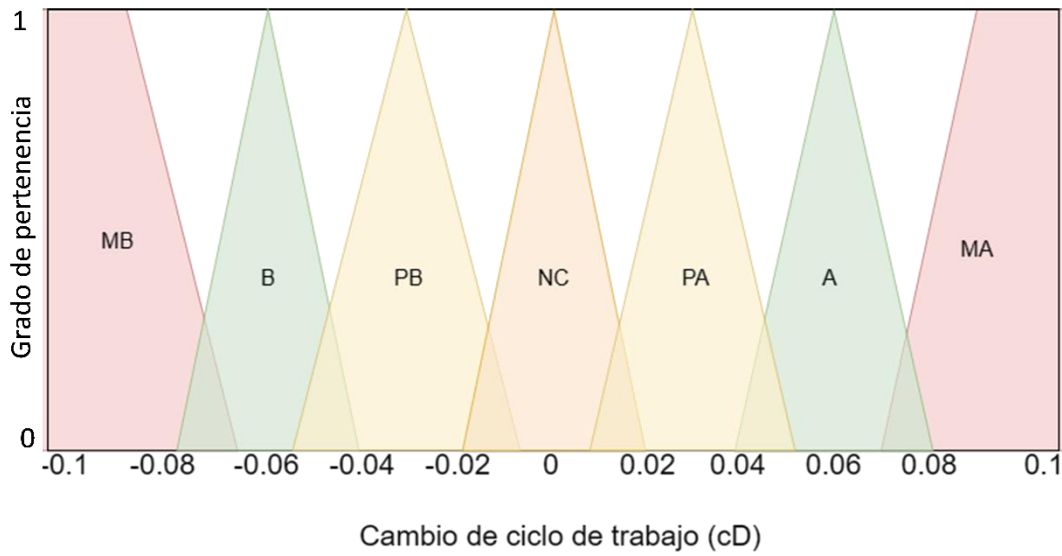


Figura 5.11 Funciones de pertenencia del cambio del ciclo de trabajo (modo tensión).

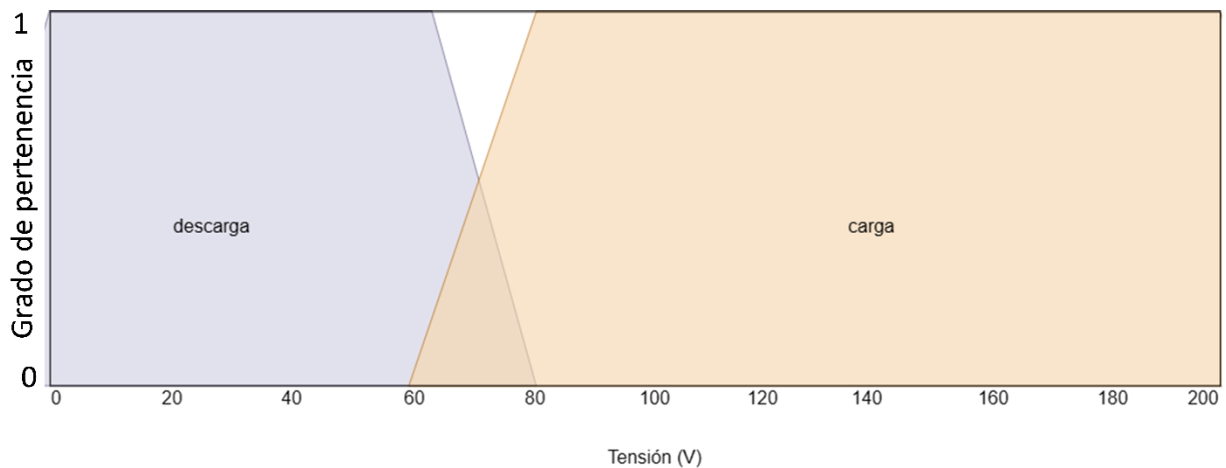


Figura 5.12 Funciones de pertenencia para la desactivación del subsistema  $AD$ .

### 5.3. Máquina de Estados Finitos

Una manera eficiente para determinar la carga y descarga del sistema, es utilizando una máquina de estados finitos (FSM, por sus siglas en inglés), debido a su sencillez de diseño y a lo fácil que es editar para futuros añadidos. Existen dos tipos, la de Moore [39], en la que las salidas solo dependen del estado actual; y la de Mealy [39], donde sus salidas dependen tanto del estado actual, al igual que las entradas directas. La FSM a emplear es de tipo Moore (Figura 5.13) y cuenta con tres estados, el estado de Apagado, apaga los PWM para que así los transistores se desactiven y no estén operando, lo cual permite que el supercapacitor ni se cargue ni se descargue; el estado de Carga, establece la corriente de referencia a 8 A y activa todos los PWM para que así inicie la carga del supercapacitor; y el estado de Descarga, que fija una corriente inversa de un amperio (1 A), es decir el supercapacitor se descarga para entregar energía al sistema.

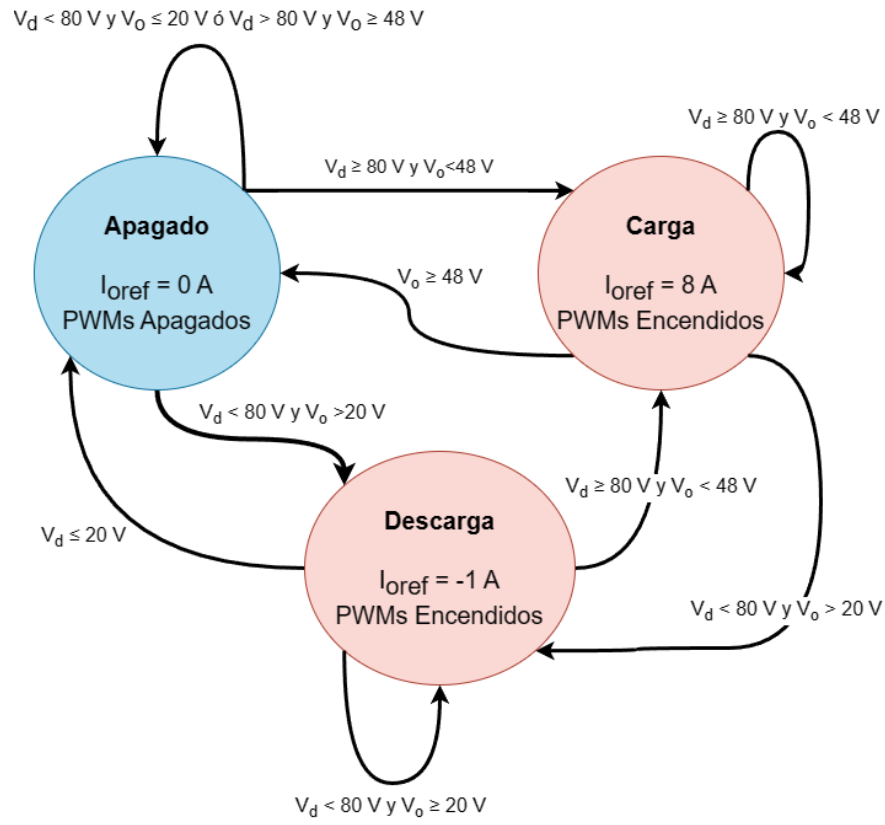


Figura 5.13 Máquina de estados Moore para el control del convertidor bidireccional.

### 5.4. Plataforma de Programación

Para la implementación del sistema difuso con PWM complementarios se requiere de un microcontrolador bastante especializado que tenga PWM dedicados y una velocidad de procesamiento alta para cumplir los requerimientos de control del convertidor. El procesador digital de señales (DSP) TMS320F28334 [40] que viene incluido en la tablilla de evaluación de Spectrum Digital [41] cuenta con 6 pares de canales de PWM, donde cada par pueden ser complementarios entre sí y generar desfases entre los distintos pares; asimismo también cuenta con 16 canales para el convertidor analógico a digital de 12 bits; una frecuencia de 150 MHz; y unidad de procesamiento de punto flotante. Este dispositivo al estar todavía en producción cuenta con mucho soporte para su programación en distintos IDEs (entorno de desarrollo integrado) como lo son, Code Composer Studio®, Energia®, Matlab®, PLECS® y PSIM®.

Donde Code Composer Studio y Energia utilizan lenguaje C/C++ para la programación, siendo el más completo el Code Composer Studio®, puesto que es el que ofrece la manufacturera Texas Instruments para sus microcontroladores; en cambio Simulink®, PLECS® y Energia® usan programación a bloques, donde destaca Simulink®, por usar los compiladores oficiales de Texas Instruments, la fácil implementación del sistema difuso y que puede realizar simulaciones en conjunto con PLECS®. Por ello se optó por usar Simulink, ya que cuenta con una gran capacidad.

### 5.5. Programación a Bloques

Como se mencionó anteriormente Simulink permite una fácil implementación, tanto del sistema difuso como la máquina de estados finitas, puesto que Matlab contiene un conjunto de herramientas intuitivas para su diseño. Aparte que Simulink ofrece una simpleza de diseño por encima de otros IDEs y evita la comprensión del manejo de puertos, temporizadores, etc. del microcontrolador, el conocimiento de las funciones, argumentos que reciben y entregan esas funciones, librerías; etc.

Aunque también presenta desventajas, como lo es la depuración, a causa de que es más difícil realizarla y aparte no permite observar el comportamiento interno de cada componente.

Los componentes relacionados al TMS320F28334, fueron probados de manera independiente y experimentalmente para verificar su correcto funcionamiento, en cambio los bloques de lógica difusa y la FSM fueron simulados en conjunto con el circuito del convertidor bidireccional en PLECS. Una vez comprobado la operación de los bloques, se colocan todos en conjunto, formando así el programa de control de la Figura 5.14 para el DSP.

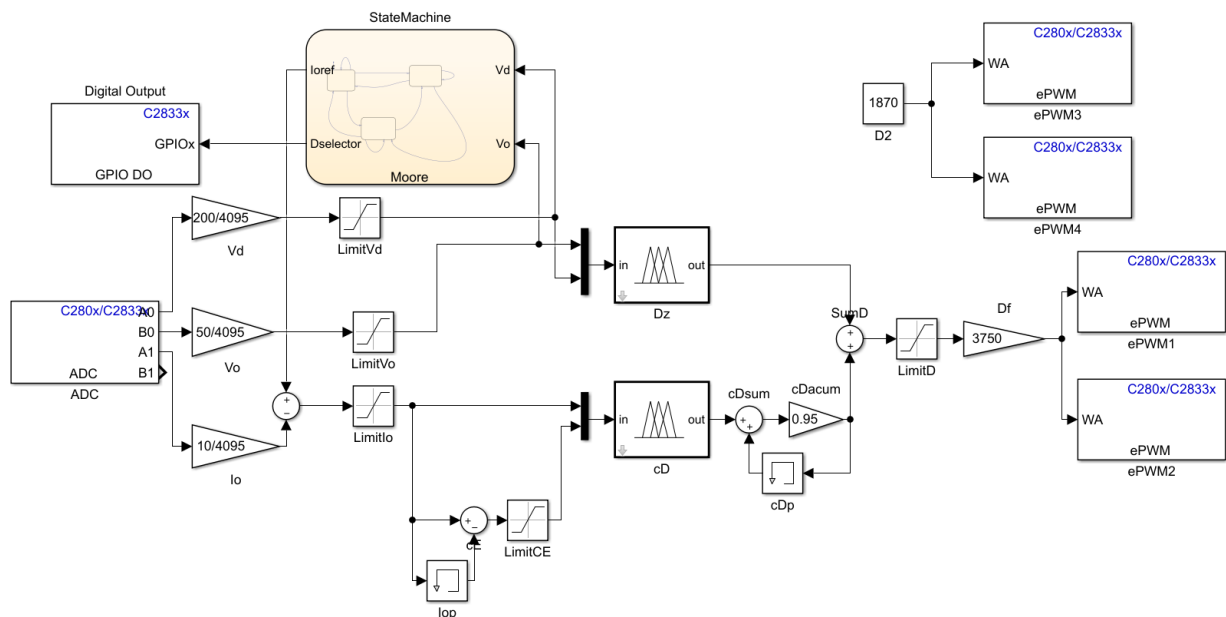


Figura 5.14 Diagrama a bloques para la programación del TMS320F28334.

### 5.6. Bloque del Convertidor Analógico a Digital

El TMS320F28334 cuenta con un ADC con una tasa de muestreo de hasta 80 ns, este mismo contiene dos módulos de entrada con 8 canales cada uno, por lo que cuenta con 16 canales de entrada y 16 registros de resultado para cada uno de estos canales, los cuales pueden funcionar de manera secuencial o simultánea, donde la primera lee un canal a la vez, mientras que la simultánea lee dos canales al mismo tiempo, uno por cada módulo.

Para el convertidor, el ADC se configuró en modo simultáneo para leer los valores de tensión de salida y entrada al mismo tiempo, después la siguiente lectura es de la corriente de salida. La frecuencia a la que se hizo operar el ADC fue a 25 MHz, que es la frecuencia máxima de operación, donde 1 ciclo de reloj es para adquisición y el otro ciclo es para lectura y almacenamiento. El tiempo de adquisición se puede ajustar de acuerdo a la carga que estará presente en los pines del ADC, pero visto que los amplificadores operacionales tienen una impedancia de salida muy baja, en consecuencia, el tiempo mínimo de adquisición sería de 40 ns.

### 5.7. Bloque del Modulador de Ancho de Pulso Mejorado

El procesador digital de señales cuenta con PWM dedicados, dado que está destinado a su uso en aplicaciones de electrónica de potencia, como lo son inversores, fuentes conmutadas, rectificadores, etc. Cada PWM tiene su propio periodo de tiempo de acuerdo al modo de operación al que es puesto el contador, cuenta hacia arriba, cuenta hacia abajo o cuenta hacia arriba y abajo; en este caso se estableció en el último caso, con lo cual la cantidad de ciclos de reloj necesarios para completar el periodo de conmutación de los transistores se obtiene con la ecuación (5.10), donde  $T_s$  es el periodo de conmutación y  $T_{clk}$  es el periodo del reloj del microcontrolador; esta ecuación arroja 1875 ciclos de reloj.

$$Cycles = \frac{T_s}{2 \times T_{clk}} \quad (5.10)$$

El ciclo de trabajo se puede estar variando con ayuda de los dos comparadores que tiene cada PWM, que pueden ser configurados para que coloquen en alto, en bajo o conmutación; no es necesario usar los dos comparadores. Como se requiere usar PWM complementarios para los transistores, cada bloque de PWM tiene dos moduladores el A y el B, donde pueden trabajar en conjunto y ser uno complementario del otro, por ejemplo. Por último, para generar los desfases de 180 grados entre los transistores superiores e inferiores, estos bloques permiten generar una señal de sincronización y de acuerdo a esa señal indicarle a otro PWM que comience 180 grados después o para este caso 1875 ciclos más tarde.

También se requiere desactivar todos los PWM cuando el supercapacitor está cargado y la tensión de entrada está en los límites de operación, para esto se utilizan los pines *trip-zone* del microcontrolador que con recibir una entrada en bajo los desactiva todos, por esta razón se tiene otro pin de propósito general que manda esa señal a ese pin de *trip-zone*.

### 6. RESULTADOS

La investigación culmina con los resultados de simulación de PLECS y Simulink en conjunto, en los cuales se utilizan datos obtenidos para acercarse lo más posible a un escenario real.

El esquema utilizado en Simulink es como se muestra en la Figura 6.1, en donde se encuentran principalmente los bloques de lógica difusa  $\Delta D$  y  $D_z$ , la máquina de estados finitos y el bloque de PLECS que contiene el esquemático junto con el modelo de Faranda del supercapacitor que fue calculado en el capítulo 3.

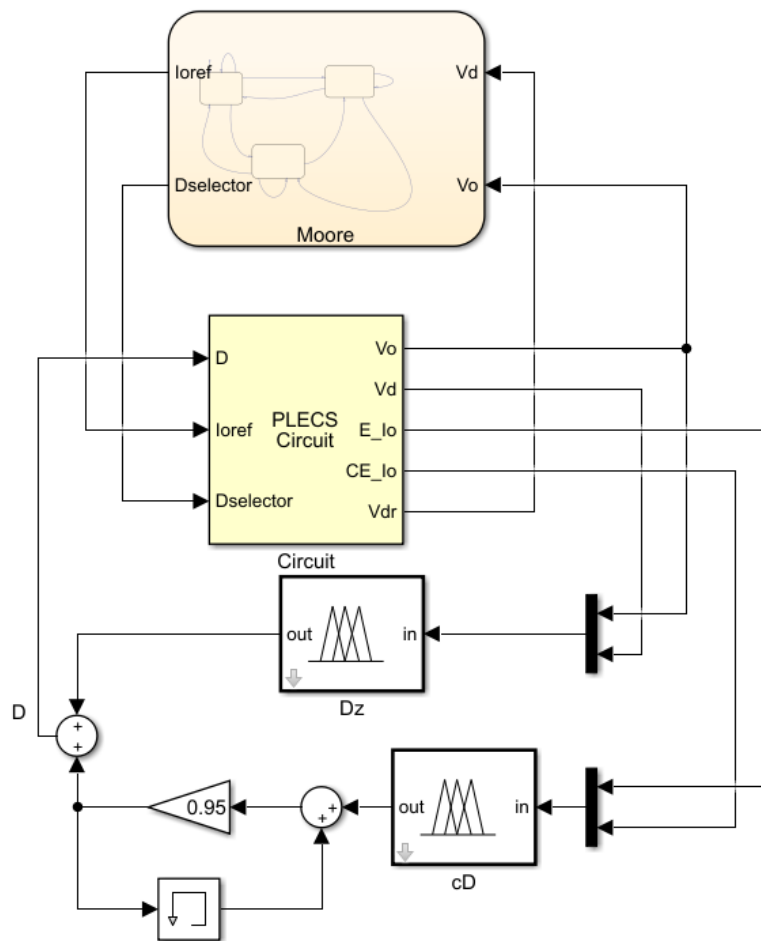


Figura 6.1 Sistema en lazo cerrado del convertidor bidireccional.

## RESULTADOS

En el caso del esquemático se consideraron los valores de los componentes de acuerdo a como se calcularon con anterioridad en el capítulo 4, pero a manera de simplificación se muestran en la Tabla 6.1, donde las resistencias de los transistores en estado de encendido fueron obtenidas de la hoja de datos del fabricante y las resistencias de los inductores fueron medidas físicamente. Debido a la complejidad de este sistema, el tiempo de simulación era muy elevado tomando hasta 6 horas para obtener datos en un rango de tiempo de 50 ms.

Tabla 6.1 Valores de los componentes en la simulación.

| Componente                                         | Valor          |
|----------------------------------------------------|----------------|
| Tensión de entrada (carga)                         | 100 V          |
| Tensión de entrada (descarga)                      | 40 V           |
| Tensión del supercapacitor (carga)                 | 20 V           |
| Tensión del supercapacitor (descarga)              | 45 V           |
| Capacitores de entrada, $C_1$ y $C_2$              | 100 $\mu$ F    |
| Relación de vueltas del transformador, $\eta$      | 1/6            |
| Resistencia de encendido en transistores CMF10120D | 160 m $\Omega$ |
| Resistencia de encendido en transistores IRF640N   | 150 m $\Omega$ |
| Inductores $L_{y1}$ y $L_{y2}$                     | 15.36 mH       |
| Resistencia de inductores $L_{y1}$ y $L_{y2}$      | 0.5 $\Omega$   |
| Inductores $L_1$ y $L_2$                           | 2.82 mH        |
| Resistencia de inductores $L_1$ y $L_2$            | 0.1 $\Omega$   |
| Capacitor $C_y$                                    | 18 nF          |
| Frecuencia de conmutación $F_s$                    | 40 kHz         |

Los resultados se han separado en dos secciones la de carga y descarga, en las cuales se podrá observar el comportamiento de la entrada, el supercapacitor, inductores y ciclo de trabajo. Todo siendo ejecutado en un sistema de lazo cerrado, con unas corrientes de carga y descarga de 5 A y -2 A respectivamente.

## RESULTADOS

### 6.1. Resultados de Simulación de Carga del Supercapacitor

En esta sección se observa como el sistema a una tensión de entrada nominal de 100 V es capaz de cargar a una corriente constante de 5 A, gracias a que el ciclo de trabajo está siendo controlado por medio del sistema difuso creado.

#### 6.1.1. Inductores del Convertidor Doblador de Corriente

En la Figura 6.2 se puede observar como la corriente de ambos inductores aumenta cuando los transistores  $T_1$  y  $T_2$  se activan, debido a la circulación de corriente desde la fuente hasta estos inductores, esto se ve claramente en las tensiones que hay en los inductores que es muy similar a cuando el transformador eleva la tensión. Caso contrario sucede cuando se desactivan los transistores, ocasionando la reducción de corriente en estos, puesto que cargan el capacitor  $C_y$ , a través de los transistores  $S_3$  y  $S_4$ .

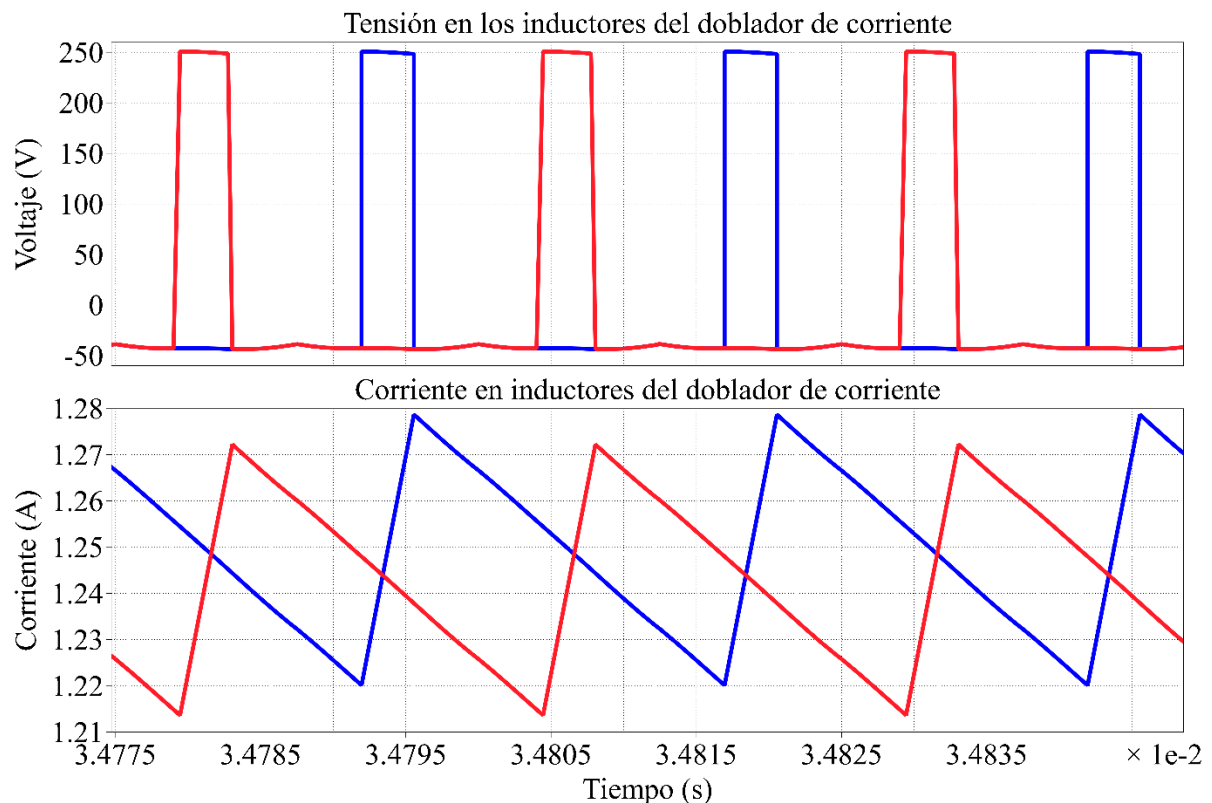


Figura 6.2 Formas de onda de corriente y tensión de los inductores  $L_{y1}$  (azul) y  $L_{y2}$  (rojo).

## RESULTADOS

---

### 6.1.2. Inductores de Salida

Claramente se puede percibir en la Figura 6.3 el desfase de 180 grados que existe entre las formas de onda de las corrientes de cada inductor como se tenía planeado. Cuando los transistores  $S_1$  y  $S_2$  se desactivan, los inductores  $L_1$  y  $L_2$  descargan su energía a través del supercapacitor y de los transistores  $S_3$  y  $S_4$ . Debido al desfaseamiento, cuando un inductor se está cargando el otro se está descargando y como ambos tienen las mismas características y sus periodos de encendido y apagado son el mismo, entonces al sumarse las corrientes se elimina casi todo el rizo de corriente y tensión en el supercapacitor, favoreciendo así un impacto positivo en la vida útil de este.

En esta misma figura se puede observar una pequeña variación en las tensiones de los inductores, esto es debido al incremento y disminución de la tensión en el capacitor  $C_y$ , debido a la conmutación en los transistores  $S_1$  a  $S_2$ , que obligan a que se descargue este mismo constantemente.

## RESULTADOS

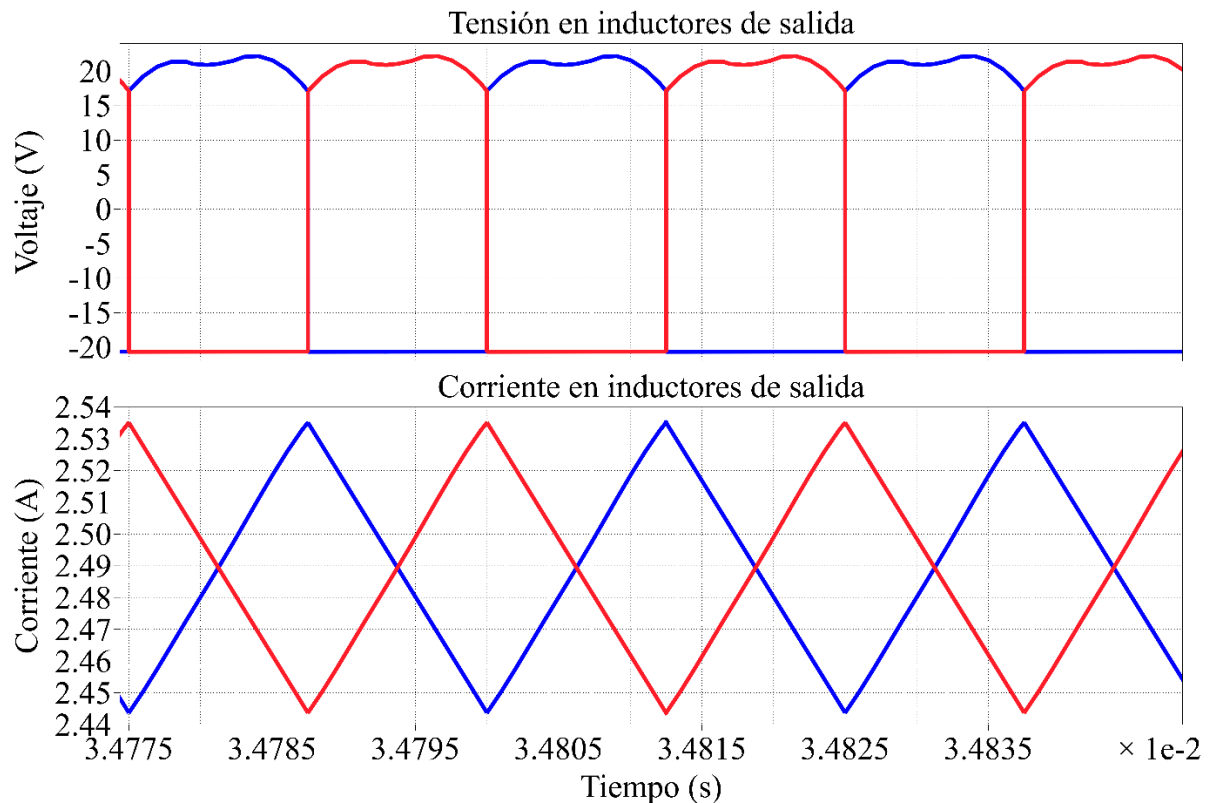


Figura 6.3 Formas de onda de tensión y corriente de los inductores  $L_1$  (azul) y  $L_2$  (rojo).

### 6.1.3. Capacitor $C_y$

En el capacitor  $C_y$  se presenta una tensión promedio de 41.33 V y como el medio puente escalonado de dos ramas actúa como un reductor en situación de carga, en el cual la ganancia es de  $\frac{1}{2}$ , esto quiere decir que el supercapacitor tendrá una tensión de 20.66 V, siendo un poco superior a la tensión de 20.03 V que almacena el supercapacitor, causando que fluya una corriente de 5 A a través de éste.

Cabe mencionar que aquí el rizo de la tensión es notorio porque se carga y descarga de manera rápida causando que la tensión varíe entre 43 V y 38 V. Sabiendo que la tensión promedio es de 41.33 V, entonces el rizo es del 12%.

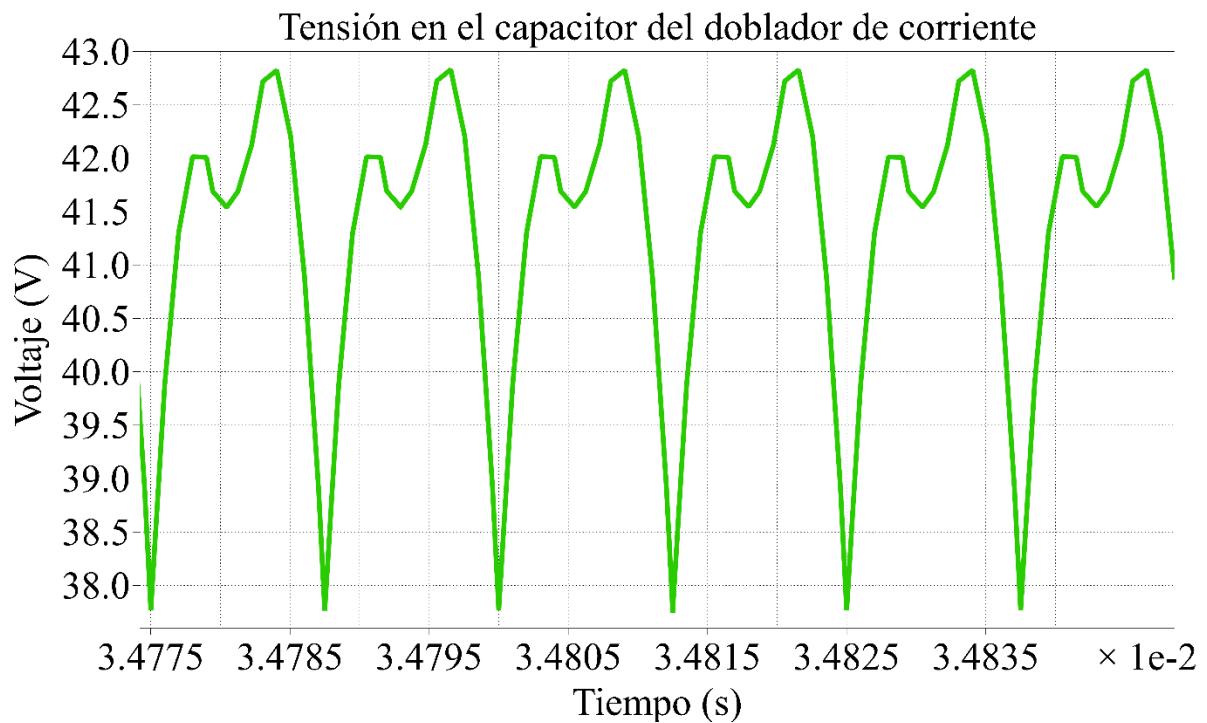


Figura 6.4 Tensión sobre el capacitor  $C_y$ .

#### 6.1.4. Ciclo de Trabajo

El parámetro del ciclo de trabajo ( $D_I$ ), está variando conforme el algoritmo difuso está analizando la corriente y la tensión en la entrada y salida, para así poder establecer un ciclo de trabajo  $D_I$  adecuado para otorgar al supercapacitor la corriente de referencia que se está buscando. Todo lo anteriormente mencionado se observa en la Figura 6.5, donde al no haber corriente al iniciar la simulación este algoritmo ajusta en su valor máximo el ciclo de trabajo para que la corriente comience a aumentar de manera veloz, una vez alcanzada se empieza a disminuir el ciclo de trabajo hasta encontrar el valor ideal en el que la corriente que se busca en el supercapacitor se mantenga constante. Para el desarrollo de trabajo en los resultados de las simulaciones el valor del ciclo de trabajo es aproximadamente de 0.144 (14.4%); este parámetro irá aumentando conforme transcurre el tiempo para mantener la misma corriente.

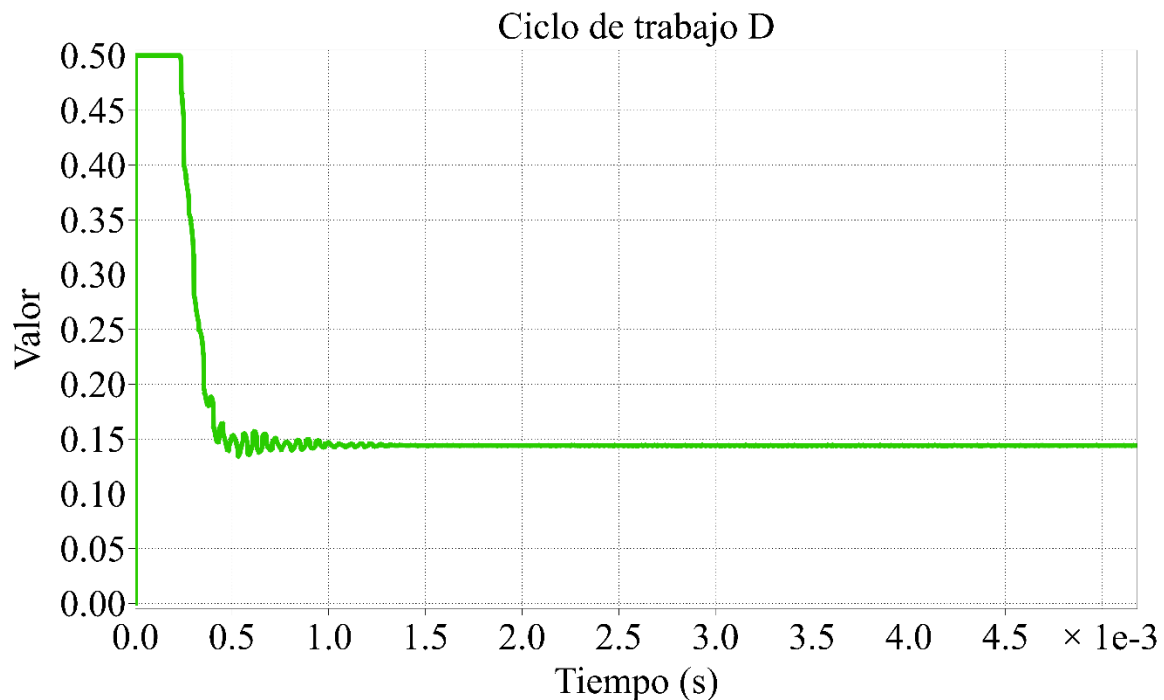


Figura 6.5 Ciclo de trabajo  $D_1$  del convertidor en carga.

### 6.1.5. Sección de Salida en el Supercapacitor

En la operación de carga se puede observar en la Figura 6.6 como la corriente aumenta hasta estabilizarse a 5 A y de ahí mantenerse constante hasta los 34 ms de simulación. En el caso de la forma de onda de la tensión sucede algo similar, aunque en realidad lo que sucede es que va aumentando de manera muy lenta debido a la gran capacitancia del supercapacitor, que para un rango de 34 ms no es suficiente para observar un gran cambio.

Uno de los objetivos que se busca es tener un rizo muy pequeño en el supercapacitor, entonces basándose en la Figura 6.7 se determinan los máximos y mínimos de la tensión y corriente, para obtener los incrementos de estas mismas y así determinar el porcentaje del rizo con respecto al valor promedio de la forma de onda. En el caso de la tensión el rizo es tan pequeño que casi es 0 % y en la corriente es de 0.04 %, confirmando así que el rizo es reducido considerablemente en simulación con respecto a los convertidores convencionales con rizados de entre 2% al 5%.

RESULTADOS

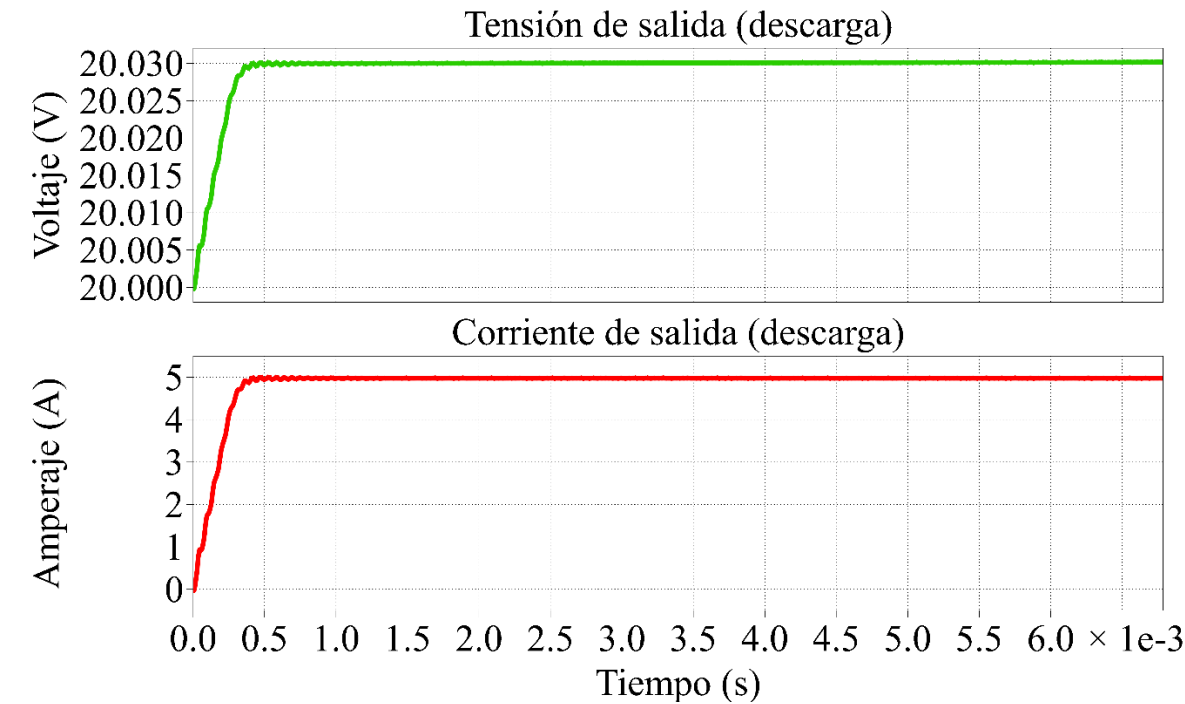


Figura 6.6 Formas de onda de tensión y corriente en el supercapacitor (carga).

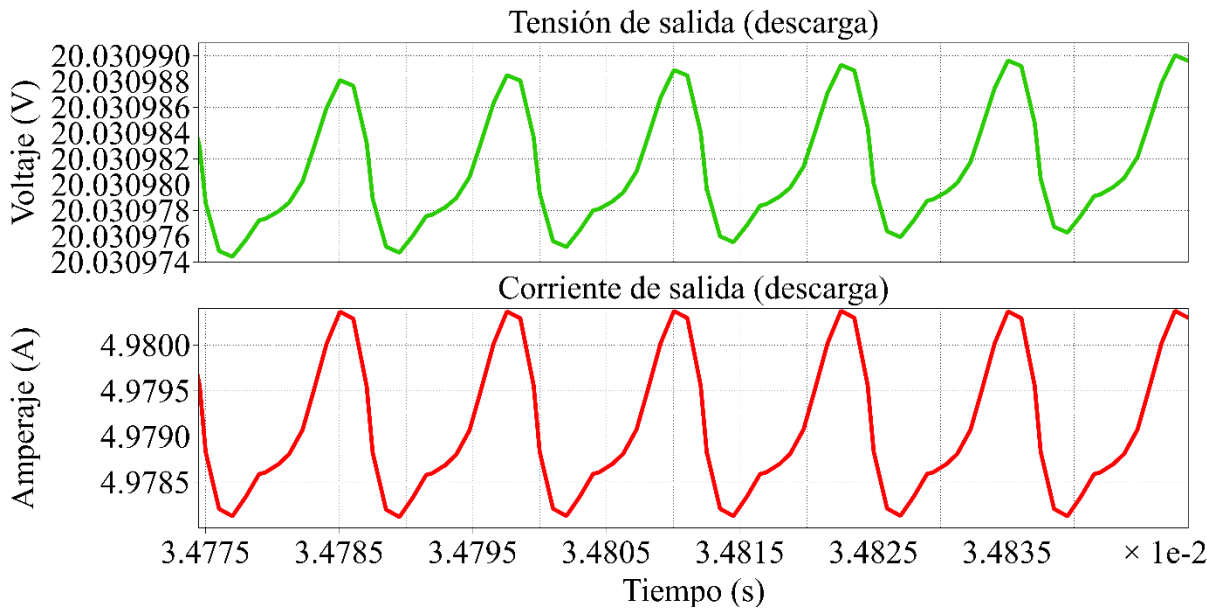


Figura 6.7 Formas de onda amplificadas del supercapacitor de tensión y corriente (carga).

## RESULTADOS

---

### 6.2. Resultados de Simulación durante el Modo de Descarga

En esta parte se trataría de simular lo que sucedería cuando la tensión de entrada cae por debajo de los valores nominales y el supercapacitor tiene la energía suficiente para alimentar la carga. Se presenta un problema al usar el convertidor en inversa (descarga), la corriente puede entrar a la fuente en lugar de a la carga, para remediar ese inconveniente se coloca un diodo (Figura 6.8) para que evite la circulación de corriente hacia la fuente y por consiguiente fluya toda hacia la carga que realmente necesita la energía debido a la baja tensión de la fuente de entrada.

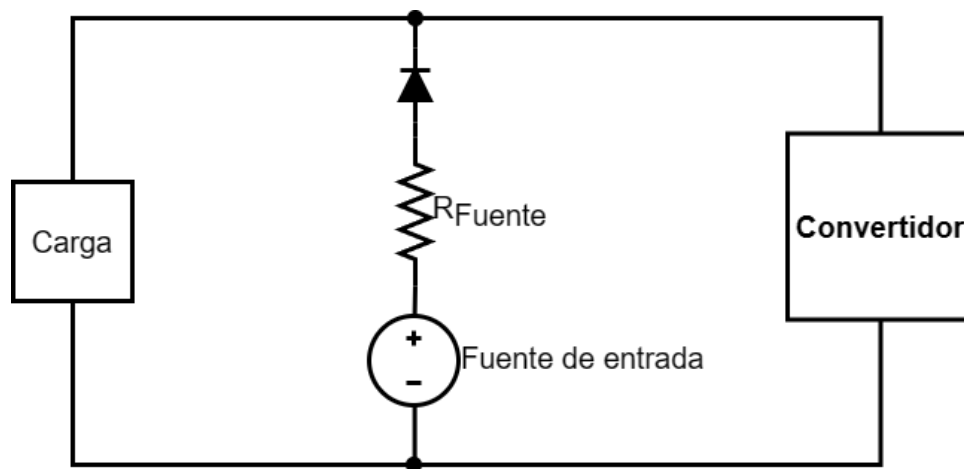


Figura 6.8 Representación de la conexión de la fuente de entrada y de la carga.

Para la simulación en la carga se colocó una resistencia de  $100\ \Omega$ , la fuente de entrada a  $40\text{ V}$ , mientras el supercapacitor tiene  $45\text{ V}$ ; el sistema difuso se encargará de mantener una corriente de  $2\text{ A}$  en el supercapacitor.

#### 6.2.1. Ciclo de Trabajo durante la Descarga

Por las condiciones de corriente que se están buscando en esta simulación y los valores distintos de tensión inicial en el supercapacitor, provocan que el ciclo de trabajo tienda a un valor de  $0.31$  para lograr mantener la corriente, pero en este caso como la tensión del supercapacitor disminuye conforme el tiempo avanza, esto quiere decir que el ciclo de trabajo también ira disminuyendo para seguir manteniendo esa misma corriente.

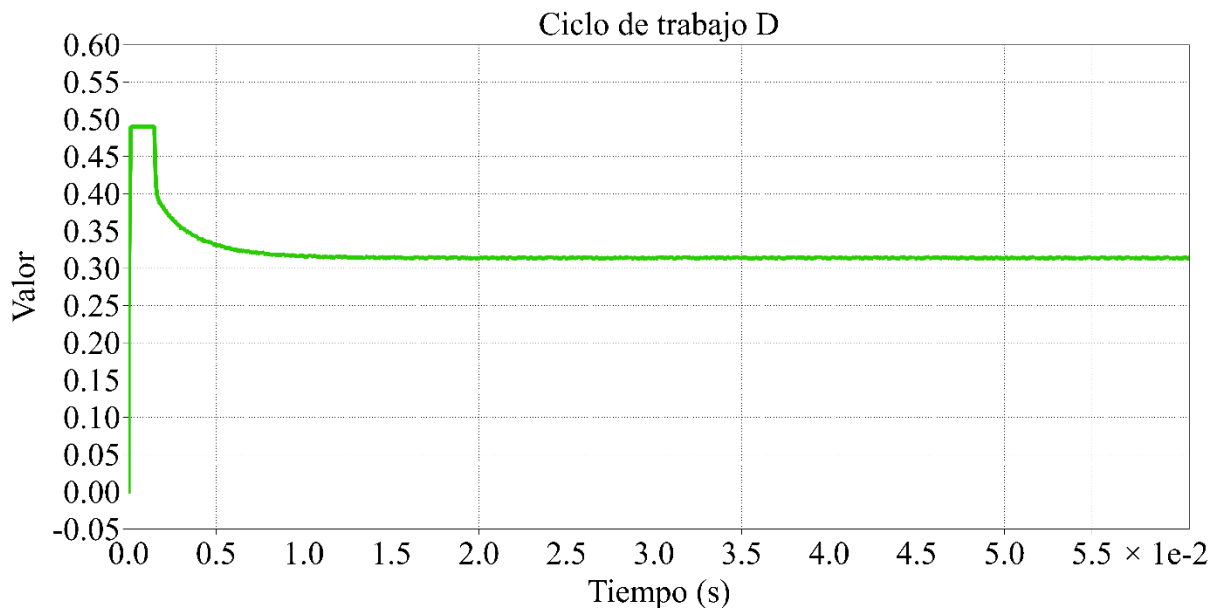


Figura 6.9 Ciclo de trabajo  $D_1$  del Convertidor en descarga.

### 6.2.2. Sección de salida en el supercapacitor

En la operación de descarga se ve claramente en la Figura 6.10, como la corriente aumenta mientras va disminuyendo el ciclo de trabajo para empezar a reducir la corriente, donde la corriente alcanza un pico de 3 A antes de llegar a los 2 A y estabilizarse en ese valor durante 60 ms de simulación.

En la Figura 6.11 se observan las variaciones que se presentan en la tensión y en la corriente, aunque para esta situación la corriente aumento su rizo de 0.04 % a 0.38 %, esto debido a que es más difícil mantener una corriente estable con rizo mínimo cuando esta es de 2 A y la de carga era de 5 A.

## RESULTADOS

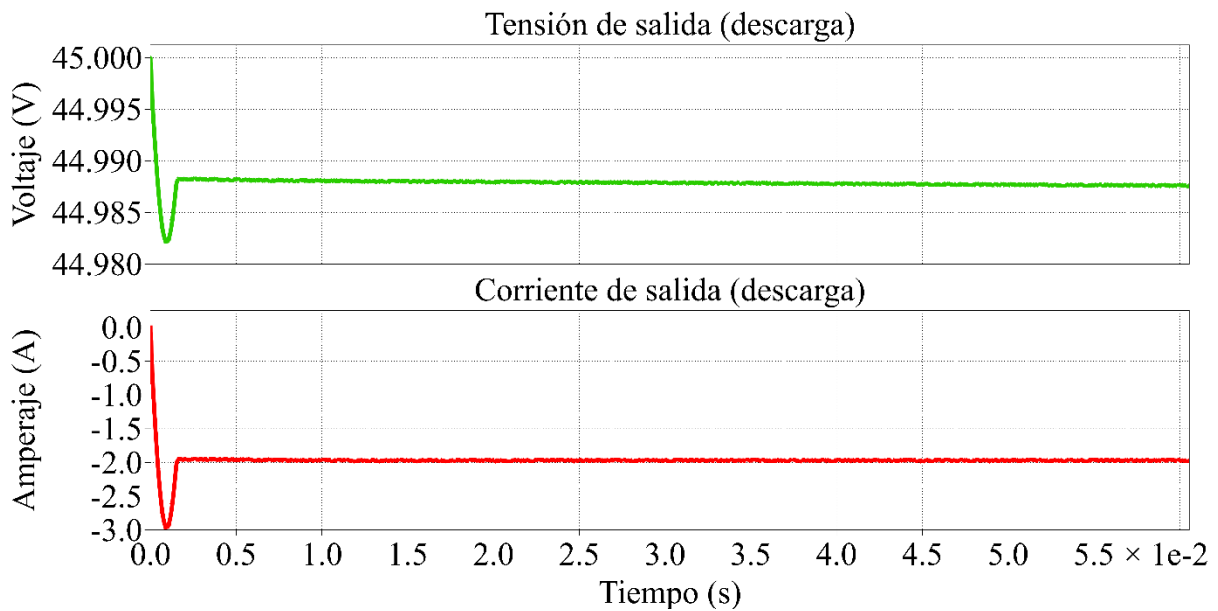


Figura 6.10 Formas de onda de la tensión y corriente del supercapacitor en descarga.

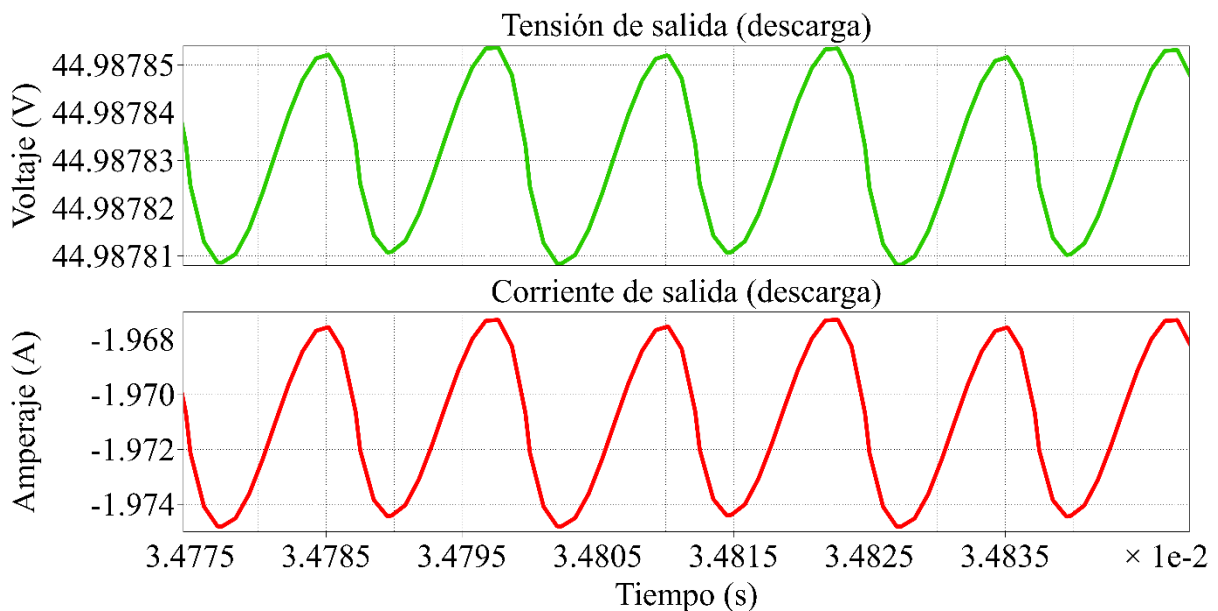


Figura 6.11 Formas de onda amplificadas del supercapacitor de tensión y corriente (descarga).

### 6.2.3. Sección de la Carga (Resistencia de Entrada)

En la Figura 6.12 se percibe como la tensión inicial es suministrada por la fuente, pero al no ser suficiente el algoritmo difuso selecciona el ciclo de trabajo para que el supercapacitor entregue la energía necesaria para una corriente de 1 A en la resistencia. Al aumentar el ciclo

## RESULTADOS

---

de trabajo la tensión y la corriente aumentan hasta que en los bornes de la resistencia hay 93.69 V y 0.93 A y es aquí cuando el sistema logra la estabilidad.

Para el caso del rizo que se presenta en la resistencia también es muy pequeño siendo de 0.09 % tanto para la corriente como la tensión, permitiendo así que la resistencia o la carga no tenga estrés por esas variaciones; aunque cabe decir que es más importante tener un rizo más pequeño en el supercapacitor por la vida útil de este.

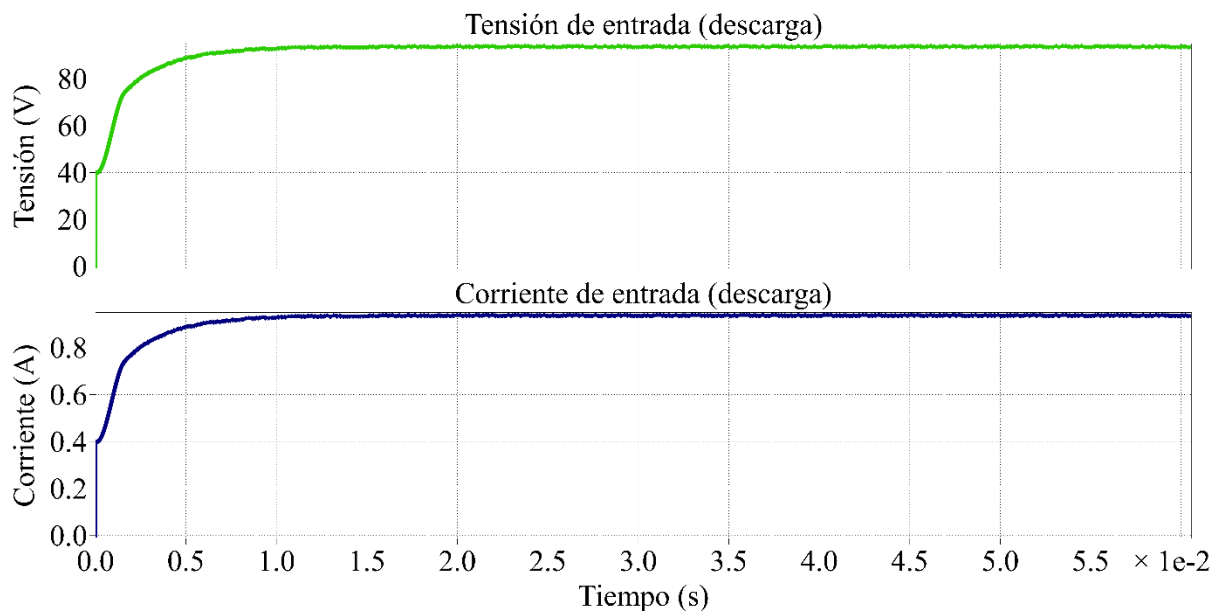


Figura 6.12 Formas de onda de la tensión y corriente en la resistencia de entrada.

## RESULTADOS

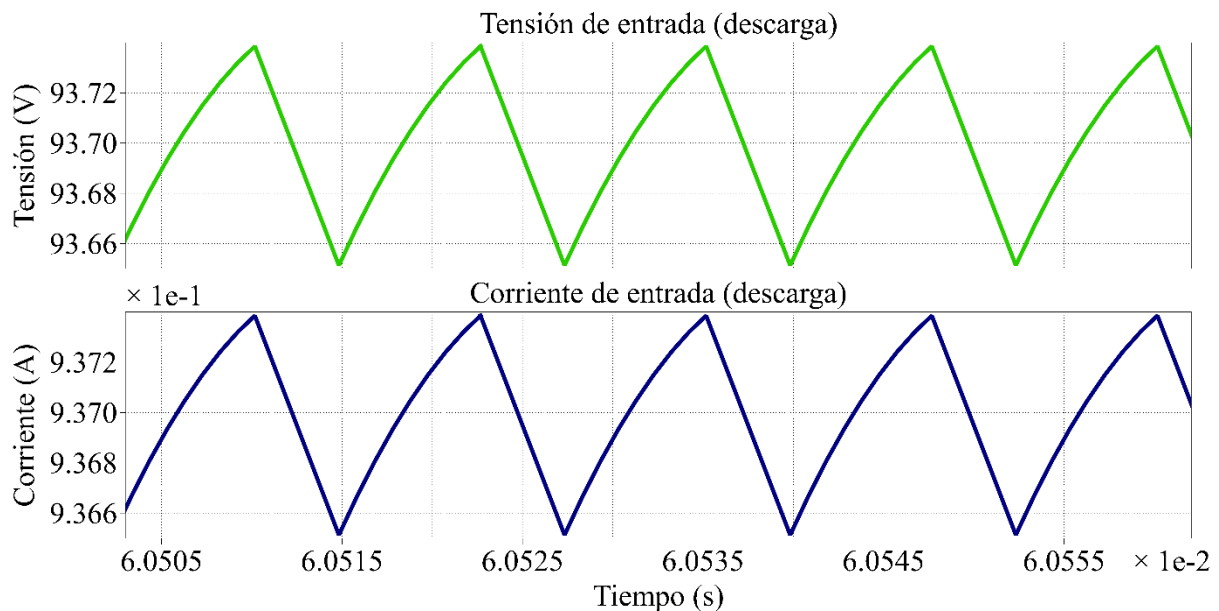


Figura 6.13 Formas de onda de la tensión y corriente en la resistencia de entrada (vista amplificada).

### 6.3. Resultados Experimentales

A continuación, se presentan los resultados experimentales de las pruebas del transformador desarrollado y de una carga resistiva de  $50 \Omega$ .

#### 6.3.1. Forma de Onda del Transformador

Para realizar la prueba se hizo que los transistores se conmutaran a una frecuencia de 40 kHz con un ciclo de trabajo de 50% y la fuente de entrada se ajustó a un valor 50 V, por lo que el transformador debe recibir 25 V y como la relación de vueltas es de 1/6, significa que en el secundario habrá 150 V.

Como se ve en la Figura 6.14 la tensión llega a los 25 V de pico y presenta un pico de tensión, debido a la inductancia parásita y las pequeñas variaciones producidas en ese pico son a causa de la capacitancia parásita; para evitar esas fluctuaciones es necesario que el aislante sea más reducido en los embobinados, según se menciona en [31].

En la Figura 6.15 se confirma que la tensión en el secundario es de 150 V de pico, con la misma frecuencia y ciclo de trabajo, lo inconveniente es que también se amplifican los efectos

## RESULTADOS

de las capacitancias e inductancias parásitas, aunque todavía está dentro de lo permisible para operar dentro del convertidor.

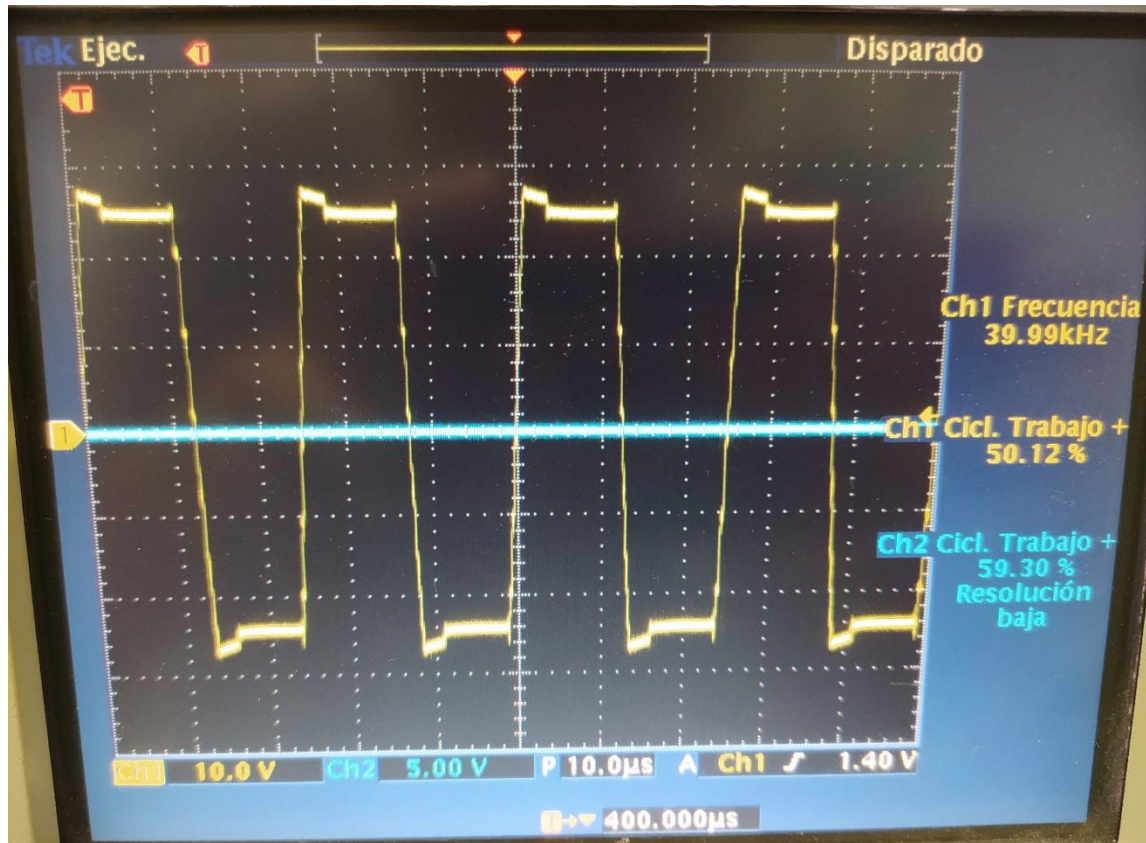


Figura 6.14 Tensión en el primario del transformador.

## RESULTADOS

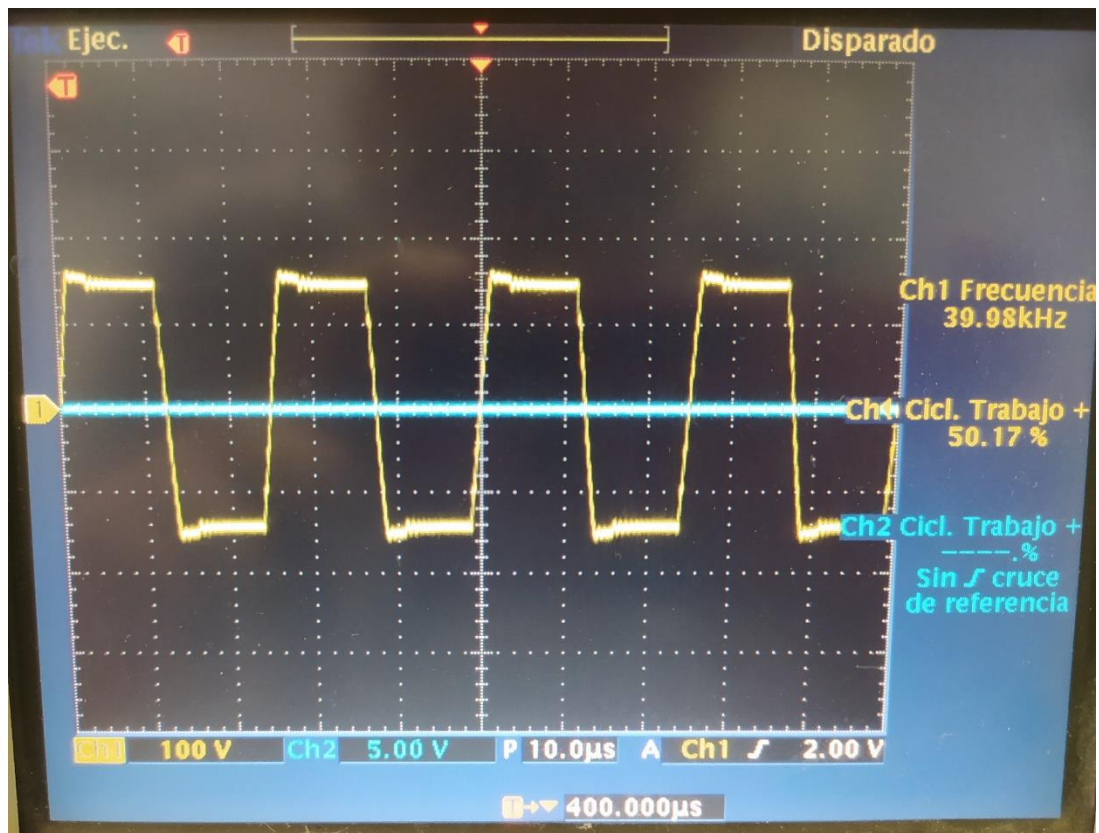


Figura 6.15 Tensión en el secundario del transformador.

### 6.3.2. Prueba Experimental con una Resistencia

Esta prueba experimental se efectuó con un ciclo de trabajo del 10% a una tensión de entrada de 100 V y una resistencia de 50  $\Omega$ . En la Figura 6.16 se observa que tanto la corriente como la tensión presentan unos picos y esto es debido a la conmutación que están realizando los transistores. Ignorando ese inconveniente se tiene una tensión de alrededor de 12 V, que al verificar con (4.30), esta arroja una tensión de 15 V lo cual es muy cercano a lo que se ve realmente. En cambio, la corriente tiene un rizo significativo ya que, a menos corriente, mayores son los incrementos y decrementos de esta; en promedio se tiene un valor de 150 mA, que al sumarla al otro inductor emite una corriente de 250 mA, que es la corriente promedio que debe estar fluyendo por la resistencia.

RESULTADOS

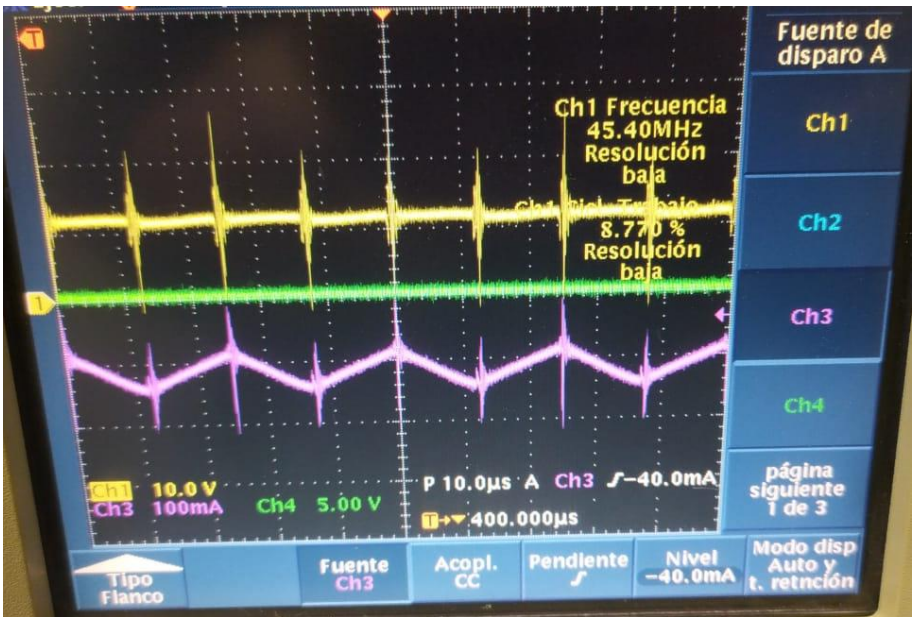


Figura 6.16 Forma de onda de la tensión en la resistencia (amarillo) y de la corriente en el inductor  $L_1$  (morada).

### 7. CONCLUSIONES

En este trabajo de tesis se presenta un convertidor bidireccional de CD-CD con un controlador de inferencia difuso por PWM complementarios. Este convertidor se compone de 3 secciones, el doblador de tensión, seguido de un transformador con una relación de vueltas de 1 a 6, un doblador de corriente, un convertidor de CD a CD escalonado de dos ramas y por último un supercapacitor de 165 F a 48 V.

En este presente trabajo de investigación el propósito es buscar reducir el rizo de tensión y corriente que circula a través del supercapacitor al mínimo para reducir los efectos negativos que provocan las fluctuaciones de tensión en la vida útil del supercapacitor, es aquí donde entra la participación del convertidor escalonado de dos ramas ya que al tener un ciclo de trabajo del 50%, el rizo teóricamente se reduce a cero. También debido a la complejidad del convertidor propuesto y el manejo de tantos dispositivos semiconductores de conmutación, se utiliza la técnica de PWM complementarios para de esta manera solo estar implementado un cambio en un ciclo de trabajo, afectando así todos los dispositivos semiconductores de conmutación al mismo tiempo y por consiguiente controlar la dirección y cantidad de flujo de corriente en el supercapacitor.

El diseño de control por PWM complementarios tomó ventaja de las resistencias de los inductores para determinar la cantidad de corriente que ingresa y sale del supercapacitor, permitiendo así el control del flujo de corriente con un solo ciclo de trabajo. Este mismo se separa en dos componentes el ciclo de trabajo para corriente cero y el ciclo de trabajo para el cambio de corriente deseado, misma separación es la que se utiliza para crear dos sistemas de inferencia difusa, donde el primero está basado en Takagi-Sugeno y el segundo en Mamdani, ambos utilizan funciones de pertenencia triangulares por su robustez.

Finalmente, en las simulaciones se logró demostrar que el uso de PWM complementarios facilita el control de flujo de corriente en ambas direcciones, además que el sistema de control propuesto logra mantener una corriente constante en el supercapacitor con un rizo muy cercano al 0% en la carga y por debajo del 1% en la descarga, gracias al excelente control del sistema difuso y del convertidor escalonado de dos ramas. Además, el sistema de inferencia difuso no

## CONCLUSIONES

---

permite picos de corriente pronunciados y la velocidad en la que se estabiliza la corriente es casi de un milisegundo, lo cual es una velocidad bastante rápida.

### 7.1. Trabajo a Futuro

El modelo desarrollado presenta muy buenos resultados en simulación. Basados en las experiencias tenidas en la parte experimental, a continuación se presentan las siguientes recomendaciones en un trabajo futuro:

- Realizar una tablilla que incluya tanto la parte de sensado, control y potencia, para de esa manera conseguir reducir distancias y así disminuir las inductancias parásitas en el circuito.
- Que la tierra de la tablilla sea la parte restante de cobre, logrando así disminuir las interferencias electromagnéticas.
- Agregar pines de observación para hacer más sencillo el analizar los distintos valores de tensión y corriente en el osciloscopio.
- Aumentar la frecuencia de conmutación entre los 100 y 200 kHz, para que el tamaño de inductores y del transformador se reduzcan considerablemente.
- Sustituir los MOSFET por otros dispositivos con menor resistencia de conducción, para reducir el consumo de potencia y evitar sobrecalentamientos.

Además, se plantea agregar más características, como lo son:

- El rastreo de máximo punto de potencia (MPPT, por sus siglas en inglés), para su uso en fuentes de energías renovables.
- Hacer uso de la modulación de fase para observar sus resultados en comparación con la técnica de PWM complementarios.

### REFERENCIAS

- [1] Polaridad.es, “Vida útil de los circuitos integrados: ¿Cuánto tiempo duran?” Accessed: Jan. 11, 2024. [Online]. Available: <https://polaridad.es/vida-util-de-los-circuitos-integrados-cuanto-tiempo-duran/>
- [2] Ali Emadi, *Advanced Electric Drive Vehicles*, Primera. Boca Raton: CRC Press, 2015.
- [3] M. Rico-Secades, E. Lopez-Corominas, A. J. Calleja, P. Quintana, M. Crespo-Iglesias, and D. Garcia-Llera, “Improving current equalization in energy storage systems for lighting smart grids applications with the bidirectional one-leg converter,” in *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, IEEE, Jun. 2016, pp. 339–344. doi: 10.1109/CIEP.2016.7530781.
- [4] F. M. Ibanez, J. Vadillo, J. M. Echeverria, and L. Fontan, “100kW bidirectional DC/DC converter for a supercapacitor stack,” in *IEEE PES ISGT Europe 2013*, IEEE, Oct. 2013, pp. 1–5. doi: 10.1109/ISGTEurope.2013.6695246.
- [5] Z. Zhang, Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, “Analysis and design of a bidirectional isolated DC-DC converter for fuel cells and supercapacitors hybrid system,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 27, no. 2, pp. 848–859, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2159515.
- [6] X. Huang, T. Tang, M. Lv, Y. Zhu, and Q. Bao, “Research on the Energy Storage Device of Super Capacitor for Heave Compensation System,” in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, IEEE, Nov. 2018, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEAC.2018.8590294.
- [7] Zhixiang Ling, Hui Wang, Kun Yan, and Zaoyi Sun, “A new three-port bidirectional DC/DC converter for hybrid energy storage,” in *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, IEEE, Nov. 2015, pp. 1–5. doi: 10.1109/IFEEEC.2015.7361598.

## REFERENCIAS

---

- [8] A. Kwasinski, "Identification of feasible topologies for multiple-input DC-DC converters," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 24, no. 3, pp. 856–861, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2009538.
- [9] S. M. Kim and S. K. Sul, "Control of rubber tyred gantry crane with energy storage based on supercapacitor bank," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 21, no. 5, pp. 1420–1427, 2006, doi: 10.1109/TPEL.2006.880260.
- [10] S. Rahimpour and A. Baghrmian, "Bidirectional isolated  $\Gamma$ -source DC-DC converter," in *2017 Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, IEEE, May 2017, pp. 1378–1383. doi: 10.1109/IranianCEE.2017.7985257.
- [11] J. Zakis, D. Vinnikov, O. Husev, and I. Rankis, "Dynamic behaviour of qZS-based bi-directional DC/DC converter in supercapacitor charging mode," in *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, IEEE, Jun. 2012, pp. 764–768. doi: 10.1109/SPEEDAM.2012.6264554.
- [12] F. Giulii Capponi, P. Santoro, and E. Crescenzi, "HBCS Converter: A Bidirectional DC/DC Converter for Optimal Power Flow Regulation in Supercapacitor Applications," in *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, IEEE, Sep. 2007, pp. 2009–2015. doi: 10.1109/07IAS.2007.304.
- [13] K. Shreelekha and S. Arulmozhi, "Multiport isolated bidirectional DC-DC converter interfacing battery and supercapacitor for hybrid energy storage application," in *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, IEEE, Mar. 2016, pp. 2763–2768. doi: 10.1109/ICEEOT.2016.7755198.
- [14] Z. Zhang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, "A novel PPFHB bidirectional DC-DC converter for supercapacitor application," in *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, IEEE, Jun. 2009, pp. 350–354. doi: 10.1109/ICCEP.2009.5212032.
- [15] M. E. Şahin, F. Blaabjerg, and A. Sangwongwanich, "Modelling of Supercapacitors Based on Simplified Equivalent Circuit," *CPSS Transactions on Power Electronics and*

## REFERENCIAS

---

- Applications*, vol. 6, no. 1, pp. 31–39, Mar. 2021, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2021.00003.
- [16] I. Kioskeridis, N. Jabbour, and C. Mademlis, “Improved Performance in a Supercapacitor-Based Energy Storage Control System with Bidirectional DC-DC Converter for Elevator Motor Drives,” in *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)*, Institution of Engineering and Technology, 2014, pp. 6.1.02-6.1.02. doi: 10.1049/cp.2014.0487.
- [17] S. Talbi, A. M. Mabwe, and A. El Hajjaji, “Control of a bidirectional dual active bridge converter for charge and discharge of a Li-Ion Battery,” in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, Nov. 2015, pp. 000849–000856. doi: 10.1109/IECON.2015.7392205.
- [18] P. Siddhartha, T. Sujeeth, B. Shiva, and J. Ramprabhakar, “Integration Of Renewable Energy Sources With Power Management Strategy For Effective Bidirectional Vehicle To Grid Power Transfer,” *Procedia Comput Sci*, vol. 218, pp. 9–23, 2023, doi: 10.1016/j.procs.2022.12.397.
- [19] C. Qiu, D. Wang, J. Huang, Q. Tan, and H. Li, “DC Bus Voltage Influence and Stabilization Technology Under Servo Loading for Aerospace Combined Power Supply,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 78135–78147, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3194058.
- [20] W. Kramer, S. Chakraborty, B. Kroposki, and H. Thomas, “Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems Part 1: Systems and Topologies,” Golden, CO, Mar. 2008. doi: 10.2172/926102.
- [21] C. K. Alexander and M. N. O. Sadiku, *Fundamentos de circuitos eléctricos*. Ciudad de México: McGraw-Hill Interamericana, 2006.
- [22] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Electrónica de potencia Convertidores, aplicaciones y diseño*. Ciudad de México: Mc Graw Hill, 2009.

## REFERENCIAS

---

- [23] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Naucalpan de Juárez: Pearson Prentice Hall, 2004.
- [24] L. H. Tsoukalas and R. E. Uhrig, *Fuzzy And Neural Approaches in Engineering*, 1st ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [25] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad, “Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117997–118019, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937239.
- [26] L. Zubieta and R. Bonert, “Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications,” *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 36, no. 1, pp. 199–205, 2000, doi: 10.1109/28.821816.
- [27] R. Faranda, M. Gallina, and D. T. Son, “A new simplified model of Double-Layer Capacitors,” in *2007 International Conference on Clean Electrical Power*, IEEE, May 2007, pp. 706–710. doi: 10.1109/ICCEP.2007.384288.
- [28] D. R. Lopez-Flores, J. L. Duran-Gomez, R. Herrera-Salcedo, and J. A. Pineda-Gomez, “Analysis and design of a simple digital control algorithm for a phase-shift full-bridge DC-DC power converter,” in *12th IEEE International Power Electronics Congress*, IEEE, Aug. 2010, pp. 205–212. doi: 10.1109/CIEP.2010.5598908.
- [29] I. Cree, “CMF10120D-Silicon Carbide Power MOSFET,” North Carolina. Accessed: Nov. 12, 2023. [Online]. Available: [www.cree.com/power](http://www.cree.com/power)
- [30] Infineon, “HEXFET ® Power MOSFET IRF640NPbF,” Kansas, 2010. [Online]. Available: [www.irf.com](http://www.irf.com)
- [31] Colonel Wm. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, 3rd ed., vol. 1. 2004.
- [32] Ferroxcube a Yageo Company, “E80/38/20 Core Product specifications,” 2016. Accessed: Nov. 12, 2023. [Online]. Available: [https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/Pr\\_ds/E80\\_38\\_20.pdf](https://www.ferroxcube.com/upload/media/product/file/Pr_ds/E80_38_20.pdf)
- [33] Ferroxcube a Yageo Company, “3C90 Material specification,” Sep. 2008.

## REFERENCIAS

---

- [34] Micrometals, “Power Conversion and Line Filter Applications,” no. L. Anaheim, pp. 1–69, Feb. 2007.
- [35] Daniel W. Hart, *Power Electronics*. Valparaíso: McGraw-Hill, 2010.
- [36] Infineon, “IR2110(S)-IR2113(S) Datasheet-500V/600V high-side and low-side gate driver IC with shutdown,” Kansas, Jun. 2019. [Online]. Available: [www.infineon.com/gatedriver](http://www.infineon.com/gatedriver)
- [37] A. R. A. Merello and M. Grasso, “Using Monolithic High Voltage Gate Drivers.”
- [38] R. L. Boylestad and L. Nashelsky, *Electrónica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*, Décima. México: Pearson Educación, 2009.
- [39] Marcelo Casanovas, “Máquinas de Estados Finitas.” Accessed: Jan. 11, 2024. [Online]. Available: <https://www.profesores.frc.utn.edu.ar/electronica/tecnicasdigitalesi/pub/file/AportesDelCudar/Maquinas%20de%20Estado%20MC%20V5.pdf>
- [40] Texas Instruments, “TMS320x2833x, TMS320x2823x Technical Reference Manual,” 2020.
- [41] Spectrum Digital, “eZdsp F28335,” Stafford, 2007.