



**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE  
SAN LUIS POTOSÍ**

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE  
POSGRADO**

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**DESARROLLO DE UN CONVERTIDOR DE PUENTE DOBLE  
ACTIVO PARA INCORPORAR ALMACENAMIENTO DE  
ENERGÍA EN UNA MICRORRED**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL GRADO DE  
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
OPCIÓN: ELECTRÓNICA DE POTENCIA PARA FUENTES  
ALTERNAS DE ENERGÍA**

**P R E S E N T A:**

**ING. ÁNGEL DANIEL MEJÍA OROS**

**A S E S O R:**

**DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO**

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

MAYO DE 2021





19 de noviembre de 2020

**ING. ÁNGEL DANIEL MEJÍA OROS**  
**P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 19 de noviembre del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

**TEMARIO:**

**"Desarrollo de un Convertidor de Puente Doble Activo para Incorporar Almacenamiento de Energía en una Microrred de CA"**

Introducción.

1. Convertidor de Puente Doble Activo Interconectado a la Red Eléctrica.
2. Modelado y Control del Convertidor de Potencia.
3. Diseño y Construcción del Convertidor de Potencia.
4. Resultados.

Conclusiones.

Apéndice.

Referencias.

**"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"**

**A T E N T A M E N T E**



**DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN**  
**DIRECTOR.**

[www.uaslp.mx](http://www.uaslp.mx)

Copia. Archivo.  
\*etn.





Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción: Electrónica de Potencia para Fuentes Alternas de Energía

***“Desarrollo de un convertidor de puente doble activo para incorporar almacenamiento de energía en una microrred”***

Presenta:

---

Ing. Ángel Daniel Mejía Oros

Sinodales:

---

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo  
(Asesor de Tesis)

---

Dr. Mario Arturo González García

---

Dr. Ricardo Álvarez Salas

---

Dr. Mauro Eduardo Maya Méndez





**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**Centro de Investigación y Estudios de Posgrado**

**Posgrado en Ingeniería Eléctrica**

El firmante, Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, profesor-investigador de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí.

**HACE CONSTAR**

Que la tesis que tiene por título:

***Desarrollo de un convertidor de puente doble activo para incorporar almacenamiento de energía en una microrred.***

Presentada por el Sr:

**Ing. Ángel Daniel Mejía Oros**

Para optar por el grado de:

**Maestro en Ingeniería Eléctrica**

Ha sido realizada bajo su dirección.

San Luis Potosí, S.L.P., mayo de 2021.

Rúbricas:

---

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo





**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA**  
**Centro de Investigación y Estudios de Posgrado**

**Aclaración**

El presente trabajo que lleva por título:

***Desarrollo de un convertidor de puente doble activo para incorporar  
almacenamiento de energía en una microrred.***

Se realizó entre Junio de 2019 y Febrero de 2021 bajo la dirección científica del Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo.

**Originalidad**

Por este medio aseguro que he realizado este documento de tesis para fines académicos sin ayuda indebida de terceros y sin utilizar otros medios más que los indicados.

Las referencias e información tomadas directa o indirectamente de otras fuentes se han definido en el texto como tales y se ha dado el debido crédito a las mismas.

El autor exime a la Universidad Autónoma de San Luis Potosí de las opiniones vertidas en este documento y asume la responsabilidad total del mismo.

Este documento no ha sido sometido como tesis a ninguna otra institución nacional o internacional en forma parcial o total.

Sí se autoriza a la Universidad Autónoma de San Luis Potosí para que divulgue este documento de tesis para fines académicos.

---

Ing. Ángel Daniel Mejía Oros



*A mi familia y mis amigos.*



---

## Agradecimientos

*A Dios por los dones y la vida que me entregó.*

*A mis padres, por su apoyo y amor en toda mi vida.*

*A mi hermana, por estar siempre para mí.*

*A mis amigos y compañeros de maestría Richie, Araiza, Noé, Saúl, Toro y Josué, por su ayuda y amistad estos dos años.*

*A mis amigos Toka, Clio, Manza, Bruno, Pauz, Dany, Chiles, Celica, Miky, Eevee, Pablo y Anieh por motivarme y ayudarme a ser mejor persona.*

*A mis compañeros del laboratorio CEECM por su apoyo y consejos.*

*A mi asesor Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo por su confianza, enseñanzas, guía y paciencia en la elaboración de este proyecto.*

*A mis profesores por las lecciones que me formaron.*

*A Ana Cecilia Rivera Rivera por el apoyo y motivación que hacen del laboratorio un gran ambiente de trabajo.*

*Y por último a la Universidad Autónoma de San Luis Potosí y al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología.*



# ÍNDICE GENERAL

|                                                                                   |             |
|-----------------------------------------------------------------------------------|-------------|
| <b>Índice general</b>                                                             | <b>XIII</b> |
| <b>Índice de tablas</b>                                                           | <b>XV</b>   |
| <b>Índice de figuras</b>                                                          | <b>XVII</b> |
| <b>Lista de símbolos</b>                                                          | <b>XXI</b>  |
| <b>Resumen</b>                                                                    | <b>XXV</b>  |
| <b>Introducción</b>                                                               | <b>1</b>    |
| 1. Microrredes . . . . .                                                          | 1           |
| 2. Estado del arte del convertidor de puente doble activo . . . . .               | 4           |
| 3. Supercondensadores . . . . .                                                   | 4           |
| 4. Motivación de la investigación . . . . .                                       | 9           |
| 5. Justificación . . . . .                                                        | 10          |
| 6. Objetivo general . . . . .                                                     | 10          |
| 7. Alcance y objetivos particulares . . . . .                                     | 10          |
| 8. Organización del trabajo de tesis . . . . .                                    | 11          |
| <b>1 Convertidor de puente doble activo interconectado a la red eléctrica</b>     | <b>13</b>   |
| 1.1. Principio de funcionamiento del convertidor de puente doble activo . . . . . | 13          |
| 1.2. Selección de la relación de transformación . . . . .                         | 17          |
| 1.3. Selección de la inductancia de dispersión . . . . .                          | 19          |
| 1.4. Selección del filtro de salida . . . . .                                     | 20          |
| 1.5. Selección del condensador de desacoplo . . . . .                             | 22          |
| 1.6. Rectificador síncrono . . . . .                                              | 22          |
| <b>2 Modelado y control del convertidor de potencia</b>                           | <b>25</b>   |
| 2.1. Modelo conmutado . . . . .                                                   | 25          |
| 2.2. Modelo promedio generalizado . . . . .                                       | 26          |
| 2.3. Modelo linealizado . . . . .                                                 | 30          |
| 2.4. Lazo de control . . . . .                                                    | 37          |
| <b>3 Diseño y construcción del convertidor de potencia</b>                        | <b>43</b>   |
| 3.1. Construcción del transformador y del inductor externo . . . . .              | 43          |
| 3.2. Construcción del inductor de filtro . . . . .                                | 44          |

|                  |                                                                            |           |
|------------------|----------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 3.3.             | Dimensionamiento y selección de los dispositivos semiconductores . . . . . | 46        |
| 3.4.             | Selección de los disipadores . . . . .                                     | 49        |
| 3.5.             | Construcción del circuito impreso . . . . .                                | 51        |
| <b>4</b>         | <b>Resultados</b>                                                          | <b>53</b> |
| 4.1.             | Resultados de simulación . . . . .                                         | 53        |
| 4.2.             | Resultados experimentales . . . . .                                        | 64        |
|                  | <b>Conclusiones</b>                                                        | <b>71</b> |
| <b>Apéndices</b> |                                                                            |           |
| <b>A</b>         | <b>Diseño magnético</b>                                                    | <b>73</b> |
| A.1.             | Diseño del transformador . . . . .                                         | 74        |
| A.2.             | Diseño del inductor externo . . . . .                                      | 76        |
| A.3.             | Diseño del inductor de filtro . . . . .                                    | 78        |
| <b>B</b>         | <b>Caracterización del supercondensador</b>                                | <b>81</b> |
| B.1.             | Modelo RC . . . . .                                                        | 81        |
| B.2.             | Modelo RC con resistencia en paralelo . . . . .                            | 82        |
| B.3.             | Modelo RC con capacitancia variable . . . . .                              | 85        |
| <b>C</b>         | <b>Análisis de pérdidas en el convertidor</b>                              | <b>89</b> |
| C.1.             | Pérdidas en los puentes de baja y alta tensión . . . . .                   | 89        |
| C.2.             | Pérdidas en el rectificador síncrono . . . . .                             | 94        |
| C.3.             | Pérdidas en el transformador y en la inductancia externa . . . . .         | 95        |
| C.4.             | Pérdidas en el inductor del filtro de salida . . . . .                     | 95        |
| C.5.             | Pérdidas totales y eficiencia . . . . .                                    | 95        |
|                  | <b>Referencias bibliográficas</b>                                          | <b>99</b> |

# ÍNDICE DE TABLAS

|      |                                                                                 |    |
|------|---------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.   | Microrredes en México. . . . .                                                  | 2  |
| 2.   | Especificación comparativa entre baterías y supercondensadores. . . . .         | 7  |
| 3.   | Especificaciones de baterías de iones de litio. . . . .                         | 7  |
| 1.1. | Parámetros nominales del sistema. . . . .                                       | 13 |
| 1.2. | Parámetros para cálculo del condensador de desacoplo. . . . .                   | 22 |
| 3.1. | Requerimientos de diseño y parámetros estimados del transformador. . . . .      | 44 |
| 3.2. | Requerimientos de diseño y parámetros estimados del inductor externo. . . . .   | 44 |
| 3.3. | Requerimientos de diseño y parámetros estimados del inductor de filtro. . . . . | 45 |
| 3.4. | Parámetros de los dispositivo semiconductores. . . . .                          | 47 |
| 3.5. | Pérdidas máximas de los dispositivos semiconductores. . . . .                   | 49 |
| 3.6. | Resistencias térmicas de disipadores comerciales. . . . .                       | 50 |
| 3.7. | Temperatura en la unión de los semiconductores. . . . .                         | 50 |
| A.1. | Parámetros del transformador. . . . .                                           | 74 |
| A.2. | Parámetros de la ferrita E55 material N27. . . . .                              | 75 |
| A.3. | Parámetros del inductor externo. . . . .                                        | 76 |
| A.4. | Parámetros de la ferrita ETD39 3C90. . . . .                                    | 77 |
| A.5. | Parámetros del inductor de filtro. . . . .                                      | 78 |
| A.6. | Parámetros de la lámina EI-50. . . . .                                          | 78 |
| C.1. | Contribución de pérdidas en $V_{CD} = 20\text{ V}$ . . . . .                    | 98 |
| C.2. | Contribución de pérdidas en $V_{CD} = 48\text{ V}$ . . . . .                    | 98 |



# ÍNDICE DE FIGURAS

|       |                                                                                                                                |    |
|-------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1.    | Microrred aislada en Laboratorio CEECM. . . . .                                                                                | 3  |
| 2.    | Convertidor de puente doble activo. . . . .                                                                                    | 4  |
| 3.    | Estrategia de modulación con $D_1 = D_2 = 0.5$ . . . . .                                                                       | 5  |
| 4.    | Estrategia de modulación con $D_1 = 0.5, D_2 < 0.5$ . . . . .                                                                  | 5  |
| 5.    | Estrategia de modulación con $D_1 = D_2 < 0.5$ . . . . .                                                                       | 6  |
| 6.    | Estrategia de modulación con $D_1 < 0.5, D_2 < 0.5$ . . . . .                                                                  | 6  |
| 7.    | Modelo Zubieta. . . . .                                                                                                        | 8  |
| 8.    | Modelo serie. . . . .                                                                                                          | 8  |
| 9.    | Modelo paralelo constante. . . . .                                                                                             | 9  |
| 10.   | Modelo paralelo variable. . . . .                                                                                              | 9  |
| 11.   | Modelo de línea de transmisión. . . . .                                                                                        | 10 |
| 1.1.  | Circuito equivalente en terminales del inductor de dispersión. . . . .                                                         | 14 |
| 1.2.  | Formas de ondas de $v_{CA1}(t)$ , $v_{CA2}(t)$ , $i_L(t)$ y $p_1(t)$ . . . . .                                                 | 15 |
| 1.3.  | Convertidor de puente doble activo con rectificador síncrono. . . . .                                                          | 16 |
| 1.4.  | Convertidor de puente doble activo con interruptores en antiserie. . . . .                                                     | 17 |
| 1.5.  | Potencia instantánea según las tensiones de red y del supercondensador. . . . .                                                | 18 |
| 1.6.  | Valor absoluto de las corrientes instantáneas $I_{L_0}$ e $I_{L_\varphi}$ con $n = 3.75$ . . . . .                             | 18 |
| 1.7.  | Valor absoluto de las corrientes instantáneas $I_{L_0}$ e $I_{L_\varphi}$ con $n = 9$ . . . . .                                | 19 |
| 1.8.  | Circuito del filtro de salida. . . . .                                                                                         | 21 |
| 1.9.  | Diagram de Bode del filtro de salida a diferentes valores de potencia nominal. . . . .                                         | 21 |
| 1.10. | Rectificador síncrono con filtro de salida conectado a red. . . . .                                                            | 22 |
| 1.11. | Corriente de entrada y salida del filtro con conmutación sincronizada a la red. . . . .                                        | 23 |
| 1.12. | Corriente de entrada y salida del filtro con conmutación desfasada $10^\circ$ de la red. . . . .                               | 23 |
| 2.1.  | Circuito equivalente del convertidor de puente doble activo durante el semiciclo positivo de red. . . . .                      | 25 |
| 2.2.  | Comparación entre el modelo conmutado y el modelo promedio generalizado para las variables $i_L$ , $v_C$ e $i_{L_f}$ . . . . . | 30 |
| 2.3.  | Acercamiento a las variables $i_L$ , $v_C$ e $i_{L_f}$ . . . . .                                                               | 30 |
| 2.4.  | Diagrama de bloques de la planta con retroalimentación y controlador. . . . .                                                  | 33 |
| 2.5.  | Regiones de estabilidad para la medición de potencia en el transformador. . . . .                                              | 33 |
| 2.6.  | Diagrama de Bode de la función de transferencia del transformador en lazo cerrado. . . . .                                     | 34 |
| 2.7.  | Lugar de las raíces de la función de transferencia del transformador en lazo cerrado. . . . .                                  | 34 |
| 2.8.  | Regiones de estabilidad para la medición de potencia en la red. . . . .                                                        | 35 |
| 2.9.  | Diagrama de Bode de la función de transferencia de la red en lazo cerrado. . . . .                                             | 36 |
| 2.10. | Lugar de las raíces de la función de transferencia de la red en lazo cerrado. . . . .                                          | 36 |

|       |                                                                                                                                                                          |    |
|-------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.11. | Regiones de estabilidad para la medición de potencia en función de la tensión en las fuentes.                                                                            | 37 |
| 2.12. | Diagrama de Bode de la función de transferencia a partir de las fuentes en lazo cerrado.                                                                                 | 37 |
| 2.13. | Lugar de las raíces de la función de transferencia a partir de las fuentes en lazo cerrado.                                                                              | 38 |
| 2.14. | Polos y ceros de la función de transferencia.                                                                                                                            | 39 |
| 2.15. | Diagrama de Bode con el controlador.                                                                                                                                     | 40 |
| 2.16. | Potencia promedio demandada según la tensión del supercondensador.                                                                                                       | 41 |
| 2.17. | Convertidor de puente doble activo con rectificador síncrono y lazo de control.                                                                                          | 41 |
| 3.1.  | Ferrita E55 N27.                                                                                                                                                         | 44 |
| 3.2.  | Ferrita ETD39 3C90.                                                                                                                                                      | 45 |
| 3.3.  | Láminas EI-50.                                                                                                                                                           | 45 |
| 3.4.  | Pérdidas de los semiconductores en el puente de baja tensión.                                                                                                            | 48 |
| 3.5.  | Pérdidas de los semiconductores en el puente de alta tensión.                                                                                                            | 49 |
| 3.6.  | Circuito térmico de un disipador con un solo semiconductor.                                                                                                              | 49 |
| 3.7.  | Circuito térmico de un disipador con cuatro semiconductores.                                                                                                             | 50 |
| 3.8.  | Esquemático de control.                                                                                                                                                  | 51 |
| 3.9.  | Esquemático de potencia.                                                                                                                                                 | 51 |
| 3.10. | Circuito impreso.                                                                                                                                                        | 52 |
| 3.11. | Avance del prototipo experimental.                                                                                                                                       | 52 |
| 4.1.  | Convertidor de puente doble activo con rectificador síncrono y lazo de control.                                                                                          | 54 |
| 4.2.  | Proceso de carga del supercondensador en lazo cerrado.                                                                                                                   | 55 |
| 4.3.  | Acercamiento del proceso de carga del supercondensador durante 2 ciclos de red.                                                                                          | 56 |
| 4.4.  | Acercamiento del proceso de carga del supercondensador durante 10 ciclos de conmutación.                                                                                 | 57 |
| 4.5.  | Proceso de descarga del supercondensador en lazo cerrado.                                                                                                                | 58 |
| 4.6.  | Acercamiento del proceso de descarga del supercondensador durante 2 ciclos de red.                                                                                       | 59 |
| 4.7.  | Acercamiento del proceso de descarga del supercondensador durante 10 ciclos de conmutación.                                                                              | 60 |
| 4.8.  | Modelo RC con capacitancia variable.                                                                                                                                     | 60 |
| 4.9.  | Carga y descarga del supercondensador en lazo cerrado.                                                                                                                   | 61 |
| 4.10. | Velocidad de respuesta ante variaciones de potencia.                                                                                                                     | 62 |
| 4.11. | Dinámica variable del supercondensador sin apagado durante potencia nula.                                                                                                | 63 |
| 4.12. | Dinámica variable del supercondensador con apagado durante potencia nula.                                                                                                | 64 |
| 4.13. | Distorsión armónica total de la corriente $i_{L_f}$ durante los procesos de carga y descarga.                                                                            | 65 |
| 4.14. | Potencia del supercondensador, potencia de red y potencia de referencia durante el proceso de carga.                                                                     | 65 |
| 4.15. | Potencia del supercondensador, potencia de red y potencia de referencia durante el proceso de descarga.                                                                  | 66 |
| 4.16. | Eficiencia del convertidor durante los procesos de carga y descarga.                                                                                                     | 66 |
| 4.17. | Circuito de prueba del puente primario.                                                                                                                                  | 67 |
| 4.18. | Canal 1: Señal del generador. Canal 2: Señal de disparo del driver complementario. Canal 3: Tensión $V_o$ de la resistencia. Canal 4: Corriente $I_o$ de la resistencia. | 67 |
| 4.19. | Acercamiento en subida.                                                                                                                                                  | 68 |
| 4.20. | Acercamiento en bajada.                                                                                                                                                  | 68 |
| 4.21. | Circuito de prueba puente secundario.                                                                                                                                    | 68 |

|       |                                                                                                                                |    |
|-------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4.22. | Canal 1 y 2: Señales de disparo. Canal 3: Tensión $V_o$ de la resistencia. Canal 4: Corriente $I_o$ de la resistencia. . . . . | 69 |
| 4.23. | Acercamiento en subida. . . . .                                                                                                | 69 |
| 4.24. | Acercamiento en bajada. . . . .                                                                                                | 70 |
| A.1.  | Potencia aparente en el inductor de dispersión. . . . .                                                                        | 73 |
| B.1.  | Modelo de supercondensador Maxwell. . . . .                                                                                    | 82 |
| B.2.  | Modelo RC lineal. . . . .                                                                                                      | 82 |
| B.3.  | Comparación entre la prueba real y el circuito RC lineal. . . . .                                                              | 83 |
| B.4.  | Modelo RC con resistencia $R_{lk}$ en paralelo. . . . .                                                                        | 83 |
| B.5.  | Comparación entre la prueba real y el circuito RC con resistencia $R_{lk}$ asociada al supercondensador. . . . .               | 85 |
| B.6.  | Comparación entre la prueba real y el circuito RC con resistencia $R_{lk}$ asociada a la fuente. . . . .                       | 85 |
| B.7.  | Modelo RC con capacitancia variable. . . . .                                                                                   | 86 |
| B.8.  | Comparación entre la prueba real y el circuito RC con capacitancia variable. . . . .                                           | 87 |
| C.1.  | Corrientes $i_L$ , $i_{S1}$ e $i_{S11}$ para el caso 1. . . . .                                                                | 90 |
| C.2.  | Corrientes $i_L$ , $i_{S1}$ e $i_{S11}$ para el caso 3. . . . .                                                                | 92 |
| C.3.  | Corrientes $i_L$ , $i_{S1}$ e $i_{S11}$ para el caso 4. . . . .                                                                | 93 |
| C.4.  | Corriente en el semiconductor $RS_1$ . . . . .                                                                                 | 94 |
| C.5.  | Pérdidas en el convertidor durante el proceso de carga del supercondensador. . . . .                                           | 96 |
| C.6.  | Pérdidas en el convertidor durante el proceso de descarga del supercondensador. . . . .                                        | 96 |
| C.7.  | Pérdidas totales en el convertidor. . . . .                                                                                    | 97 |
| C.8.  | Eficiencia en el convertidor. . . . .                                                                                          | 97 |



# LISTA DE SÍMBOLOS

| Símbolo         | Significado                                                                                   |
|-----------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------|
| $A_c$           | Sección transversal                                                                           |
| $\alpha$        | Estado de conmutación del puente primario                                                     |
| $A_p$           | Producto de áreas                                                                             |
| $\beta$         | Estado de conmutación del puente secundario                                                   |
| $B_m$           | Densidad de flujo nominal                                                                     |
| $C_f$           | Capacitancia del filtro                                                                       |
| $C_i$           | Capacitancia de desacoplo de la fuente primaria                                               |
| $C_o$           | Capacitancia de desacoplo de la fuente secundaria                                             |
| $D_1$           | Ciclo de trabajo del puente primario                                                          |
| $D_2$           | Ciclo de trabajo del puente secundario                                                        |
| $E_{off}$       | Energía de apagado del IGBT                                                                   |
| $E_{on}$        | Energía de encendido del IGBT                                                                 |
| $f_c$           | Frecuencia de corte del filtro                                                                |
| $f_o$           | Frecuencia de red                                                                             |
| $f_s$           | Frecuencia de conmutación                                                                     |
| $i_D(t)$        | Corriente en el diodo                                                                         |
| $i_L$           | Corriente del inductor de dispersión                                                          |
| $i_{L_0}$       | Corriente instantánea del inductor de dispersión durante la conmutación del puente primario   |
| $i_{L_f}$       | Corriente del inductor del filtro                                                             |
| $i_{L_\varphi}$ | Corriente instantánea del inductor de dispersión durante la conmutación del puente secundario |
| $J$             | Densidad de corriente                                                                         |
| $K_f$           | Factor de forma                                                                               |
| $K_j$           | Factor de temperatura                                                                         |

| <b>Símbolo</b>  | <b>Significado</b>                                                                                |
|-----------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $k_t$           | Factor de incremento de temperatura                                                               |
| $K_u$           | Factor de utilización                                                                             |
| $k_v$           | Constante para aproximar la dinámica del diodo a una ecuación de segundo orden                    |
| $L$             | Inductancia de dispersión                                                                         |
| $L_f$           | Inductancia del filtro                                                                            |
| $l_g$           | Entrehierro                                                                                       |
| $LMT$           | Longitud media por vuelta de embobinado                                                           |
| $n$             | Relación de vueltas del transformador                                                             |
| $N_p$           | Número de vueltas en el primario del transformador                                                |
| $N_s$           | Número de vueltas en el secundario del transformador                                              |
| $p(t)$          | Potencia instantánea                                                                              |
| $p^*(t)$        | Potencia de referencia del lazo de control                                                        |
| $P_d$           | Pérdidas por disipación                                                                           |
| $P_{Dcond}$     | Pérdidas por conducción en el diodo                                                               |
| $P_{Dsw}$       | Pérdidas por conmutación en el diodo                                                              |
| $\varphi$       | Ángulo de desfase entre los puentes del convertidor                                               |
| $P_o$           | Potencia promedio nominal                                                                         |
| $P_{Qcond}$     | Pérdidas por conducción en el transistor                                                          |
| $P_{Qsw}$       | Pérdidas por conmutación en el transistor                                                         |
| $Q_{RR}$        | Carga de recuperación inversa del diodo                                                           |
| $R_{DSon}$      | Resistencia de encendido del MOSFET                                                               |
| $R_{DT}$        | Resistencia dinámica del diodo                                                                    |
| $r_L$           | Resistencia que representa las pérdidas en el convertidor asociadas al primario del transformador |
| $R_{\theta cd}$ | Resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador                                           |
| $R_{\theta da}$ | Resistencia térmica entre el disipador y el medio ambiente                                        |
| $R_{\theta jc}$ | Resistencia térmica entre unión y encapsulado                                                     |
| $T_a$           | Temperatura ambiente                                                                              |
| $T_c$           | Temperatura del encapsulado                                                                       |
| $T_d$           | Temperatura del disipador                                                                         |
| $t_f$           | Tiempo de bajada del MOSFET                                                                       |
| $T_j$           | Temperatura de unión en el semiconductor                                                          |

| Símbolo      | Significado                                                                        |
|--------------|------------------------------------------------------------------------------------|
| $t_{off}$    | Tiempo de apagado del IGBT                                                         |
| $t_{on}$     | Tiempo de encendido del IGBT                                                       |
| $t_r$        | Tiempo de subida del MOSFET                                                        |
| $T_s$        | Periodo de conmutación                                                             |
| $v_C$        | Tensión instantánea del condensador del filtro                                     |
| $v_{CA1}$    | Tensión de salida del puente primario                                              |
| $v_{CA2}$    | Tensión de salida del puente secundario referenciada al primario del transformador |
| $V_{CD}$     | Tensión del supercondensador conectado al convertidor de puente doble activo       |
| $V_{CD1}$    | Fuente de CD del lado primario del convertidor                                     |
| $V_{CD2}$    | Fuente de CD del lado secundario del convertidor                                   |
| $V_{ce,sat}$ | Tensión de saturación entre colector y emisor del IGBT                             |
| $v_D(t)$     | Tensión en el diodo                                                                |
| $V_{DS}$     | Voltaje entre drenaje y fuente del MOSFET                                          |
| $V_g$        | Tensión pico de red                                                                |
| $v_g(t)$     | Tensión instantánea de red                                                         |
| $v_{sc}$     | Tensión del supercondensador                                                       |
| $V_{TO}$     | Tensión de arranque en frío del diodo                                              |
| $W_a$        | Área de ventana                                                                    |
| $X$          | Factor de geometría                                                                |
| $y$          | Factor de enfriamiento para temperatura                                            |



# RESUMEN

El incremento en la demanda de energía eléctrica, las iniciativas para mejorar la calidad del medio ambiente, así como el agotamiento de combustibles fósiles, han impulsado el uso de energías renovables para incorporar generación distribuida cada vez mayor. Sin embargo, las energías renovables con madurez tecnológica (como fotovoltaica y eólica) son intermitentes y por ello se requiere de un sistema de almacenamiento que suministre energía cuando no se encuentren disponibles.

En este proyecto de tesis se estudia el convertidor de puente doble activo como enlace entre un banco de supercondensadores, que actúan como sistema de almacenamiento de energía, y una red de CA, partiendo de sus características de bidireccionalidad y alta densidad de potencia. La investigación incorpora un esquema de control para regular la potencia que se desea entregar o extraer de los supercondensadores.

Las aportaciones de la investigación son el desarrollo de un lazo de control para controlar la carga y descarga de un banco de supercondensadores y el dimensionamiento de un prototipo experimental.

Los resultados muestran que la estrategia de control utilizada es capaz de proporcionar la potencia deseada, además de que el convertidor alcanza una eficiencia cercana al 90 %. Sin embargo, el THD de la corriente de red es elevado durante el proceso de descarga del supercondensador, llegando a alcanzar hasta el 20 %.

El documento está dividido en 4 capítulos. En el capítulo 1 se presenta el principio de funcionamiento del convertidor y una metodología de diseño para soportar las cantidades de potencia que procesará. El capítulo 2 muestra el modelo matemático del convertidor y el desarrollo de la estrategia de control. El capítulo 3 presenta el diseño de los elementos magnéticos y el cálculo de pérdidas del convertidor. El capítulo 4 muestra los resultados experimentales y de simulación.

Finalmente, se cierra con las conclusiones del proyecto de tesis, los anexos y el material bibliográfico.

# INTRODUCCIÓN

El uso de energías renovables ha ido en aumento debido a la creciente demanda energética y los problemas ambientales ocasionados por el calentamiento global. Una alternativa para incorporar dichas energías es la Generación Distribuida, con ventajas como disponibilidad e instalación factible; sin embargo debido a su intermitencia presentan problemas de operación, coordinación de protecciones y afectación a la calidad de la energía en los sistemas eléctricos convencionales [1].

El uso de las microrredes son una estrategia posible para solventar algunos de los problemas mencionados anteriormente. Existen múltiples definiciones de microrred en diferentes países; según el Consorcio para soluciones Tecnológicas de Confiabilidad Eléctrica (en inglés, *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions; CERTS* [2]) una característica importante de una microrred es la capacidad de separarse y aislarse durante una perturbación en la red, pero sin afectar a las cargas de la misma; una vez terminada la perturbación, la microrred se resincroniza y reconecta automáticamente a la red.

## 1. Microrredes

De acuerdo a la Secretaría de Energía en México, una microrred se define como: “*Grupo de cargas y recursos de generación distribuidos con demanda máxima menor que 5 MW, con fronteras eléctricas claramente definidas que se comporta como una sola entidad y que no puede conectarse a la Red Nacional de Transmisión o a las Redes Generales de Distribución para permitir la operación interconectado a éstas*” [3]; la cual es una definición similar a la dada por la IEEE: “*Un grupo de cargas y recursos de generación distribuida interconectados con fronteras eléctricas claramente definidas que actúan como una sola entidad controlable con respecto a la red y que pueden conectarse y desconectarse de dicha red para permitir la operación en conexión a red y modo isla*” [4].

Entre algunas de las ventajas de utilizar microrredes y generación distribuida se encuentran [5]:

- Potencialmente puede ser más económico que el sistema actual, donde cada usuario debe tener su propio sistema de generación de emergencia, dado que así no tienen que preocuparse de alimentar una carga crítica.
- Las pérdidas de energía por transmisión se reducen considerablemente.
- Las microrredes permiten la disminución de costos y emisiones sin necesariamente cambios en el estilo de vida.
- Las cargas críticas pueden ser alimentadas de manera confiable y altamente eficiente.
- Viabilidad para electrificar regiones a las que llevar la energía eléctrica sea altamente costoso e ineficiente, como poblaciones rurales o islas [6].

Tabla 1. Microrredes en México [5–7].

| Microrred                                        | Ubicación                                             | Generación<br>fotovoltaica        | Generación<br>eólica      | Generador<br>Diesel                | Sistema de<br>almacenamiento        | Inicio de<br>operaciones |
|--------------------------------------------------|-------------------------------------------------------|-----------------------------------|---------------------------|------------------------------------|-------------------------------------|--------------------------|
| Sistema híbrido y microrred Xcalac               | Xcalac,<br>Quintana<br>Roo                            | 11.2 kW                           | 60 kW                     | 30 kW <sup>1</sup>                 | Banco de<br>baterías<br>1738 A h    | 1992                     |
| Sistema híbrido Villas Carrousel <sup>2</sup>    | Villas<br>Carrousel,<br>Quintana<br>Roo               | 150-<br>320 W <sub>p</sub><br>c/u | 500 W <sub>p</sub><br>c/u | No                                 | Banco de<br>baterías<br>570 A h c/u | 1995                     |
| Sistema híbrido y microrred Isla Santa Margarita | Isla Santa<br>Margarita,<br>Baja<br>California<br>Sur | 2.3 kW                            | 15 kW                     | 60 kW                              | -                                   | 1997                     |
| Sistema híbrido y microrred San Juanico          | San<br>Juanico,<br>Baja<br>California<br>Sur          | 17 kW                             | 70 kW                     | 80 kW                              | -                                   | 1999                     |
| Sistema híbrido experimental Pachuca             | Pachuca,<br>Hidalgo                                   | 2.7 kW                            | 2.5 kW                    | Generador<br>de gasolina<br>6.4 kW | Banco de<br>baterías<br>1500 A h    | 2000                     |

En México se han creado diversas microrredes para llevar energía eléctrica a poblaciones rurales, algunas de las cuales no pueden conectarse a la Red Nacional debido al costo que

---

<sup>1</sup>Originalmente tenían generadores de 250 kW y luego de 125 kW pero estaban sobredimensionados.

<sup>2</sup>Consiste en 15 sistemas híbridos independientes eólico-fotovoltaicos.

esto conlleva y deben subsistir de un generador diésel que es financiado por la misma población, como el caso de Xcalac [7]. Algunas de las microrredes reportadas se muestran en la Tabla 1.

En el laboratorio de Calidad de la Energía Eléctrica y Control de Motores de la UASLP se encuentra en desarrollo un prototipo de microrred experimental cuya estructura se muestra en la Figura 1; el proyecto abordado en este trabajo de investigación consiste en desarrollar un sistema de almacenamiento basado en supercondensadores para incorporarlo posteriormente a dicha microrred.

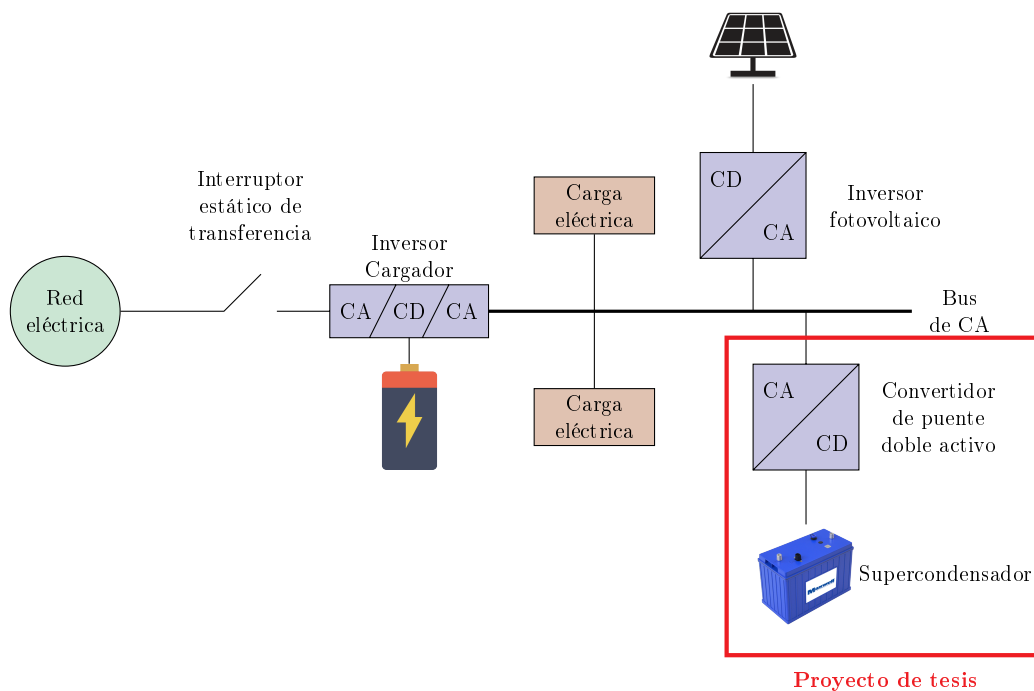


Figura 1. Microrred aislada en Laboratorio CEECM [8].

La microrred presente en el laboratorio consiste en un inversor formador que se encarga de crear un bus de CA a 60 Hz, el cual puede conectarse y desconectarse de la red por medio de un interruptor estático de transferencia. La topología seleccionada en un trabajo de investigación previo para enlazar un banco de supercondensadores con un bus de CD [9] fue el convertidor de puente doble activo, debido a la bidireccionalidad de potencia y su alta densidad de potencia para poder conectar un banco de supercondensadores.

## 2. Estado del arte del convertidor de puente doble activo

El convertidor de puente doble activo o *Dual-Active Bridge* (DAB, por sus siglas en inglés) presentado por primera vez en 1988 [10] y patentado en 1991 [11], se muestra en la Figura 2; consiste de dos puentes activos unidos por un transformador y su inductancia  $L$  de dispersión equivalente. Entre sus muchas ventajas se encuentran: bidireccionalidad de potencia, alta densidad de potencia, amplio rango de conmutación a tensión cero y aislamiento galvánico [12].

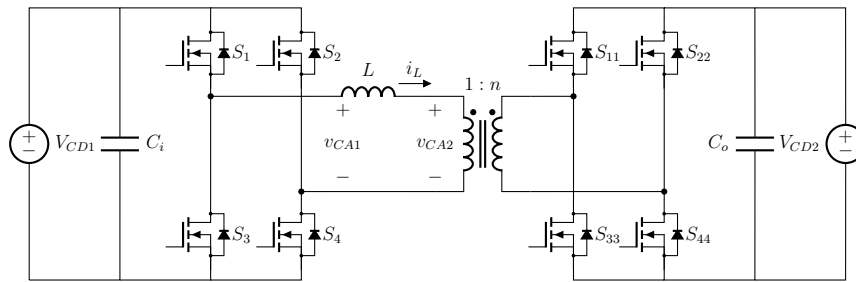


Figura 2. Convertidor de puente doble activo.

Los puentes del convertidor de puente doble activo tienen la función de transformar las tensiones  $V_{CD1}$  y  $V_{CD2}$  en corriente alterna. El escalamiento de las tensiones  $v_{CA1}$  y  $v_{CA2}$  por el transformador determina la magnitud y dirección de potencia según sus formas de onda, las cuales se controlan de acuerdo al esquema de modulación que se utilice. La Figura 3 muestra la *modulación por desplazamiento de fase*; los ciclos de trabajo de ambos puentes se fijan a 0.5 y sólo se controla el desfase entre ellos. Este esquema es muy sencillo de implementar para controlar la potencia, aunque sólo tiene un grado de libertad. Se puede añadir otro grado de libertad variando uno de los ciclos de trabajo (Figura 4), o variando ambos pero con la restricción de que sean iguales (Figura 5). Finalmente, la mayor libertad se obtiene con tres variables: los dos ciclos de trabajo diferentes,  $D_1$  y  $D_2$ , y el desfase  $\phi$  (Figura 6). Cada una de las estrategias tiene sus ventajas, desventajas y restricciones de uso [12].

## 3. Supercondensadores

Un supercondensador es un condensador electroquímico formado por 2 electrodos porosos y conductores con un separador entre ellos e inmersos en un electrolito. Dado que el diámetro de los iones del electrolito están en el orden de los Angstroms y por la

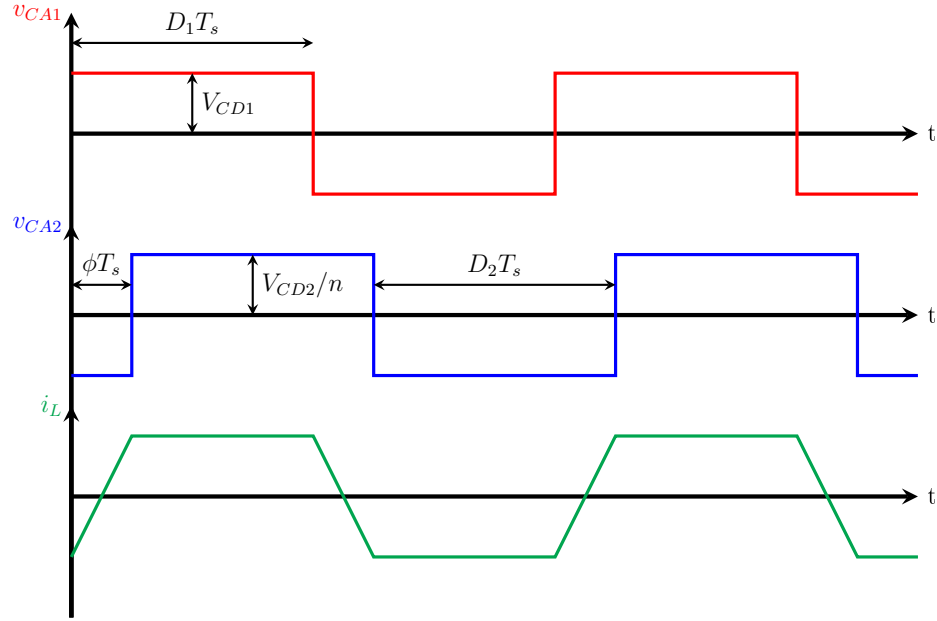


Figura 3. Estrategia de modulación con  $D_1 = D_2 = 0.5$ .

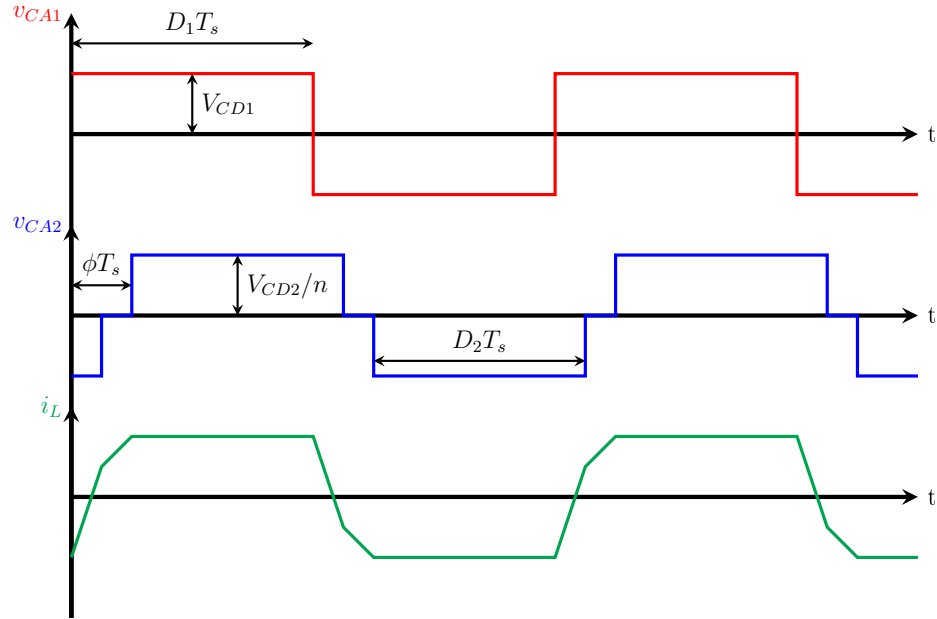
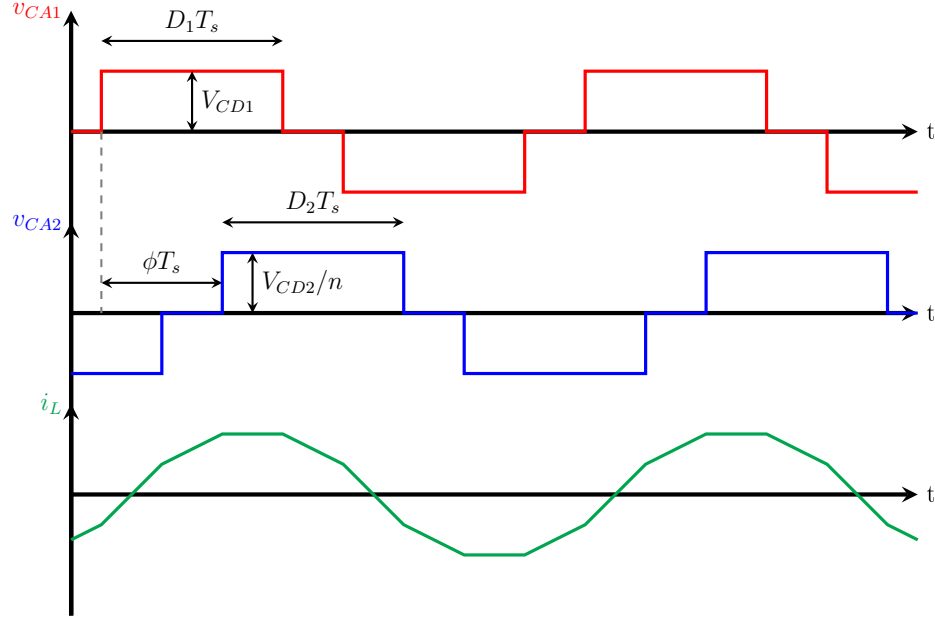
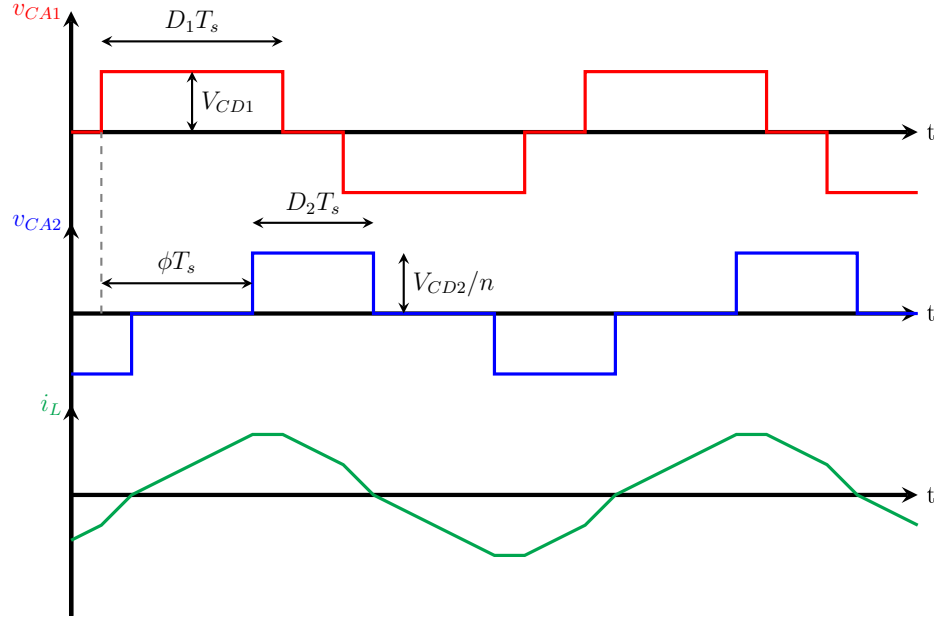


Figura 4. Estrategia de modulación con  $D_1 = 0.5, D_2 < 0.5$ .

superficie de los electrodos en miles de metros cuadrados por su naturaleza porosa, la capacitancia llega al orden de los miles de faradios [13].

El efecto capacitivo de doble capa fue descubierto y descrito por Helmholtz en 1879. El primer supercondensador fue patentado por Standard Oil Company en 1966 [14]. En 1978, NEC desarrolló y comercializó este dispositivo. En 1982 se desarrolló el primer supercondensador de alta potencia para aplicaciones militares por Pinnacle Research

Figura 5. Estrategia de modulación con  $D_1 = D_2 < 0.5$ .Figura 6. Estrategia de modulación con  $D_1 < 0.5, D_2 < 0.5$ .

Institute. En 1992 Maxwell Laboratory empezó el desarrollo de supercondensadores para experimentación con vehículos eléctricos híbridos [13].

Un estudio realizado en [15] y resumido en la Tabla 2, refleja las principales características entre diferentes tipos de baterías y un supercondensador. Las baterías son más económicas y tienen una alta densidad de energía, por lo que resultan útiles para tiempos largos de operación, como puede ser alimentar una microrred ante la ausencia en

energía fotovoltaica en la noche; su principal inconveniente es el bajo ciclo de vida y el daño que pueden tener durante una sobredescarga. Los supercondensadores, en cambio, tienen una alta densidad de potencia, es decir, pueden suministrar grandes cantidades de potencia eléctrica en un lapso de tiempo muy corto, esto es muy útil cuando se presentan perturbaciones en las fuentes de energía renovables o durante fallas eléctricas, además de tener un ciclo de vida mucho mayor y permitir una descarga hasta una tensión nula sin comprometer la integridad del supercondensador.

Tabla 2. Especificación comparativa entre baterías y supercondensadores.

| Especificaciones           | Pb-Ácido    | Ni-MH       | ZEBRA          | SC             |
|----------------------------|-------------|-------------|----------------|----------------|
| Potencia específica (W/kg) | 75 - 150    | 80 - 400    | 150 - 200      | 500 - 100000   |
| Densidad de energía (Wh/L) | 50 - 80     | 60 - 150    | 135 - 180      | 10 - 30        |
| Energía específica (Wh/kg) | 30 - 50     | 45 - 80     | 100 - 120      | 2.5 - 15       |
| Autodescarga ( %/día)      | 0.29 - 0.57 | 1 - 1.43    | 15             | 20 - 40        |
| Costo (US\$/kWh)           | 100 - 150   | 150 - 250   | 100 - 200      | 300 - 2000     |
| Ciclo de vida (ciclos)     | 500 - 1000  | 1200 - 2000 | >2500          | >100000        |
| Fuga térmica (°C)          | 60 - 100    | 110 - 175   | - <sup>3</sup> | - <sup>4</sup> |

Tabla 3. Especificaciones de baterías de iones de litio.

| Especificaciones           | LiFePO <sub>4</sub> | LiNiMnCo    | LiNiCoAlO <sub>2</sub> | Li-S        |
|----------------------------|---------------------|-------------|------------------------|-------------|
| Potencia específica (W/kg) | 250 - 1600          | 500 - 2400  | 700 - 800              | 1500 - 3000 |
| Densidad de energía (Wh/L) | 250 - 500           | 230 - 550   | 500 - 670              | 1500 - 2600 |
| Energía específica (Wh/kg) | 80 - 140            | 126 - 210   | 145 - 240              | 350 - 600   |
| Autodescarga ( %/día)      | 0.1 - 1.29          | 0.1 - 0.71  | 0.1 - 0.57             | 0.025 - 32  |
| Costo (US\$/kWh)           | 300 - 600           | 300 - 600   | 300 - 600              | >130        |
| Ciclo de vida (ciclos)     | 1000 - 2000         | 1200 - 1950 | 1000 - 1280            | 80 - 110    |
| Fuga térmica (°C)          | 195                 | 168         | 136 - 160              | 125 - 200   |

### 3.1. Modelos de supercondensador

Dada la naturaleza electroquímica del supercondensador, el modelo RC lineal convencional es insuficiente para representar al aumento y caída no lineal de la tensión del supercondensador, ni el cambio en el voltaje cuando la carga o descarga se detiene [16]. El modelo del supercondensador ayuda a estimar los tiempos de carga y descarga, así como calcular la energía almacenada para su posterior utilización.

<sup>3</sup>Las baterías ZEBRA (baterías de  $Na - NiCl_2$  desarrolladas por el grupo Zeolite Battery Research Africa Project) operan a temperaturas superiores a los 20 °C.

<sup>4</sup>Las celdas se ventilan antes de alcanzar la fuga térmica.

### 3.1.1. Modelo Zubieta

El modelo Zubieta (Figura 7) presentado en [17] consiste en tres ramas RC en paralelo con constantes de tiempo diferentes. La primera rama  $R_0C_0$  y capacitancia variable  $k_C v_C$  representa la respuesta en segundos, la segunda rama  $R_1C_1$  la respuesta en minutos y la rama  $R_2C_2$  para tiempos mucho mayores; la resistencia  $R_{lk}$  representa las pérdidas por autodescarga [18].

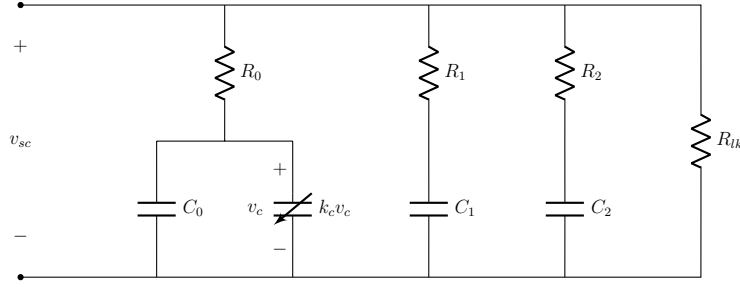


Figura 7. Modelo Zubieta.

### 3.1.2. Modelo serie

Propuesto en [19] y mostrado en la Figura 8, el circuito equivalente del modelo serie se obtiene a través de una aproximación por impedancias [18] y considera la resistencia serie equivalente del supercondensador con las impedancias debidas a los poros internos. Estos parámetros pueden depender de la temperatura, el voltaje y la frecuencia de operación [16].

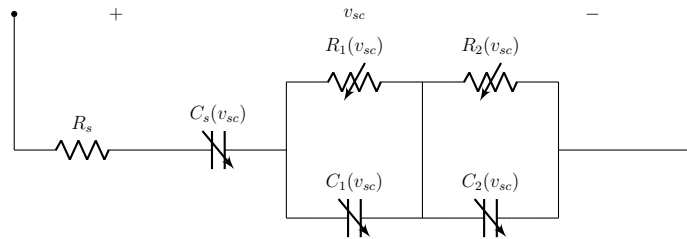


Figura 8. Modelo serie.

### 3.1.3. Modelo paralelo

El modelo mostrado en la Figura 9, consta de tres ramas RC en paralelo con parámetros constantes, donde la constante de tiempo de cada rama ronda en segundos, minutos y decenas de minutos para los términos rápido, medio y lento, respectivamente. Este modelo refleja muy bien el proceso de distribución de carga interna para voltajes superiores al

40 % del voltaje nominal y se tiene una buena respuesta a la dinámica de carga y descarga del supercondensador. Sin embargo, a voltajes muy bajos el error entre el modelo y el comportamiento real puede alcanzar el 10 %, esto se debe a que las capacitancias de las tres ramas son dependientes de la tensión. [16, 17].

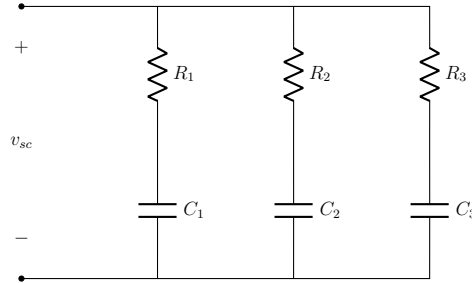


Figura 9. Modelo paralelo constante.

Un modelo modificado con cuatro ramas RC y parámetros dependientes de la tensión  $v_{sc}$  se muestra en la Figura 10; este modelo es más complicado pero logra una mayor precisión [18].

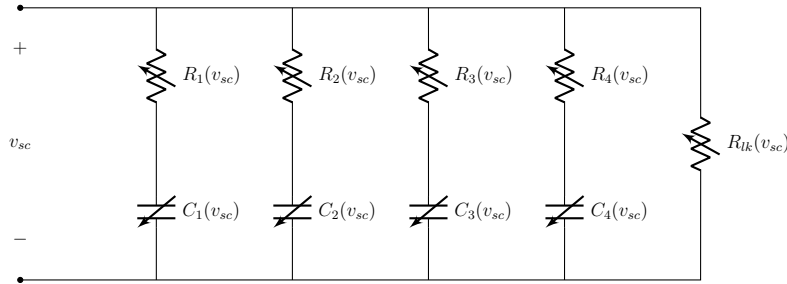


Figura 10. Modelo paralelo variable.

### 3.1.4. Modelo de línea de transmisión

Basada en la teoría de electrodos porosos de Robert de Levie [20], el modelo de línea de transmisión mostrado en la Figura 11 toma en cuenta la estructura física y las características electromecánicas del supercondensador [16]; se pueden añadir  $n$  ramas RC para obtener el comportamiento en el rango de 10 mHz a 1 kHz [18].

## 4. Motivación de la investigación

La creciente demanda energética y el agotamiento de los combustibles fósiles hacen de la generación distribuida una alternativa cada vez más estudiada, por ello el interés de crear una microrred para análisis y pruebas experimentales sin afectar a consumidores. Una

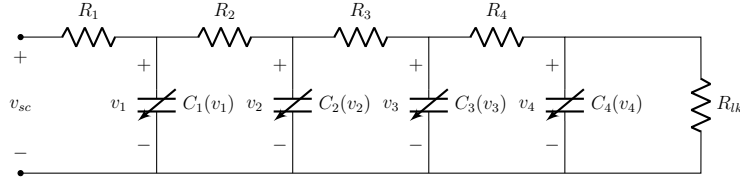


Figura 11. Modelo de línea de transmisión.

parte esencial de una microrred es el sistema de almacenamiento de energía para mitigar la intermitencia de las fuentes renovables de energía como la solar y eólica; sin embargo, se requiere de un convertidor de potencia que enlace dicho sistema de almacenamiento con la red. El convertidor de potencia y el sistema de almacenamiento deben considerar los límites de transferencia de potencia, que están acotados fundamentalmente por los voltajes y corrientes de operación.

## 5. Justificación

El proyecto de tesis profundiza en los elementos del sistema de almacenamiento para llevar a cabo la fase final de puesta en operación de una microrred, pues es necesario incorporar las dinámicas de carga y descarga del sistema, además de la interacción del sistema de control con el proceso.

## 6. Objetivo general

Desarrollar un sistema de almacenamiento de energía basado en supercondensadores y con aislamiento en media frecuencia, integrado a una microrred eléctrica de CA.

## 7. Alcance y objetivos particulares

- Analizar e integrar el almacenamiento de energía en supercondensadores empleando el convertidor de puente doble activo.
- Dimensionar los elementos del convertidor de puente doble activo.
- Evaluar el desempeño del sistema propuesto considerando una estrategia de control adecuada.

- Diseñar un prototipo de laboratorio a escala. La potencia nominal es de 500 W, con capacidad de almacenamiento para un respaldo de 10 minutos empleando supercondensadores.
- Validación del sistema de almacenamiento en una microrred de CA en condiciones de simulación.

## 8. Organización del trabajo de tesis

El capítulo 1 plantea el funcionamiento del convertidor de puente doble activo, así como una metodología de diseño para la selección de parámetros.

En el capítulo 2 se presenta el esquema de control del convertidor, partiendo del modelo promedio generalizado y linealizando para aplicar el control clásico por retroalimentación. Se busca controlar la potencia de salida para obtener un factor de potencia unitario tanto para la carga como la descarga del supercondensador.

En el capítulo 3 se expone el diseño y construcción de los materiales magnéticos del convertidor, además de la selección de los dispositivos semiconductores y disipadores por medio el análisis de pérdidas.

En el capítulo 4 se dan los resultados generales tanto experimentales como de simulación, cerrando con las conclusiones del trabajo y los anexos para complementar el desarrollo de ecuaciones, así como la bibliografía utilizada.



# CONVERTIDOR DE PUENTE DOBLE ACTIVO INTERCONECTADO A LA RED ELÉCTRICA

Este proyecto de tesis se plantea el diseño y construcción de un convertidor de puente doble activo para suministrar una potencia nominal de 500 W a una microrred de CA, a partir de un banco de supercondensadores. Los parámetros nominales del sistema se muestran en la Tabla 1.1 para los elementos de la Figura 1.3.

Tabla 1.1. Parámetros nominales del sistema.

| Parámetro                           | Símbolo      | Magnitud    |
|-------------------------------------|--------------|-------------|
| Tensión máxima del supercondensador | $V_{CD,máx}$ | 48 V        |
| Tensión mínima del supercondensador | $V_{CD,mín}$ | 20 V        |
| Tensión pico de red                 | $V_g$        | 180 V       |
| Frecuencia de red                   | $f_o$        | 60 Hz       |
| Frecuencia de conmutación           | $f_s$        | 50 kHz      |
| Inductancia de dispersión           | $L$          | 2.4 $\mu$ H |
| Relación de transformación          | $n$          | 3.75        |
| Capacitancia de desacoplo           | $C_i$        | 2.5 mF      |
| Capacitancia de filtro              | $C_f$        | 1.4 $\mu$ F |
| Inductancia de filtro               | $L_f$        | 728 $\mu$ H |
| Potencia promedio                   | $P_o$        | 500 W       |

## 1.1. Principio de funcionamiento del convertidor de puente doble activo

Existen diferentes esquemas de modulación para el DAB, como lo son la modulación trapezoidal y la modulación triangular; en el presente trabajo de tesis se usa el esquema

de desplazamiento de fase que consiste en trabajar ambos puentes a un ciclo de trabajo constante de 0.5 y variar el desfaseamiento entre ellos, de ahí el nombre. Como punto de partida para el análisis de la corriente de la inductancia de dispersión  $i_L$  es conveniente sustituir los puentes por fuentes de tensión cuadradas como se muestra en la Figura 1.1.

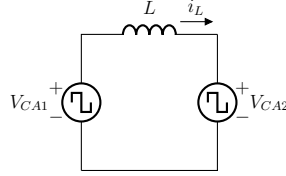


Figura 1.1. Circuito equivalente en terminales del inductor de dispersión.

Para el análisis se considera que la potencia va en dirección de  $V_{CA1}$  a  $V_{CA2}$ , por lo que esta última está adelantada un ángulo  $\varphi$  como se muestra en las formas de onda en estado estable en la Figura 1.2, siendo  $t_\varphi = \varphi/\omega_s$ ,  $\omega_s = 2\pi f_s$ ,  $f_s$  la frecuencia de conmutación y  $T_s$  el recíproco de dicha frecuencia.

Las ecuaciones de  $v_{CA1}(t)$ ,  $v_{CA2}(t)$  e  $i_L(t)$  se definen a continuación, en función del intervalo en que se ubica  $t$ .

En el intervalo de  $0 < t \leq t_\varphi$ :

$$v_{CA1}(t) = V_{CD1} \quad (1.1)$$

$$v_{CA2}(t) = -\frac{V_{CD2}}{n} \quad (1.2)$$

$$i_L(t) = I_{L0} + \frac{V_{CD1} + V_{CD2}/n}{L}t \quad (1.3)$$

Para el intervalo  $t_\varphi < t \leq T_s/2$ :

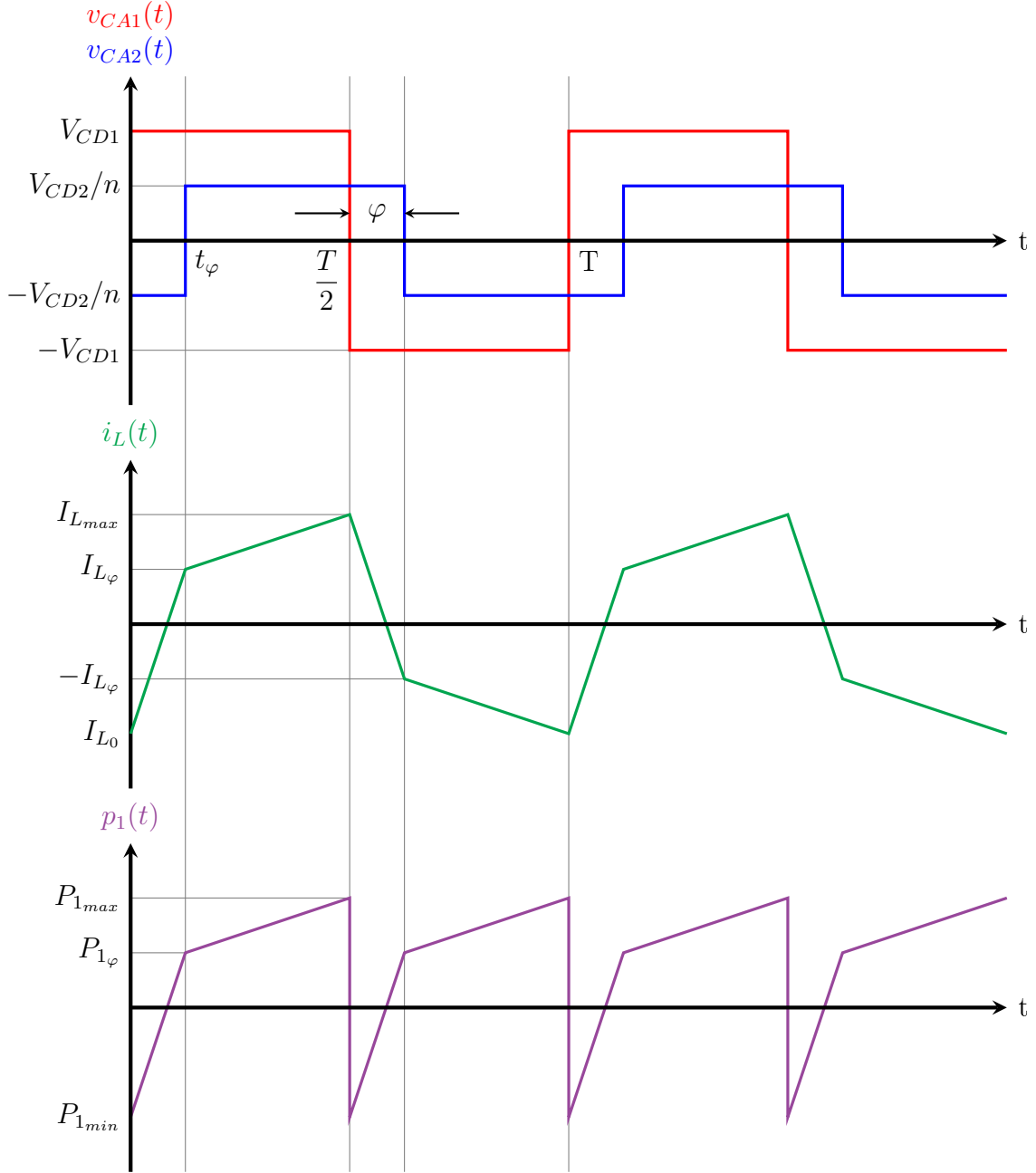
$$v_{CA1}(t) = V_{CD1} \quad (1.4)$$

$$v_{CA2}(t) = \frac{V_{CD2}}{n} \quad (1.5)$$

$$i_L(t) = I_{L\varphi} + \frac{V_{CD1} - V_{CD2}/n}{L} \left( t - \frac{\varphi T_s}{2\pi} \right) \quad (1.6)$$

Por simetría de forma de onda se cumple  $i_L(0) = -i_L(T_s/2)$  por lo que se tiene el siguiente sistema de ecuaciones:

$$I_{L0} + \frac{nV_{CD1} + V_{CD2}}{nL} \left( \frac{\varphi T_s}{2\pi} \right) = I_{L\varphi} \quad (1.7)$$


 Figura 1.2. Formas de ondas de  $v_{CA1}(t)$ ,  $v_{CA2}(t)$ ,  $i_L(t)$  y  $p_1(t)$ .

$$-I_{L0} = I_{L\varphi} + \frac{nV_{CD1} - V_{CD2}}{nL} \left( \frac{T_s}{2} - \frac{\varphi T_s}{2\pi} \right) \quad (1.8)$$

Resolviendo para  $I_{L0}$  e  $I_{L\varphi}$ :

$$I_{L0} = \frac{(V_{CD2} - nV_{CD1})\pi - 2\varphi V_{CD2}}{4\pi n f_s L} \quad (1.9)$$

$$I_{L\varphi} = \frac{(V_{CD2} - nV_{CD1})\pi + 2\varphi n V_{CD1}}{4\pi n f_s L} \quad (1.10)$$

La potencia promedio se calcula a partir del valor instantáneo  $p_1(t) = v_{CA1}(t)i_L(t)$  o de  $p_2(t) = v_{CA2}(t)i_L(t)$ , siendo la primera como:

$$P = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} v_{CA1}(t)i_L(t)dt = \frac{V_{CD1}V_{CD2}\varphi(\pi - \varphi)}{2\pi^2 n f_s L} \quad (1.11)$$

Dado un valor de  $P$ , es posible encontrar el ángulo  $\varphi$ :

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{8n f_s L P}{V_{CD1}V_{CD2}}} \right) \quad (1.12)$$

El rango válido para  $\varphi$  es de  $[0 \pi/2]$  radianes, un ángulo menor invertiría la dirección del flujo de potencia y un ángulo mayor incrementaría la corriente  $i_L$  y disminuiría la potencia entregada, como es demostrado en [9].

Si bien el convertidor DAB fue pensado para aplicaciones de CD/CD, existen variaciones en la topología que permiten su implementación con corriente alterna [21, 22]. La topología a utilizar se muestra en la Figura 1.3, ya que tiene menos pérdidas en comparación con la topología de interruptores en antiserie (Figura 1.4), ya que el convertidor de salida opera como un rectificador síncrono y tendrá conmutaciones a la frecuencia de red, 60 Hz, y no a la frecuencia de conmutación del convertidor de 50 kHz.

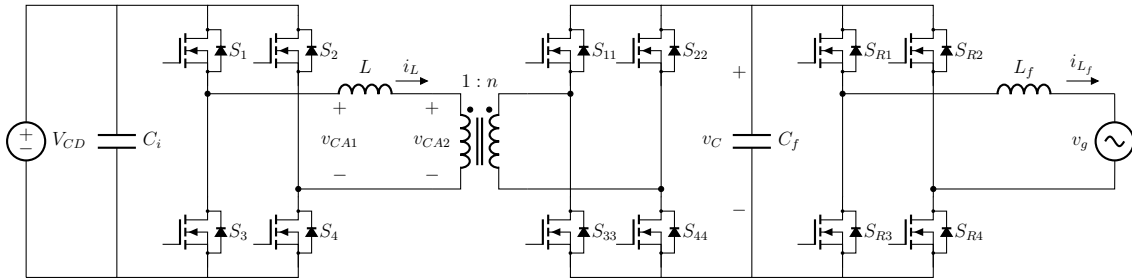


Figura 1.3. Convertidor de puente doble activo con rectificador síncrono.

La razón del rectificador es para tener tensión positiva en las terminales del transformador, es decir:

$$v_C(t) \simeq V_g |\sin(\omega_0 t)| \quad (1.13)$$

El condensador  $C_f$  tendrá como objetivo filtrar la componente de alta frecuencia asociada al DAB dado que la frecuencia de red es mucho menor que la frecuencia de conmutación, se puede considerar que  $v_C$  permanece constante durante un periodo  $T_s$ , por lo que las ecuaciones (1.9), (1.10), (1.11) y (1.12) siguen siendo válidas y se ajustan a la nomenclatura de la Figura 1.3.

Para el intervalo  $kT_s \leq t < (k+1)T_s$ :

$$v_C(t) \simeq V_{Ck} \quad (1.14)$$

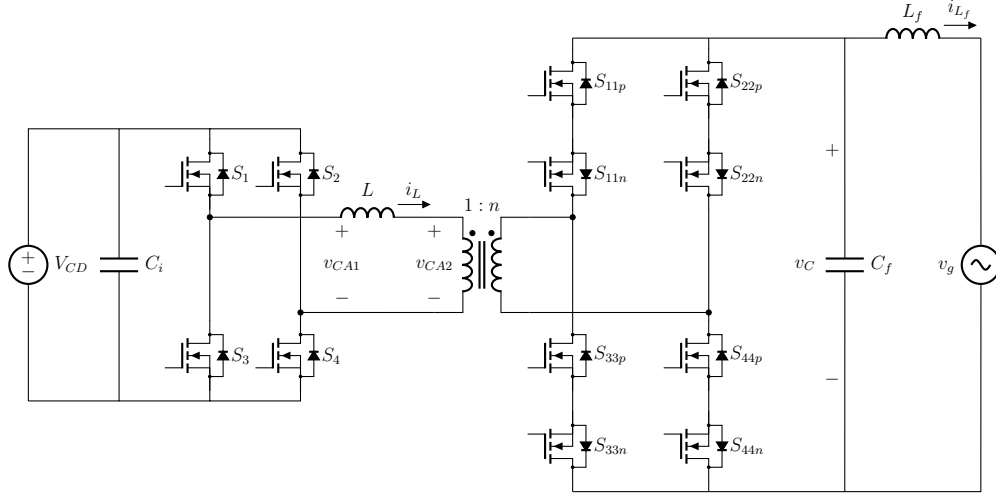


Figura 1.4. Convertidor de puente doble activo con interruptores en antiserie.

$$I_{L_0} = \frac{(V_{Ck} - nV_{CD})\pi - 2\varphi V_{Ck}}{4\pi n f_s L} \quad (1.15)$$

$$I_{L_\varphi} = \frac{(V_{Ck} - nV_{CD})\pi + 2\varphi n V_{CD}}{4\pi n f_s L} \quad (1.16)$$

$$p(t) = \frac{V_{CD} V_{Ck} \varphi (\pi - \varphi)}{2\pi^2 n f_s L} \quad (1.17)$$

$$\varphi = \frac{\pi}{2} \left( 1 \pm \sqrt{1 - \frac{8n f_s L p(t)}{V_{CD} V_{Ck}}} \right) \quad (1.18)$$

Para tener un factor de potencia unitario, la corriente  $i_{L_f}$  que se entrega a la red  $v_g(t)$  debe de estar en fase con la tensión. Por lo tanto, para garantizar una potencia promedio  $P_o$  la potencia instantánea debe cumplir:

$$p(t) = i_{L_f}(t) v_g(t) = 2P_o \sin^2(\omega_o t) \quad (1.19)$$

El convertidor a construir se diseña para una potencia promedio de 500 W y el perfil de potencia se muestra en la Figura 1.5. Cabe aclarar que la potencia promedio se acota y reduce linealmente con la tensión  $V_{CD}$  cuando esta última es menor a 20 V, con el objetivo de limitar los picos de corriente del puente primario a 100 A como se demostrará en la siguiente sección. El filtro formado por  $C_f$  y  $L_f$  atenúa las componentes de alta frecuencia de la corriente que se inyecta a la red.

## 1.2. Selección de la relación de transformación

Para dimensionar la relación de vueltas se busca que la relación de ganancia en tensión  $d$  sea unitaria [ $d = (1/n)(V_{Ck}/V_{CD})$ ];  $V_{Ck}$  se elige en su valor máximo  $V_{Ck} = V_g = \sqrt{2}V_{grms}$

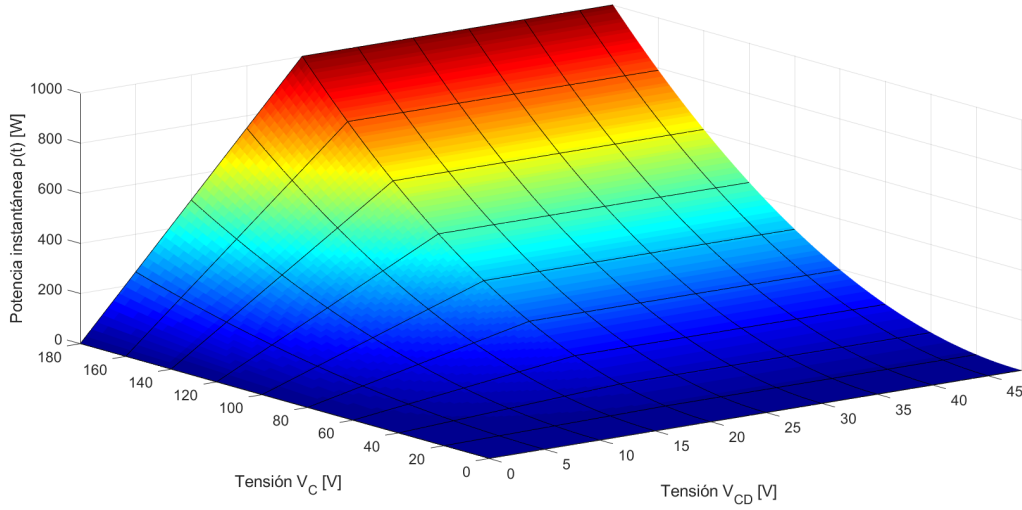


Figura 1.5. Potencia instantánea según las tensiones de red y del supercondensador.

de 180 V, pero cabe la posibilidad de elegirse  $V_{CD}$  a la mayor tensión de 48 V o a una más baja. Se elige la primera opción para evitar picos excesivos de corriente como se ve en la Figura 1.6 y la Figura 1.7, por lo tanto:

$$n = \frac{v_C}{V_{CD}} = \frac{180 \text{ V}}{48 \text{ V}} = 3.75 \quad (1.20)$$

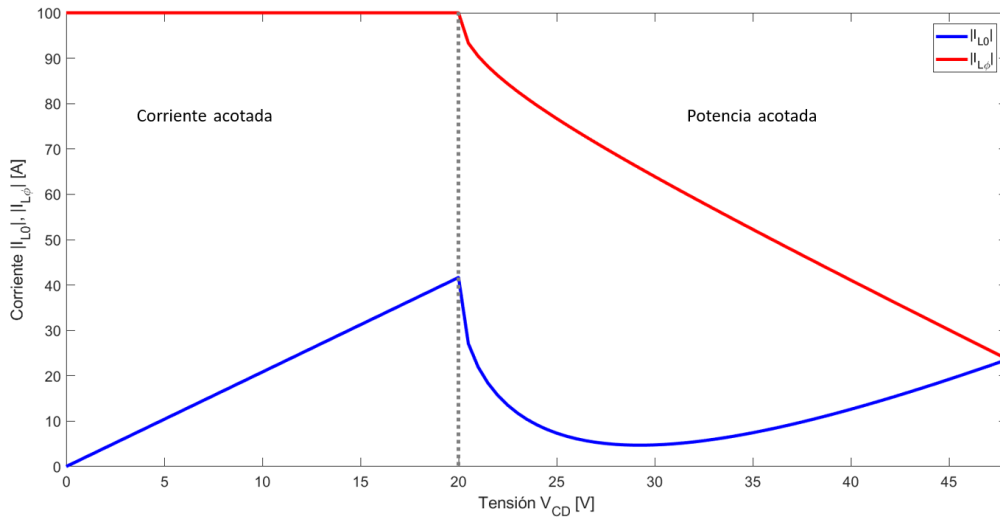


Figura 1.6. Valor absoluto de las corrientes instantáneas  $I_{L0}$  e  $I_{L\phi}$  con  $n = 3.75$ .

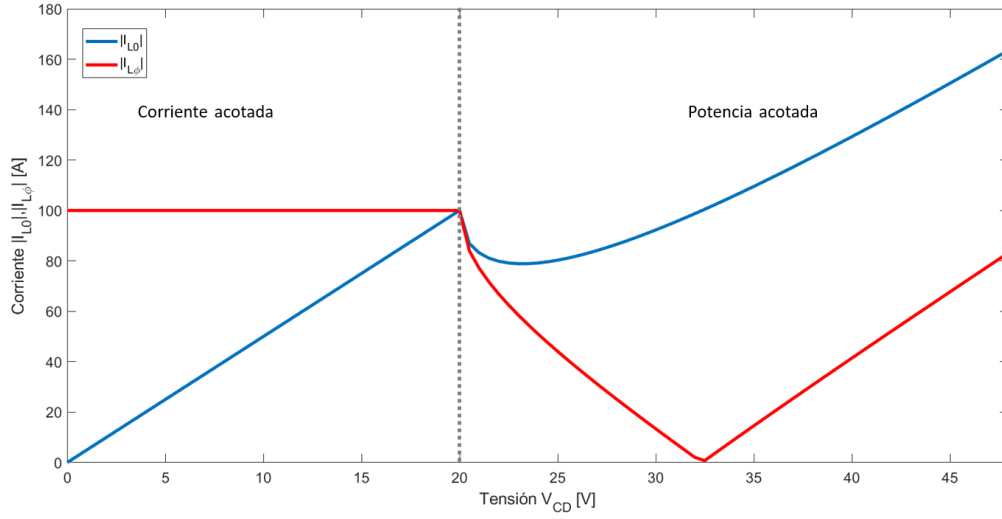


Figura 1.7. Valor absoluto de las corrientes instantáneas  $I_{L0}$  e  $I_{L\phi}$  con  $n = 9$ .

A partir de los valores máximos de corriente, se deduce que los esfuerzos máximos en corriente y tensión de los semiconductores del primer puente son 100 A y 48 V, mientras que para el puente secundario son 26.67 A y 180 V.

### 1.3. Selección de la inductancia de dispersión

El convertidor de puente doble activo funciona con la inductancia de dispersión del transformador, sin embargo, es usual añadir un inductor externo para alcanzar los niveles deseados de inductancia ya que la del transformador es muy baja.

Para que la ecuación (1.18) sea válida es necesario garantizar que el radicando sea siempre positivo:

$$1 - \frac{8nf_s L p(t)}{V_{CD} v_C(t)} \geq 0 \quad (1.21)$$

Despejando para L se tiene:

$$L_{max} \leq \frac{V_{CD} v_C(t)}{8nf_s p(t)} \quad (1.22)$$

Dado que se busca un factor de potencia unitario,  $p(t)$  puede sustituirse como  $p(t) = [v_C(t)]^2 / R$  siendo  $R = 180^2 / 1000 = 32.4 \, \Omega$

$$L_{max} \leq \frac{81V_{CD}}{20nf_s v_C(t)} \quad (1.23)$$

Por lo que la inductancia máxima se obtendrá considerando las tensiones  $V_{CD}$  nominal mínima (20 V) y  $v_C$  máxima (180 V).

$$L_{max} = \begin{cases} 4.8 \mu\text{H} & \text{para } f_s = 25 \text{ kHz} \\ 2.4 \mu\text{H} & \text{para } f_s = 50 \text{ kHz} \end{cases} \quad (1.24)$$

En caso de que el inductor externo se coloque en el puente secundario se debe garantizar que la energía será la misma:

$$\frac{L_1 I_{L_1}^2}{2} = \frac{L_2 I_{L_2}^2}{2} \quad (1.25)$$

Donde los subíndices 1 y 2 denotan al puente primario y secundario respectivamente, sabiendo además que  $I_{L_1} = n I_{L_2}$ :

$$L_2 = n^2 L_1 \quad (1.26)$$

Por lo que colocando el inductor externo en el puente secundario resulta:

$$L_{max} = \begin{cases} 67.5 \mu\text{H} & \text{para } f_s = 25 \text{ kHz} \\ 33.75 \mu\text{H} & \text{para } f_s = 50 \text{ kHz} \end{cases} \quad (1.27)$$

Debido al menor valor de inductancia se eligió colocar el inductor externo en el puente primario; la frecuencia se fijó en 50 kHz debido a que da lugar a un inductor de menor valor y no conlleva a demasiadas pérdidas en los dispositivos semiconductores, siendo diferencia de 6.768 W para el puente primario y de 9.638 W para el secundario.

## 1.4. Selección del filtro de salida

Para eliminar las componentes de alta frecuencia se requiere de un filtro CL, el cual se modela como un filtro Butterworth de segundo orden debido a su característica de respuesta plana en condiciones nominales. Omitiendo el rectificador síncrono entre el condensador y el inductor se tiene la Figura 1.8, de la cual se obtiene la ecuación:

$$\frac{i_{L_f}(s)}{i_s(s)} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{R_o}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \sqrt{2}\omega_c s + \omega_c^2} \quad (1.28)$$

Resolviendo para  $L_f$  y  $C_f$ :

$$L_f = \frac{R}{\sqrt{2}\omega_c} \quad (1.29)$$

$$C_f = \frac{\sqrt{2}}{R\omega_c} \quad (1.30)$$

Eligiendo una frecuencia de corte una década abajo de la frecuencia de conmutación, para garantizar una atenuación de  $-4$  dB en  $f_s$  (1 % de ganancia),  $f_c$  de 5 kHz y una resistencia de carga que representa la demanda de potencia nominal  $P_o$ ,  $R_o = 32.4 \Omega$  se tienen los valores:

$$L_f \approx 729 \mu\text{H}$$

$$C_f \approx 1.4 \mu\text{F}$$

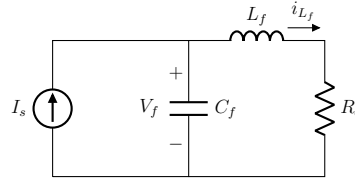


Figura 1.8. Circuito del filtro de salida.

El diseño del filtro se realiza a potencia nominal para asegurar el correcto desempeño en la región de operación de potencia acotada, sin embargo, en los casos que se demande menor potencia, la resistencia  $R_o$  equivalente incrementará su valor provocando un mayor amortiguamiento y consecuentemente una mayor atenuación de los armónicos de alta frecuencia, como se muestra en la Figura 1.9

$$R_o = \frac{(180 \sin(\omega_o t))^2}{2P_o \sin^2(\omega_o t)} = \frac{16200}{P_o} \quad (1.31)$$

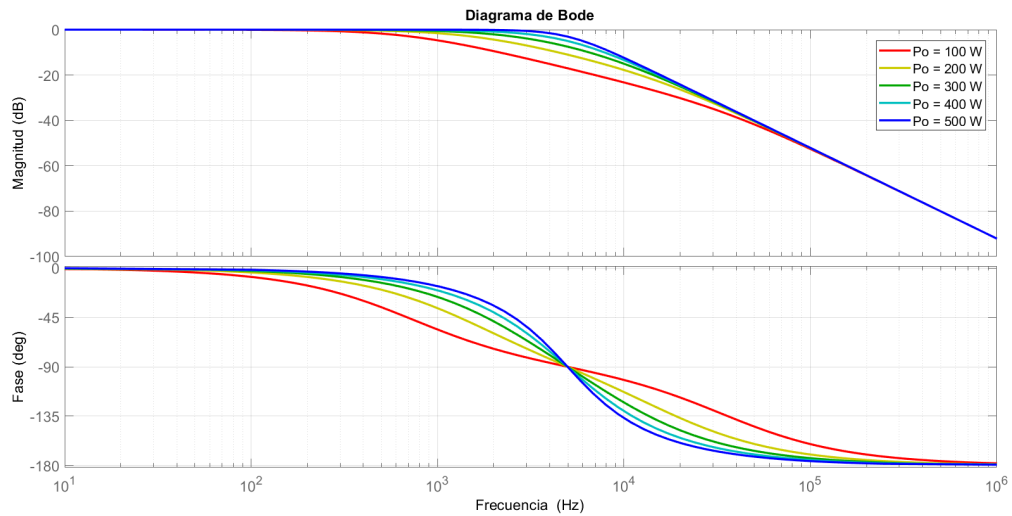


Figura 1.9. Diagram de Bode del filtro de salida a diferentes valores de potencia nominal.

## 1.5. Selección del condensador de desacoplo

En terminales del supercondensador, fuente  $V_{CD}$  de la Figura 1.3, basta con un condensador de desacoplo para eliminar las componentes de alta frecuencia y se calcula a partir de [9]:

$$C_i = \frac{nV_1}{\Delta V_{C_i}} \left\{ \frac{[\pi(V_1 - nV_2)(\pi - 2\varphi) + 2\varphi^2 V_1][\pi^2 - 2\varphi(\pi - \varphi)]}{16\pi^4 f_s^2 L(V_1 + nV_2)} \right\} \quad (1.32)$$

Lo que resulta en un condensador de 2.481 mF bajo las condiciones del peor caso.

Tabla 1.2. Parámetros para cálculo del condensador de desacoplo.

| Parámetro        | Valor       |
|------------------|-------------|
| $n$              | 3.75        |
| $V_1$            | 180 V       |
| $V_2$            | 20 V        |
| $\varphi$        | $\pi/2$ rad |
| $\Delta V_{C_i}$ | 2.5 %       |
| $f_s$            | 50 kHz      |
| $L$              | 2.4 $\mu$ H |

## 1.6. Rectificador síncrono

La salida del convertidor de puente doble activo es en corriente directa; para transformarla a corriente alterna se tiene la opción de utilizar interruptores bidireccionales [22] o un rectificador síncrono [21], siendo elegida la última opción debido a que el rectificador operará a la frecuencia de red y tendrá menores pérdidas por conmutación.

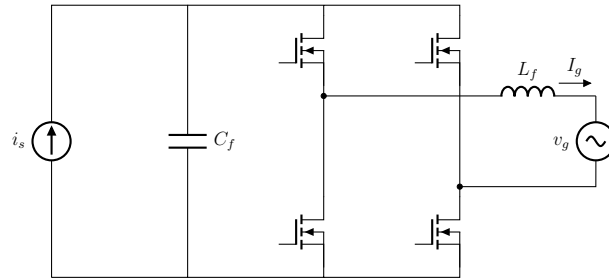


Figura 1.10. Rectificador síncrono con filtro de salida conectado a red.

Para comprobar el funcionamiento, se utiliza el circuito de la Figura 1.10, donde se inyecta una corriente rectificada  $i_s$  a 5.55 A con una componente de 0.5 A a 50 kHz como se ve en la Figura 1.11; se debe garantizar que la conmutación del rectificador síncrono esté

lo más cerca del cruce por cero de la tensión de red, de lo contrario se tendrán transitorios no deseados que afectarán la calidad de la corriente de salida, como se observa en la Figura 1.12.

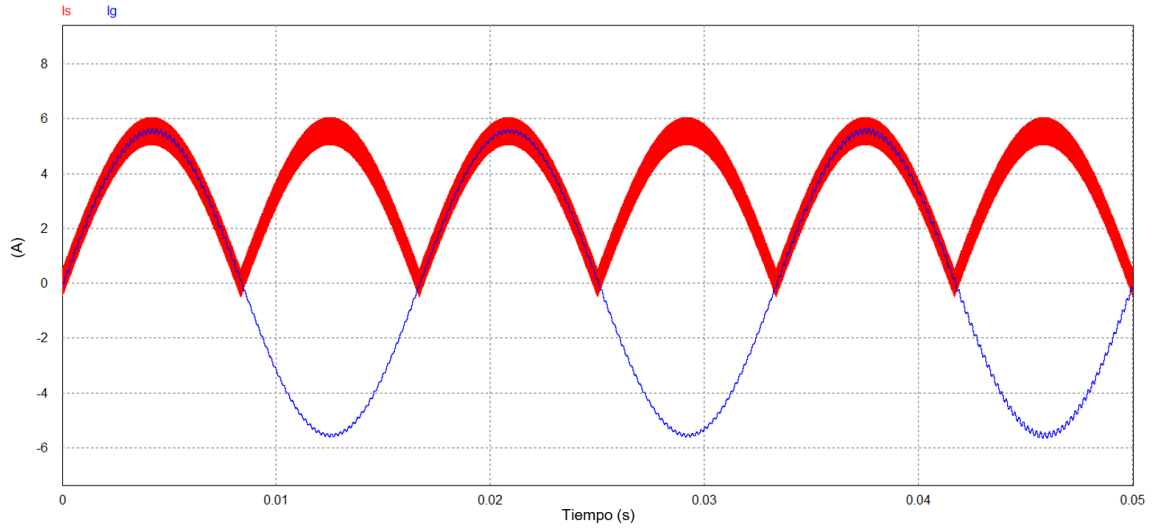


Figura 1.11. Corriente de entrada y salida del filtro con conmutación sincronizada a la red.

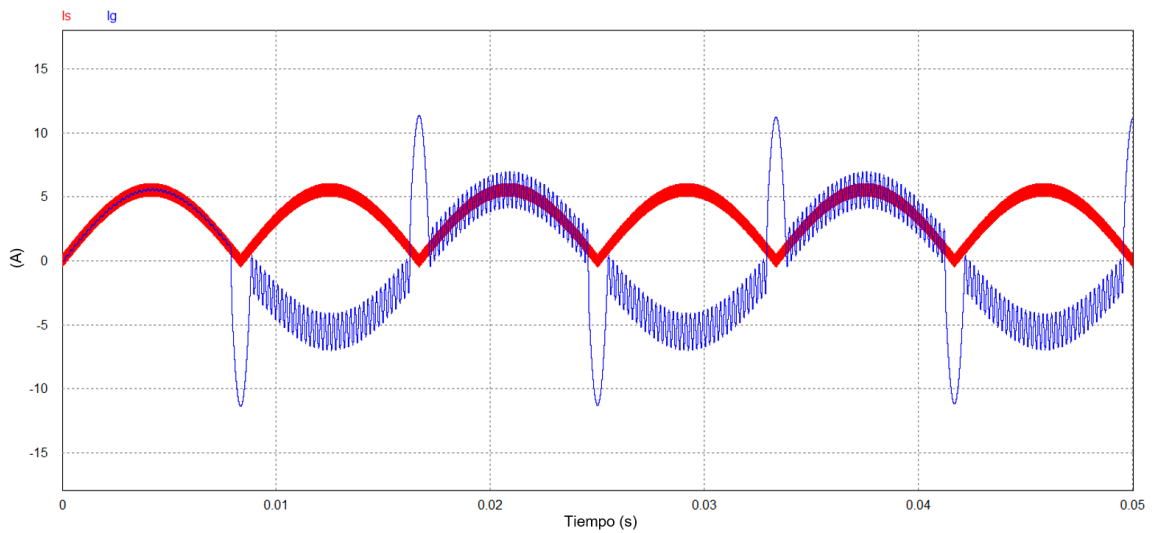


Figura 1.12. Corriente de entrada y salida del filtro con conmutación desfasada  $10^\circ$  de la red.

Dado que el rectificador síncrono opera a una frecuencia de 60 Hz (2 décadas debajo de la frecuencia de corte del filtro), no afecta el desempeño de este.



## MODELADO Y CONTROL DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

El objetivo de control en la operación del convertidor es controlar la potencia que se intercambia entre el supercondensador y la red eléctrica. Para conseguirlo, se plantea el desarrollo del modelo promedio generalizado del convertidor, con una estrategia de control clásico por retroalimentación.

### 2.1. Modelo conmutado

A partir del planteamiento mostrado en [23, 24] se obtiene el circuito equivalente del convertidor de potencia, y se representa en la Figura 2.1, con el que se obtienen las ecuaciones del modelo conmutado.

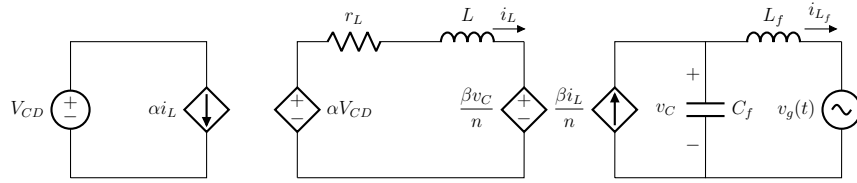


Figura 2.1. Circuito equivalente del convertidor de puente doble activo durante el semiciclo positivo de red.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_L - \frac{\beta}{nL}v_C + \frac{\alpha V_{CD}}{L} \quad (2.1a)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{\beta}{nC_f}i_L - \frac{1}{C_f}i_{L_f} \quad (2.1b)$$

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{1}{L_f}v_C - \frac{V_g}{L_f} \quad (2.1c)$$

Donde  $\alpha$  y  $\beta$  representan lo estados de conmutación de los puentes primario y secundario, respectivamente, y están definidas como:

$$\alpha = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < \frac{T_s}{2} \\ -1 & \frac{T_s}{2} \leq t < T_s \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\beta = \begin{cases} 1 & \frac{\varphi T_s}{2\pi} \leq t < \frac{T_s}{2} + \frac{\varphi T_s}{2\pi} \\ -1 & \frac{T_s}{2} + \frac{\varphi T_s}{2\pi} \leq t < T_s + \frac{\varphi T_s}{2\pi} \end{cases} \quad (2.3)$$

## 2.2. Modelo promedio generalizado

El convertidor de puente doble activo trabaja en CD en las fuentes conectadas a los puentes activos; pero también tiene una región en CA, las corrientes y tensiones en el primario y secundario del transformador por lo que el modelo promedio generalizado ofrece la capacidad de trabajar en ambas frecuencias a diferencia de otros modelos como el modelo promedio.

El modelo promedio generalizado se basa en el uso de la serie de Fourier compleja, definida como [25]:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k(t) \cdot e^{jk\omega t} \quad (2.4)$$

Donde  $\omega$  representa la frecuencia fundamental y  $x_k$  el coeficiente del k-ésimo armónico, el cual se define como:

$$x_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) \cdot e^{-jk\omega\tau} d\tau \quad (2.5)$$

Se usará la notación  $\langle \cdot \rangle_k$  para diferenciar los coeficientes de Fourier de sus respectivas variables del modelo conmutado.

$$\langle x \rangle_k = x_k(t) \quad (2.6)$$

Eligiendo  $\omega = \omega_s$  y  $T = 2\pi/\omega$  se aplica (2.5) en (2.2) y (2.3) y se tiene:

$$\langle \alpha \rangle_0 = 0 \quad (2.7a)$$

$$\langle \alpha \rangle_1 = -j\frac{2}{\pi} \quad (2.7b)$$

$$\langle \beta \rangle_0 = 0 \quad (2.7c)$$

$$\langle \beta \rangle_1 = -\frac{2 \sin(\varphi)}{\pi} - j \frac{2 \cos(\varphi)}{\pi} \quad (2.7d)$$

Al incrementar la cantidad de armónicos en la representación matemática, mejora la exactitud del modelo pero aumenta su complejidad, por lo que sólo se emplea la componente en CD ( $k = 0$ ) y el primer armónico a la frecuencia de conmutación ( $k = 1$ ). Para obtener el coeficiente de Fourier de un producto de funciones se hace uso de la ecuación:

$$\langle x \cdot y \rangle_k = \sum_{-i}^i \langle x \rangle_{k-i} \cdot \langle y \rangle_i \quad (2.8)$$

De manera que para  $k = 0$ :

$$\begin{aligned} \langle x \cdot y \rangle_0 &= \sum_{i=-1}^1 \langle x \rangle_{-i} \cdot \langle y \rangle_i \\ &= \langle x \rangle_1 \cdot \langle y \rangle_{-1} + \langle x \rangle_0 \cdot \langle y \rangle_0 + \langle x \rangle_{-1} \cdot \langle y \rangle_1 \\ &= \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_0 + (\langle x \rangle_{1R} + j \langle x \rangle_{1I})(\langle y \rangle_{1R} - j \langle y \rangle_{1I}) + (\langle x \rangle_{1R} - j \langle x \rangle_{1I})(\langle y \rangle_{1R} + j \langle y \rangle_{1I}) \\ \langle x \cdot y \rangle_0 &= \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_0 + 2 \langle x \rangle_{1R} \langle y \rangle_{1R} + 2 \langle x \rangle_{1I} \langle y \rangle_{1I} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Y para  $k = 1$ :

$$\begin{aligned} \langle x \cdot y \rangle_1 &= \sum_{i=-1}^1 \langle x \rangle_{1-i} \cdot \langle y \rangle_i \\ &= \langle x \rangle_2 \langle y \rangle_{-1} + \langle x \rangle_1 \langle y \rangle_0 + \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_1 + \langle x \rangle_{-1} \langle y \rangle_2 \\ \langle x \cdot y \rangle_1 &= \langle x \rangle_1 \langle y \rangle_0 + \langle x \rangle_0 \langle y \rangle_1 \end{aligned} \quad (2.10)$$

Donde  $i = 1$  debido a que es el mayor  $k$ -ésimo armónico a considerar se desprecian los superiores, es decir,  $\langle \cdot \rangle_k = 0 \ \forall |k| > 1$ . Aplicando (2.9), (2.10) y (2.7) en (2.1) se obtiene el modelo promedio generalizado del convertidor, donde los subíndices  $R$  e  $I$  denotan las componentes real e imaginaria respectivamente, y se asume que la tensión de la red permanece constante durante un ciclo de conmutación, ya que  $f_s \gg f_o$ .

$$\frac{d \langle i_L \rangle_0}{dt} = -\frac{r_L}{L} \langle i_L \rangle_0 + \frac{4 \sin(\varphi)}{\pi n L} \langle v_C \rangle_{1R} + \frac{4 \cos(\varphi)}{\pi n L} \langle v_C \rangle_{1I} \quad (2.11a)$$

$$\frac{d \langle i_L \rangle_{1R}}{dt} = -\frac{r_L}{L} \langle i_L \rangle_{1R} + \omega_s \langle i_L \rangle_{1I} + \frac{2 \sin(\varphi)}{\pi n L} \langle v_C \rangle_0 \quad (2.11b)$$

$$\frac{d \langle i_L \rangle_{1I}}{dt} = -\omega_s \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{r_L}{L} \langle i_L \rangle_{1I} + \frac{2 \cos(\varphi)}{\pi n L} \langle v_C \rangle_0 - \frac{2 V_{CD}}{\pi L} \quad (2.11c)$$

$$\frac{d \langle v_C \rangle_0}{dt} = -\frac{4 \sin(\varphi)}{\pi n C_f} \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{4 \cos(\varphi)}{\pi n C_f} \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{C_f} \langle i_{Lf} \rangle_0 \quad (2.11d)$$

$$\frac{d\langle v_C \rangle_{1R}}{dt} = -\frac{2\sin(\varphi)}{\pi n C_f} \langle i_L \rangle_0 + \omega_s \langle v_C \rangle_{1I} - \frac{1}{C_f} \langle i_{L_f} \rangle_{1R} \quad (2.11e)$$

$$\frac{d\langle v_C \rangle_{1I}}{dt} = -\frac{2\cos(\varphi)}{\pi n C_f} \langle i_L \rangle_0 - \omega_s \langle v_C \rangle_{1R} - \frac{1}{C_f} \langle i_{L_f} \rangle_{1I} \quad (2.11f)$$

$$\frac{d\langle i_{L_f} \rangle_0}{dt} = \frac{1}{L_f} \langle v_C \rangle_0 - \frac{V_g}{L_f} \quad (2.11g)$$

$$\frac{d\langle i_{L_f} \rangle_{1R}}{dt} = \frac{1}{L_f} \langle v_C \rangle_{1R} + \omega_s \langle i_{L_f} \rangle_{1I} \quad (2.11h)$$

$$\frac{d\langle i_{L_f} \rangle_{1I}}{dt} = \frac{1}{L_f} \langle v_C \rangle_{1I} - \omega_s \langle i_{L_f} \rangle_{1R} \quad (2.11i)$$

El sistema anterior se puede separar en dos ecuaciones matriciales:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_L \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle v_C \rangle_{1R}}{dt} \\ \frac{d\langle v_C \rangle_{1I}}{dt} \\ \frac{d\langle i_{L_f} \rangle_{1R}}{dt} \\ \frac{d\langle i_{L_f} \rangle_{1I}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & \frac{4\sin(\varphi)}{\pi n L} & \frac{4\cos(\varphi)}{\pi n L} & 0 & 0 \\ -\frac{2\sin(\varphi)}{\pi n C_f} & 0 & \omega_s & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ -\frac{2\cos(\varphi)}{\pi n C_f} & -\omega_s & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & -\omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle i_L \rangle_0 \\ \langle v_C \rangle_{1R} \\ \langle v_C \rangle_{1I} \\ \langle i_{L_f} \rangle_{1R} \\ \langle i_{L_f} \rangle_{1I} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\langle i_L \rangle_{1R}}{dt} \\ \frac{d\langle i_L \rangle_{1I}}{dt} \\ \frac{d\langle v_C \rangle_0}{dt} \\ \frac{d\langle i_{L_f} \rangle_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & \omega_s & \frac{2\sin(\varphi)}{\pi n L} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{r_L}{L} & \frac{2\cos(\varphi)}{\pi n L} & 0 \\ -\frac{4\sin(\varphi)}{\pi n C_f} & -\frac{4\cos(\varphi)}{\pi n C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle i_L \rangle_{1R} \\ \langle i_L \rangle_{1I} \\ \langle v_C \rangle_0 \\ \langle i_{L_f} \rangle_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{2V_{CD}}{\pi L} \\ 0 \\ -\frac{V_g}{L_f} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Idealmente en el convertidor de puente doble activo, la corriente  $i_L$  no tiene componente de CD,  $\langle i_L \rangle_0 = 0$ , y el filtro debe ser capaz de eliminar las componentes de alta frecuencia, por lo que  $\langle v_C \rangle_1 = \langle i_{L_f} \rangle_1 = 0$ . Esto se puede ver en el sistema (2.12) ya que tiene la forma:

$$\dot{x} = Ax \quad (2.14)$$

Cuya solución es:

$$x(t) = x(0)e^{At} \quad (2.15)$$

De donde se deduce que si las condiciones iniciales son cero,  $x(0) = 0$ , el sistema siempre permanecerá en cero con  $x(t) = 0$ . En caso de que las condiciones iniciales sean diferentes a cero se analizan sus eigenvalores, siendo su ecuación característica:

$$\begin{aligned} \lambda^5 + \frac{r_L}{L} \lambda^4 + \left( \frac{8}{\pi^2 n^2 L C_f} + 2\omega_s^2 + \frac{2}{C_f L_f} \right) \lambda^3 + \left( \frac{2\omega_s^2 r_L}{L} + \frac{2r_L}{L C_f L_f} \right) \lambda^2 \\ + \left( \frac{8\omega_s^2}{\pi^2 n^2 L C_f} + \frac{8}{\pi^2 n^2 L C_f L_f} + \omega_s^4 - \frac{2\omega_s^2}{C_f L_f} + \frac{1}{C_f^2 L_f^2} \right) \lambda \\ + \frac{\omega_s^4 r_L}{L} - \frac{2\omega_s^2 r_L}{L C_f L_f} + \frac{r_L}{L C_f^2 L_f^2} = 0 \quad (2.16) \end{aligned}$$

De la ecuación anterior se muestra que los eigenvalores son independientes del ángulo de desfaseamiento entre los puentes, por lo que substituyendo los valores del convertidor se obtiene:

$$\lambda^5 + 1.967 \times 10^4 \lambda^4 + 2.165 \times 10^{11} \lambda^3 + 3.921 \times 10^{15} \lambda^2 + 1.126 \times 10^{22} \lambda + 1.878 \times 10^{26} = 0 \quad (2.17)$$

Y los eigenvalores son:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= -16\,687 \\ \lambda_{2,3} &= -907.44 \pm j360\,100 \\ \lambda_{4,5} &= -582.24 \pm j294\,590 \end{aligned}$$

Dado que todos los eigenvalores tienen parte real negativa, los estados asociados se extinguirán con el tiempo, es decir:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0 \quad (2.18)$$

Por lo tanto el modelo promedio generalizado puede expresarse por (2.13) sin perder exactitud.

Para verificar la validez de la representación que se obtiene con el modelo se realiza una simulación a  $V_{CD} = 20\text{ V}$  y con  $v_g(t) = 180|\sin^2(\omega_o t)|$ . Los resultados se muestran en la Figura 2.2 y se presenta un acercamiento en la cresta de  $v_C$  en la Figura 2.3.

La Figura 2.2 muestra la simulación del modelo conmutado (trazo rojo) y el modelo promedio generalizado (trazo azul) para las variables  $i_L$ ,  $v_C$  e  $i_{L_f}$ . Se observa en la corriente  $i_L$  que la envolvente del modelo promedio generalizado es de menor amplitud ya que sólo cuenta con las componentes a CD y 50 kHz. La tensión  $v_C$  y la corriente  $i_{L_f}$  tienen el comportamiento esperado por lo que es válida la aproximación de  $v_g(t)$  como constante para un ciclo de conmutación. La Figura 2.3 es un acercamiento durante el valor máximo

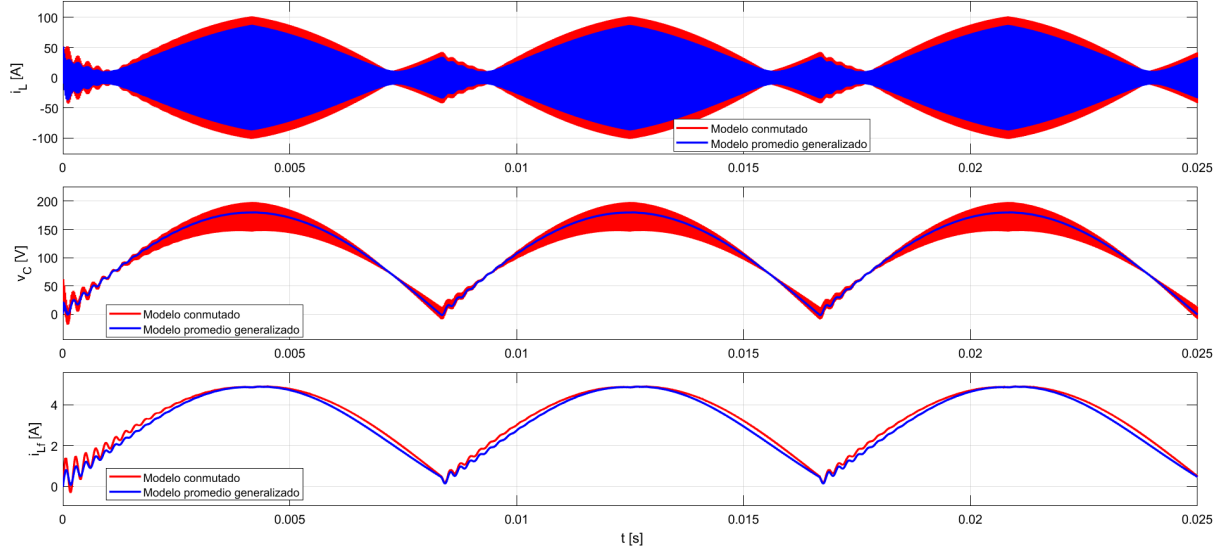


Figura 2.2. Comparación entre el modelo conmutado y el modelo promedio generalizado para las variables  $i_L$ ,  $v_C$  e  $i_{L_f}$ .

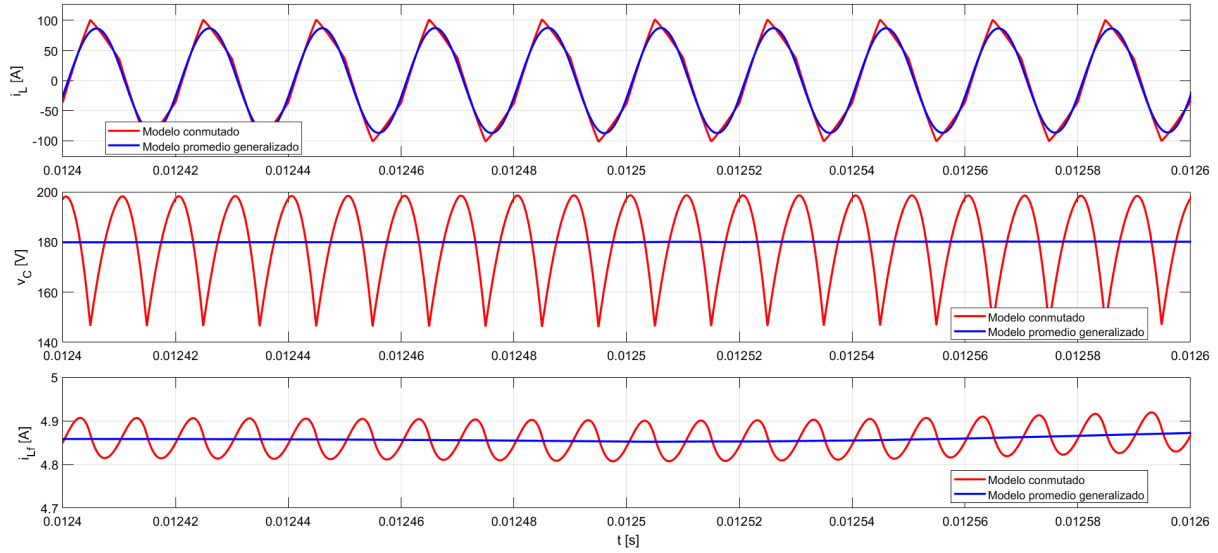


Figura 2.3. Acercamiento a las variables  $i_L$ ,  $v_C$  e  $i_{L_f}$ .

de  $v_C$  y se aprecia que el trazo de  $i_L$  en el modelo promedio generalizado es muy próximo al del modelo conmutado, mientras que para  $v_C$  e  $i_{L_f}$  los trazos siguen el valor promedio de sus envolventes.

## 2.3. Modelo linealizado

Para realizar el control clásico, el cual se seleccionó por su facilidad de uso y se considera suficiente para los objetivos de control buscados, se linealiza el modelo promedio

generalizado para así obtener la función de transferencia. Primeramente se expresa el modelo de la forma:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.19)$$

$$y = Cx + Du \quad (2.20)$$

Siendo  $u$  la variable de control, en este caso  $\varphi$ , y  $y$  la salida, que es la potencia instantánea. Utilizando el Jacobiano en el sistema (2.13) se obtiene:

$$x = \left[ \widetilde{i_{L1R}} \quad \widetilde{i_{L1I}} \quad \widetilde{v_{C0}} \quad \widetilde{i_{Lf0}} \right]^T \quad (2.21)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & \omega_s & \frac{2 \sin(\Phi_e)}{\pi n L} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{r_L}{L} & \frac{2 \cos(\Phi_e)}{\pi n L} & 0 \\ -\frac{4 \sin(\Phi_e)}{\pi n C_f} & -\frac{4 \cos(\Phi_e)}{\pi n C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$B = \left[ \frac{2 \cos(\Phi_e) V_{C0e}}{\pi n L} \quad -\frac{2 \sin(\Phi_e) V_{C0e}}{\pi n L} \quad -\frac{4 \cos(\Phi_e) I_{L1Re}}{\pi n C_f} + \frac{4 \sin(\Phi_e) i_{L1Ie}}{\pi n C_f} \quad 0 \right]^T \quad (2.23)$$

Donde las variables con tilde representan pequeñas variaciones en los términos  $\langle i_L \rangle_{1R}$ ,  $\langle i_L \rangle_{1I}$ ,  $\langle v_C \rangle_0$  e  $\langle i_{Lf} \rangle_0$  y los términos en mayúscula con subíndice  $e$  son los valores en estado estacionario.

### 2.3.1. Potencia entregada por el transformador

Una manera de calcular la potencia entregada por el convertidor, es obteniendo la potencia promedio que recibe el transformador a partir de  $i_L$  y  $v_{CA1}$ , que en términos del modelo promedio generalizado, se considera a partir de la fuente de tensión dependiente de  $v_C$  en el circuito equivalente de la Figura 2.1:

$$\begin{aligned} p &= \frac{i_L \beta v_C}{n} \\ p &= \frac{\langle v_C \rangle_0 (\langle i_L \rangle_1 e^{j\omega_s t} + \langle i_L \rangle_{-1} e^{-j\omega_s t}) (\langle \beta \rangle_1 e^{j\omega_s t} + \langle \beta \rangle_{-1} e^{-j\omega_s t})}{n} \\ p &= \frac{\langle v_C \rangle_0 (\langle i_L \rangle_1 \langle \beta \rangle_1 e^{j2\omega_s t} + \langle i_L \rangle_1 \langle \beta \rangle_{-1} + \langle i_L \rangle_{-1} \langle \beta \rangle_1 + \langle i_L \rangle_{-1} \langle \beta \rangle_{-1} e^{-j2\omega_s t})}{n} \\ p &= \langle p \rangle_2 + \langle p \rangle_0 + \langle p \rangle_{-2} \end{aligned}$$

Donde:

$$\begin{aligned}\langle p \rangle_2 &= \frac{\langle v_C \rangle_0 \langle i_L \rangle_1 \langle \beta \rangle_1}{n} \\ \langle p \rangle_0 &= \frac{\langle v_C \rangle_0}{n} (\langle i_L \rangle_1 \langle \beta \rangle_{-1} + \langle i_L \rangle_{-1} \langle \beta \rangle_1) \\ \langle p \rangle_{-2} &= \frac{\langle v_C \rangle_0 \langle i_L \rangle_{-1} \langle \beta \rangle_{-1}}{n}\end{aligned}$$

Se considera sólo la potencia promedio, por lo que sólo se toma  $\langle p \rangle_0$ :

$$\begin{aligned}\langle p \rangle_0 &= \frac{\langle v_C \rangle_0}{n} (\langle i_L \rangle_1 \langle \beta \rangle_{-1} + \langle i_L \rangle_{-1} \langle \beta \rangle_1) \\ \langle p \rangle_0 &= \frac{2 \langle v_C \rangle_0}{n} (\langle i_L \rangle_{1R} \langle \beta \rangle_{1R} + \langle i_L \rangle_{1I} \langle \beta \rangle_{1I}) \\ \langle p \rangle_0 &= \frac{2 \langle v_C \rangle_0}{n} \left[ \langle i_L \rangle_{1R} \left( -\frac{2 \sin(\varphi)}{\pi} \right) + \langle i_L \rangle_{1I} \left( -\frac{2 \cos(\varphi)}{\pi} \right) \right] \\ \langle p \rangle_0 &= -\frac{4 \langle v_C \rangle_0 \langle i_L \rangle_{1R} \sin(\varphi)}{\pi n} - \frac{4 \langle v_C \rangle_0 \langle i_L \rangle_{1I} \cos(\varphi)}{\pi n}\end{aligned}\tag{2.24}$$

A partir de (2.24) se obtienen las matrices  $C$  y  $D$ :

$$C = \begin{bmatrix} -\frac{4V_{C0e} \sin(\Phi_e)}{\pi n} & -\frac{4V_{C0e} \cos(\Phi_e)}{\pi n} & -\frac{4I_{L1Re} \sin(\Phi_e)}{\pi n} & -\frac{4I_{L1Ie} \cos(\Phi_e)}{\pi n} & 0 \end{bmatrix}\tag{2.25}$$

$$D = -\frac{4V_{C0e} I_{L1Re} \cos(\Phi_e)}{\pi n} + \frac{4V_{C0e} I_{L1Ie} \sin(\Phi_e)}{\pi n}\tag{2.26}$$

Al obtener la función de transferencia a partir de:

$$G(s) = \frac{\tilde{P}(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D\tag{2.27}$$

Esta tiene la forma:

$$G_T(s) = \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}\tag{2.28}$$

Linealizando en diferentes rangos de tensión  $V_{CD}$  y a tensiones de red de 90 y 180 V, se utiliza el método de Routh-Hurwitz para un lazo de control como el que se muestra en la Figura 2.4. Seleccionando  $p = 70$ , se tiene la región de estabilidad mostrada en la zona azul de la Figura 2.5, la ubicación del polo se seleccionó para evitar la inestabilidad del sistema durante la retroalimentación, sin tener además una respuesta muy lenta. El punto más crítico es en  $V_{CD} = 20$  V y  $v_g(t) = 180$  V ya que la ganancia  $K$  sólo puede estar en el rango:

$$0 < K < 1.088\tag{2.29}$$

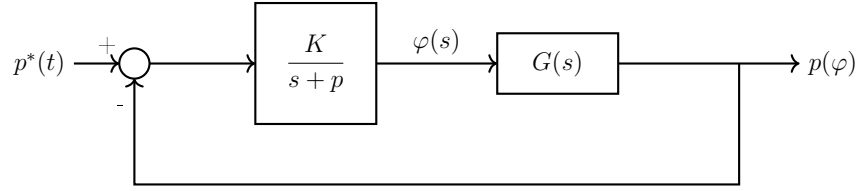


Figura 2.4. Diagrama de bloques de la planta con retroalimentación y controlador.

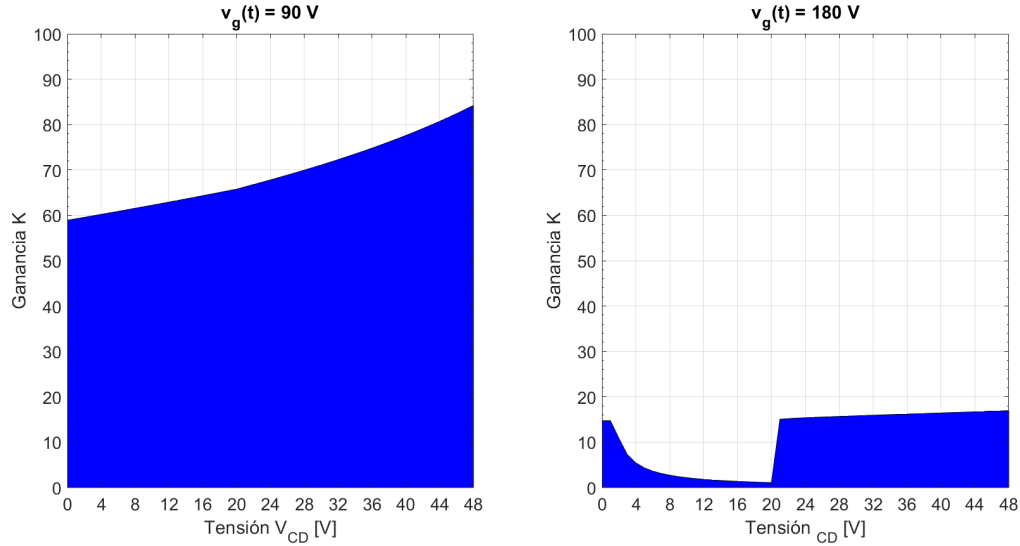


Figura 2.5. Regiones de estabilidad para la medición de potencia en el transformador.

Las respuestas más importantes son en CD y a 120 Hz, esto se debe a la componentes de la potencia de salida:

$$p(t) = 2P_o \sin^2(\omega_o t) = \underbrace{P_o}_{CD} - \underbrace{P_o \cos(2\omega_o t)}_{120 \text{ Hz}} \quad (2.30)$$

Eligiendo una ganancia  $K = 1$  para mantener la estabilidad en todo el rango de operación, se tiene que la respuesta en CD es de 21.1384 dB a  $180^\circ$  y a 120 Hz de  $-21.3578$  dB a  $91.7869^\circ$ . El diagrama de Bode se muestra en la Figura 2.6 y el Root Locus en la Figura 2.7.

### 2.3.2. Potencia entregada en la red

Otra manera de estimar la potencia de salida es midiendo la potencia entregada a la red a partir de:

$$p(t) = v_g(t)i_{L_f}(t) \quad (2.31)$$

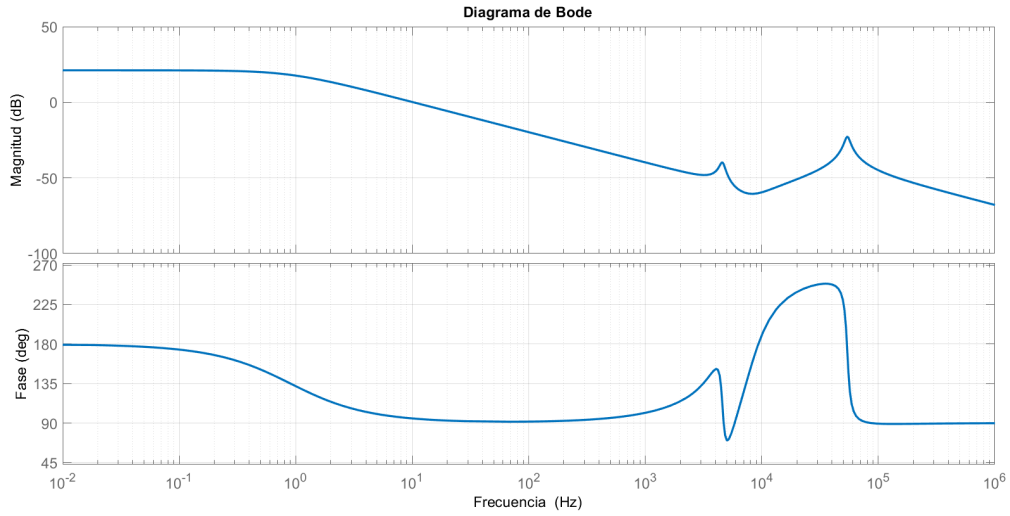


Figura 2.6. Diagrama de Bode de la función de transferencia del transformador en lazo cerrado.

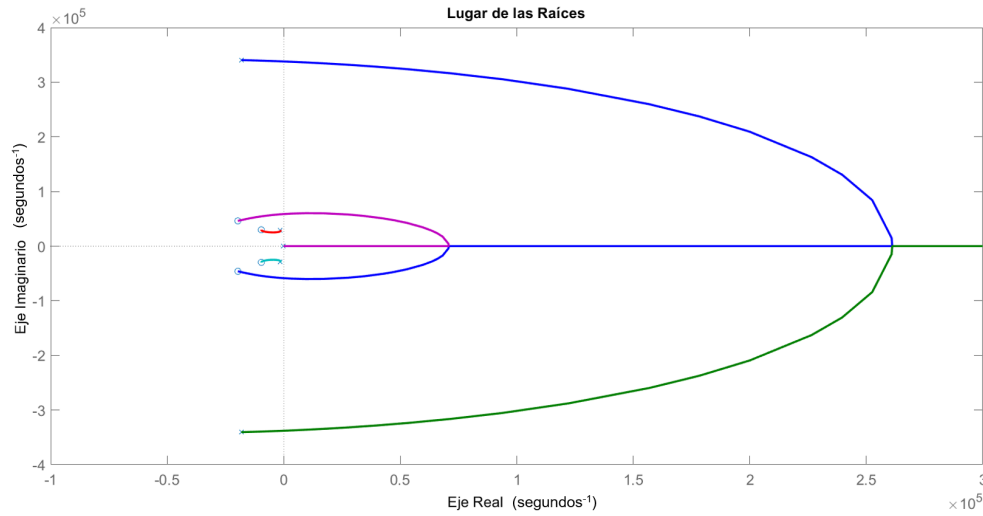


Figura 2.7. Lugar de las raíces de la función de transferencia del transformador en lazo cerrado.

Bajo la premisa de que se tiene un factor de potencia unitario. Por lo tanto las matrices  $C$  y  $D$  resultan en:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & V_{ge} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$D = 0 \quad (2.33)$$

La función de transferencia toma ahora la forma:

$$G_R(s) = \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.34)$$

Al igual que el caso anterior, se linealiza en diferentes rangos de tensión para comprobar la estabilidad al usar el mismo controlador, siendo el punto más crítico en  $V_{CD} = 20$  V y  $v_g(t) = 180$  V como se muestra en la Figura 2.8, ya que la ganancia  $K$  está en el rango:

$$0 < K < 1.088 \quad (2.35)$$

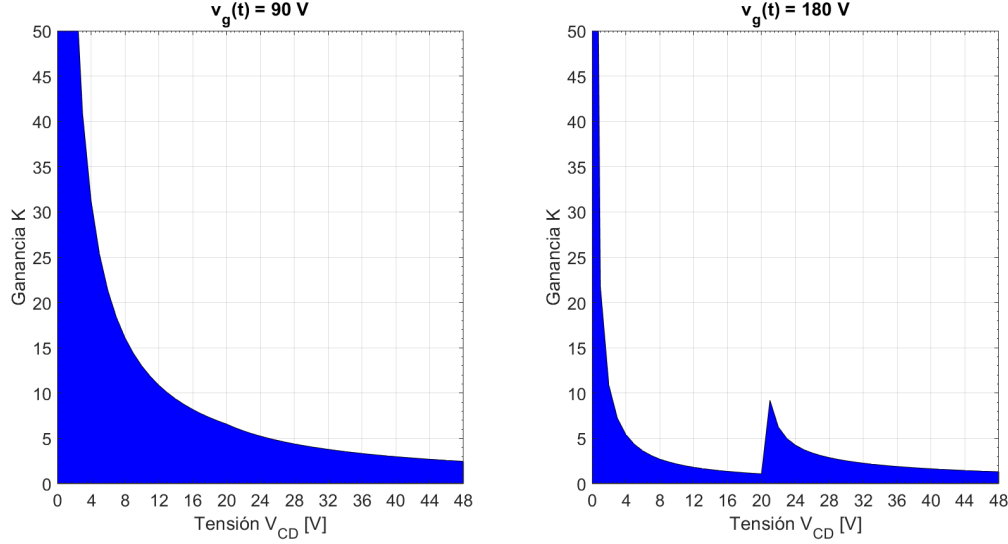


Figura 2.8. Regiones de estabilidad para la medición de potencia en la red.

Se elige  $K = 1$  y se tienen respuestas muy similares al caso anterior, para CD la respuesta es de 21.1384 dB a  $180^\circ$  y para 120 Hz es de  $-21.3647$  dB a  $90.9345^\circ$ , lo cual se muestra en la Figura 2.9, mientras que el Root Locus se muestra en Figura 2.10

### 2.3.3. Potencia entregada calculada con las fuentes

A partir del desarrollo de la potencia promedio entregada por el convertidor, se obtuvo la ecuación:

$$P = \frac{V_{CD}v_C\varphi(\pi - |\varphi|)}{2\pi^2 n f_s L} \quad (2.36)$$

Linealizando esta ecuación se tiene:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{CDe}\Phi_e(\pi - \Phi_e)}{2\pi^2 n f_s L} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$D = \frac{V_{CDe}V_{C0e}(\pi - 2\Phi_e)}{2\pi^2 n f_s L} \quad (2.38)$$

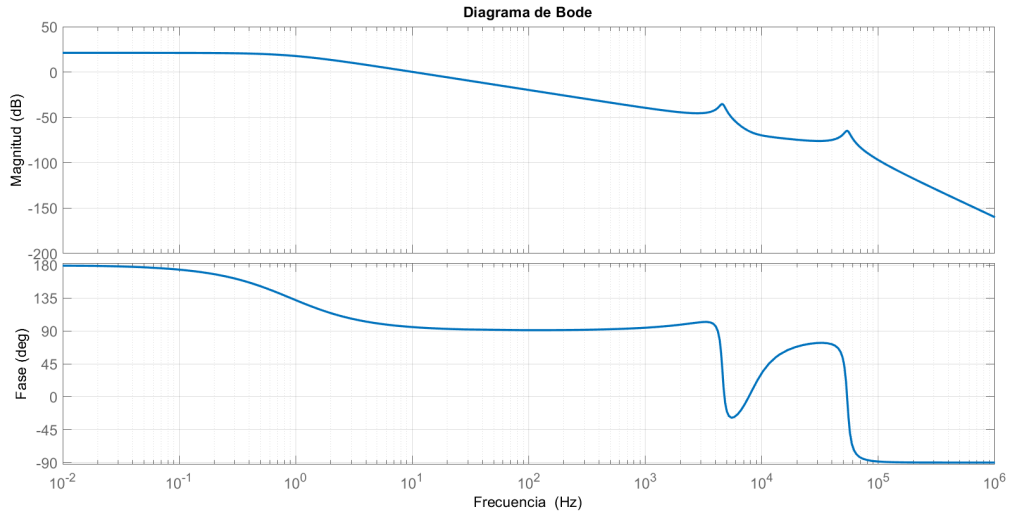


Figura 2.9. Diagrama de Bode de la función de transferencia de la red en lazo cerrado.

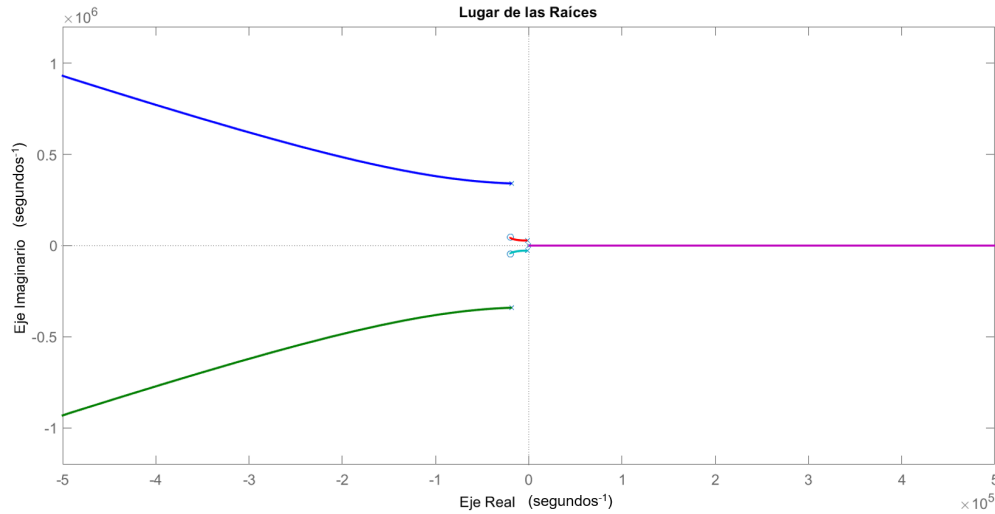


Figura 2.10. Lugar de las raíces de la función de transferencia de la red en lazo cerrado.

Este sistema tiene un rango de estabilidad mayor (Figura 2.11), puesto que para  $v_g(t) = 90 \text{ V}$  cualquier valor positivo de  $K$  es válido y el punto crítico de  $v_g(t) = 180 \text{ V}$  y  $V_{CD} = 20 \text{ V}$  tiene un rango para  $K$  de:

$$0 < K < 158.1 \quad (2.39)$$

En este caso se selecciona una ganancia de  $K = 150$  para tener el controlador:

$$H(s) = \frac{150}{s + 70} \quad (2.40)$$

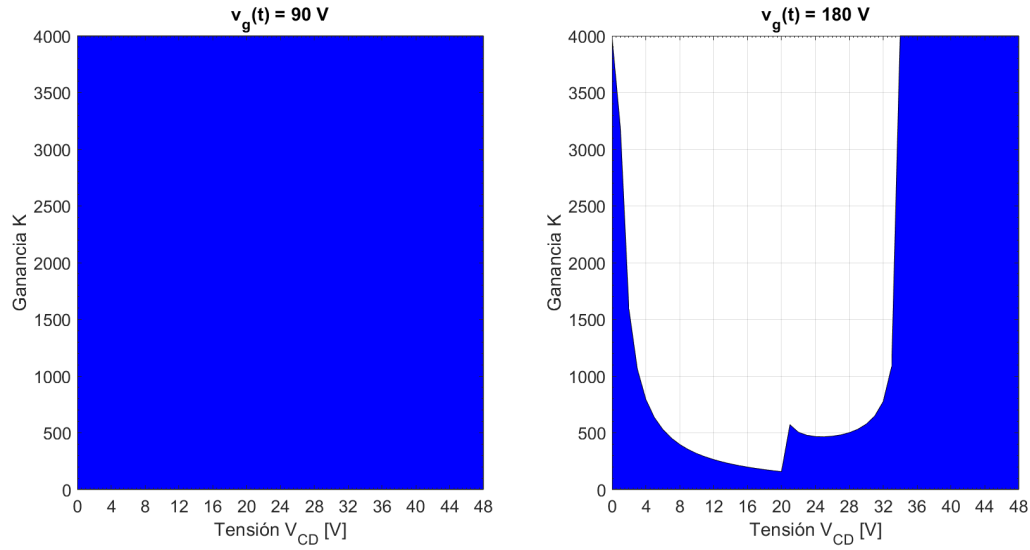


Figura 2.11. Regiones de estabilidad para la medición de potencia en función de la tensión en las fuentes.

Cuya respuesta en CD es  $-290.2156$  dB a  $0^\circ$  y a  $120$  Hz es de  $-11.2086$  dB a  $-172.5917^\circ$ . El diagrama de Bode se muestra en la Figura 2.12 y el Root Locus en la Figura 2.13.

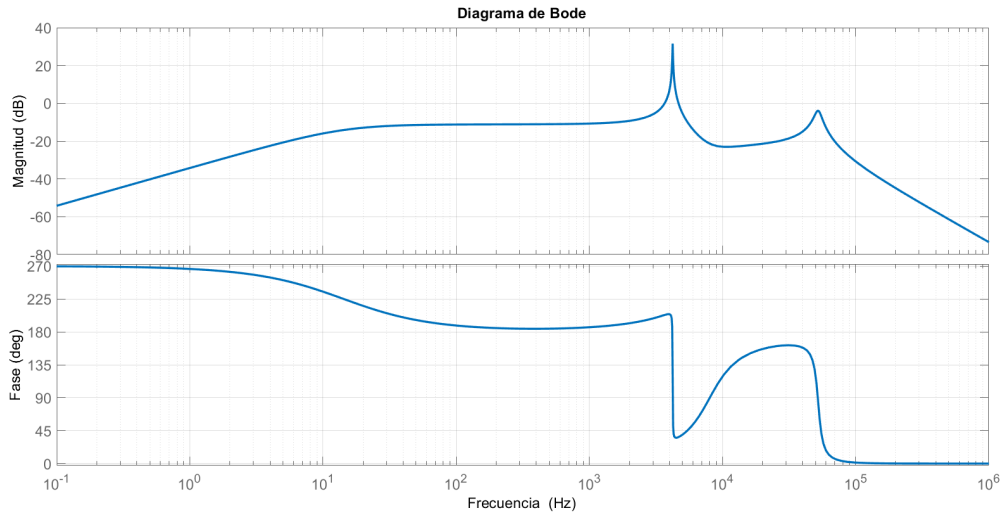


Figura 2.12. Diagrama de Bode de la función de transferencia a partir de las fuentes en lazo cerrado.

## 2.4. Lazo de control

Se utilizó la medición de potencia a partir de la tensión en las fuentes y se seleccionó el punto de operación en  $V_{CD} = 20$  V,  $v_g = 90$  V debido al ser un punto medio en el rango de operación del convertidor.

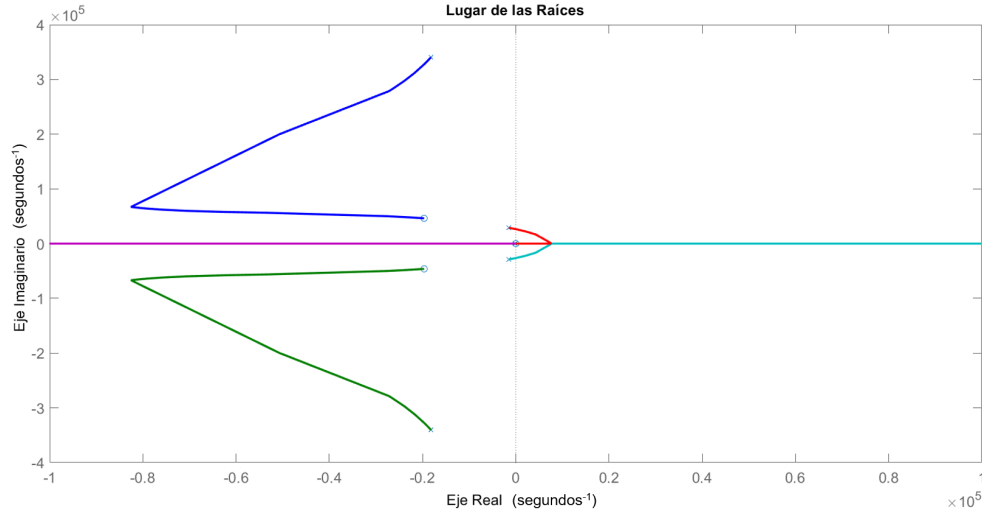


Figura 2.13. Lugar de las raíces de la función de transferencia a partir de las fuentes en lazo cerrado.

Los puntos de equilibrio quedan en:

$$\begin{aligned} I_{L1Re} &= 1.8264 \text{ A} \\ I_{L1Ie} &= -8.8833 \text{ A} \\ V_{C0e} &= 90 \text{ V} \\ I_{Lf0} &= 2.4272 \text{ A} \\ \Phi_e &= 0.4601 \text{ rad} \end{aligned}$$

El modelo linealizado resulta entonces:

$$\begin{bmatrix} \dot{\widetilde{i_{L1R}}} \\ \dot{\widetilde{i_{L1I}}} \\ \dot{\widetilde{v_{C0}}} \\ \dot{\widetilde{i_{Lf0}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -19\,667 & 314\,159 & 31\,408 & 0 \\ -314\,159 & -19\,667 & 63\,380 & 0 \\ -10\,768 & -217\,300 & 0 & -714\,286 \\ 0 & 0 & 1373.6 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widetilde{i_{L1R}} \\ \widetilde{i_{L1I}} \\ \widetilde{v_{C0}} \\ \widetilde{i_{Lf0}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 5\,704\,234 \\ -2\,826\,693 \\ -1\,353\,466 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \widetilde{\varphi} \quad (2.41)$$

$$\widetilde{p} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2.7778 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \widetilde{i_{L1R}} \\ \widetilde{i_{L1I}} \\ \widetilde{v_{C0}} \\ \widetilde{i_{Lf0}} \end{bmatrix} - 450.16 \cdot \widetilde{\varphi} \quad (2.42)$$

Siendo la función de transferencia:

$$G(s) = \frac{\tilde{P}(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.43)$$

Donde:

$$b_4 = 4.502 \times 10^2$$

$$b_3 = 1.395 \times 10^7$$

$$b_2 = 5.262 \times 10^{13}$$

$$b_1 = 1.144 \times 10^{18}$$

$$b_0 = 4.376 \times 10^{22}$$

$$a_3 = 3.933 \times 10^4$$

$$a_2 = 1.172 \times 10^{11}$$

$$a_1 = 3.760 \times 10^{14}$$

$$a_0 = 9.722 \times 10^{19}$$

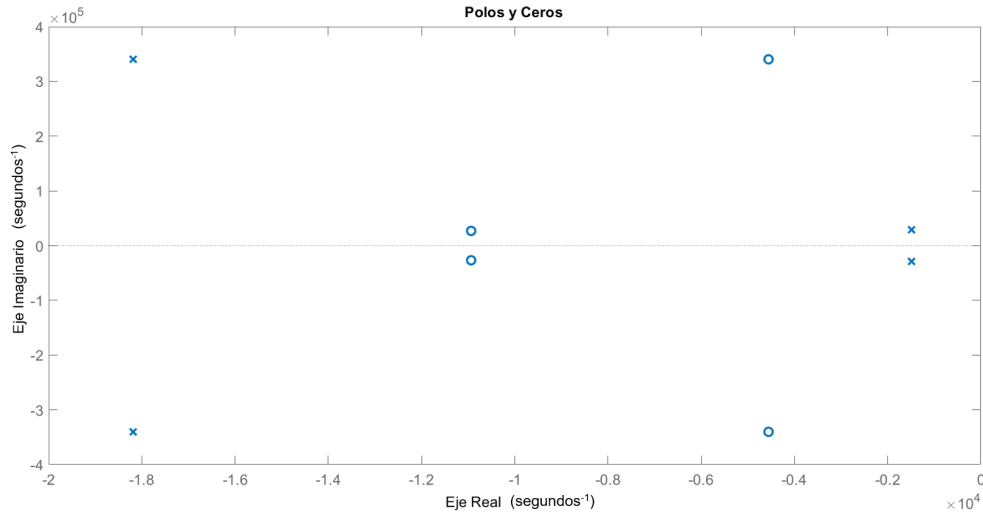


Figura 2.14. Polos y ceros de la función de transferencia.

Los polos y ceros del sistema se muestran en la Figura 2.14 siendo sus valores:

$$p_{1,2} = -18\,181 \pm j340\,506$$

$$p_{3,4} = -1486 \pm j28\,877$$

$$z_{1,2} = -4555 \pm j340\,340$$

$$z_{3,4} = -10\,936 \pm j26\,824$$

El polo y la ganancia se eligieron para evitar un desfase superior a  $2^\circ$  a 120 Hz debido a que de lo contrario, la corriente que se inyecta a red estará desfasada de la tensión y las conmutaciones del rectificador síncrono no serán a corriente cero, presentando transitorios de corriente no deseados como se indicó en el capítulo anterior. La ganancia es para disminuir el error en estado estable, pero manteniendo la estabilidad en todo el rango de tensión del supercondensador.

La ganancia en CD es de  $-0.009$  dB y en 120 Hz es de  $-0.0112$  dB con un desfase de  $-0.6378^\circ$  en lazo cerrado, por lo que es suficiente para un control que satisfaga los requerimientos, como se muestra en la Figura 2.15.

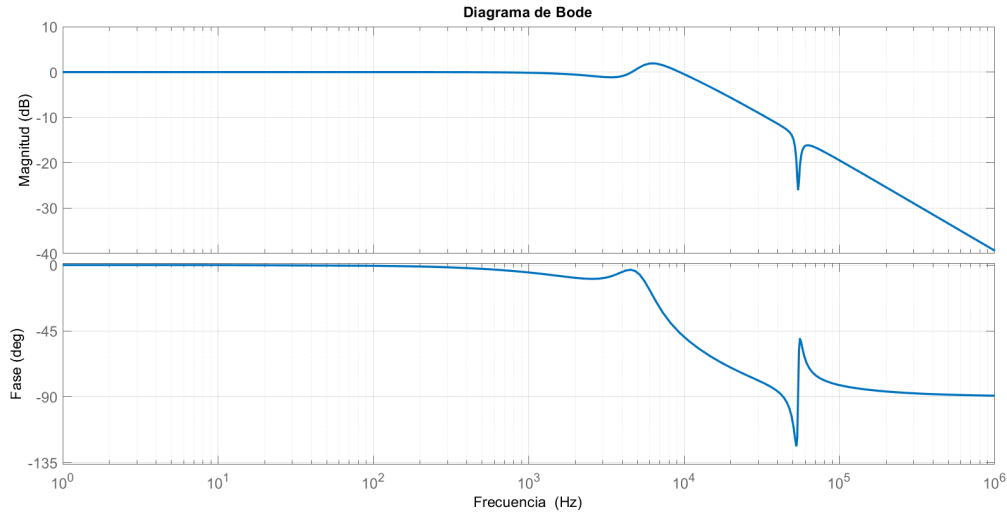


Figura 2.15. Diagrama de Bode con el controlador.

La potencia de referencia se determina a partir de:

$$p^*(t) = 2P_o \sin^2(\omega_o t) \quad (2.44)$$

El término  $P_o$  varía con el perfil que se muestra la Figura 2.16, esto para garantizar que la magnitud de  $i_L$  no sobrepase los 100 A. La potencia de salida se calcula midiendo las tensiones del supercondensador y del condensador de filtro:

$$p(\varphi) = \frac{V_{CD} v_C \varphi (\pi - |\varphi|)}{2\pi^2 n f_s L} \quad (2.45)$$

La Figura 2.17 muestra el circuito de control (trazo azul) conectado al circuito de potencia (trazo negro). Se utiliza un PLL para detectar los cambios de polaridad de la red y activar los interruptores del rectificador síncrono. Con la medición de la tensión

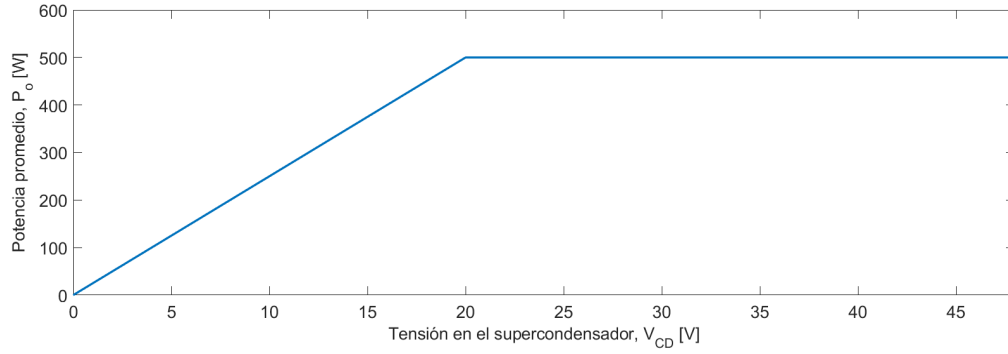


Figura 2.16. Potencia promedio demandada según la tensión del supercondensador.

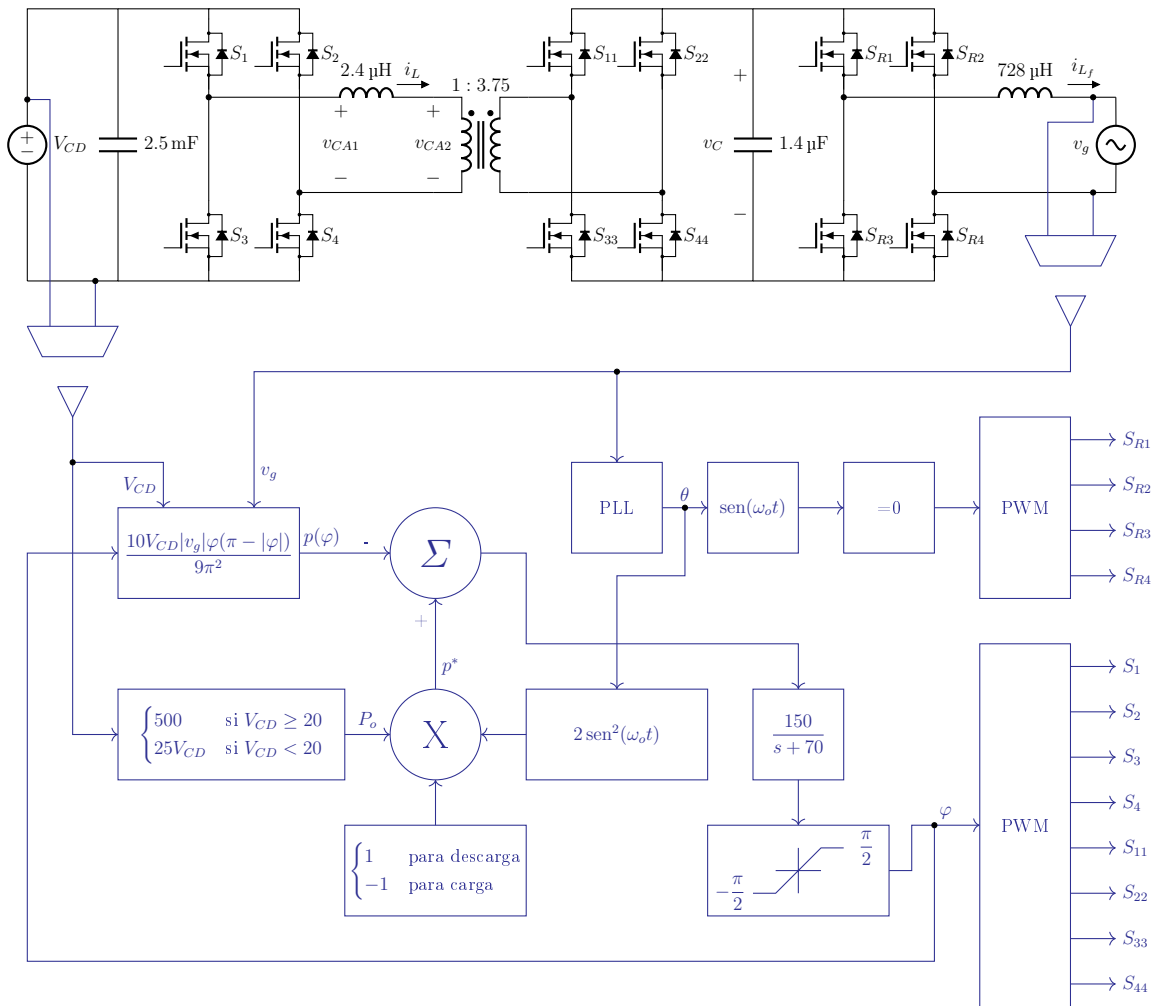


Figura 2.17. Convertidor de puente doble activo con rectificador síncrono y lazo de control.

en el supercondensador se calcula la potencia de referencia y la potencia de salida en el transformador para obtener el ángulo de desfase  $\varphi$  entre los puentes. La razón de usar la tensión de red para calcular  $p(\varphi)$  es debido a que no tiene rizado de alta

frecuencia como en el condensador de filtro, y debido a la baja impedancia del inductor de acoplamiento a la red a frecuencia fundamental se aproxima  $v_C$  como:

$$v_C \simeq |v_g| \tag{2.46}$$

## DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

Para construir un prototipo experimental primero se requiere realizar un diseño de sus partes: el diseño magnético para asegurar que no tendrán saturación que pueda ocasionar un mal comportamiento del sistema; los dispositivos semiconductores deben poder soportar los esfuerzos en corriente y tensión a los que serán sometidos, además, un análisis de pérdidas permite estimar la eficiencia del convertidor. Dichas pérdidas se traducen en calor y esto modifica el comportamiento de los semiconductores, pudiendo ser necesario el uso de elementos de transferencia de calor como los son disipadores, ya que en el peor de los casos, un aumento muy alto de temperatura conlleva a la destrucción de los dispositivos.

### 3.1. Construcción del transformador y del inductor externo

Los cálculos del diseño magnético se dan en el Apéndice 1; la ferrita utilizada es la E55 de material N27 que se muestra en la Figura 3.1 y los parámetros que resultan del proceso de diseño para la construcción se muestran en la Tabla 3.1.

Para el inductor externo se utilizó una ferrita ETD39 3C90 que se muestra en la Figura 3.2 y sus parámetros de construcción en la Tabla 3.2.

Tabla 3.1. Requerimientos de diseño y parámetros estimados del transformador.

| Parámetros                       | Magnitud             |
|----------------------------------|----------------------|
| Número de vueltas del primario   | 4 vueltas            |
| Número de vueltas del secundario | 15 vueltas           |
| Calibre de Litz                  | AWG 23               |
| Conductores del primario         | 64 filamentos        |
| Conductores del secundario       | 16 filamentos        |
| Resistencia del primario         | 487.0125 $\mu\Omega$ |
| Resistencia del secundario       | 7.305 m $\Omega$     |
| Pérdidas del primario            | 1.905 W              |
| Pérdidas del secundario          | 2.032 W              |

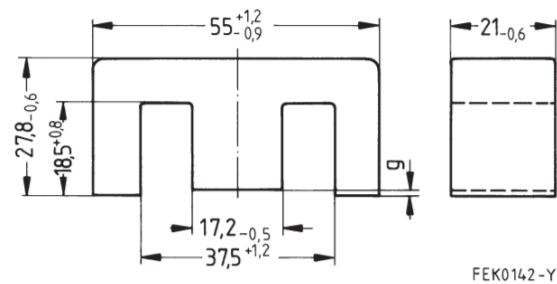


Figura 3.1. Ferrita E55 N27 [26].

Tabla 3.2. Requerimientos de diseño y parámetros estimados del inductor externo.

| Parámetros               | Magnitud         |
|--------------------------|------------------|
| Número de vueltas        | 6 vueltas        |
| Calibre de Litz          | AWG 23           |
| Número de conductores    | 24 filamentos    |
| Entrehierro              | 0.5457 cm        |
| Densidad de flujo máxima | 0.311 T          |
| Resistencia              | 1.101 m $\Omega$ |
| Pérdidas                 | 4.307 W          |
| Inductancia              | 2.4 $\mu$ H      |

## 3.2. Construcción del inductor de filtro

Debido a la frecuencia de 60 Hz, el inductor de filtro de salida se construye con láminas magnéticas de grano orientado EI-50 de TEMPEL, las cuales se muestran en la Figura 3.3. Los parámetros de construcción se muestran en la Tabla 3.3.

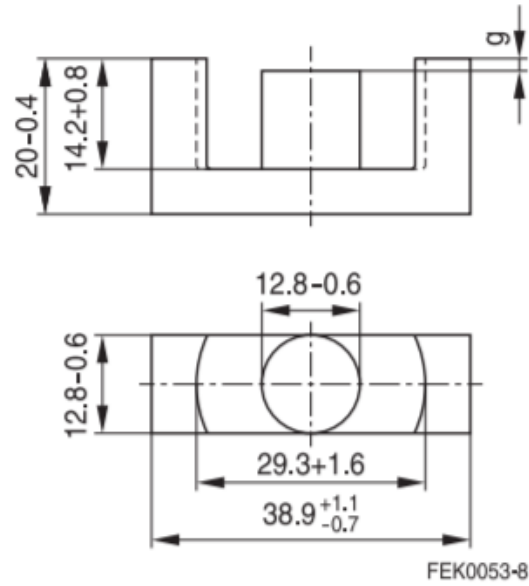


Figura 3.2. Ferrita ETD39 3C90 [27].

Tabla 3.3. Requerimientos de diseño y parámetros estimados del inductor de filtro.

| Parámetros               | Magnitud   |
|--------------------------|------------|
| Número de vueltas        | 31 vueltas |
| Calibre                  | AWG 16     |
| Entrehierro              | 0.0303 cm  |
| Densidad de flujo máxima | 0.81 T     |
| Resistencia              | 33.729 mΩ  |
| Pérdidas                 | 52.05 mW   |
| Inductancia              | 729 μH     |

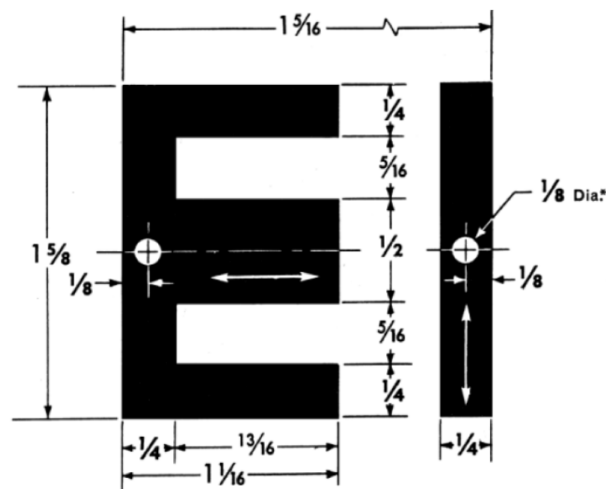


Figura 3.3. Láminas EI-50 [28].

### 3.3. Dimensionamiento y selección de los dispositivos semiconductores

Un parámetro de desempeño fundamental en el convertidor de potencia está relacionado con el nivel de pérdidas en los semiconductores. Las pérdidas en los dispositivos impactan de forma directa en la eficiencia, el tipo de sistema de enfriamiento (disipadores, ventilación natural o forzada), y por ende, en el volumen y peso. De ahí que el análisis para la selección de dispositivos considere la estimación de pérdidas.

Las pérdidas en los semiconductores se calculan a partir de la conmutación y conducción en el diodo y el transistor, siendo esta última diferente si se trata de un MOSFET o un IGBT, considerando la operación tanto en el ciclo de carga como descarga del supercondensador.

#### 3.3.1. Pérdidas en el diodo de libre circulación

Las pérdidas en el diodo por conmutación se calculan a partir de [9]:

$$P_{Dsw} = \frac{1}{4} Q_{RR} V_{DS} f_s \quad (3.1)$$

Para obtener las pérdidas por conducción se obtiene una relación entre voltaje y corriente para el diodo y se promedia para obtener la potencia disipada:

$$\begin{aligned} v_D(t) &= V_{TO} + R_{DT} i_D(t) + k_v i_D^2(t) \\ v_D(t) i_D(t) &= V_{TO} i_D(t) + R_{DT} i_D^2(t) + k_v i_D^3(t) \\ \frac{1}{T} \int_0^T p_D(t) dt &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{TO} i_D(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T R_{DT} i_D^2(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T k_v i_D^3(t) dt \\ P_{Dcond} &= V_{TO} \frac{1}{T} \int_0^T i_D(t) dt + R_{DT} \left[ \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_D^2(t) dt} \right]^2 + k_v \left[ \sqrt[3]{\frac{1}{T} \int_0^T i_D^3(t) dt} \right]^3 \\ P_{Dcond} &= V_{TO} I_{Davg} + R_{DT} I_{Drms}^2 + k_v I_{Drmc}^3 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Donde  $k_v$  es una constante que se utiliza para aproximar la dinámica del diodo a una ecuación de segundo orden a partir de datos de tablas y hojas de datos, utilizando una regresión no lineal de la ecuación (3.2).

#### 3.3.2. Pérdidas en el transistor

Las pérdidas por conmutación y conducción [9, 29] en el MOSFET están dadas por:

$$P_{Qsw} = \frac{1}{2} V_{DS} i_D (t_r + t_f) f_s \quad (3.4)$$

$$P_{Qcond} = R_{DSon} I_{Qrms}^2 k_t \quad (3.5)$$

Las pérdidas por conmutación están en función de la energía de encendido y apagado del IGBT:

$$P_{Qsw} = f_s (E_{on} + E_{off}) \quad (3.6)$$

En el convertidor DAB, la energía de encendido es nula pero no la de apagado, de manera que:

$$E_{off} = \frac{|I_{L0}| t_{off} V_{ce} + 2V_{ce,sat}}{6} \quad (3.7)$$

Las pérdidas por conducción se obtienen como:

$$P_{Qcond} = V_{ce} I_{Qavg} D \quad (3.8)$$

Donde el ciclo de trabajo  $D$  es:

$$D = \frac{\pi(I_{L0} - I_{L\varphi}) - \varphi I_{L0}}{2\pi(I_{L0} - I_{L\varphi})} \quad (3.9)$$

Los dispositivos considerados son SUP60020E y SQP10250E, por sus características y presencia en el mercado; y IXFK34N80 y FG66A180N33ATD por estar disponibles en el laboratorio. Las características se presentan en la Tabla 3.4 con sus principales parámetros.

Tabla 3.4. Parámetros de los dispositivo semiconductores.

| Parámetros   | SUP60020E    | SQP10250E    | IXFK34N80    | FG66A180N33ATD        |
|--------------|--------------|--------------|--------------|-----------------------|
| Marca        | VISHAY       | VISHAY       | IXYS         | FAIRCHILD             |
| Puente       | Baja tensión | Alta tensión | Alta tensión | Baja tensión          |
| $V_{DS,máx}$ | 80 V         | 250 V        | 800 V        | -                     |
| $I_{D,máx}$  | 150 A        | 30 A         | 34 A         | -                     |
| $R_{DSon}$   | 2 mΩ         | 30 mΩ        | 240 mΩ       | -                     |
| $k_t$        | 1.6          | 1.7          | 1            | -                     |
| $Q_{RR}$     | 275 nC       | 1.9 μC       | 1.4 μC       | 117 μC                |
| $R_{DT}$     | 3.1 mΩ       | 5 mΩ         | 23.5 mΩ      | 20.6 mΩ               |
| $V_{TO}$     | 0.599 V      | 0.618 V      | 0.7 V        | 0.757 V               |
| $t_r$        | 26 ns        | 15 ns        | 45 ns        | -                     |
| $t_f$        | 30 ns        | 20 ns        | 40 ns        | -                     |
| $k_v$        | -            | -            | -            | -67 μV/A <sup>2</sup> |
| $V_{ce,sat}$ | -            | -            | -            | 1.4 V                 |
| $t_{on}$     | -            | -            | -            | 75 ns                 |
| $t_{off}$    | -            | -            | -            | 300 ns                |

Los parámetros no mostrados no se encuentran disponibles en hojas de datos.

- $R_{DSon}$  es la resistencia de encendido del MOSFET.

- $k_t$  es el factor de incremento de temperatura.
- $Q_{RR}$  es la carga de recuperación inversa del diodo.
- $R_{DT}$  es la resistencia dinámica del diodo.
- $V_{TO}$  es la tensión de arranque en frío del diodo.
- $t_r$  es el tiempo de subida del MOSFET.
- $t_f$  es el tiempo de bajado del MOSFET.
- $V_{ce,sat}$  es la tensión de saturación entre colector y emisor del IGBT.
- $t_{on}$  es el tiempo de encendido del IGBT.
- $t_{off}$  es el tiempo de apagado del IGBT.

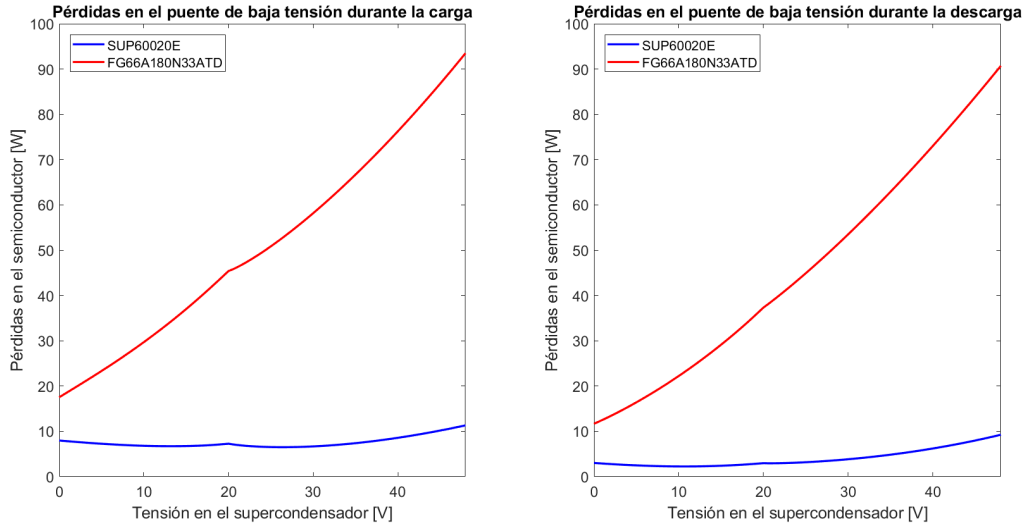


Figura 3.4. Pérdidas de los semiconductores en el puente de baja tensión.

Dado que el convertidor tiene dos modos de operación, dependiendo del ciclo de carga o descarga, es necesario hacer un barrido con los niveles de voltaje y corriente en el convertidor para evaluar los diferentes escenarios, tanto en la región de corriente acotada como en la de potencia acotada, que se muestran en la Figura 1.6. En la Figura 3.4 se aprecia que las pérdidas del dispositivo FG66180N33ATD son muy elevadas en comparación con el SQP10250E, esto principalmente a las pérdidas en el diodo de libre circulación, por lo que se selecciona este último para el puente de baja tensión. Resultados similares se dan en la Figura 3.5 por lo que para el puente de alta tensión se utilizará el

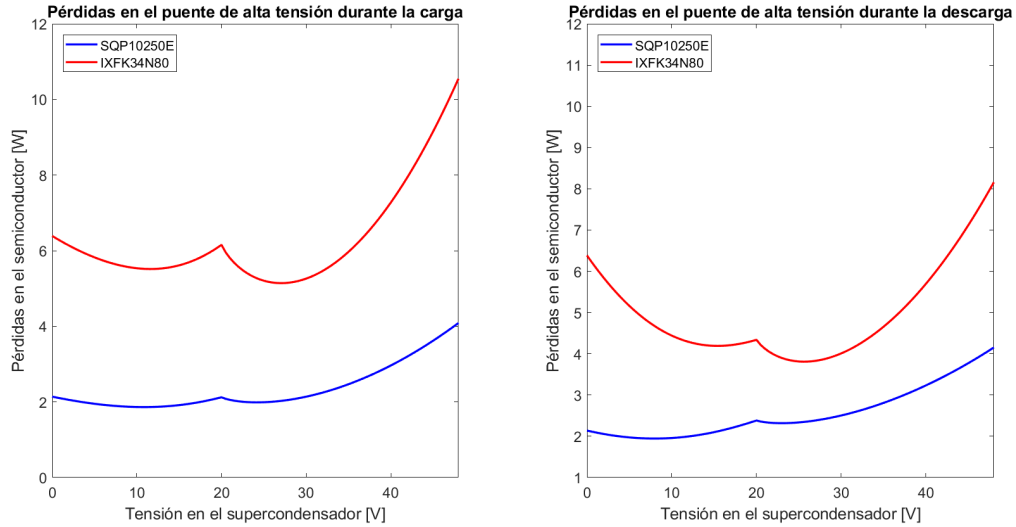


Figura 3.5. Pérdidas de los semiconductores en el puente de alta tensión.

dispositivo SUP60020E. La Tabla 3.5 muestra las pérdidas máximas de cada dispositivo, las cuales se utilizarán para elegir los disipadores térmicos y en el Apéndice C se muestra un análisis más detallado de las pérdidas de cada elemento del convertidor.

Tabla 3.5. Pérdidas máximas de los dispositivos semiconductores.

| Dispositivo    | Carga   | Descarga |
|----------------|---------|----------|
| SQP10250E      | 4.09 W  | 4.15 W   |
| IXFK34N80      | 10.55 W | 8.16 W   |
| SUP60020E      | 11.32 W | 9.25 W   |
| FG66A180N33ATD | 93.49 W | 90.70 W  |

### 3.4. Selección de los disipadores

Para este proyecto se consideran disipadores que permiten dos acomodos de los semiconductores: aquel que admite un sólo dispositivo semiconductor y el que acepta hasta cuatro dispositivos. El modelo térmico y su representación matemática en estado estable se muestran en la Figura 3.6 - ecuación(3.10), y Figura 3.7 - ecuación(3.11) respectivamente [30,31].

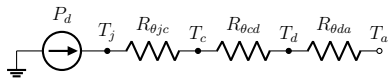


Figura 3.6. Circuito térmico de un disipador con un solo semiconductor.

$$T_j = T_a + P_d(R_{\theta jc} + R_{\theta cd} + R_{\theta da}) \quad (3.10)$$

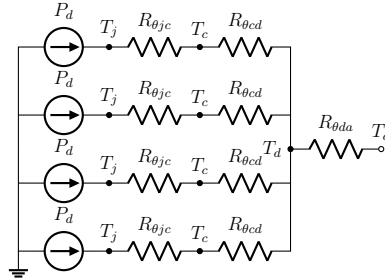


Figura 3.7. Circuito térmico de un disipador con cuatro semiconductores.

$$T_j = T_a + P_d(R_{\theta jc} + R_{\theta cd} + 4R_{\theta da}) \quad (3.11)$$

Se toman como parámetros una temperatura ambiente de  $T_a = 25^\circ\text{C}$ , resistencia entre el encapsulado y el disipador de  $R_{\theta cd} = 0.12^\circ\text{C/W}$ , entre encapsulado y unión de  $R_{\theta jc} = 0.4^\circ\text{C/W}$  para el SUP60020E y  $R_{\theta jc} = 0.6^\circ\text{C/W}$  para el SQP10250E, estos últimos tomados de hojas de datos. Las resistencias térmicas de diferentes disipadores a probar se encuentran en la Tabla 3.6 y la temperatura de la unión resultante en la Tabla 3.7.

Tabla 3.6. Resistencias térmicas de disipadores comerciales.

| Disipador    | Marca      | Resistencia térmica      | Semiconductores por disipador |
|--------------|------------|--------------------------|-------------------------------|
| OS518-150-B  | AAVID/BOYD | 1.71 $^\circ\text{C/W}$  | 4                             |
| CR301-50VE   | OHMITE     | 5.70 $^\circ\text{C/W}$  | 4                             |
| FA-T220-64E  | OHMITE     | 3.00 $^\circ\text{C/W}$  | 1                             |
| WV-T247-101E | OHMITE     | 12.00 $^\circ\text{C/W}$ | 1                             |
| 637-15ABPE   | WAKEFIELD  | 10.38 $^\circ\text{C/W}$ | 1                             |
| 647-20ABPE   | WAKEFIELD  | 5.17 $^\circ\text{C/W}$  | 1                             |

Tabla 3.7. Temperatura en la unión de los semiconductores.

| Disipador    | $T_j$ SUP60020E        |                        | $T_j$ SQP10250E        |                        |
|--------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
|              | Carga                  | Descarga               | Carga                  | Descarga               |
| OS518-150-B  | 108.3 $^\circ\text{C}$ | 93.1 $^\circ\text{C}$  | 55.9 $^\circ\text{C}$  | 56.4 $^\circ\text{C}$  |
| CR301-50VE   | 289.0 $^\circ\text{C}$ | 240.7 $^\circ\text{C}$ | 121.2 $^\circ\text{C}$ | 122.6 $^\circ\text{C}$ |
| FA-T220-64E  | 64.8 $^\circ\text{C}$  | 57.6 $^\circ\text{C}$  | 40.2 $^\circ\text{C}$  | 40.4 $^\circ\text{C}$  |
| WV-T247-101E | 166.7 $^\circ\text{C}$ | 140.8 $^\circ\text{C}$ | 77.0 $^\circ\text{C}$  | 77.8 $^\circ\text{C}$  |
| 637-15ABPE   | 148.4 $^\circ\text{C}$ | 125.8 $^\circ\text{C}$ | 70.4 $^\circ\text{C}$  | 71.1 $^\circ\text{C}$  |
| 647-20ABPE   | 89.4 $^\circ\text{C}$  | 77.6 $^\circ\text{C}$  | 49.1 $^\circ\text{C}$  | 49.4 $^\circ\text{C}$  |

### 3.5. Construcción del circuito impreso

Se diseñó un circuito impreso para construir el convertidor y realizar pruebas experimentales. En la Figura 3.8 se tiene el diagrama del esquemático de control, el cual consta de 2 entradas de alimentación, 8 fuentes de CD aisladas y 6 drivers para controlar los puentes del convertidor de doble puente activo y del rectificador síncrono. La Figura 3.9 muestra el circuito de potencia. El circuito impreso tiene dimensiones de 28 x 21 cm y se muestra en la Figura 3.10. El prototipo experimental tiene de avance los puentes activos y el rectificador síncrono, así como los respectivos elementos para el accionamiento de los dispositivos semiconductores y se muestra en la Figura 3.11.

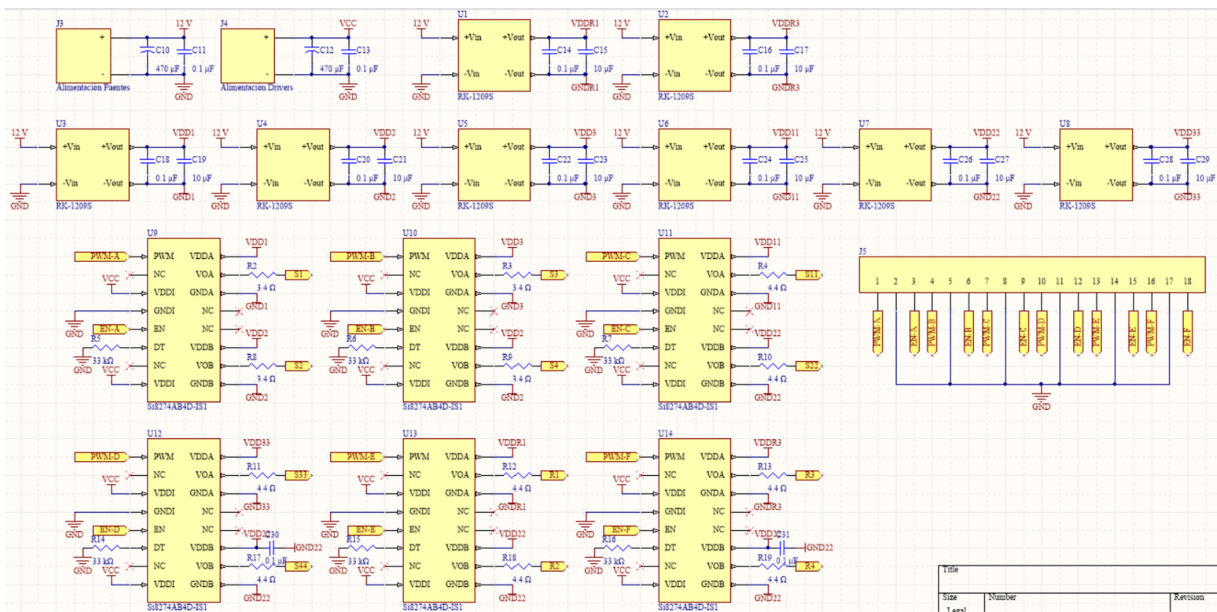


Figura 3.8. Esquemático de control.

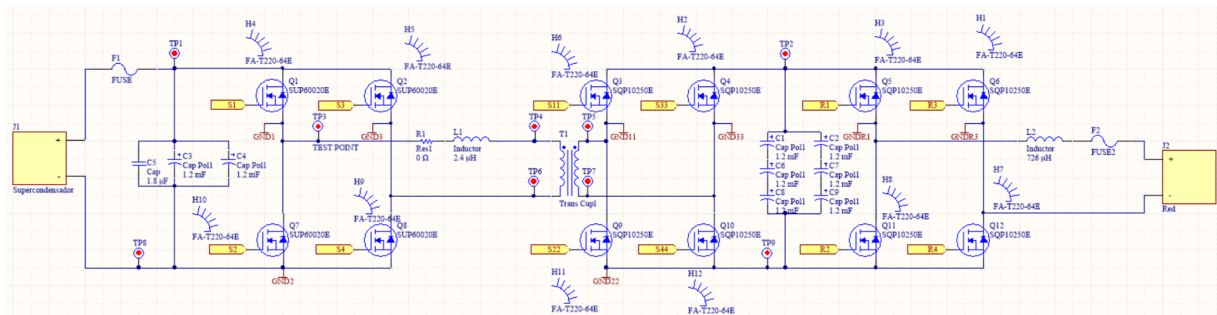


Figura 3.9. Esquemático de potencia.

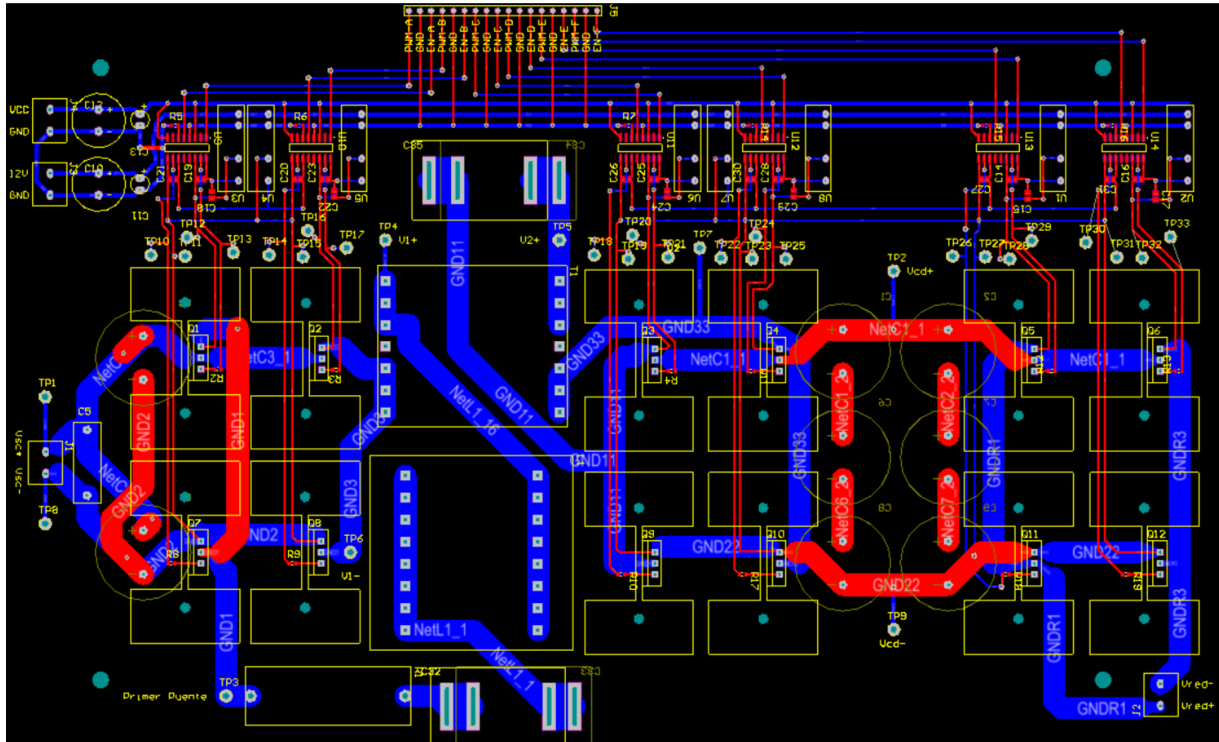


Figura 3.10. Circuito impreso.

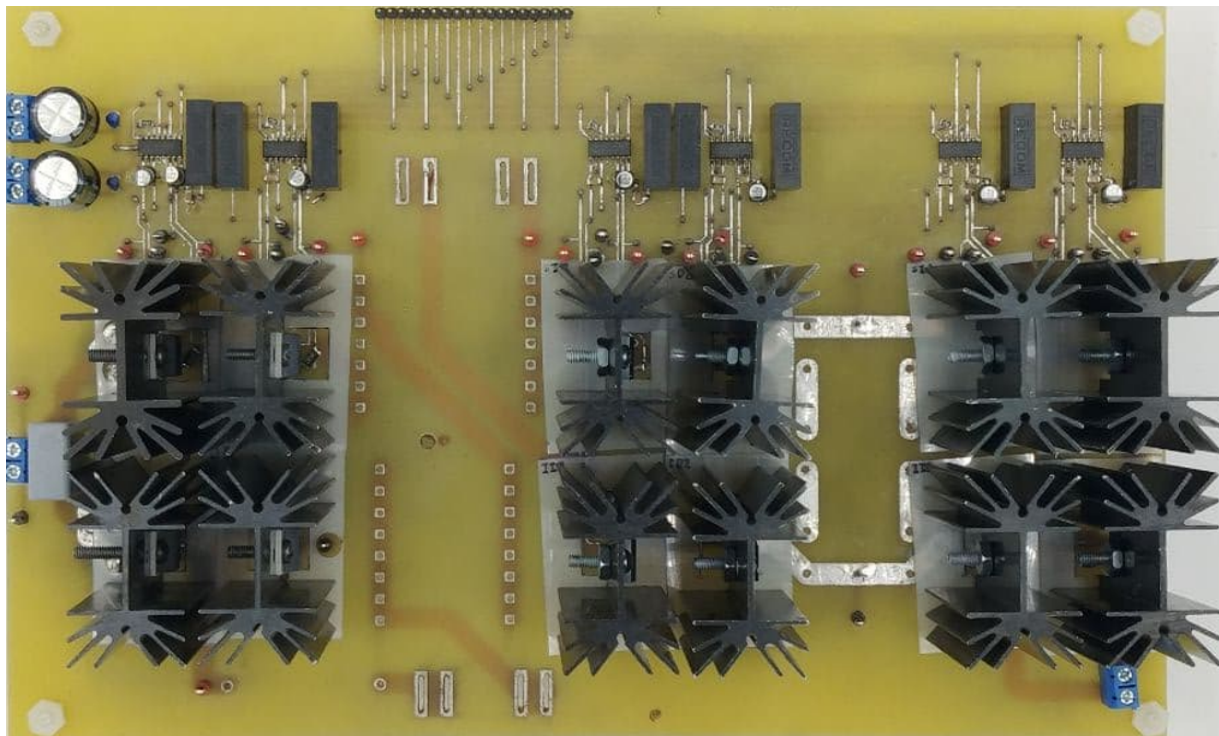


Figura 3.11. Avance del prototipo experimental.

## RESULTADOS

Los resultados se han integrado en dos secciones: resultados de simulación y resultados experimentales. Los resultados de simulación presentan perfiles tanto en proceso de carga como de descarga, y en todo el rango de tensión del supercondensador. Las pruebas experimentales fueron acotadas, por lo que sólo se valida el correcto funcionamiento de los puentes del convertidor de puente doble activo y del rectificador síncrono.

### 4.1. Resultados de simulación

Para corroborar el esquema de control desarrollado, se realizó una simulación en PSIM con el circuito de potencia y el circuito de control en lazo cerrado (Figura 4.1), utilizando una fuente de tensión variable para simular la carga y descarga del supercondensador en un lapso de 1 segundo, dado que el tiempo de carga y descarga del supercondensador está considerado a 600s; en primera instancia se busca asegurar que el convertidor funcione adecuadamente.

#### 4.1.1. Curvas de carga

En la Figura 4.2 se muestra la simulación de la carga del supercondensador. La primera gráfica muestra cómo la tensión  $V_{CD}$  (trazo negro) aumenta linealmente de 0 a 180 V; durante ese lapso la tensión  $v_{CA_1}$  (trazo verde) que es la tensión de salida del puente primario, siempre tiene como su punto máximo la tensión de  $V_{CD}$ ; de la misma manera la tensión  $v_{CA_2}$  tiene de amplitud 48 V ya que es resultado de la reducción por la relación de vueltas del transformador. Además se puede observar que la corriente  $i_L$  (trazo rojo) nunca sobrepasa los 100 A, lo cual era una especificación de construcción.

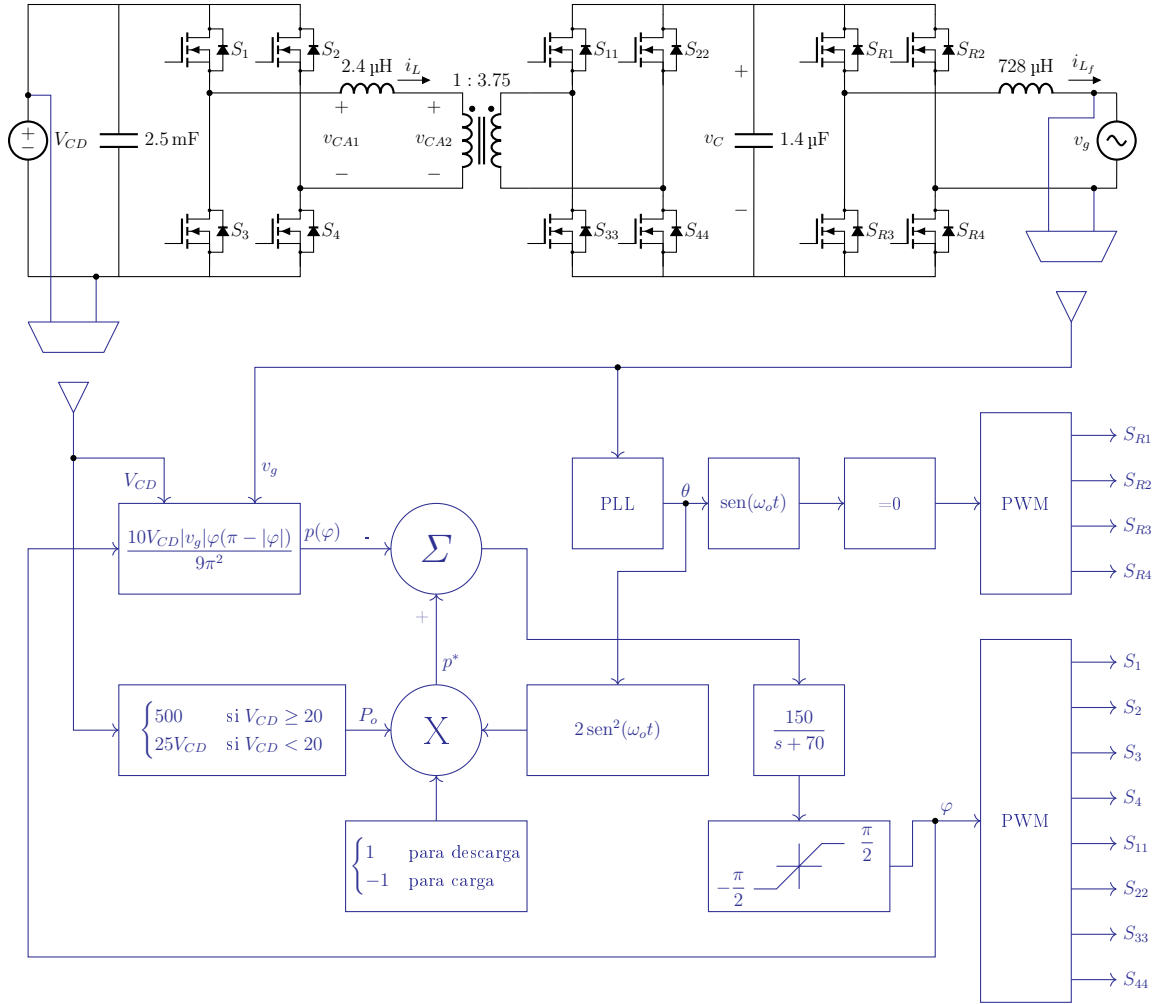


Figura 4.1. Convertidor de puente doble activo con rectificador síncrono y lazo de control.

Haciendo un acercamiento cuando  $V_{CD}$  tiene un valor de  $20\text{ V}$ , que es el punto elegido para hacer la linealización del modelo promedio generalizado del convertidor (Figura 4.3), se aprecia que la corriente  $i_{L_f}$  (trazo verde de la segunda gráfica) está en fase con la tensión de red (trazo azul) y no presenta transitorios considerables durante el cruce por cero. En la tercera gráfica se aprecia que la potencia que entrega la red (trazo azul) es mayor que la de referencia (trazo rojo) debido a que el sistema de control compensa las pérdidas del convertidor.

En la Figura 4.4 se observa el efecto de las conmutaciones en las tensiones  $v_{CA1}$  y  $v_{CA2}$ , la primera siendo una señal cuadrada y la segunda teniendo oscilaciones, esto se debe a que  $v_{CA1}$  se transforma directamente de la fuente  $V_{CD}$ , mientras que  $v_{CA2}$  se toma del condensador  $C_f$  y se encuentra con tensión muy baja.

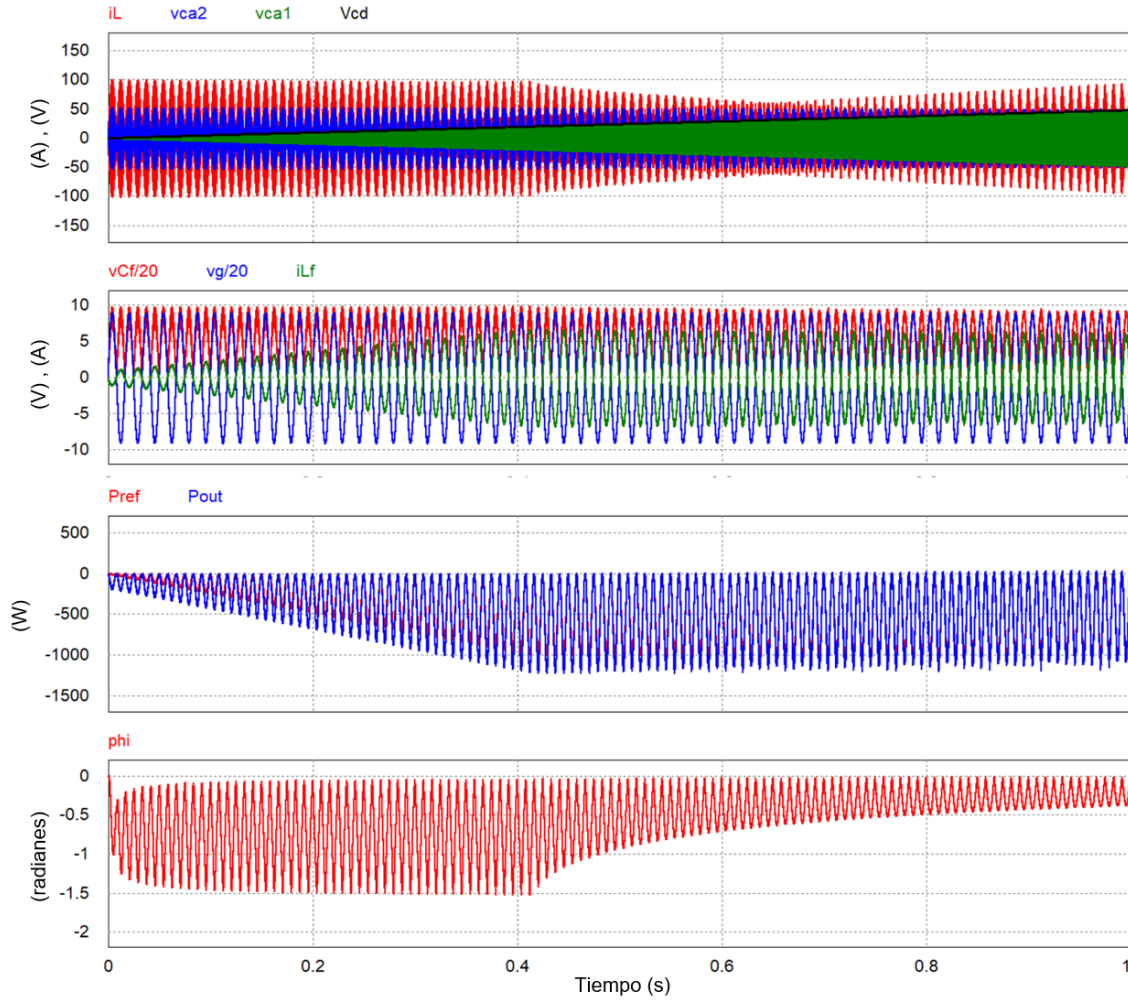


Figura 4.2. Proceso de carga del supercondensador en lazo cerrado.

#### 4.1.2. Curvas de descarga

De manera similar al caso anterior se realizó una simulación del proceso de descarga del supercondensador, la cual se muestra en la Figura 4.5. Se observa que durante este proceso la corriente  $i_L$  (trazo rojo, primera gráfica) no excede los 100 A y que la potencia promedio se mantiene en 500 W, y cae linealmente una vez que la tensión en  $V_{CD}$  es menor a 20 V.

Haciendo un acercamiento, como se muestra en la Figura 4.6 se aprecia que la corriente  $i_{L_f}$  (trazo verde, segunda gráfica) se encuentra en fase con la red  $v_g$  y los transitorios, si bien son de magnitud reducida, son mayores que los presentes en el proceso de carga.

En la Figura 4.7 se muestra un acercamiento con más detalle de la simulación, donde se observa que se tienen los mismos efectos en  $v_{CA1}$  y  $v_{CA2}$  que en el proceso de carga.

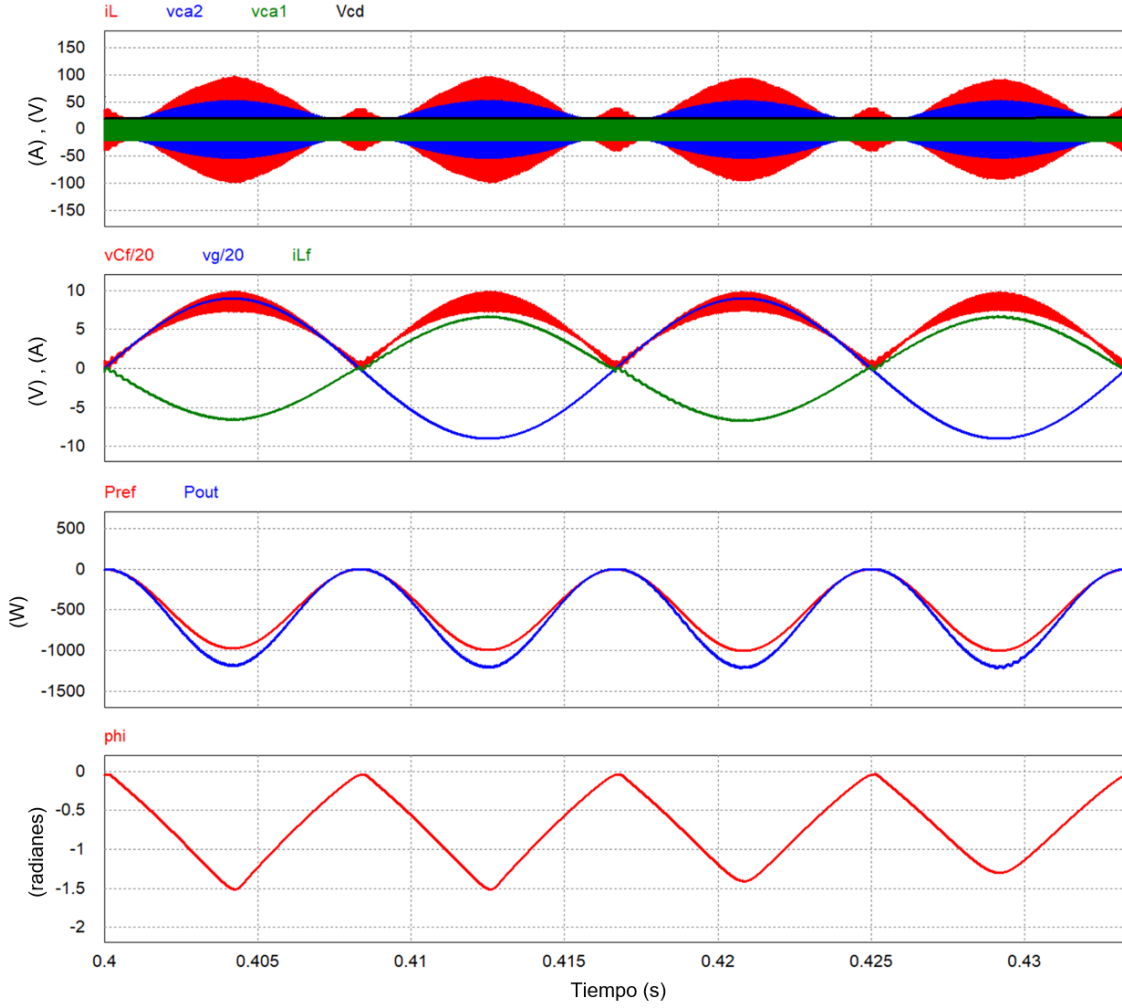


Figura 4.3. Acercamiento del proceso de carga del supercondensador durante 2 ciclos de red.

#### 4.1.3. Ciclo de carga y descarga con supercondensadores

Para validar el dimensionamiento del convertidor y el esquema de control conectado al banco de condensadores, se hace uso del modelo con capacitancia variable que se muestra en la Figura 4.8.

Los parámetros son calculados en el Apéndice B y se asume que los dos supercondensadores que forman el banco tienen las mismas características, por lo que la potencia se dividirá a la mitad entre ellos.

$$R = 31.86 \text{ m}\Omega$$

$$C_0 = 121 \text{ F}$$

$$k_c = 1.418 \text{ F/V}$$

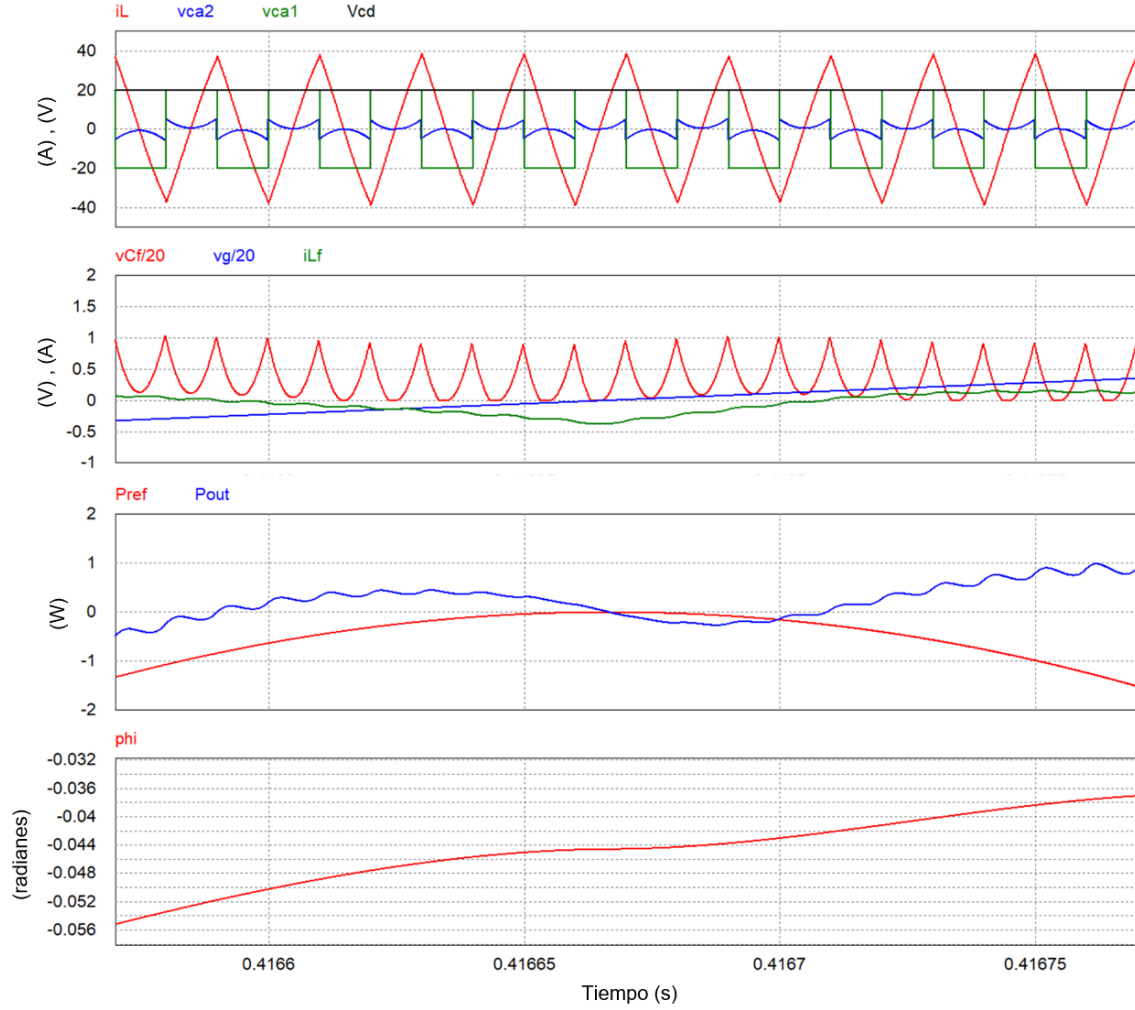


Figura 4.4. Acercamiento del proceso de carga del supercondensador durante 10 ciclos de conmutación.

Para calcular el tiempo de carga, primero se obtiene la expresión de la energía almacenada en el supercondensador:

$$\begin{aligned}
 \frac{dE}{dt} &= v_c i_c \\
 \frac{dE}{dt} &= v_c (C_o + 2k_c v_c) \frac{dv_c}{dt} \\
 dE &= (C_o v_c + 2k_c v_c^2) dv_c \\
 E &= \frac{C_o v_c^2}{2} + \frac{2k_c v_c^3}{3}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

A partir de la ecuación (4.1) se obtiene el tiempo de carga de 0 a 20 V, que es el rango en corriente acotada.

$$P = \frac{dE}{dt}$$

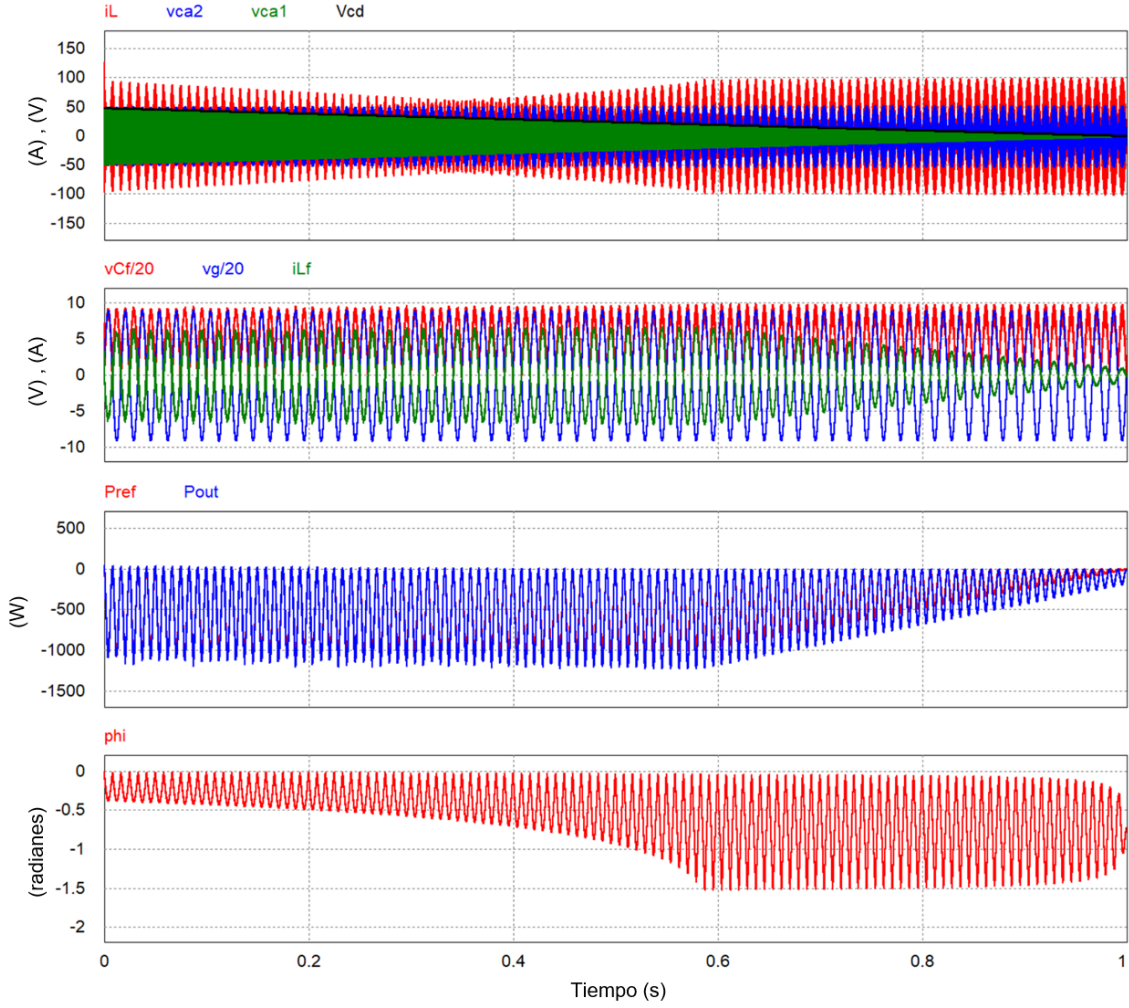


Figura 4.5. Proceso de descarga del supercondensador en lazo cerrado.

$$\begin{aligned}
 12.5v_c &= \frac{d(\frac{1}{2}C_o v_c^2 + \frac{2}{3}k_c v_c^3)}{dt} \cdot \frac{dv_c}{dv_c} \\
 12.5v_c &= (C_o v_c + 2k_c v_c^2) \frac{dv_c}{dt} \\
 12.5dt &= (C_o + 2k_c v_c) dv_c \\
 \int_0^t 12.5dt &= \int_0^{20} (C_o + 2k_c v_c) dv_c \\
 12.5t &= 20C_o + 400k_c \\
 t &= \frac{20C_o + 400k_c}{12.5} \\
 t &= \frac{20(121) + 400(1.418)}{12.5} \\
 t &= 238.976 \text{ s}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

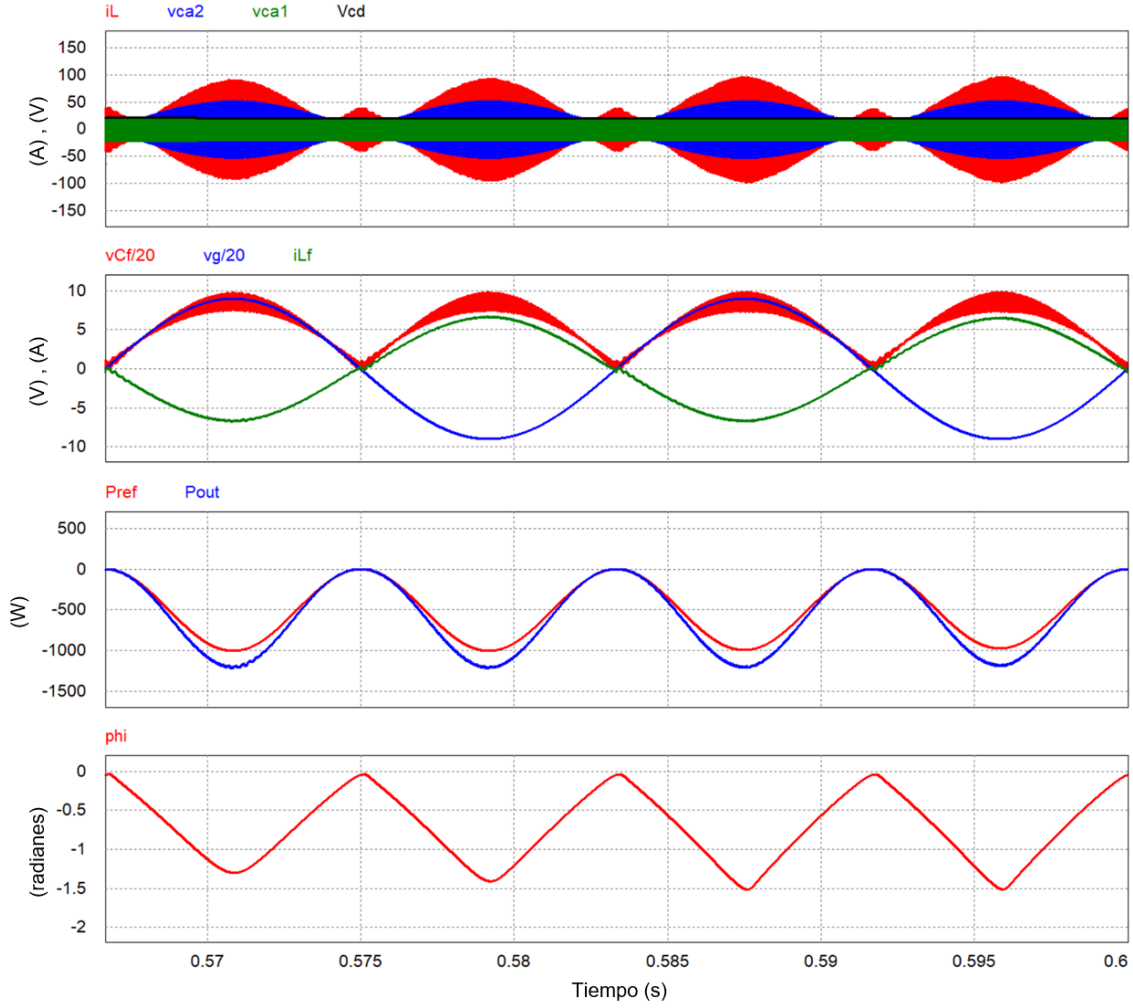


Figura 4.6. Acercamiento del proceso de descarga del supercondensador durante 2 ciclos de red.

Del mismo modo se calcula el tiempo de carga a potencia constante de 20 a 48 V.

$$\begin{aligned}
 P &= \frac{dE}{dt} \\
 \int_0^t 250 dt &= \int_{E_{20}}^{E_{48}} dE \\
 250t &= E_{48} - E_{20} \\
 250t &= (1152C_0 + 73728k_c) - \left(200C_0 + \frac{16000k_c}{3}\right) \\
 t &= \frac{952C_0 + 205184k_c/3}{250} \\
 t &= \frac{952(121) + 205184(1.418)/3}{250}
 \end{aligned}$$

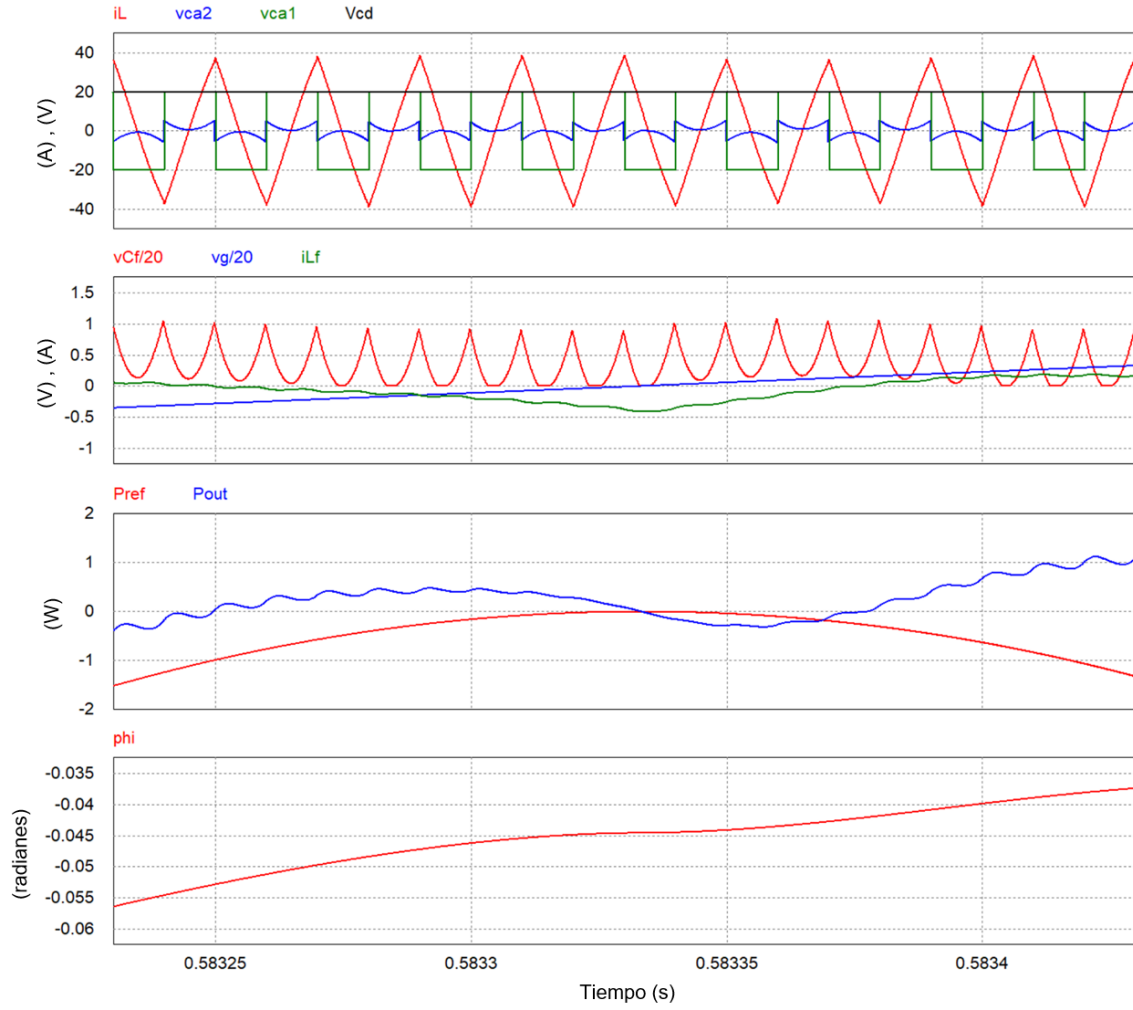


Figura 4.7. Acercamiento del proceso de descarga del supercondensador durante 10 ciclos de conmutación.

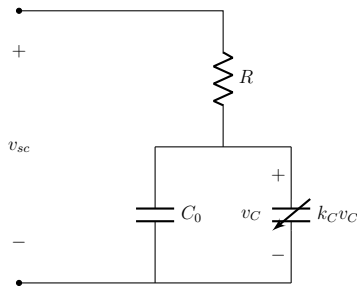


Figura 4.8. Modelo RC con capacitancia variable.

$$t = 848.703 \text{ s} \quad (4.3)$$

El tiempo total de carga es entonces de aproximadamente 1088 segundos, por lo que

los parámetros se redujeron 200 veces con fines demostrativos, para reducir el tiempo de carga en la simulación a 5.438 segundos.

$$R = 159.3 \mu\Omega$$

$$C_0 = 0.605 \text{ F}$$

$$k_c = 7.09 \text{ mA/V}$$

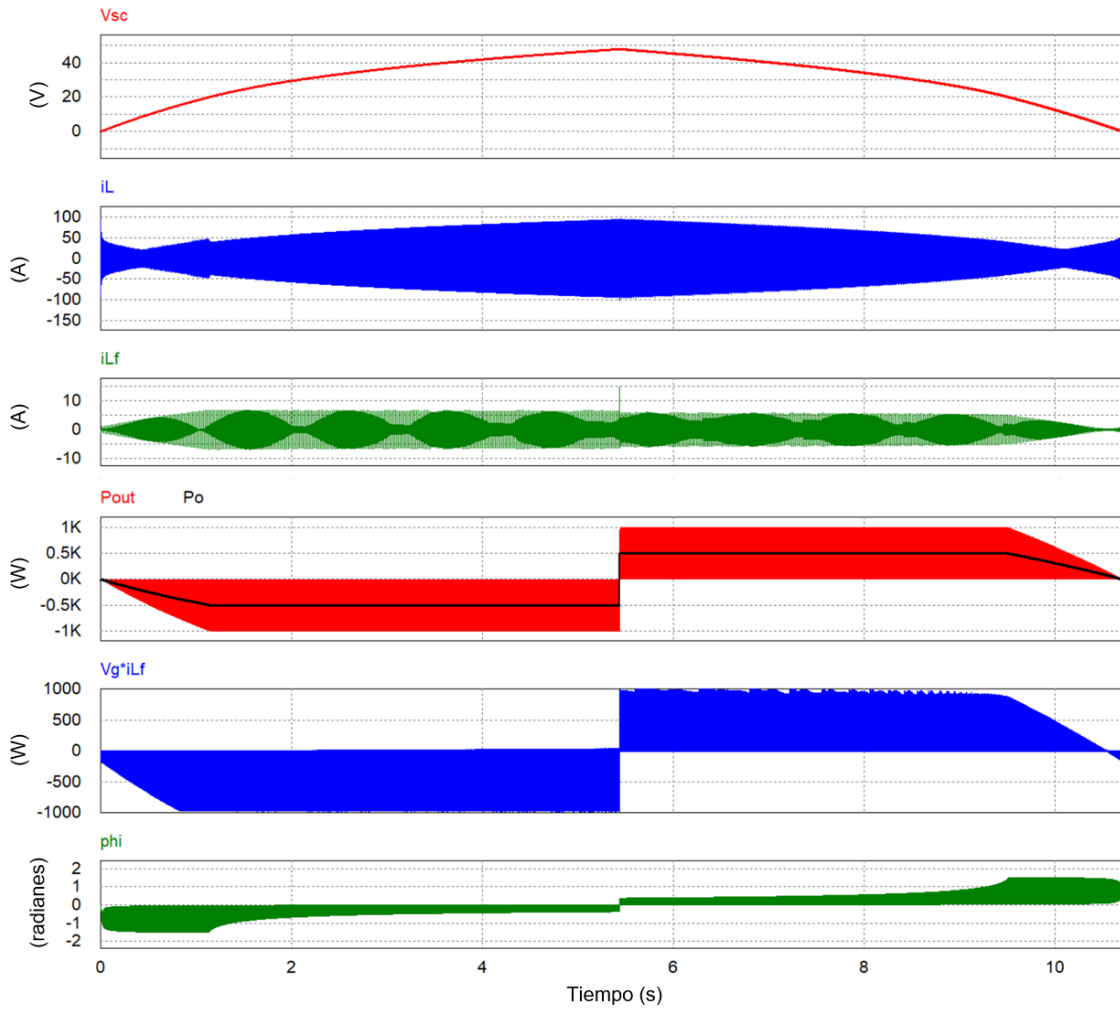


Figura 4.9. Carga y descarga del supercondensador en lazo cerrado.

La Figura 4.9 muestra el proceso de carga y descarga con el banco de supercondensadores. Se puede ver que aunque la referencia de potencia promedio  $P_o$  (trazo negro) esté en 500 W, se acota durante el rango de 0 y 20 V, por lo que la corriente  $i_L$  nunca excede

los 100 A.

Haciendo una acercamiento durante el cambio de potencia de  $-500$  a  $500$  W se aprecia que el control puede seguir muy rápido a la referencia de potencia, teniendo transitorios que se extinguen en  $2$  ms lo cual es más rápido que un ciclo de red (Figura 4.10).

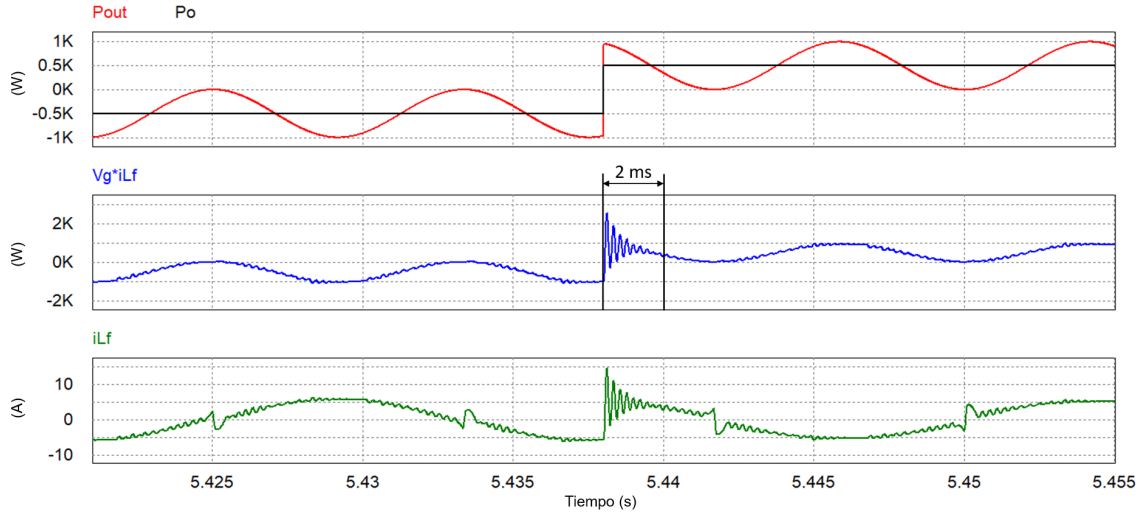


Figura 4.10. Velocidad de respuesta ante variaciones de potencia.

#### 4.1.4. Demanda variable de potencia

Finalmente, se simuló el desempeño del convertidor al demandar diferentes potencias y también estando en un estado *stand-by*, es decir, sin demandar potencia.

La principal limitante de la estrategia de modulación utilizada es que aún cuando no se requiera extraer potencia sigue fluyendo corriente a través del convertidor (Figura 4.11), esto provoca pérdidas e incrementa la velocidad de autodescarga del supercondensador. Para solucionarlo, se deben apagar ambos puentes y el rectificador síncrono, como se muestra en la Figura 4.12.

#### 4.1.5. THD y Eficiencia

Los resultados de THD y potencia fueron calculados a partir de simulaciones en PSIM con el circuito en lazo cerrado. La Figura 4.13 muestra la distorsión armónica total de la corriente de red; se observa que es mayor durante el proceso de descarga principalmente a tensiones bajas, esto se debe a que el supercondensador no tiene la suficiente energía almacenada para contrarrestar las pérdidas y la red debe aportar lo faltante. Una vez que

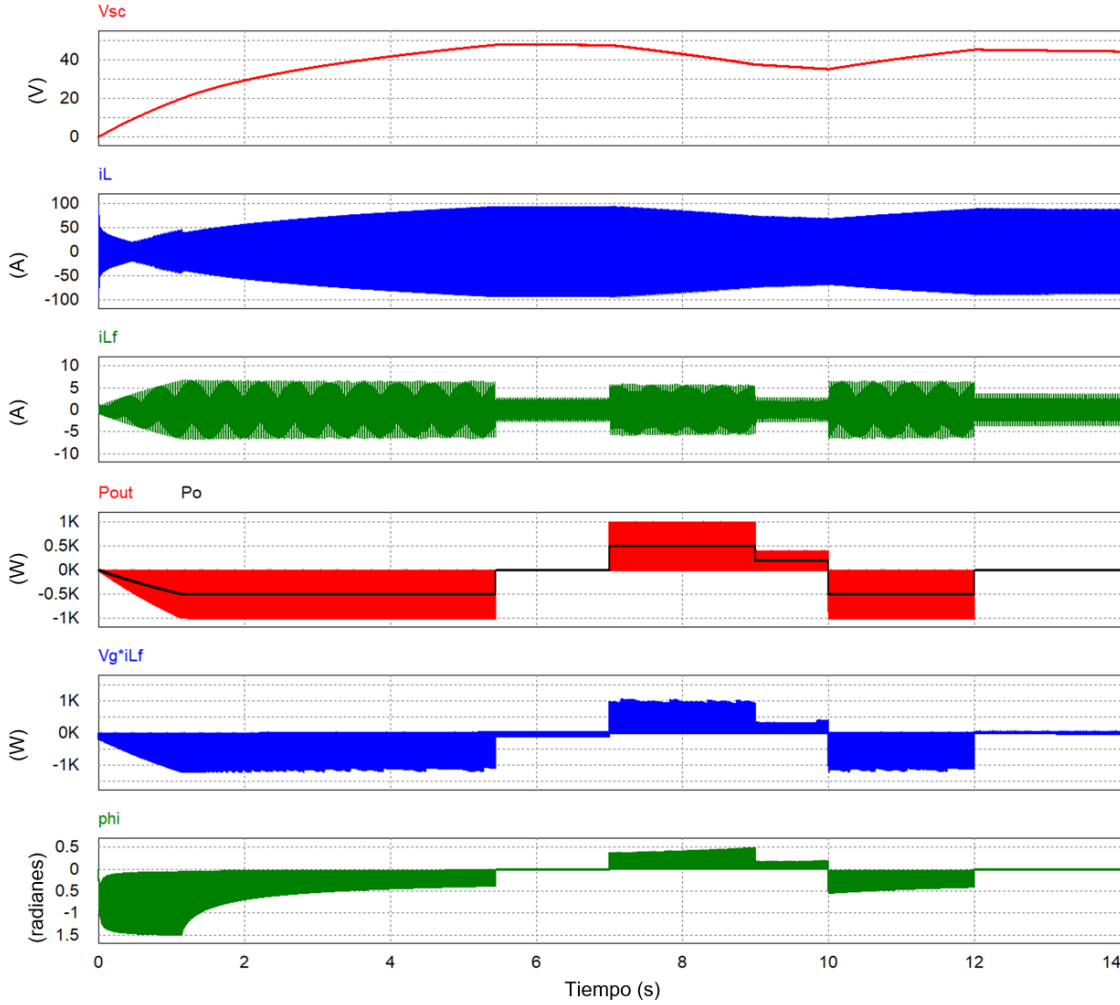


Figura 4.11. Dinámica variable del supercondensador sin apagado durante potencia nula.

se tiene la energía necesaria, la corriente  $i_{Lf}$  cambia de fase, pero al no estar completamente sincronizada con la red, presenta transitorios durante los cruces por cero.

La Figura 4.14 y la Figura 4.15 muestran la potencia entregada o recibida por el supercondensador y la red, siendo la potencia del supercondensador la que sigue mejor la potencia de referencia. Esto indica que las pérdidas son compensadas por la red durante el proceso de carga del supercondensador. Así mismo, la eficiencia del convertidor mejora considerablemente entre más potencia se le demande (Figura 4.16), siendo el mejor caso aproximadamente 94 %.

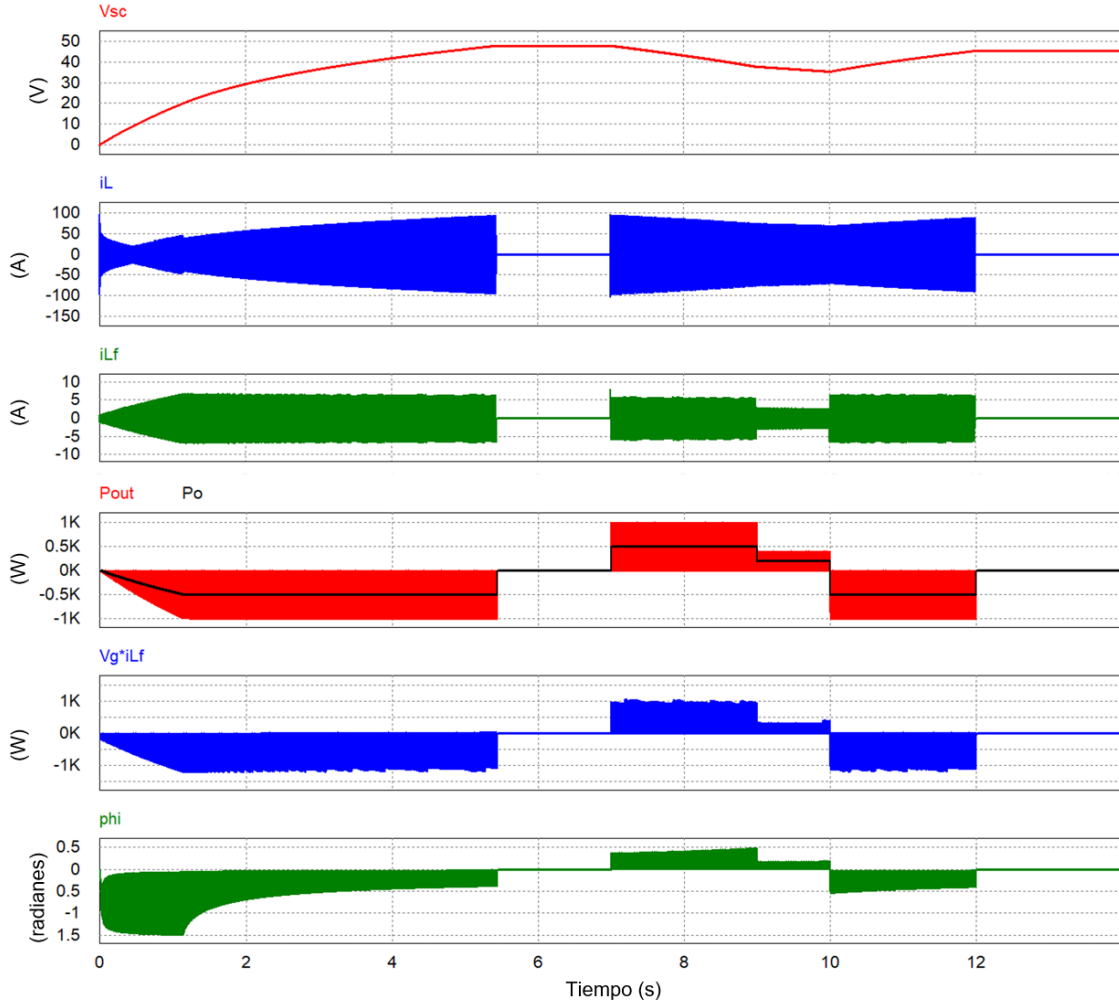


Figura 4.12. Dinámica variable del supercondensador con apagado durante potencia nula.

## 4.2. Resultados experimentales

Se realizaron pruebas preliminares con los dispositivos semiconductores para asegurar que funcionaran adecuadamente en condiciones nominales de operación del convertidor sin presentar problemas como sobretiros que puedan llegar a dañarlos.

### 4.2.1. Pruebas en el puente primario

El dispositivo utilizado en el puente primario es el SUP60020E, cuya tensión máxima entre colector y emisor es de 80 V y una corriente máxima de 150 A, el circuito de prueba utilizado es el de la Figura 4.17. La Figura 4.18 muestra las mediciones realizadas y haciendo un acercamiento en la subida y bajada de la tensión  $V_o$  (Figuras 4.19 y 4.20) se aprecia un rizo en la tensión, el cual se solucionó conectando una condensador snubber.

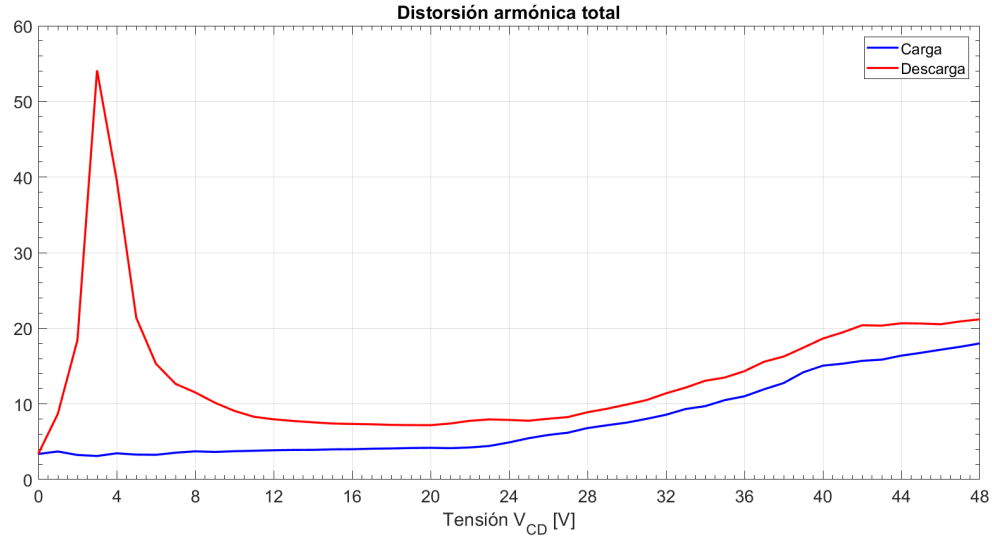


Figura 4.13. Distorsión armónica total de la corriente  $i_{L_f}$  durante los procesos de carga y descarga.

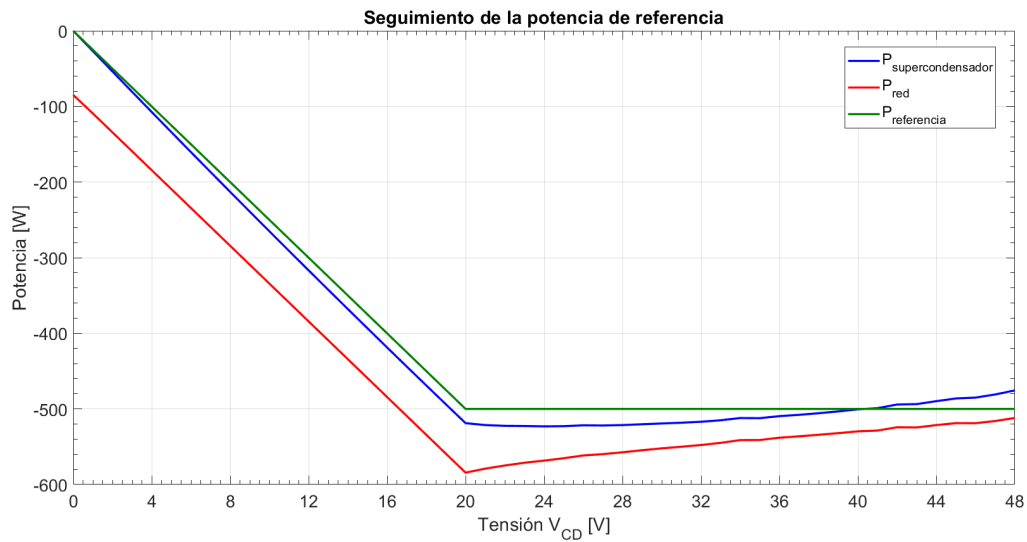


Figura 4.14. Potencia del supercondensador, potencia de red y potencia de referencia durante el proceso de carga.

#### 4.2.2. Pruebas en el puente secundario

Se hicieron pruebas similares para el segundo y tercer puente ya que utilizan otro tipo de dispositivo semiconductor, el SQP10250E. El arreglo se muestra en la Figura 4.21 y las mediciones en la Figura 4.22. Al hacer un acercamiento (Figuras 4.23 y 4.24) se aprecia un rizo y sobretiro mayor en la tensión durante las conmutaciones, el cual fue lo suficientemente grande para provocar interferencia con la señal de disparo provocando falsos encendidos, esto último fue corregido añadiendo capacitancias en paralelo con cada

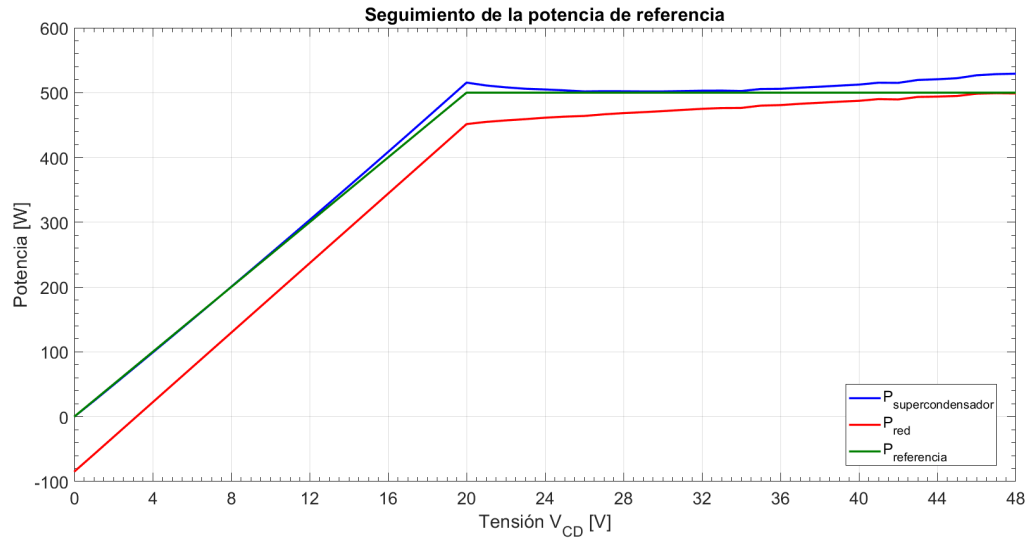


Figura 4.15. Potencia del supercondensador, potencia de red y potencia de referencia durante el proceso de descarga.

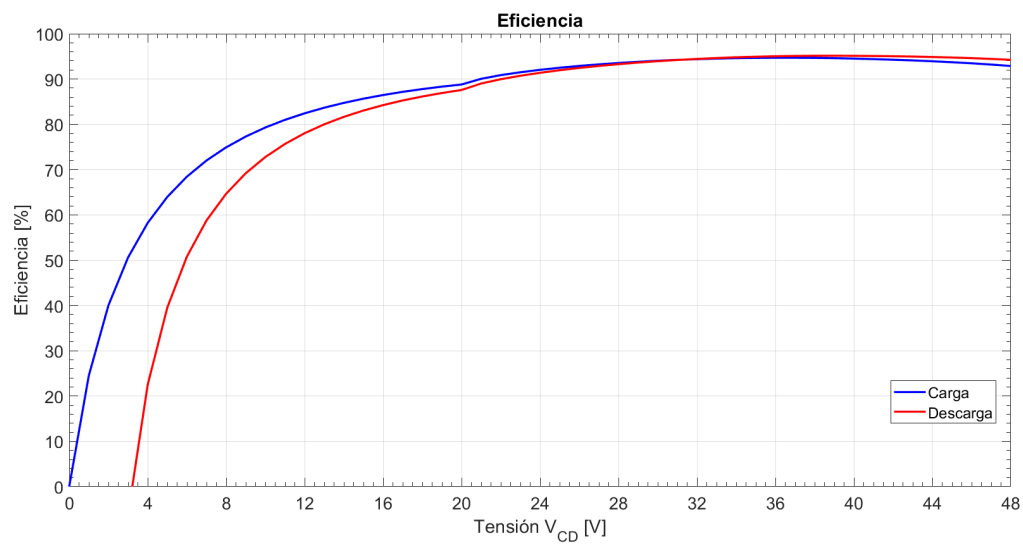


Figura 4.16. Eficiencia del convertidor durante los procesos de carga y descarga.

MOSFET para modificar  $dv/dt$  de encendido y apagado.

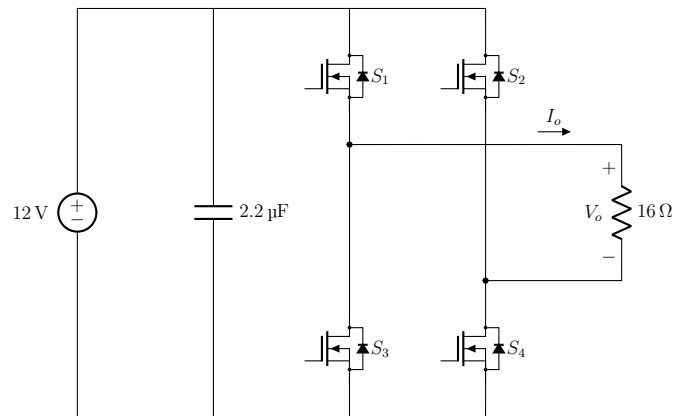


Figura 4.17. Circuito de prueba del puente primario.

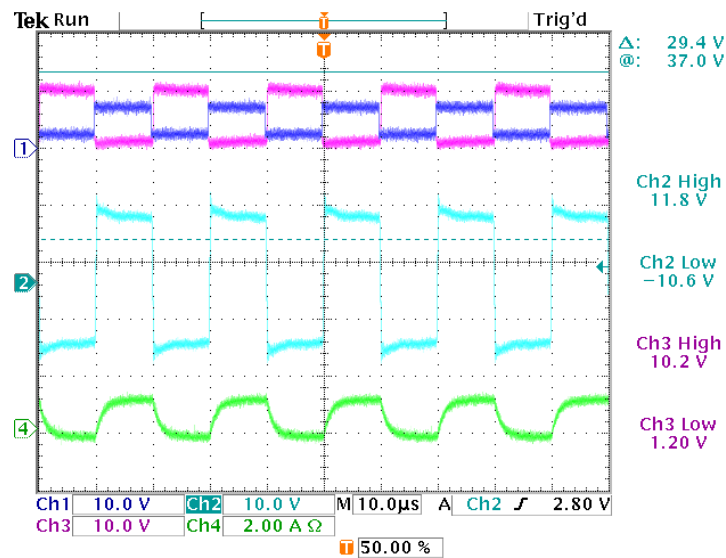


Figura 4.18. Canal 1: Señal del generador. Canal 2: Señal de disparo del driver complementario. Canal 3: Tensión  $V_o$  de la resistencia. Canal 4: Corriente  $I_o$  de la resistencia.

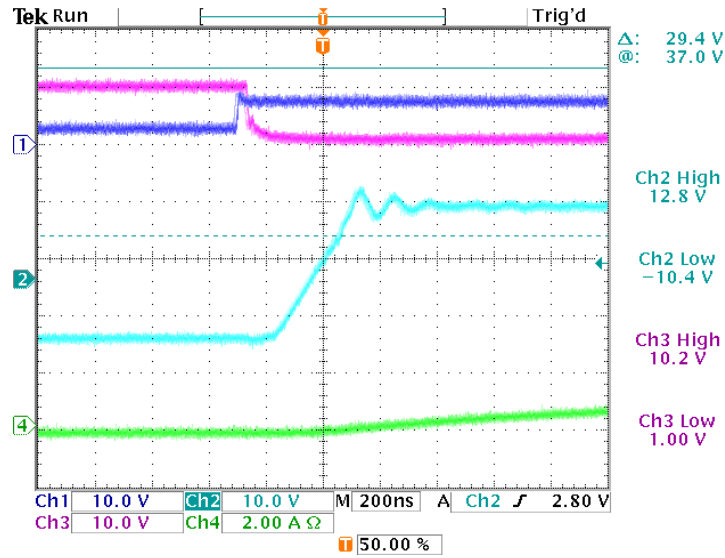


Figura 4.19. Acercamiento en subida.

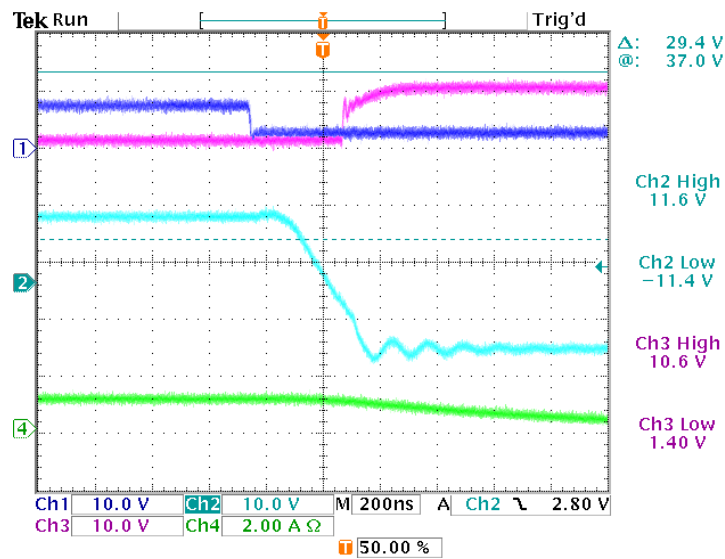


Figura 4.20. Acercamiento en bajada.

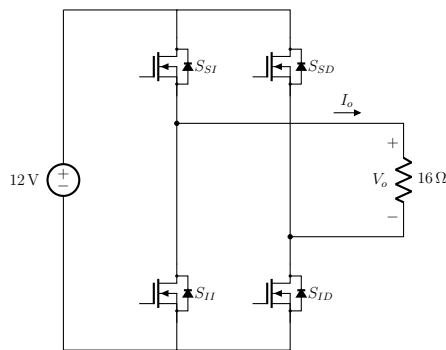


Figura 4.21. Circuito de prueba puente secundario.

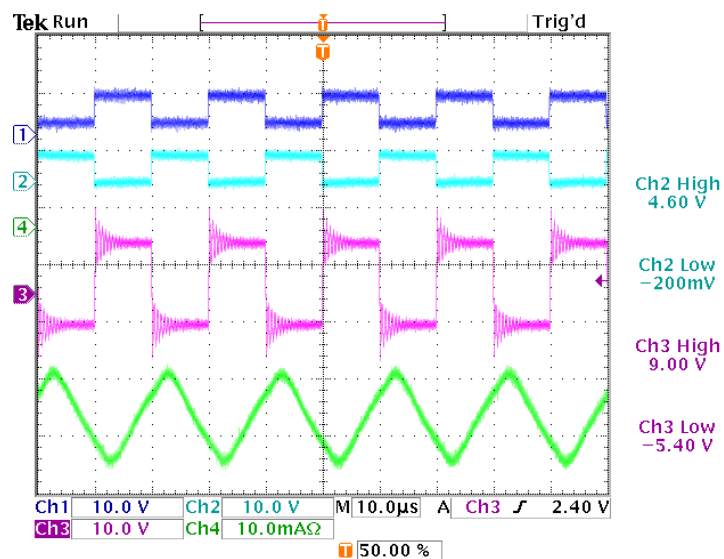


Figura 4.22. Canal 1 y 2: Señales de disparo. Canal 3: Tensión  $V_o$  de la resistencia. Canal 4: Corriente  $I_o$  de la resistencia.

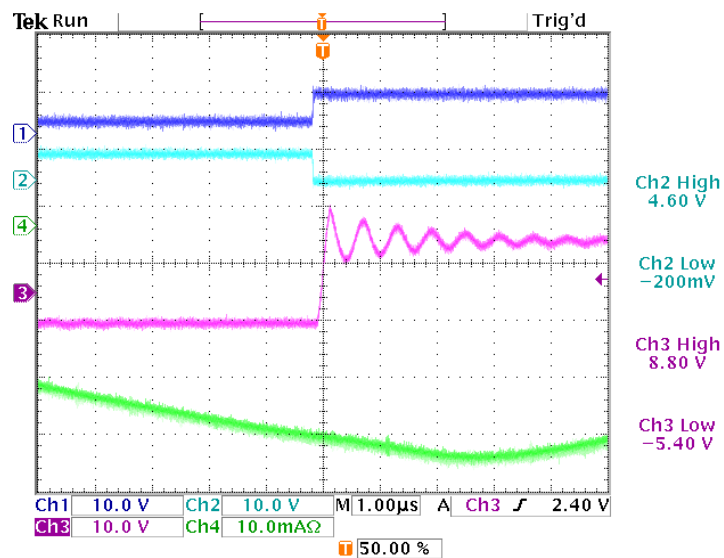


Figura 4.23. Acercamiento en subida.

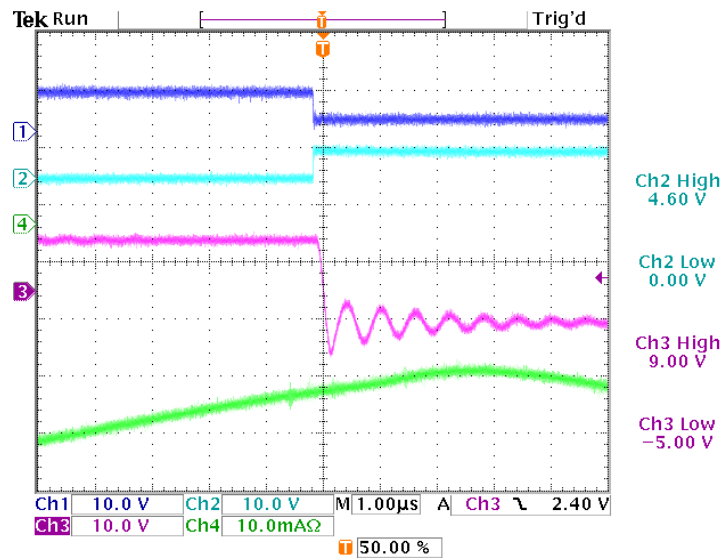


Figura 4.24. Acercamiento en bajada.

# CONCLUSIONES

En esta investigación se estudió el convertidor de puente doble activo para incorporar un sistema de almacenamiento basado en supercondensadores con un bus de CA para ser adecuado a una microrred.

Del trabajo realizado se derivan las siguientes conclusiones:

- La división de operación en dos regiones (corriente acotada y potencia acotada), permite proponer una metodología para el dimensionamiento del convertidor.
- Asignar la función de potencia variable al convertidor de puente doble activo permite minimizar componentes y pérdidas en el lado de corriente alterna:
  - Durante la carga del supercondensador, al no ser necesario una tensión constante en terminales del transformador el condensador de filtro  $C_f$  no requiere un valor alto, a diferencia de un rectificador convencional.
  - Durante la descarga del supercondensador, el rectificador síncrono opera a la frecuencia de red para desdoblar la corriente de salida, reduciendo las pérdidas de conmutación que se tendrían en un inversor convencional.
- El desarrollo del modelo promedio generalizado del convertidor para calcular la potencia en base a las tensiones de entrada y salida permiten el uso de un lazo de control convencional requiriendo únicamente sensores de voltaje.

El dimensionamiento del convertidor y el diseño del lazo de control se validaron mediante una simulación tanto en proceso de carga como de descarga del supercondensador.

Las aportaciones de este trabajo de tesis son:

- Dimensionamiento para un prototipo experimental.
- Desarrollo de un lazo de control para controlar la carga y descarga de un banco de supercondensadores sin necesidad de medir la corriente.
- Estrategia de operación basada en regiones de corriente acotada y potencia acotada.

- Estrategia de utilizar un bus de CD variable para optimizar el valor de  $C_f$  y del rectificador síncrono.

## Trabajo futuro

A partir de los resultados obtenidos en este proyecto se tienen los siguientes objetivos para complementar la investigación:

- Construir los elementos magnéticos para validar los resultados en lazo abierto.
- Validar los resultados experimentales en lazo cerrado.
- Extender la investigación con otro esquema de modulación de dos grados de libertad para controlar la potencia reactiva.
- Incorporar el efecto de la impedancia de red y someter el convertidor a perturbaciones de red (sag, swell).

## DISEÑO MAGNÉTICO

Para diseñar tanto el transformador como el inductor externo, se busca el punto donde la energía que debe manejar el elemento magnético es máxima, lo cual ocurre cuando la tensión del supercondensador es de 20 V y la red está en su pico de 180 V, como se aprecia en la Figura A.1. La gráfica se obtiene a partir del análisis de potencia del convertidor de doble puente activo.

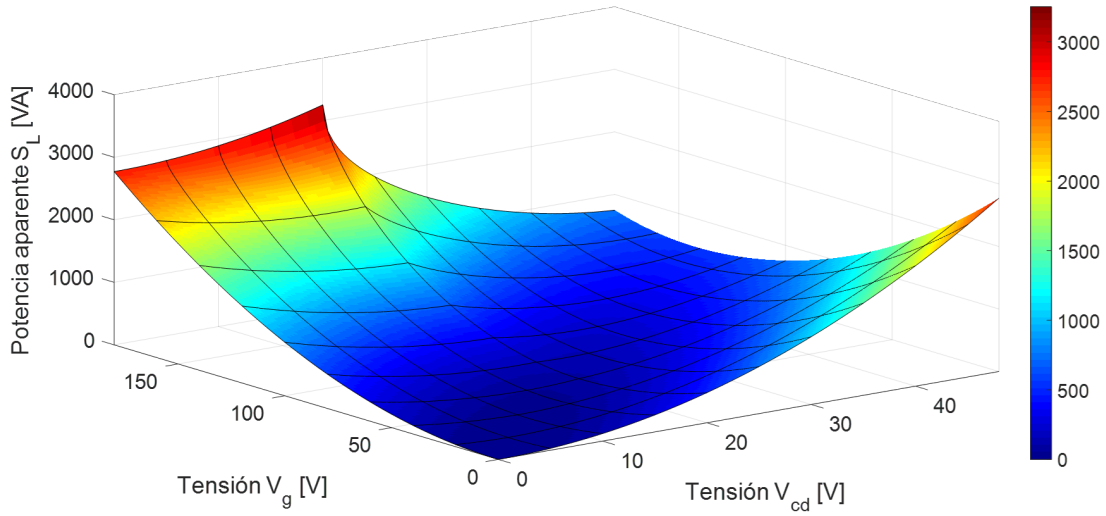


Figura A.1. Potencia aparente en el inductor de dispersión.

Es necesario conocer los valores de corriente, tensión y potencia en el punto crítico de operación para evitar la saturación tanto del transformador como del inductor externo. Las ecuaciones para corriente y tensión eficaz del inductor de dispersión son (A.1) y (A.2), respectivamente.  $I_{L_0}$  e  $I_{L_\varphi}$  son las corrientes instantáneas durante las conmutaciones del

puente primario y secundario.

$$I_{L_{rms}} = \sqrt{\frac{2I_{L_0}I_{L_\varphi}\varphi}{3\pi} + \frac{I_{L_0}^2 - I_{L_0}I_{L_\varphi} + I_{L_\varphi}^2}{3}} \quad (\text{A.1})$$

$$V_{L_{rms}} = \sqrt{\frac{4\varphi V_{CD}v_g}{\pi n} + \left(V_{CD} - \frac{v_g}{n}\right)^2} \quad (\text{A.2})$$

En el punto crítico se tiene  $I_{L_{rms}} \approx 62.546 \text{ A}$  y  $V_{L_{rms}} = 52 \text{ V}$ . Considerando  $\varphi = \pi/2 \text{ rad}$ ,  $I_{L_0} = -41.667 \text{ A}$ ,  $I_{L_\varphi} = 100 \text{ A}$ ,  $v_g = 180 \text{ V}$  y  $V_{CD} = 20 \text{ V}$ .

## A.1. Diseño del transformador

A partir de la potencia aparente asociada a los niveles de corriente utilizados, y considerando un caso muy conservador como margen de seguridad de una eficiencia de 90 %, se tiene una potencia construida:

$$S_T = S_o \left(1 + \frac{1}{\eta}\right) = 6.388 \text{ kVA} \quad (\text{A.3})$$

Utilizando el método de producto de áreas [32–34] con los parámetros de la Tabla A.1 se obtiene:

$$A_p = \left(\frac{S_T \cdot 10^4}{K_f B_m f_s K_u K_j}\right)^X = 4.631 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.4})$$

Tabla A.1. Parámetros del transformador.

| Parámetro                               | Símbolo | Magnitud  |
|-----------------------------------------|---------|-----------|
| Voltaje de salida                       | $V_o$   | 180 V     |
| Voltaje de entrada                      | $V_i$   | 48 V      |
| Corriente de carga                      | $I_o$   | 16.7 A    |
| Corriente de entrada                    | $I_i$   | 62.5 A    |
| Potencia aparente de salida             | $S_o$   | 3.022 kVA |
| Frecuencia de conmutación               | $f_s$   | 50 kHz    |
| Factor de forma                         | $K_f$   | 4         |
| Densidad de flujo nominal               | $B_m$   | 0.35 T    |
| Factor de utilización                   | $K_u$   | 0.4       |
| Factor de temperatura                   | $K_j$   | 590       |
| Factor de geometría                     | $X$     | 1.14      |
| Factor de enfriamiento para temperatura | $y$     | -0.125    |

Se selecciona una ferrita E55 de material N27 [26] cuyos parámetros se resumen en la Tabla A.2, y se calcula el número de vueltas y el calibre de los conductores.

Tabla A.2. Parámetros de la ferrita E55 material N27.

| Parámetro                 | Símbolo | Magnitud              |
|---------------------------|---------|-----------------------|
| Área de ventana           | $W_a$   | $3.755 \text{ cm}^2$  |
| Sección transversal       | $A_c$   | $3.612 \text{ cm}^2$  |
| Producto de áreas         | $A_p$   | $13.565 \text{ cm}^4$ |
| Longitud media por vuelta | $LMT$   | $11.7 \text{ cm}$     |

$$N_p = \frac{V_i \cdot 10^4}{K_f B_m f_s A_c} = 1.898 \approx 2 \text{ vueltas} \quad (\text{A.5})$$

$$N_s = \frac{N_p V_o}{V_i} = 7.5 \approx 8 \text{ vueltas} \quad (\text{A.6})$$

Se utilizarán 4 y 15 vueltas para obtener una relación exacta de 3.75, ya que al ser el valor calculado evita que el pico de corriente sobrepase los 100 A. Lo anterior resulta en un flujo de 0.166 T y un producto de áreas requerido de  $10.831 \text{ cm}^4$  el cual es menor que el  $A_p$  del núcleo E55. Calculando la densidad de corriente y el calibre de los conductores:

$$J = K_j A_p^y = 425.893 \text{ A/cm}^2 \quad (\text{A.7})$$

$$AWG_p = \frac{I_i}{J} = 146.9 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.8})$$

$$AWG_s = \frac{I_o}{J} = 39.16 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.9})$$

Correspondientes a calibres 5 y 11, respectivamente. Debido a la alta frecuencia, se empleará un arreglo de Litz para los embobinados y reducir el efecto piel. Calculando la profundidad de penetración de corriente se tiene:

$$d = 5000 \sqrt{\frac{1.7 \times 10^{-6}}{f_s}} = 29.2 \times 10^{-3} \text{ cm} \quad (\text{A.10})$$

A partir de tablas de calibres de alambres se elige el calibre AWG 23:

$$AWG_{base} = \frac{\pi(2d)^2}{4} = 2.67 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.11})$$

Se determina el número de conductores necesarios, resultando en:

$$N_{f,primario} = \frac{AWG_5}{AWG_{23}} = 64.799 \approx 64 \text{ filamentos} \quad (\text{A.12})$$

$$N_{f,secundario} = \frac{AWG_{11}}{AWG_{23}} = 16.105 \approx 16 \text{ filamentos} \quad (\text{A.13})$$

Finalmente, las pérdidas en el devanado se calculan con la longitud media de una vuelta de la ferrita y la resistencia por longitud de cable del calibre 23,  $r_{23}$ :

$$R_{pri} = \frac{N_p(LMT)r_{23}}{N_{f,primario}} = 487.0125 \mu\Omega \quad (\text{A.14})$$

$$R_{sec} = \frac{N_s(LMT)r_{23}}{N_{f,secundario}} = 7.305 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.15})$$

$$P_{pri} = I_i^2 R_{pri} = 1.905 \text{ W} \quad (\text{A.16})$$

$$P_{sec} = I_o^2 R_{sec} = 2.032 \text{ W} \quad (\text{A.17})$$

## A.2. Diseño del inductor externo

Para el inductor externo se considera una inductancia de  $2.4 \mu\text{H}$  con los valores de  $I_{L_{rms}} = 62.546 \text{ A}$  y  $V_{L_{rms}} = 52 \text{ V}$ .

$$S_T = V_{L_{rms}} I_{L_{rms}} = 3.252 \text{ kVA} \quad (\text{A.18})$$

A partir de la potencia aparente se calcula el producto de áreas con los parámetros mostrados en la Tabla A.3:

$$A_p = \left( \frac{S_T \cdot 10^4}{K_f B_m f_s K_u K_j} \right)^X = 2.580 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.19})$$

Tabla A.3. Parámetros del inductor externo.

| Parámetro                               | Símbolo       | Magnitud            |
|-----------------------------------------|---------------|---------------------|
| Inductancia                             | $L$           | $2.4 \mu\text{H}$   |
| Corriente eficaz                        | $I_{L_{rms}}$ | $62.546 \text{ A}$  |
| Voltaje eficaz                          | $V_{L_{rms}}$ | $52 \text{ V}$      |
| Potencia aparente                       | $S_T$         | $3.252 \text{ kVA}$ |
| Factor de forma                         | $K_f$         | $4$                 |
| Densidad de flujo nominal               | $B_m$         | $0.3 \text{ T}$     |
| Factor de utilización                   | $K_u$         | $0.4$               |
| Factor de temperatura                   | $K_j$         | $590$               |
| Factor de geometría                     | $X$           | $1.14$              |
| Factor de enfriamiento para temperatura | $y$           | $-0.125$            |

Se elige entonces una ferrita ETD39 3C90 [27] cuyas características se enumeran en la Tabla A.4.

Se calcula ahora el calibre y el número de vueltas inicial:

$$J = K_j A_p^y = 513.975 \text{ A/cm}^2 \quad (\text{A.20})$$

Tabla A.4. Parámetros de la ferrita ETD39 3C90.

| Parámetro                 | Símbolo | Magnitud             |
|---------------------------|---------|----------------------|
| Área de ventana           | $W_a$   | $2.343 \text{ cm}^2$ |
| Sección transversal       | $A_c$   | $1.286 \text{ cm}^2$ |
| Producto de áreas         | $A_p$   | $3.015 \text{ cm}^4$ |
| Longitud media por vuelta | $LMT$   | $6.613 \text{ cm}$   |

$$AWG = \frac{I_{L_{rms}}}{J} = 1.22 \times 10^{-1} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.21})$$

$$N_I = \frac{W_a}{2AWG} = 9.627 \approx 9 \text{ vueltas} \quad (\text{A.22})$$

El número de vueltas totales debe ser:

$$N_T = \frac{W_a V \text{ cm}^2}{2} = 10.297 \text{ vueltas} \quad (\text{A.23})$$

Utilizando un calibre 9 y proponiendo un número de vueltas  $N_p$  de 9 se tiene:

$$l_g = \frac{0.4 N_p^2 A_c \cdot 10^{-8}}{L} = 0.5457 \text{ cm} \quad (\text{A.24})$$

$$l_{g,real} = \frac{l_g}{2} = 0.2729 \text{ cm} \quad (\text{A.25})$$

$$m = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \left( \frac{2G}{l_g} \right) = 2.127 \quad (\text{A.26})$$

$$N_F = \sqrt{\frac{L l_g}{0.4 \pi A_c m \cdot 10^{-8}}} = 6.171 \approx 6 \text{ vueltas} \quad (\text{A.27})$$

$$B_{MAX} = \frac{L I_p}{N_F A_c \cdot 10^{-4}} = 0.311 \text{ T} \quad (\text{A.28})$$

Debido a la frecuencia de 50 kHz se utiliza un arreglo de Litz con calibre 23, calculando el número de filamentos:

$$N_{filamentos} = \frac{AWG_9}{AWG_{23}} = 25.618 \approx 24 \text{ filamentos} \quad (\text{A.29})$$

Siendo las pérdidas:

$$R = \frac{N_F (LMT) r_{23}}{N_{filamentos}} = 1.101 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.30})$$

$$P = I_{L_{rms}}^2 R = 4.307 \text{ W} \quad (\text{A.31})$$

Tabla A.5. Parámetros del inductor de filtro.

| Parámetro                               | Símbolo | Magnitud          |
|-----------------------------------------|---------|-------------------|
| Inductancia                             | $L$     | 729 $\mu\text{H}$ |
| Corriente eficaz                        | $I$     | 3.928 A           |
| Corriente pico                          | $I_p$   | 5.556 A           |
| Frecuencia                              | $f_s$   | 60 Hz             |
| Factor de forma                         | $K_f$   | 4.44              |
| Densidad de flujo nominal               | $B_m$   | 1 T               |
| Factor de utilización                   | $K_u$   | 0.4               |
| Factor de incremento de temperatura     | $K_j$   | 366               |
| Factor de geometría                     | $X$     | 1.14              |
| Factor de enfriamiento para temperatura | $y$     | -0.12             |

### A.3. Diseño del inductor de filtro

El inductor de filtro opera a 60 Hz con una corriente idealmente sinusoidal para simplificar los cálculos, por lo que los parámetros se resumen en la Tabla A.5:

Calculando la potencia aparente y el producto de áreas:

$$X_L = 2\pi fL = 274.827 \text{ mH} \quad (\text{A.32})$$

$$V_L = X_L I = 1.080 \text{ V} \quad (\text{A.33})$$

$$S_T = V_L I = 4.241 \text{ VA} \quad (\text{A.34})$$

$$A_p = \left( \frac{S_T \cdot 10^4}{K_f B_m f K_u K_j} \right)^X = 1.1 \text{ cm}^4 \quad (\text{A.35})$$

Utilizando láminas EI-37 de TEMPEL [28] cuyos parámetros se dan en la Tabla A.6 se obtiene el calibre a utilizar.

Tabla A.6. Parámetros de la lámina EI-50.

| Parámetro                 | Símbolo | Magnitud            |
|---------------------------|---------|---------------------|
| Área de ventana           | $W_a$   | 1.613 $\text{cm}^2$ |
| Sección transversal       | $A_c$   | 1.638 $\text{cm}^2$ |
| Producto de áreas         | $A_p$   | 2.642 $\text{cm}^4$ |
| Longitud media por vuelta | $LMT$   | 8.255 cm            |

$$J = K_f A_p^y = 325.722 \text{ A/cm}^2 \quad (\text{A.36})$$

$$AWG = \frac{I}{J} = 12.061 \times 10^{-3} \text{ cm}^2 \quad (\text{A.37})$$

$$N_I = \frac{W_a}{2AWG} = 67.912 \approx 68 \text{ vueltas} \quad (\text{A.38})$$

Empleando un calibre 16 se tiene:

$$N_T = \frac{W_a V c m^2}{2} = 33.36 \quad (\text{A.39})$$

Proponiendo un número de vueltas  $N_p$  de 33 se calcula el entrehierro y el número de vueltas finales:

$$l_g = \frac{0.4 N_p^2 A_c \cdot 10^{-8}}{L} = 0.0303 \text{ cm} \quad (\text{A.40})$$

$$l_{g,real} = \frac{l_g}{2} = 0.0151 \text{ cm} \quad (\text{A.41})$$

$$m = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \left( \frac{2G}{l_g} \right) = 1.117 \quad (\text{A.42})$$

$$N_F = \sqrt{\frac{L l_g}{0.4 \pi A_c m \cdot 10^{-8}}} = 31.221 \approx 31 \text{ vueltas} \quad (\text{A.43})$$

$$B_{MAX} = \frac{L I_p}{N_F A_c \cdot 10^{-4}} = 0.81 \text{ T} \quad (\text{A.44})$$

Las pérdidas se calculan como:

$$R = N_F (LMT) r_{16} = 33.729 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.45})$$

$$P = I^2 R = 52.05 \text{ mW} \quad (\text{A.46})$$



## CARACTERIZACIÓN DEL SUPERCONDENSADOR

Para cuestiones de almacenamiento, es importante conocer el comportamiento del supercondensador para tener certeza de la cantidad de energía que tiene y no exceder su límite o no extraer más carga de la posible en un momento crítico. La caracterización del supercondensador permite precisamente obtener un modelo matemático de su comportamiento, y si bien, un modelo lineal es el más simple, puede requerirse un modelo más complicado para mayor precisión.

El supercondensador utilizado para la caracterización es un modelo de 165 F a 48 V marca Maxwell, y que se muestra en la Figura B.1. Para realizar una caracterización inicial se aplicó una prueba que consistió en cargar el supercondensador a corriente constante de 0 a 24 V y después descargarlo totalmente con una resistencia de  $10\ \Omega$ . A partir de la ecuación para tensión del circuito de carga/descarga se obtiene una regresión no lineal según las muestras tomadas y se comparan los perfiles de tensión y corriente.

### B.1. Modelo RC

El modelo equivalente más simple del supercondensador consiste en una resistencia en serie con un condensador, ambos lineales, Figura B.2.

La expresión para  $v_{sc}(t)$  se obtiene a partir de:

$$\begin{aligned} v_{sc}(t) &= v_C + v_R \\ &= \frac{1}{C} \int i(t) dt + IR \\ v_{sc}(t) &= \frac{It}{C} + v_C(0) + IR \end{aligned} \tag{B.1}$$



Figura B.1. Modelo de supercondensador Maxwell [35].

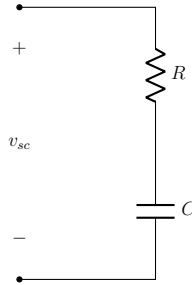


Figura B.2. Modelo RC lineal.

Por mínimos cuadrados se obtiene que la mejor aproximación a la ecuación (B.1) es:

$$v_{sc}(t) = 1.263 + 0.0123t \quad (\text{B.2})$$

Considerando los valores de corriente  $I$  de 1.94 A y  $v_C(0)$  de 0.385 V, los parámetros de este modelo resultan:

$$R = 453 \text{ m}\Omega$$

$$C = 157 \text{ F}$$

En la Figura B.3 se muestra la comparación entre los valores reales medidos de tensión y corriente durante la carga y descarga del supercondensador con la simulación del modelo RC lineal.

## B.2. Modelo RC con resistencia en paralelo

A diferencia de las baterías, cuando los supercondensadores están desconectados se autodescargan más rápido; para incorporar este efecto se agrega una resistencia  $R_{lk}$  en paralelo, Figura B.4.

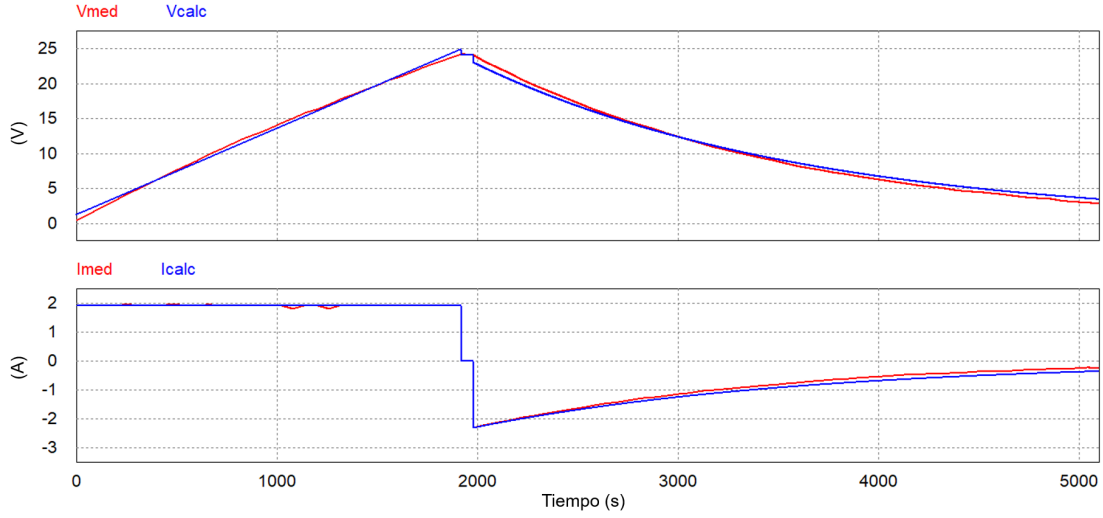
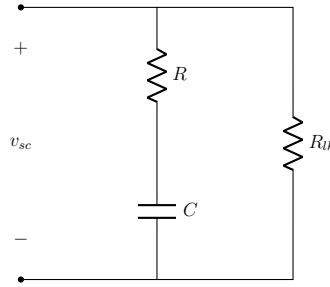


Figura B.3. Comparación entre la prueba real y el circuito RC lineal.

Figura B.4. Modelo RC con resistencia  $R_{lk}$  en paralelo.

De manera similar al modelo anterior, se requiere conocer la ecuación de  $v_{sc}(t)$  para realizar la regresión numérica, obteniendo primero  $v_C$ :

$$\begin{aligned}
 I &= i_C + i_{R_{lk}} \\
 I &= i_C + \frac{v_R + v_C}{R_{lk}} \\
 I &= i_C + \frac{i_C R}{R_{lk}} + \frac{v_C}{R_{lk}} \\
 I &= \left(1 + \frac{R}{R_{lk}}\right) i_C + \frac{v_C}{R_{lk}} \\
 I &= \left(\frac{R + R_{lk}}{R_{lk}}\right) C \frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R_{lk}} \\
 \frac{dv_C}{dt} + \frac{1}{C(R + R_{lk})} v_C &= \frac{IR_{lk}}{C(R + R_{lk})} \\
 v_C(t) &= e^{-\int \frac{1}{C(R + R_{lk})} dt} \int \frac{IR_{lk}}{C(R + R_{lk})} e^{\int \frac{1}{C(R + R_{lk})} dt} dt
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 v_C(t) &= e^{-\frac{t}{C(R+R_{lk})}} \int \frac{IR_{lk}}{C(R+R_{lk})} e^{\frac{t}{C(R+R_{lk})}} dt \\
 v_C(t) &= e^{-\frac{t}{C(R+R_{lk})}} \left[ IR_{lk} e^{\frac{t}{C(R+R_{lk})}} + K \right] \\
 v_C(t) &= IR_{lk} + K e^{-\frac{t}{C(R+R_{lk})}}
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

Con la condición inicial se despeja  $K$  de (B.3):

$$\begin{aligned}
 v_C(0) &= IR_{lk} + K \\
 K &= v_C(0) - IR_{lk}
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

Por lo que  $v_C(t)$  resulta en:

$$v_C(t) = IR_{lk} + [v_C(0) - IR_{lk}] e^{-\frac{t}{C(R+R_{lk})}} \tag{B.5}$$

Y la tensión del supercondensador se calcula como:

$$\begin{aligned}
 v_{sc}(t) &= i_C R + v_C \\
 v_{sc}(t) &= RC \frac{dv_C}{dt} + v_C \\
 v_{sc}(t) &= -\frac{R[v_C(0) - IR_{lk}]}{R + R_{lk}} e^{-\frac{t}{C(R+R_{lk})}} + IR_{lk} + [v_C(0) - IR_{lk}] e^{-\frac{t}{C(R+R_{lk})}} \\
 v_{sc}(t) &= IR_{lk} + \frac{R_{lk}[v_C(0) - IR_{lk}]}{R + R_{lk}} e^{-\frac{t}{C(R+R_{lk})}}
 \end{aligned} \tag{B.6}$$

Utilizando (B.6) para hacer la regresión lineal se tiene:

$$v_{sc}(t) = 67.762 - 67.363e^{-0.0002264t} \tag{B.7}$$

Por lo que los parámetros resultan:

$$\begin{aligned}
 R &= 7.15 \text{ m}\Omega \\
 C &= 126.4 \text{ F} \\
 R_{lk} &= 34.93 \Omega
 \end{aligned}$$

Se realizaron dos simulaciones; en primer caso, asociando la resistencia  $R_{lk}$  al supercondensador, Figura B.5, y otra asociándola a la fuente, Figura B.6. La regresión no lineal se obtiene de los datos de la tensión durante la carga, es por eso que es prácticamente igual en ambos resultados, la diferencia radica en la descarga, siendo la resistencia asociada a la fuente la que tiene la mejor aproximación tanto en corriente como en voltaje.

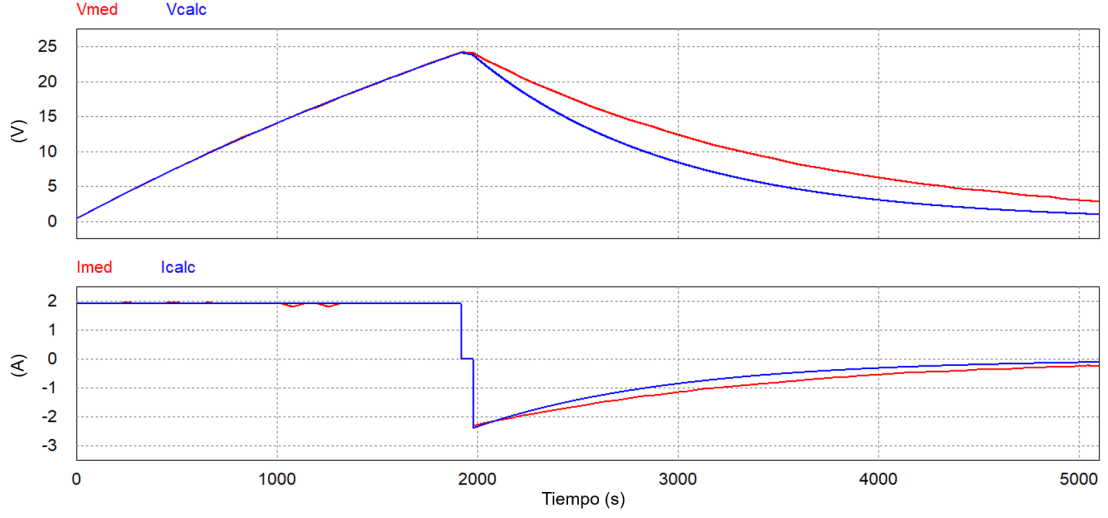


Figura B.5. Comparación entre la prueba real y el circuito RC con resistencia  $R_{lk}$  asociada al supercondensador.

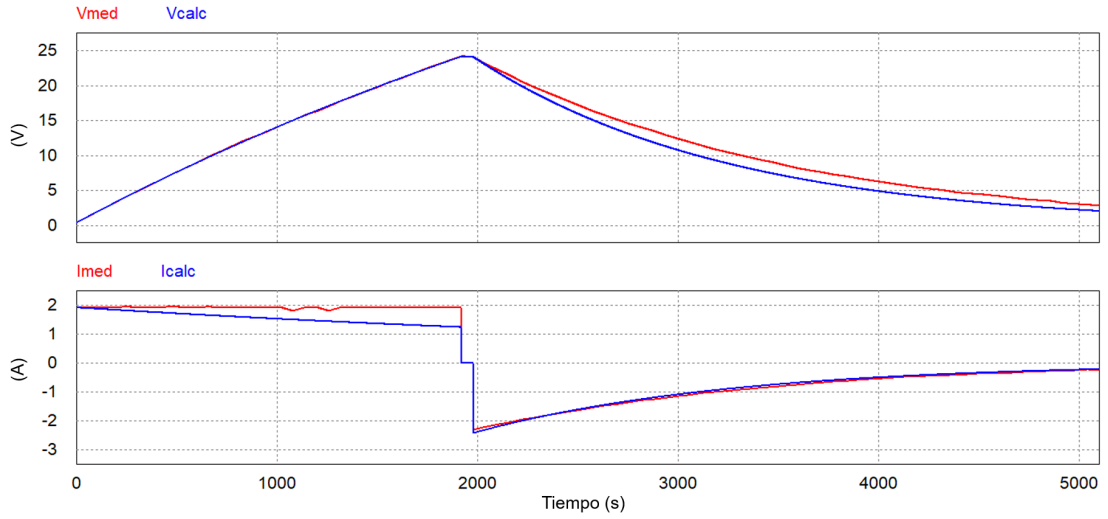


Figura B.6. Comparación entre la prueba real y el circuito RC con resistencia  $R_{lk}$  asociada a la fuente.

### B.3. Modelo RC con capacitancia variable

Para un modelo más acorde al comportamiento del supercondensador se utiliza una capacitancia variable [13], Figura B.7. Donde la capacitancia es dependiente de la tensión:

$$C(v_C) = C_0 + k_C v_C \quad (\text{B.8})$$

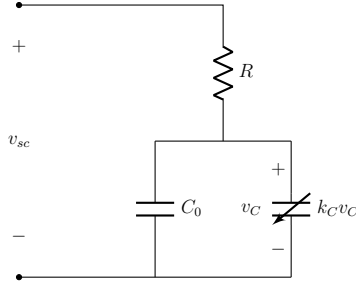


Figura B.7. Modelo RC con capacitancia variable.

La ecuación para la corriente de la capacitancia variable se calcula:

$$\begin{aligned}
 i_C &= \frac{dQ_C}{dt} \\
 i_C &= \frac{d[C(v_C) \cdot v_C]}{dt} \\
 i_C &= \frac{d[(C_0 + k_C v_C)v_C]}{dt} \\
 i_C &= \frac{d(C_0 v_C + k_C v_C^2)}{dv_C} \cdot \frac{dv_C}{dt} \\
 i_C &= (C_0 + 2k_C v_C) \frac{dv_C}{dt}
 \end{aligned} \tag{B.9}$$

Dado que se utilizó una corriente constante para cargar el condensador, la tensión  $v_C(t)$  se puede obtener a partir de la ecuación (B.9):

$$\begin{aligned}
 (C_0 + 2k_C v_C) \frac{dv_C}{dt} &= I \\
 \int_{v_C(0)}^{v_C(t)} (C_0 + 2k_C v_C) dv_C &= \int_0^t I dt \\
 k_C v_C(t)^2 + C_0 v_C(t) &= C_0 v_C(0) + k_C v_C(0)^2 + It \\
 v_C(t) &= \frac{-C_0 \pm \sqrt{C_0^2 + 4k_C C_0 v_C(0) + 4k_C^2 v_C(0)^2 + 4k_C It}}{2k_C} \\
 v_C(t) &= -\frac{C_0}{2k_C} \pm \sqrt{\frac{C_0^2}{4k_C^2} + \frac{C_0 v_C(0)}{k_C} + v_C(0)^2 + \frac{It}{k_C}}
 \end{aligned} \tag{B.10}$$

Tomando la solución con raíz positiva de la ecuación (B.10), ya que es un proceso de carga, la tensión  $v_{sc}$  tiene la forma:

$$v_{sc}(t) = IR - \frac{C_0}{2k_C} + \sqrt{\frac{C_0^2}{4k_C^2} + \frac{C_0 v_C(0)}{k_C} + v_C(0)^2 + \frac{It}{k_C}} \tag{B.11}$$

La regresión numérica arroja:

$$v_{sc}(t) = -42.71 + \sqrt{1852 + 1.368t} \tag{B.12}$$

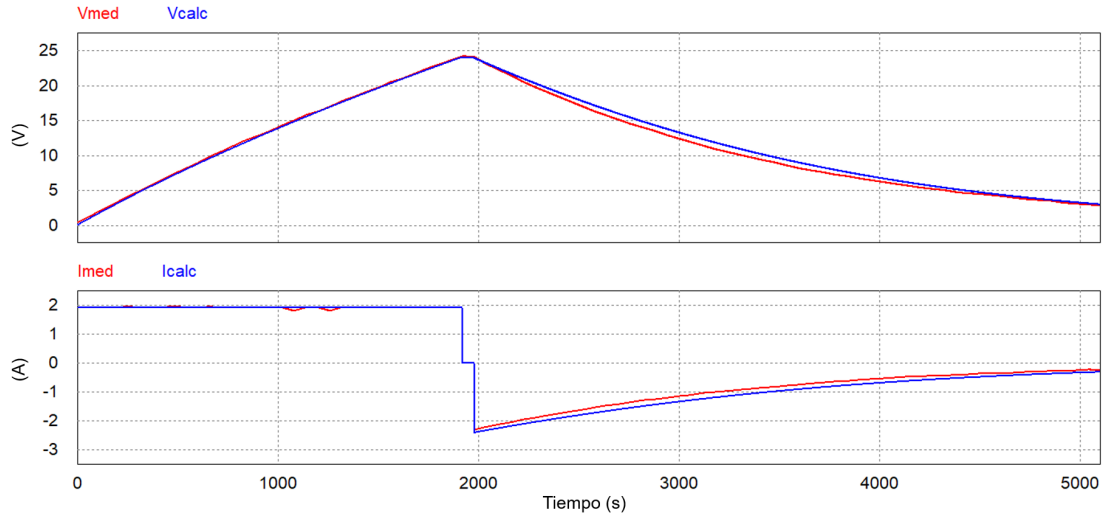


Figura B.8. Comparación entre la prueba real y el circuito RC con capacitancia variable.

Y los parámetros resultan:

$$R = -31.86 \text{ m}\Omega$$

$$C_0 = 121 \text{ F}$$

$$k_C = 1.418 \text{ F/V}$$

Para la simulación se utilizó una resistencia del mismo valor pero positiva, la cual se muestra en la Figura B.8.

En conclusión, el modelo con capacitancia variable es el que arroja los mejores resultados y por ello es el más adecuado para el proyecto de tesis.





# ANÁLISIS DE PÉRDIDAS EN EL CONVERTIDOR

Para calcular las pérdidas en los dispositivos semiconductores, es necesario conocer las corrientes que circularán a través de ellos para así obtener los valores promedio y eficaz que generan las pérdidas por conducción.

## C.1. Pérdidas en los puentes de baja y alta tensión

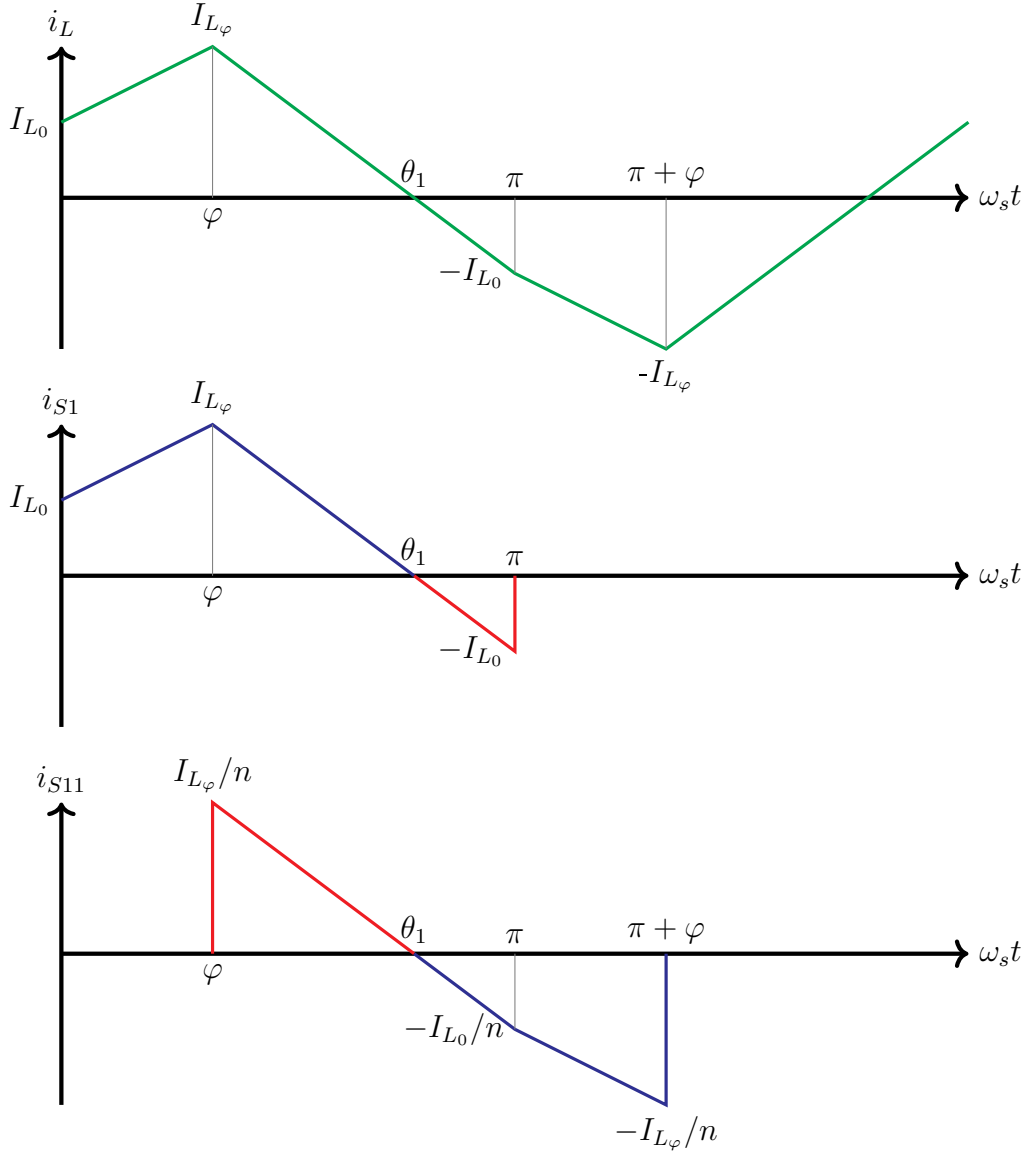
Para el análisis se considera un flujo de potencia del supercondensador hacia la red, de manera que el puente de baja tensión será el primario y el de alta tensión el secundario; el caso para descarga es similar pero invirtiendo los puentes y cuidando la relación de vueltas del transformador  $n$  [36].

### C.1.1. Caso 1: $I_{L_0} > 0, I_{L_\varphi} > 0$

A partir de la Figura C.1 se determinan los tiempos de conducción para el transistor (trazo azul) y el diodo (trazo rojo) de los interruptores  $S_1$  y  $S_{11}$ , los semiconductores complementarios tiene las mismas formas de onda pero desfasadas  $180^\circ$ . Los subíndices representan:  $Q$  para el transistor,  $D$  para el diodo,  $p$  para el puente primario,  $s$  para el puente secundario,  $avg$  la corriente promedio y  $rms$  la corriente eficaz. Para el puente primario:

$$I_{Qp,avg} = \frac{I_{L_0}\varphi + I_{L_\varphi}\theta_1}{4\pi} \quad (C.1)$$

$$I_{Qp,rms} = \sqrt{\frac{I_{L_0}(I_{L_0} + I_{L_\varphi})\varphi + I_{L_\varphi}^2\theta_1}{6\pi}} \quad (C.2)$$


 Figura C.1. Corrientes  $i_L$ ,  $i_{S1}$  e  $i_{S11}$  para el caso 1.

$$I_{Dp,avg} = \frac{I_{L0}(\pi - \theta_1)}{4\pi} \quad (C.3)$$

$$I_{Dp,rms} = \sqrt{\frac{I_{L0}^2(\pi - \theta_1)}{6\pi}} \quad (C.4)$$

Para el puente secundario:

$$I_{Qs,avg} = \frac{I_{L0}(\pi + \varphi - \theta_1) + I_{L\varphi}\varphi}{4\pi n} \quad (C.5)$$

$$I_{Qs,rms} = \sqrt{\frac{I_{L0}^2(\pi + \varphi - \theta_1) + I_{L\varphi}(I_{L0} + I_{L\varphi})\varphi}{6\pi n^2}} \quad (C.6)$$

$$I_{Ds,avg} = \frac{I_{L_\varphi}(\theta_1 - \varphi)}{4\pi n} \quad (C.7)$$

$$I_{Ds,rms} = \sqrt{\frac{I_{L_\varphi}^2(\theta_1 - \varphi)}{6\pi n^2}} \quad (C.8)$$

Siendo:

$$\theta_1 = \frac{I_{L_\varphi}(\pi - \varphi)}{I_{L_0} + I_{L_\varphi}} + \varphi \quad (C.9)$$

### C.1.2. Caso 2: $I_{L_0} > 0$ , $I_{L_\varphi} < 0$

Este caso es inválido dado que la tensión en el inductor  $L$  es positiva en el intervalo  $0 \leq \omega_s t < \varphi$  lo que significa que  $I_{L_0} < I_{L_\varphi}$ .

### C.1.3. Caso 3: $I_{L_0} < 0$ , $I_{L_\varphi} > 0$

De manera similar al caso 1, la Figura C.2 muestra las corrientes del transistor (trazo azul) y del diodo (trazo rojo) de los interruptores  $S_1$  y  $S_{11}$ . Para el puente primario:

$$I_{Qp,avg} = \frac{I_{L_\varphi}(\pi - \theta_3) - I_{L_0}(\pi - \varphi)}{4\pi} \quad (C.10)$$

$$I_{Qp,rms} = \sqrt{\frac{I_{L_\varphi}^2(\pi - \theta_3) + I_{L_0}(I_{L_0} - I_{L_\varphi})(\pi - \varphi)}{6\pi}} \quad (C.11)$$

$$I_{Dp,avg} = \frac{-I_{L_0}\theta_3}{4\pi} \quad (C.12)$$

$$I_{Dp,rms} = \sqrt{\frac{I_{L_0}^2\theta_3}{6\pi}} \quad (C.13)$$

Para el puente secundario:

$$I_{Qs,avg} = \frac{I_{L_\varphi}(\varphi - \theta_3)}{4\pi n} \quad (C.14)$$

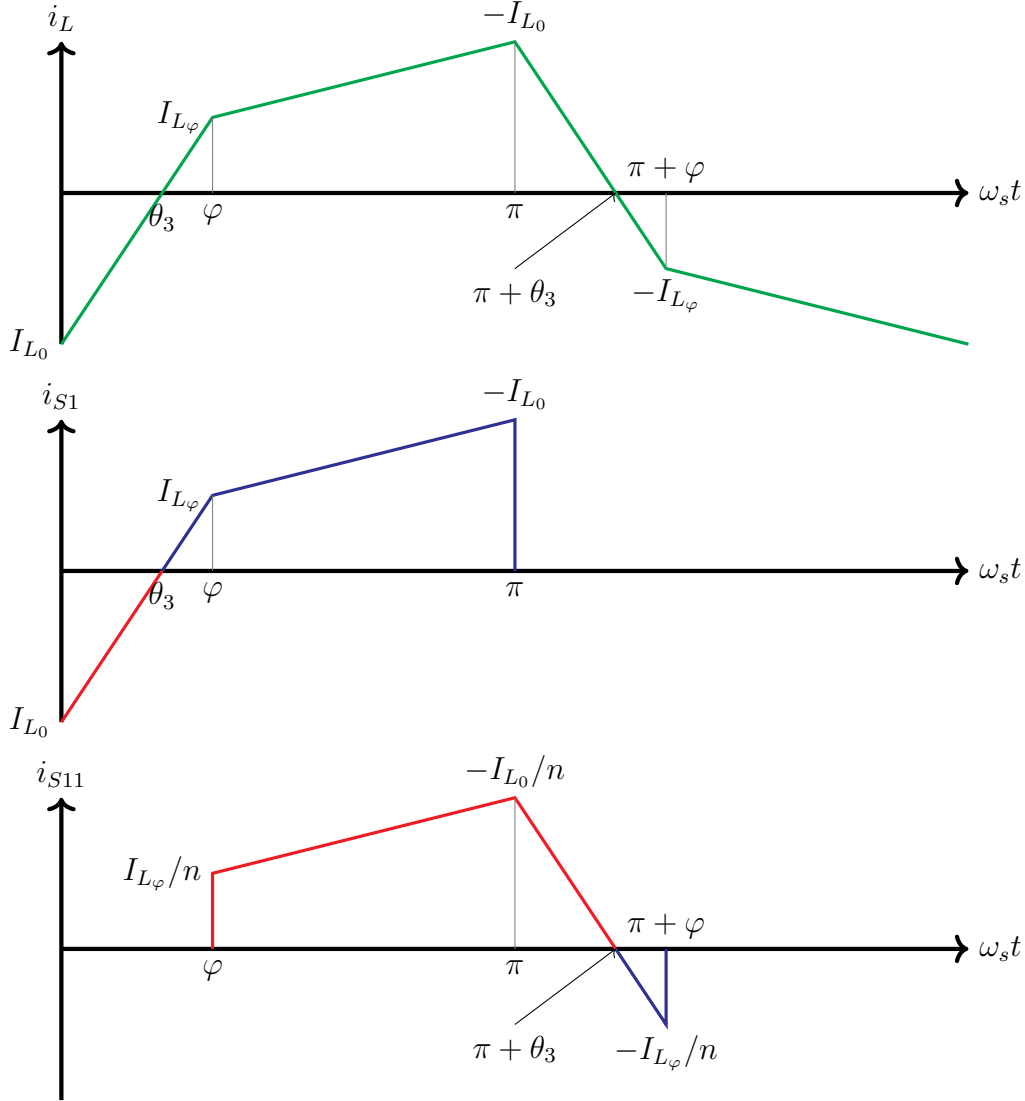
$$I_{Qs,rms} = \sqrt{\frac{I_{L_\varphi}^2(\varphi - \theta_3)}{6\pi n^2}} \quad (C.15)$$

$$I_{Ds,avg} = \frac{I_{L_\varphi}(\pi - \varphi) - I_{L_0}(\pi + \theta_3 - \varphi)}{4\pi n} \quad (C.16)$$

$$I_{Ds,rms} = \sqrt{\frac{I_{L_\varphi}(I_{L_\varphi} - I_{L_0})(\pi - \varphi) + I_{L_0}^2(\pi + \theta_3 - \varphi)}{6\pi n^2}} \quad (C.17)$$

Siendo:

$$\theta_3 = \frac{-I_{L_0}\varphi}{I_{L_\varphi} - I_{L_0}} \quad (C.18)$$


 Figura C.2. Corrientes  $i_L$ ,  $i_{S1}$  e  $i_{S11}$  para el caso 3.

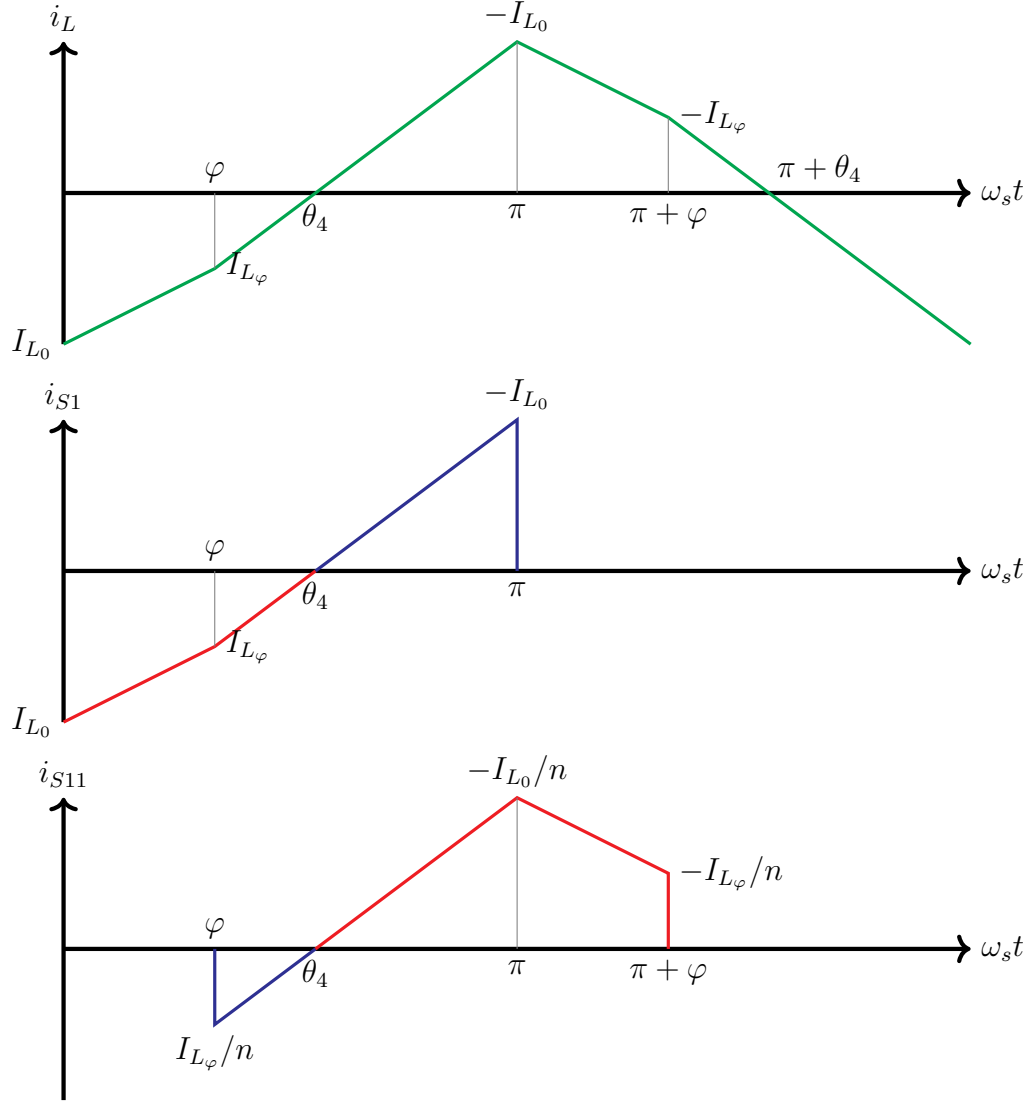
#### C.1.4. Caso 4: $I_{L_0} < 0$ , $I_{L_\varphi} < 0$

Finalmente, en la Figura C.3 se muestran las corrientes para el caso 4. Siendo las corrientes para el puente primario:

$$I_{Qp,avg} = \frac{-I_{L_0}(\pi - \theta_4)}{4\pi} \quad (C.19)$$

$$I_{Qp,rms} = \sqrt{\frac{I_{L_0}^2(\pi - \theta_4)}{6\pi}} \quad (C.20)$$

$$I_{Dp,avg} = \frac{-I_{L_0}\varphi - I_{L_\varphi}\theta_4}{4\pi} \quad (C.21)$$


 Figura C.3. Corrientes  $i_L$ ,  $i_{S1}$  e  $i_{S11}$  para el caso 4.

$$I_{Dp,rms} = \sqrt{\frac{I_{L0}(I_{L0} + I_{L\varphi})\varphi + I_{L\varphi}^2 \theta_4}{6\pi}} \quad (C.22)$$

Para el puente Secundario:

$$I_{Qs,avg} = \frac{-I_{L\varphi}(\theta_4 - \varphi)}{4\pi n} \quad (C.23)$$

$$I_{Qs,rms} = \sqrt{\frac{I_{L\varphi}^2(\theta_4 - \varphi)}{6\pi n^2}} \quad (C.24)$$

$$I_{Ds,avg} = \frac{-I_{L0}(\pi + \varphi - \theta_4) - I_{L\varphi}\varphi}{4\pi n} \quad (C.25)$$

$$I_{Qs,rms} = \sqrt{\frac{I_{L0}^2 (\pi + \varphi - \theta_4) + I_{L\varphi} (I_{L0} + I_{L\varphi}) \varphi}{6\pi n^2}} \quad (C.26)$$

Siendo:

$$\theta_4 = \frac{I_{L\varphi} (\pi - \varphi)}{I_{L0} + I_{L\varphi}} + \varphi \quad (C.27)$$

## C.2. Pérdidas en el rectificador síncrono

La corriente que fluye a la red tiene la forma:

$$i_g(t) = I_p \sin(\omega_o t) \quad (C.28)$$

Por lo que los semiconductores del rectificador síncrono permiten el paso de corriente únicamente durante medio ciclo de red, como se muestra en la Figura C.4.

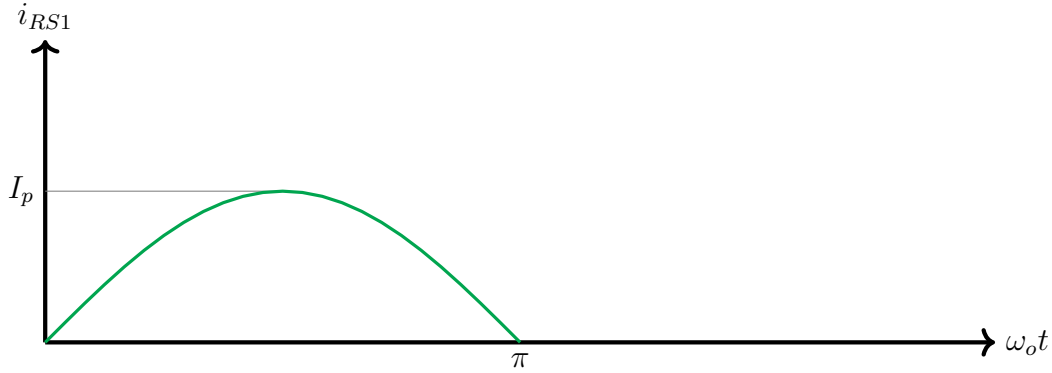


Figura C.4. Corriente en el semiconductor  $RS_1$ .

Durante la carga del supercondensador, la corriente fluye por los diodos de libre circulación, mientras que en la descarga es por los transistores. De manera que para la carga:

$$i_{QRS} = 0 \quad (C.29)$$

$$I_{DRS,avg} = \frac{I_p}{\pi} \quad (C.30)$$

$$I_{DRS,rms} = \frac{I_p}{2} \quad (C.31)$$

Para la descarga:

$$I_{QRS,avg} = \frac{I_p}{\pi} \quad (C.32)$$

$$I_{QRS,rms} = \frac{I_p}{2} \quad (C.33)$$

$$i_{DRS} = 0 \quad (C.34)$$

### C.3. Pérdidas en el transformador y en la inductancia externa

La corriente eficaz en el inductor externo se obtiene a partir de las corrientes instantáneas  $I_{L_0}$ ,  $I_{L_\varphi}$  y del ángulo de desfase  $\varphi$  como sigue:

$$I_{L,rms} = \sqrt{\frac{I_{L_0}^2 + I_{L_\varphi}^2}{3} + \frac{I_{L_0}I_{L_\varphi}(2\varphi - \pi)}{3\pi}} \quad (C.35)$$

De manera que las pérdidas se determinan a partir de la resistencia  $R_L$  del embobinado:

$$P_L = R_L I_{L,rms}^2 \quad (C.36)$$

La corriente en el primario del transformador es  $I_L$  por lo que las pérdidas se calculan como:

$$P_T = \left( R_{pri} + \frac{R_{sec}}{n^2} \right) I_{L,rms}^2 \quad (C.37)$$

### C.4. Pérdidas en el inductor del filtro de salida

La corriente  $i_{L_f}$  es esencialmente senoidal, por lo que las pérdidas se obtienen como:

$$P_{L_f} = \frac{R_{L_f} I_p^2}{2} \quad (C.38)$$

Siendo  $I_p$ :

$$I_p = \begin{cases} \frac{50}{9} & V_{CD} \geq 20 \text{ V} \\ \frac{5V_{CD}}{18} & V_{CD} < 20 \text{ V} \end{cases} \quad (C.39)$$

### C.5. Pérdidas totales y eficiencia

A partir de las ecuaciones anteriores se obtienen las pérdidas por puente durante los procesos de carga y descarga del supercondensador, Figura C.5 y Figura C.6. Dada las características de los semiconductores elegidos, SUP60020E y SQP10250E, las mayores pérdidas se dan por conducción en los diodos de libre circulación, por lo que durante la carga el puente de baja tensión y el rectificador síncrono presentan más pérdidas que en el proceso de descarga y siendo el caso opuesto para el puente de alta tensión. Además, el rectificador síncrono tiene pérdidas muy bajas comparado con los otros puentes debido a la baja frecuencia de conmutación, 60 Hz, y la menor corriente que maneja.

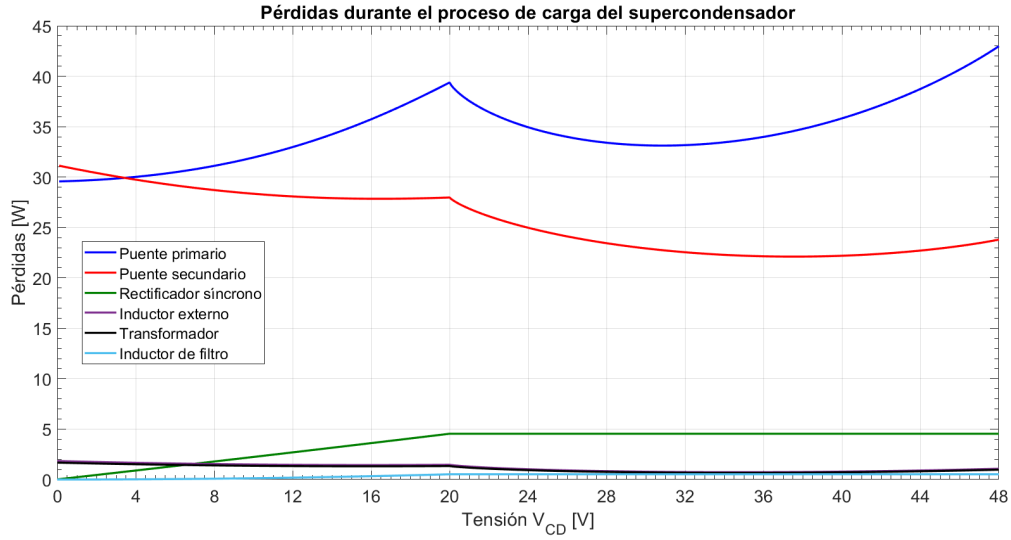


Figura C.5. Pérdidas en el convertidor durante el proceso de carga del supercondensador.

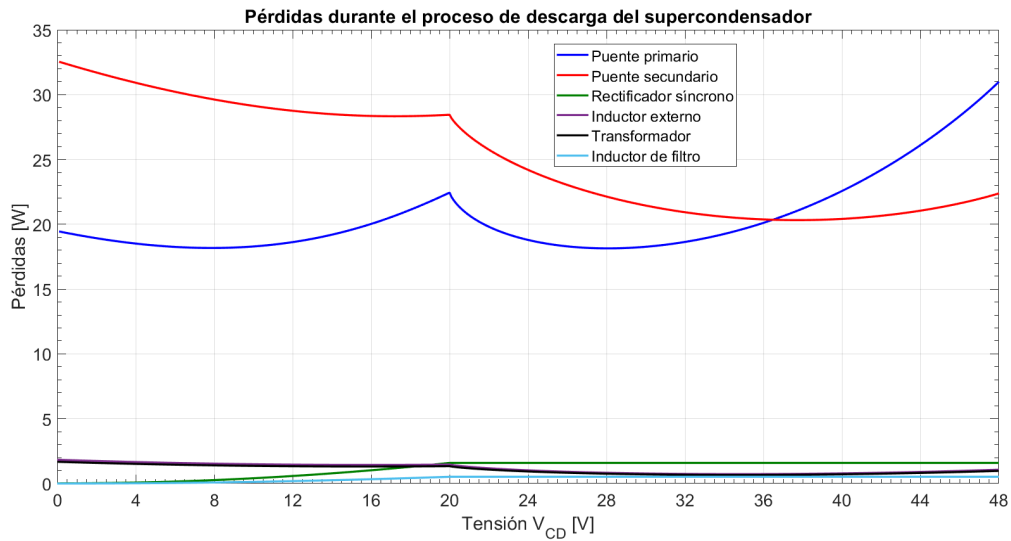


Figura C.6. Pérdidas en el convertidor durante el proceso de descarga del supercondensador.

En el proceso de carga la mayor pérdida ocurre cuando la tensión en el supercondensador es de 20 V con un valor de 75.22 W, mientras que para el proceso de descarga es de 57.53 W cuando la tensión es de 48 V, como se muestra en la Figura C.7.

La eficiencia calculada del convertidor está alrededor de 90 % durante la región de potencia acotada, y es menor en la región de corriente acotada debido a la menor pérdida demandada, Figura C.8.

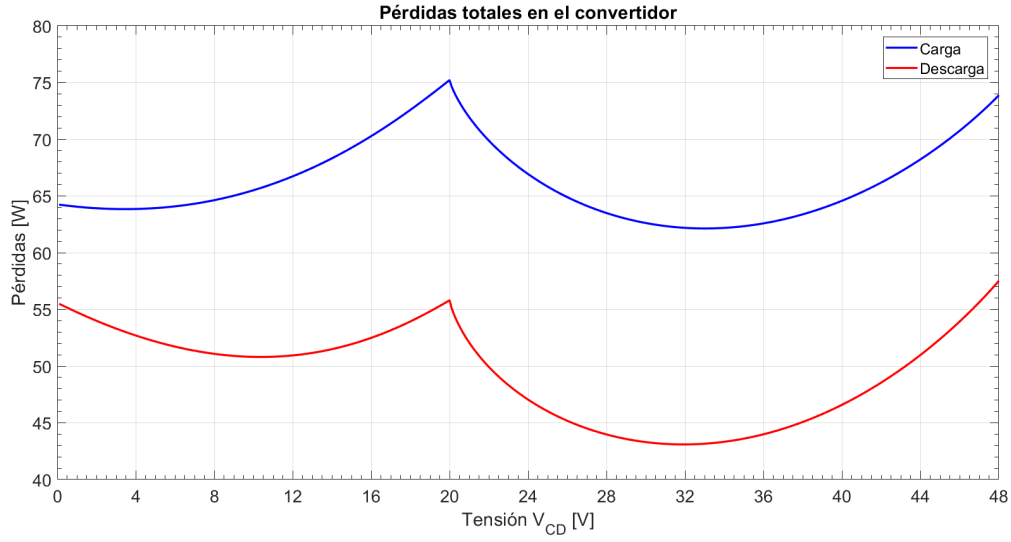


Figura C.7. Pérdidas totales en el convertidor.

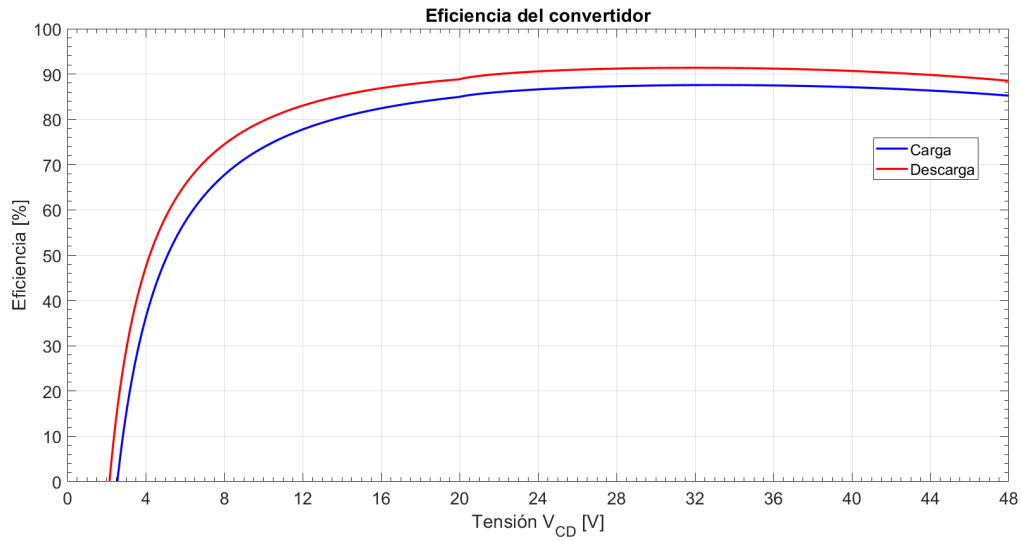


Figura C.8. Eficiencia en el convertidor.

En la Tabla C.1 y Tabla C.2, se muestran la contribución de pérdidas de cada elemento del convertidor, siendo las mayores las pertenecientes al puente primario y al puente secundario.

Tabla C.1. Contribución de pérdidas en  $V_{CD} = 20$  V.

| $V_{CD} = 20$ V       |          |            |          |            |
|-----------------------|----------|------------|----------|------------|
| Elemento              | Carga    |            | Descarga |            |
|                       | Pérdidas | Eficiencia | Pérdidas | Eficiencia |
| Puente primario       | 39.38 W  | 52.35 %    | 22.44 W  | 40.21 %    |
| Puente secundario     | 27.97 W  | 37.18 %    | 28.45 W  | 50.98 %    |
| Rectificador síncrono | 4.54 W   | 6.04 %     | 1.59 W   | 2.85 %     |
| Inductor externo      | 1.47 W   | 1.95 %     | 1.47 W   | 2.63 %     |
| Transformador         | 1.34 W   | 1.78 %     | 1.34 W   | 2.40 %     |
| Inductor de filtro    | 0.52 W   | 0.69 %     | 0.52 W   | 0.93 %     |
| Total                 | 75.22 W  | 100 %      | 55.81 W  | 100 %      |

Tabla C.2. Contribución de pérdidas en  $V_{CD} = 48$  V.

| $V_{CD} = 48$ V       |          |            |          |            |
|-----------------------|----------|------------|----------|------------|
| Elemento              | Carga    |            | Descarga |            |
|                       | Pérdidas | Eficiencia | Pérdidas | Eficiencia |
| Puente primario       | 42.98 W  | 58.17 %    | 30.99 W  | 53.87 %    |
| Puente secundario     | 23.80 W  | 32.21 %    | 22.38 W  | 38.90 %    |
| Rectificador síncrono | 4.54 W   | 6.14 %     | 1.59 W   | 2.76 %     |
| Inductor externo      | 1.07 W   | 1.45 %     | 1.07 W   | 1.86 %     |
| Transformador         | 0.98 W   | 1.33 %     | 0.98 W   | 1.70 %     |
| Inductor de filtro    | 0.52 W   | 0.70 %     | 0.52 W   | 0.90 %     |
| Total                 | 73.89 W  | 100 %      | 57.53 W  | 100 %      |

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] H. Suyanto and R. Irawati, “Study trends and challenges of the development of microgrids,” in *2017 15th International Conference on Quality in Research (QiR) : International Symposium on Electrical and Computer Engineering*, pp. 383–387, 2017.
- [2] J. H. Eto, R. H. Lasseter, D. Klapp, A. S. Khalsa, B. Schenkman, M. Illindala, and S. Baktiono, “The certs microgrid concept, as demonstrated at the certs/aep microgrid test bed,” tech. rep., 08/2018 2018.
- [3] Secretaria de Energía, *Bases del Mercado Eléctrico*. Diario Oficial de la Federación, 8 septiembre 2015.
- [4] “IEEE recommended practice for the planning and design of the microgrid,” *IEEE Std 2030.9-2019*, pp. 1–46, 2019.
- [5] E. Hossain, E. Kabalci, R. Bayindir, and R. Perez, “Microgrid testbeds around the world: State of art,” *Energy Conversion and Management*, vol. 86, pp. 132 – 153, 2014.
- [6] H. Becerra López, “Desarrollo y aplicaciones de microrredes eléctricas en México,” Taller sobre Minirredes y Sistemas Híbridos con Energías Renovables en la Electrificación Rural, mayo 2011.
- [7] R. Foster, R. Orozco, A. Romero, P. Rubio, N. Tecnologías, and S. De, “Lessons learned from the xcalak village hybrid system: A seven year retrospective,” *Solar World Conference*, vol. 1, 01 1999.
- [8] J. González Rivera, V. Cárdenas, F. Quiroz Vázquez, H. Miranda Vidales, D. Martínez Padrón, and F. Mendoza Mondragón, “Operación de una microrred de ca como prototipo de laboratorio con fines de investigación,” *Memorias del Congreso Nacional de Control Automático*, octubre 2019.
- [9] J. C. Coronado Vázquez, “Sistema de almacenamiento de energía con enlace en media frecuencia basado en el convertidor doble puente activo,” Master’s thesis, UASLP, 12 2018.
- [10] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, “A three-phase soft-switched high power density dc/dc converter for high power applications,” in *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 796–805 vol.1, 1988.

- [11] R. W. De Doncker, M. H. Kheraluwala, and D. M. Divan, "Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges," June 1991. United States Patent 5027264.
- [12] D. Sha and G. Xu, *High-Frequency Isolated Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converters with Wide Voltage Gain*. Springer, 2019.
- [13] P. J. Grbović, *Ultra-Capacitors in Power Conversion Systems: Analysis, Modeling and Design*. John Wiley & Sons Ltd, 2014.
- [14] R. A. Rightmire, "Electrical energy storage apparatus," November 1966. United States Patent 3288641.
- [15] E. Chemali, M. Preindl, P. Malysz, and A. Emadi, "Electrochemical and electrostatic energy storage and management systems for electric drive vehicles: State-of-the-art review and future trends," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 1117–1134, 2016.
- [16] L. Shi and M. L. Crow, "Comparison of ultracapacitor electric circuit models," in *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pp. 1–6, 2008.
- [17] L. Zubieta and R. Bonert, "Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 1, pp. 199–205, 2000.
- [18] H. Miniguano, A. Barrado, C. Fernandez, P. Zumel, and A. Lazaro, "A general parameter identification procedure used for the comparative study of supercapacitors models," *Energies*, vol. 12, p. 1776, 05 2019.
- [19] S. Buller, E. Karden, D. Kok, and R. W. De Doncker, "Modeling the dynamic behavior of supercapacitors using impedance spectroscopy," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1622–1626, 2002.
- [20] R. de Levie, "On porous electrodes in electrolyte solutions: I. capacitance effects," *Electrochimica Acta*, vol. 8, no. 10, pp. 751 – 780, 1963.
- [21] J. Everts, F. Krismer, J. Van den Keybus, J. Driesen, and J. W. Kolar, "Optimal zvs modulation of single-phase single-stage bidirectional dab ac–dc converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3954–3970, 2014.
- [22] N. D. Weise, G. Castelino, K. Basu, and N. Mohan, "A single-stage dual-active-bridge-based soft switched ac–dc converter with open-loop power factor correction and other advanced features," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4007–4016, 2014.
- [23] A. Aganza Torres, *A High-Frequency Link Multiport Converter for Renewable Energy Sources Applications*. PhD thesis, UASLP, february 2017.

- [24] H. Qin, *Dual active bridge converters in solid state transformers*. PhD thesis, Missouri University of Science and Technology, 2012.
- [25] S. Bacha, I. Munteanu, and A. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies*. Springer, 2014.
- [26] TDK, “E 55/28/21 Core Ferrites and accessories,” may 2017.
- [27] TDK, “ETD 39/20/13 Core and accessories,” may 2017.
- [28] TEMPEL, “TEMPEL Transformer Lamination.”
- [29] M. A. Barrios Flores, “Desarrollo de un convertidor cd/ca/ca con aislamiento en media frecuencia para conexión de sistemas fotovoltaicos en media tensión,” Master’s thesis, UASLP, 2017.
- [30] M. Maerz and P. Nance, “Thermal modeling of power electronic systems,” vol. 2, February 2000.
- [31] Y. Çengel and A. Ghajar, *Transferencia de calor y masa*. McGraw Hill, 2011.
- [32] V. M. Cárdenas Galindo, “Diseño de elementos magnéticos de alta y baja frecuencia,” noviembre 2019.
- [33] W. T. Colonel McLyman, *Transformer and Inductor Handbook*. Marcel Dekker Inc. New York, 2 ed. Revised and Expanded.
- [34] A. Van den Bossche and V. C. Valchev, *Inductors and Transformers for Power Electronics*. Taylor & Francis.
- [35] Maxwell Technologies, “48v modules datasheet.”
- [36] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth, and R. Shuttleworth, “High-power bidirectional dc–dc converter for aerospace applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4366–4379, 2012.
- [37] Y. H. Abraham, H. Wen, W. Xiao, and V. Khadkikar, “Estimating power losses in dual active bridge dc-dc converter,” in *2011 2nd International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, pp. 1–5, 2011.
- [38] TDK, “RM 14, RM 14 LP Cores and accessories,” 2013.
- [39] S. Inoue and H. Akagi, “A bidirectional dc–dc converter for an energy storage system with galvanic isolation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 6, pp. 2299–2306, 2007.
- [40] R. Gallay, “Properties and state of the art of high power ultracapacitors,” 03 2005.

