

**UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA**  
**Departamento de Ingeniería Eléctrica**



**APLICACIÓN DE CONVERTIDOR MATRICIAL MONOFÁSICO PARA ETAPA DE  
CONVERSIÓN AC-AC EN CARGADOR BIDIRECCIONAL DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS**

**Christopher Steven Ortega Cartagena**

**Profesor Guía: Matías David Díaz Díaz**

Trabajo de Titulación presentado en conformidad  
a los requisitos para obtener el Título de Ingeniero  
en Ejecución en Electricidad

Santiago – Chile  
2020



· Algunos derechos reservados. Esta obra está bajo una Licencia Creative Commons Atribución-NoComercial-Compartir Igual 3.0. Sus condiciones de uso pueden ser revisadas en: <<http://creativecommons.org/licenses/bync-sa/3.0/cl/>>.

**TÍTULO:** Aplicación de convertidor matricial monofásico para etapa de conversión AC-AC en cargador bidireccional de vehículos eléctricos.

**CLASIFICACIÓN TEMÁTICA:** Electrónica de potencia; Sistemas de control; Sistemas eléctricos de potencia.

**AUTOR:** Ortega Cartagena, Christopher Steven

**CARRERA:** Ingeniería de Ejecución en Electricidad

**PROFESOR GUÍA:** Díaz Díaz, Matías David

**AÑO:** 2019

**CÓDIGO UBICACIÓN BIBLIOTECA:**

**2019 / P / 107**

### **RESUMEN**

En este trabajo se presenta la aplicación del convertidor matricial monofásico (SPMC) para etapa de conversión AC-AC en cargador bidireccional de vehículos eléctricos, mediante la implementación de estrategias de conmutación y sistemas de control resonante, Grid-Forming y Grid-Following. Con el objetivo de demostrar las ventajas de este tipo de convertidor en la aplicación de cargadores eléctricos.

Se presenta una revisión del estado del arte de los cargadores eléctricos, modos de carga y topologías de convertidores utilizados en cargadores eléctricos de vehículos. Luego, se muestra el modelo del cargador eléctrico en etapa AC-AC basado en el convertidor matricial monofásico en aplicación de cargadores eléctricos. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones en el software PLECS para identificar posibles mejoras o ventajas en la aplicación del SPMC en cargadores eléctricos.

## **AGRADECIMIENTOS**

Agradecer en primer lugar a mis padres por su apoyo incondicional durante este proceso. Por enseñarme a ser perseverante y que con trabajo constante los sueños se pueden cumplir.

A mi profesor guía Matías Díaz por la dedicación, preocupación y paciencia que ha tenido durante este proceso.

A mi amigo Emilio Contreras agradecer por su motivación, apoyo, alegría y preocupación a lo largo de estos últimos años.

Finalmente darle las gracias a mi pareja Constanza Schwencke por su constante apoyo y aliento que me motivaron a seguir adelante.

Gracias a todos.

# ÍNDICE DE CONTENIDOS

|  |            |
|--|------------|
| <b>Índice de Tablas</b>  | <b>vi</b>  |
| <b>Índice de Figuras</b>   | <b>vii</b> |
| <b>Índice de Tablas</b>  | <b>x</b>   |
| <b>1. INTRODUCCIÓN</b>   | <b>1</b>   |
| 1.1. Origen y necesidad . . . . .  | 1          |
| 1.2. Descripción del problema . . . . .  | 2          |
| 1.3. Objetivos . . . . .   | 2          |
| 1.3.1. Objetivo general . . . . .  | 3          |
| 1.3.2. Objetivos específicos . . . . .   | 3          |
| 1.4. Desarrollo y alcances . . . . .   | 3          |
| 1.5. Aporte personal . . . . .   | 3          |
| <b>2. REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE</b>   | <b>5</b>   |
| 2.1. Introducción al estado del arte . . . . .                                     | 5          |
| 2.2. Vehículos eléctricos en Chile . . . . .                                       | 5          |
| 2.3. Tipos de vehículos eléctricos . . . . .                                       | 7          |
| 2.4. Componentes de los vehículos eléctricos . . . . .                             | 8          |
| 2.4.1. Motores utilizados en los vehículos eléctricos . . . . .                    | 8          |
| 2.4.2. Fuentes de energía . . . . .  | 10         |
| 2.5. Cargadores eléctricos . . . . .   | 11         |
| 2.5.1. Cargador eléctrico unidireccional . . . . .                                 | 14         |
| 2.5.2. Cargador eléctrico bidireccional . . . . .                                  | 14         |
| 2.6. Tipos de enchufe y modos de carga . . . . .                                   | 19         |
| <b>3. MODELO DE CARGADOR ELÉCTRICO EN ETAPA DE CONVERSIÓN AC-AC BASADA EN SPMC</b> | <b>25</b>  |
| 3.1. Introducción . . . . .  | 25         |
| 3.2. Convertidor matricial monofásico . . . . .                                    | 26         |

|   |           |
|---|-----------|
| 3.2.1. Sinusoidal Pulse Width Modulation SPWM . . . . .           | 28        |
| 3.2.2. Problemas de conmutación . . . . .                         | 30        |
| 3.2.3. Estrategia de conmutación . . . . .                        | 30        |
| 3.3. Método de los cuatro pasos . . . . .                         | 32        |
| 3.4. Circuito Clamp . . . . .                                     | 34        |
| 3.5. Filtro de entrada LC . . . . .                               | 35        |
| <b>4. Diseño de control . . . . .</b>                             | <b>37</b> |
| 4.1. Introducción . . . . .                                       | 37        |
| 4.1.1. Etapa de potencia . . . . .                                | 38        |
| 4.1.2. Fuente de tensión . . . . .                                | 39        |
| 4.1.3. Filtro LC de entrada . . . . .                             | 39        |
| 4.1.4. Filtro resonante serie LC a la salida . . . . .            | 40        |
| 4.1.5. Circuito Clamp . . . . .                                   | 41        |
| 4.2. Etapa de modulación SPWM . . . . .                           | 41        |
| 4.2.1. Generador SPWM . . . . .                                   | 42        |
| 4.2.2. Interruptor Estado Encendido . . . . .                     | 43        |
| 4.2.3. Interruptor de Conmutación . . . . .                       | 44        |
| 4.2.4. Implementación del método de los cuatro pasos . . . . .    | 44        |
| 4.3. Función de transferencia . . . . .                           | 45        |
| 4.3.1. Carga y filtro de salida del SPMC . . . . .                | 46        |
| 4.4. Etapa de control . . . . .                                   | 47        |
| 4.4.1. Controlador Proporcional Resonante (PR) . . . . .          | 47        |
| <b>5. Resultados obtenidos . . . . .</b>                          | <b>49</b> |
| 5.1. Introducción . . . . .                                       | 49        |
| 5.2. Resultados de la simulación a lazo abierto . . . . .         | 50        |
| 5.3. Resultados de la simulación a lazo cerrado . . . . .         | 54        |
| 5.3.1. Simulación aislada del filtro resonante serie LC . . . . . | 54        |
| 5.3.2. Simulación aislada del controlador resonante . . . . .     | 57        |
| 5.3.3. Simulación de control de tensión a lazo cerrado . . . . .  | 57        |
| 5.3.4. Control de corriente y tensión . . . . .                   | 62        |

**6. Conclusiones** 70

6.1. Conclusiones . . . . . 70

6.2. Trabajos futuros . . . . . 71

**Referencias** 72

## ÍNDICE DE TABLAS

|   |    |
|---|----|
| Tabla 2.1. Especificaciones técnicas y precios de vehículos eléctricos en el mercado chileno. . . . .                             | 6  |
| Tabla 2.2. Comparación de ventajas y desventajas de motores utilizados en EVs (Adaptado de [1]) . . . . .                         | 9  |
| Tabla 2.3. Comparación de ventajas y desventajas de baterías como fuentes de energía utilizados en EVs (Adaptado de [1]). . . . . | 10 |
| Tabla 2.4. Principales cargadores eléctricos en el mercado chileno. . . . .   | 13 |
| Tabla 2.5. Resumen de estándares y potencia de carga de los vehículos eléctricos en el mercado chileno. . . . .                   | 23 |
| Tabla 2.6. Comparativa entre cargadores AC ubicados en Santiago de Chile. . . . .   | 24 |
| Tabla 2.7. Estándares y protocolos para carga AC. . . . .   | 24 |
| Tabla 5.1. Parámetros de la primera simulación con carga resistiva. . . . .   | 50 |
| Tabla 5.2. Parámetros de la simulación con carga RL. . . . .  | 54 |
| Tabla 5.3. Parámetros de la simulación de control de voltaje. . . . .   | 58 |
| Tabla 5.4. Parámetros de la simulación de control grid-feeding. . . . .   | 67 |



## ÍNDICE DE FIGURAS

|   |    |
|---|----|
| Figura 2.1. Principales marcas de cargadores a nivel mundial. . . . .   | 11 |
| Figura 2.2. Cargador unidireccional resonante serie de puente completo. . . . .   | 14 |
| Figura 2.3. Topología de cargador a bordo no aislado bidireccional compuesto por un convertidor PWM y un convertidor bidireccional buck-boost DC/DC. . . . .            | 15 |
| Figura 2.4. Topología de cargador a bordo no aislado bidireccional compuesto por un convertidor PWM y un convertidor bidireccional buck-boost DC/DC en cascada. . . . . | 15 |
| Figura 2.5. Topología de cargador no aislado bidireccional integrado compuesto por inversor de ocho interruptores (ESI) y convertidor DC-DC intercalado. . . . .        | 16 |
| Figura 2.6. Topología de dos estados compuesto por un convertidor PWM y un Dual Active Bridge(DAB). . . . .   | 16 |
| Figura 2.7. Topología de dos estados compuesto por un convertidor PWM y un convertidor resonante serie (SRC). . . . .   | 17 |
| Figura 2.8. Topología de dos estados compuesto por un convertidor PWM y una etapa de transferencia de potencia inductiva (IPT). . . . .                                 | 18 |
| Figura 2.9. Topología bidireccional IPT de un estado. . . . .   | 18 |
| Figura 2.10. Topología bidireccional de un estado basado en un AC/DC Dual Active Bridge (DAB). . . . .  | 19 |
| Figura 2.11. Cargadores modo 1. . . . .   | 20 |
| Figura 2.12. Conectores para carga AC. . . . .  | 20 |
| Figura 2.13. Cargadores modo 2. . . . .   | 21 |
| Figura 2.14. Cargadores modo 3. . . . .   | 21 |
| Figura 2.15. Conectores para carga DC. . . . .  | 22 |
| Figura 2.16. Cargadores modo 4. . . . .   | 22 |
| Figura 3.1. Topología de un cargador rápido convencional. . . . .   | 26 |
| Figura 3.2. Etapa de conversión AC/DC/AC. . . . .   | 26 |
| Figura 3.3. Etapa de conversión AC/AC directo con convertidor matricial monofásico. . . . .   | 26 |
| Figura 3.4. Circuito equivalente SMPC. . . . .  | 27 |
| Figura 3.5. Módulo bidireccional. . . . .   | 28 |
| Figura 3.6. SPWM. . . . .   | 29 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 3.7. Circuito equivalente SMPC. . . . .   | 31 |
| Figura 3.8. Circuito equivalente SMPC. . . . .   | 32 |
| Figura 3.9. Dirección de la corriente en una de las piernas del SPMC. . . . .  | 33 |
| Figura 3.10. Método de los cuatro pasos. . . . .   | 34 |
| Figura 3.11. Circuito Clamp integrado en el SPMC. . . . .  | 35 |
| Figura 3.12. Configuración del convertidor matricial monofásico en estudio. . . . .  | 36 |
| <br>   |    |
| Figura 4.1. Simulación del convertidor matricial monofásico. . . . .   | 38 |
| Figura 4.2. Etapa de potencia de la simulación. . . . .  | 39 |
| Figura 4.3. Etapa de modulación SPWM. . . . .  | 42 |
| Figura 4.4. SPMC Generador. . . . .  | 43 |
| Figura 4.5. Interruptor estado encendido. . . . .  | 43 |
| Figura 4.6. Interruptor de conmutación. . . . .  | 44 |
| Figura 4.7. $T_d$ para el método de los cuatro pasos. . . . .  | 45 |
| Figura 4.8. Filtro y carga a la salida del convertidor . . . . .   | 46 |
| Figura 4.9. Ubicación de los polos y ceros de la parte resonante del controlador PR [2]. . . . .   | 48 |
| Figura 4.10. Controlador Proporcional Resonante . . . . .  | 48 |
| Figura 4.11. Diagrama de bloques del controlador resonante . . . . .   | 48 |
| <br>   |    |
| Figura 5.1. Circuito SPMC utilizado para las simulaciones. . . . .   | 50 |
| Figura 5.2. Estados de operación. . . . .  | 51 |
| Figura 5.3. Resultados de la primera simulación del SPMC con carga resistiva. . . . .  | 51 |
| Figura 5.4. Resultados de la segunda simulación del SPMC con carga resistiva. . . . .  | 53 |
| Figura 5.5. Resultados de tercera simulación a lazo abierto del SPMC con carga RL . . . . .  | 54 |
| Figura 5.6. Esquema de prueba del filtro resonante serie. . . . .  | 55 |
| Figura 5.7. Diagrama de Bode del filtro resonante serie. . . . .   | 56 |
| Figura 5.8. Simulación del filtro resonante. (a) Tensión medida en la carga con el filtro y<br>(b) voltaje medido en la carga sin filtro. . . . .              | 56 |
| Figura 5.9. Prueba aislada del controlador resonante. . . . .  | 57 |
| Figura 5.10.(a) Comportamiento del controlador resonante frente a cambios de<br>referencia en un tiempo de 3.5 segundos. (b) Tracking del controlador. . . . . | 59 |
| Figura 5.11. Comportamiento del voltaje de carga $V_c$ durante la prueba de control de<br>tensión a lazo cerrado. . . . .                                      | 60 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 5.12. Comportamiento de la corriente de carga $i_c$ durante la prueba de control de tensión. . . . .  | 60 |
| Figura 5.13. Forma de onda de la corriente y voltaje durante la prueba de control de tensión a lazo cerrado. (a) Tensión medida en la carga. (b) Corriente medida en la carga. . . . .   | 60 |
| Figura 5.14. Medición de las tensiones y corrientes durante la prueba de tensión a lazo cerrado. (a) $V_{Referencia}$ , (b) $V_{in}$ , (c) $V_{Carga}$ y (d) $I_{Carga}$ . . . . .   | 61 |
| Figura 5.15. Comportamiento de tensión de carga $V_{Carga}$ frente a cambios de frecuencia y amplitud durante prueba de control a lazo cerrado. En (a) cambio de 100 [Hz] a 300 [Hz], (b) cambio de 300 [Hz] a 1 [KHz], (c) cambio de 1 [KHz] a 500 [Hz] y (d) cambio de 500 [Hz] a 1 [KHz]. . . . . | 62 |
| Figura 5.16. Esquema de convertidor grid-forming y grid-following. ( adaptado de [3]). . . . .   | 63 |
| Figura 5.17. Esquema de control anidado. . . . .   | 63 |
| Figura 5.18. Circuito SPMC para control de corriente. . . . .  | 64 |
| Figura 5.19. Control PI de tensión. . . . .  | 65 |
| Figura 5.20. Controlador PI de corriente. . . . .  | 66 |
| Figura 5.21. Respuesta del controlador de corriente. . . . .   | 67 |
| Figura 5.22. (a) medición de voltaje de carga y (b) medición corriente de carga. . . . .   | 68 |
| Figura 5.23. (a) medición de voltaje y (b) medición corriente con variación de carga. . . . .  | 68 |
| Figura 5.24. (a) medición de voltaje y (b) medición corriente aplicando control anidado grid-forming. . . . .  | 69 |

# CAPÍTULO 1

---

## INTRODUCCIÓN

---

### 1.1 ORIGEN Y NECESIDAD

Los vehículos eléctricos (en adelante EV por su acrónimo en inglés) están generando un impacto en el mercado automotriz debido a la disminución de sus precios y sus buenas prestaciones para contribuir en la disminución de la contaminación y el cambio climático. Comenzando con ventas anuales a nivel mundial, del orden de los cientos de unidades en 2011, que luego llegaron a 1,2 millones en 2017 [4]. La confianza en la electromovilidad ha ido tomando fuerza en los últimos años en el mercado automotriz chileno, con 19 modelos de EVs disponibles a la fecha y un incremento del 48 % en la venta de vehículos eléctricos en Julio del 2019 [5, 6]. Es más, la gran aceptación por parte del estado para promover la electromovilidad ha permitido aumentar la infraestructura de carga de uso público a nivel país, siendo la última adquisición el primer cargador eléctrico bidireccional, conocido como vehículo-red o Vehicle to Grid (V2G) en latinoamérica. Sin embargo, la cantidad de cargadores no son suficientes, siendo una barrera para el crecimiento del mercado de vehículos eléctricos y como resultado, el desarrollo de una robusta red de infraestructura de carga se considera un requisito clave para lograr un transición a gran escala hacia la electromovilidad.

Hoy en día, los cargadores eléctricos están pasando por un proceso de actualización constante debido al avance tecnológico, desarrollando investigaciones y aplicaciones para disminuir los tiempos de carga, como cargadores rápidos y ultrarápidos, incluso implementando formas de inyectar energía a la red en momentos de alta demanda utilizando los EV como fuentes

de energía o también cargar baterías entre vehículos e incluso cargar las baterías de forma inalámbrica. Aun así hay bastante por hacer, como que sean más eficientes, que disminuyan los tiempos de carga, que disminuyan los tamaños y que sean posiblemente modulares en caso de una falla.

## **1.2 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA**

La velocidad de carga de los vehículos eléctricos está relacionada con los avances tecnológicos de las baterías y la gama de los vehículos eléctricos, donde la potencia de un cargador eléctrico es la que determinará el tiempo de carga de un EV. Sin embargo, existen modos de carga lenta que se pueden realizar desde el hogar como el modo 1 y 2, donde los tiempos de carga son altísimos y en algunos casos inseguros debido a que no presentan protecciones ni comunicación entre el vehículo y el cargador, principalmente en el modo de carga 1. Por otro lado se han desarrollado cargadores con mayores prestaciones en términos de eficiencia, seguridad, conectividad, inteligencia, comunicación y menores tiempos de carga, llamados cargadores eléctricos rápidos [7].

Estos cargadores generalmente tienen en su interior una etapa de conversión AC/DC y DC/AC de alta frecuencia con un transformador de aislación, seguido por una etapa de alta frecuencia AC/DC y algunas veces otra etapa DC/DC. Se conoce que los condensadores electrolíticos utilizados en los enlaces DC de un convertidor de este tipo, aumentan el costo, tamaño, baja vida útil y tienen una tasa de falla a una escala considerable [8, 9].

Es deseable una conversión directa AC-AC en la que no se implemente un enlace DC para evitar las desventajas antes mencionadas. por lo tanto en este trabajo de titulación se va a analizar el Convertidor Matricial Monofásico (en adelante SPMC por su acrónimo en ingles) para evitar el enlace DC del convertidor.

## **1.3 OBJETIVOS**

A continuación se presenta el objetivo general y los objetivos específicos del trabajo de titulación:

### **1.3.1 Objetivo general**

Desarrollar simulación de un convertidor matricial monofásico para etapa de conversión directa AC-AC en cargador bidireccional de vehículos eléctricos.

### **1.3.2 Objetivos específicos**

- Estudiar el estado del arte de cargadores eléctricos y convertidores matriciales monofásicos en etapa de conversión AC-AC.
- Modelar dinámica de cargador eléctrico con etapa AC-AC basada en el convertidor matricial monofásico en aplicación de cargadores eléctricos.
- Desarrollar en PLECS simulación de control y potencia con convertidor matricial monofásico en la aplicación de cargadores eléctricos.
- Analizar los resultados obtenidos de la propuesta de cargador eléctrico con cargadores eléctricos comerciales.
- Identificar posibles mejoras o ventajas en la aplicación del convertidor matricial monofásico en cargadores eléctricos.

## **1.4 DESARROLLO Y ALCANCES**

En el presente proyecto de título se realiza el estudio de los cargadores eléctricos y convertidores matriciales monofásicos en etapa de conversión AC-AC, para luego modelar y simular el control del Convertidor Matricial Monofásico en la etapa de conversión AC-AC directa en sistemas de carga en cargadores eléctricos. Por otra parte, el alcance del proyecto título se limita a demostrar la modulación y la operación del convertidor matricial monofásico con simulaciones en la etapa AC-AC de un cargador eléctrico y no la implementación. El dimensionamiento más específico de los componentes que conforman el equipo requieren de estudios adicionales que no son del total alcance de este proyecto de título. Por otro lado se analizarán cualitativamente los resultados de la propuesta en términos de componentes y flexibilidad de control.

## **1.5 APOORTE PERSONAL**

El aporte personal de este proyecto de título es que quedarán en el Departamento de Ingeniería Eléctrica la documentación, el modelo, las simulaciones en PLECS y los resultados

comparativos entre los datos obtenidos de la aplicación de SPMC para etapa de conversión AC-AC en cargador eléctrico. Además, se generará material académico para facilitar el estudio del Convertidor Matricial Monofásico y su modulación.

Entre los aportes se generan las siguientes publicaciones:

- C. Ortega, M. Celis, Mapa de vehículos eléctricos en el mercado chileno, ElectroMov [10].
- C. Ortega, M. Celis, Electromovilidad: Estudio identifica los tipos de cargadores públicos y privados, ElectroMov [11].

## **CAPÍTULO 2**

---

### **REVISIÓN DEL ESTADO DEL ARTE**

---

#### **2.1 INTRODUCCIÓN AL ESTADO DEL ARTE**

En este capítulo se presentan los antecedentes para el diseño y simulación del convertidor matricial monofásico. Se realiza un estudio de los vehículos eléctricos, cargadores eléctricos, topologías, conectores y modos de carga, y finalmente en una tabla comparativa se fundamenta indicando las ventajas y desventajas de la realización del convertidor SPMC.

#### **2.2 VEHÍCULOS ELÉCTRICOS EN CHILE**

Durante los últimos años los vehículos eléctricos a batería (BEV) están ganando popularidad y las razones son variadas, como la contribución en las disminuciones de las emisiones de gases de efecto invernadero, además de no generar ruido, es fácil de operar y no tiene costos de combustible. Aun así, la idea de utilizar motores eléctricos surgió después de la invención del motor de combustión, entre 1897 a 1900. Los vehículos eléctricos se convirtieron en el 28 % del total de los vehículos en Estados Unidos pero se prefirieron los de motor de combustión interna [12] que posteriormente cobraron impulso y debido a los bajos precios del petróleo conquistaron el mercado, volviéndose más estables y tecnológicos, quedando en el olvido los vehículos eléctricos. Sin embargo los EV tuvieron la posibilidad de volver al mercado con el EV1 de General Motors lanzado en 1996, que rápidamente se hizo conocido, al igual que otras marcas de automóviles como Ford, Toyota y Honda, que también desarrollaron sus propios de EV. No obstante, en 1997 Toyota lanza el primer vehículo eléctrico híbrido (HEV) llamado Toyota Prius con 18.000 unidades























vendidas el primer año de producción [1].

A la fecha según el último informe ANAC[5] con respecto al mercado automotor chileno correspondiente al mes de julio del 2019, se han comercializado un total de 154 unidades eléctricas en relación con las 104 unidades vendidas en la misma fecha del año pasado, por otro lado, las unidades híbridas vendidas hasta la fecha antes mencionada fueron de 488, en comparación a las 487 unidades en julio del 2017.

En la Tabla 2.1 se muestran los modelos de EV que se comercializan en el mercado chileno.

Tabla 2.1. Especificaciones técnicas y precios de vehículos eléctricos en el mercado chileno.

| BEVS - HEVS EN EL MERCADO CHILENO   |   |            | ESPECIFICACIONES TÉCNICAS     |                   |                   |           |         | VALOR MERCADO |
|---|---|------------|-------------------------------|-------------------|-------------------|-----------|---------|---------------|
| MARCA   | MODELO  | TECNOLOGÍA | POTENCIA MOTOR                | MODELO DE BATERÍA | CAPACIDAD BATERÍA | AUTONOMÍA | EMISIÓN | PRECIO        |
| <br>HYUNDAI      | <br>IONIQ        | BEV        | 88 KW                         | LITIO-ION         | 28 KWh            | 280 km    | 0       | \$24.690.000  |
|                  | <br>I3 94 AH     | BEV        | 125 KW                        | LITIO-ION         | 33 KWh            | 200 km    | 0       | \$38.990.000  |
| <br>RENAULT    | <br>ZOE ZE      | BEV        | 65 KW                         | LITIO-ION         | 28 KWh            | 150 km    | 0       | \$22.990.000  |
|   | <br>KANGOO ZE  | BEV        | 44 KW                         | LITIO-ION         | 33 KWh            | 200 km    | 0       | \$30.333.100  |
|   | <br>FLUENCE ZE | BEV        | 70 KW                         | LITIO-ION         | 22 KWh            | 185 km    | 0       | \$13.600.000  |
| <br>BYD        | <br>E6         | BEV        | 90 KW                         | LITIO-ION         | 64 KWh            | 200 km    | 0       | \$35.000.000  |
| <br>MITSUBISHI | <br>I-MIEV     | BEV        | 65 KW                         | LITIO-ION         | 28 KWh            | 160 km    | 0       | \$35.500.000  |
|   | <br>OUTLANDER  | PHEV       | 82 HP (Del.)<br>80 HP (Tras.) | LITIO-ION         | 28 KWh            | 52 km     | 44 g/KM | \$35.500.000  |
| <br>NISSAN     | <br>LEAF       | BEV        | 110 KW                        | LITIO-ION         | 40 KWh            | 250 km    | 0       | \$29.890.000  |
| <br>CITROËN    | <br>BERLINGO   | BEV        | 67 KW                         | LITIO-ION         | 22.5 KWh          | 170 km    | 0       | \$22.990.000  |
| <br>PEUGEOT    | <br>PARTNER    | BEV        | 48 KW                         | LITIO-ION         | 22.5 KWh          | 170 km    | 0       | \$19.990.000  |
|   | <br>TEPEE      | BEV        | 49 KW                         | LITIO-ION         | 22.5 KWh          | 170 km    | 0       | \$24.990.000  |

## 2.3 TIPOS DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Internamente los vehículos eléctricos están compuestos por una serie de subsistemas que interactúan entre sí, para que el EV pueda funcionar por propulsión eléctrica o con un motor de combustión. Además tener solo baterías como fuente de energía corresponde al clásico vehículo eléctrico, pero existen modelos que cuentan con otros tipos de almacenamiento y tienen el nombre de Vehículos Híbridos Eléctricos (HEV). Asimismo, The International Electrotechnical Commission's Technical Committee 69 (Electric Road Vehicles) propone que los vehículos que usen dos o más tipos de fuentes de energía, almacenamiento o convertidores se pueden llamar HEV, siempre y cuando una de estas sea eléctrica [13]. De acuerdo a esta norma, los vehículos eléctricos se pueden clasificar de la siguiente manera:

- Vehículo Eléctrico a Batería (BEV).
- Vehículo Eléctrico Híbrido (HEV).
- Vehículo Eléctrico Híbrido Enchufable (PHEV).
- Vehículo Eléctrico con Pila de Combustible (FCEV).

Para comenzar, los BEV dependen únicamente de la energía almacenada en su paquete de baterías, por lo tanto su alcance depende únicamente de la capacidad de estas. No obstante las velocidades y rendimiento dependen del tipo de conducción, la configuración del vehículo, las condiciones de la carretera, el clima, el tipo de batería y los años de uso del vehículo. Por otra parte, cuando la batería del EV se agota, el tiempo de carga es mucho mayor en comparación al llenado de un estanque de un vehículo con motor de combustión.

Las ventajas de los BEV son la simplicidad en su construcción, operación, no generar ningún tipo de gas de efecto invernadero ni tampoco ruido, siendo beneficiosos para el medio ambiente.

Por otro lado los HEV presentan un motor de inducción y un motor eléctrico. Cuando la demanda de energía es baja se utiliza el sistema de propulsión eléctrico, siendo muy útil en zonas de baja velocidad como las urbanas, ya que el consumo de combustible es menor, incluso cuando el flujo vehicular es lento el motor permanece totalmente apagado y cuando se necesita mayor velocidad el HEV cambia a motor de combustión interna. Este factor es bueno para el medio ambiente porque hay una disminución en la generación de gases de efecto invernadero.

Ahora bien, los PHEV utilizan tanto el motor de combustión como el tren de energía eléctrica al igual que un HEV, la diferencia radica en que este utiliza el motor eléctrico como fuerza motriz principal, por lo tanto requieren una mayor capacidad de almacenamiento en las baterías.

Además cuando la carga en las baterías es baja el vehículo cambia al modo de motor de combustión interna para generar impulso o cargar las baterías, que por otra parte pueden ser cargadas desde la red o por frenado regenerativo.

Por último los FCEV reciben este nombre porque sus celdas de combustible generan reacciones químicas para producir electricidad, siendo el hidrógeno el combustible que provoca tal reacción. Es por esta razón que también reciben el nombre de "Vehículos de pila de combustible de hidrógeno", además otro componente importante para completar el proceso de reacción químico es el oxígeno que se adquiere del medio ambiente. Finalmente la energía generada es transportada al motor eléctrico que impulsa las ruedas. Si se produce un exceso de energía esta es almacenada en baterías o supercondensadores [1, 13, 14]. La ventaja de estos vehículos es que son capaces de producir su propia electricidad y su huella de carbono es nula. La otra ventaja es que para llenar el tanque de hidrógeno requiere el mismo tiempo que una carga de combustible convencional, siendo el único inconveniente la escasez de estaciones de carga de hidrógeno.

## **2.4 COMPONENTES DE LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS**

Finalmente un EV se puede considerar como un sistema que está compuesto por tres subsistemas diferentes: propulsión eléctrica, fuente de energía y auxiliar [1, 15]. El subsistema de propulsión eléctrica está compuesto por un controlador electrónico, un convertidor de potencia, un motor eléctrico, transmisión mecánica y ruedas motrices. En segundo lugar el subsistema fuente de energía consta de una fuente de energía, unidad de gestión de energía y unidad de reabastecimiento de energía. Y, por último, el subsistema auxiliar que se compone por una unidad de dirección asistida, una unidad de control de temperatura y una fuente de alimentación auxiliar.

### **2.4.1 Motores utilizados en los vehículos eléctricos**

Dentro del subsistema de propulsión eléctrica los motores eléctricos son el componente más importante de los EV porque convierten la energía eléctrica de las baterías en energía mecánica para mover el vehículo. Adicionalmente, el motor puede actuar como generador cuando se acciona el frenado regenerativo, llevando esa energía de vuelta a las baterías [1]. Algunas de las ventajas y desventajas de los motores utilizados en los EV se describen en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2. Comparación de ventajas y desventajas de motores utilizados en EVs (Adaptado de [1])

| MOTOR   | VENTAJA   | DESVENTAJA  | VEHÍCULOS  |
|---|---|---|--|
| Motor de Inducción                                    | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Puede ser operado como un motor DC por separado empleando control de orientación de campo.</li> </ul>  |   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Tesla Model S y X, Toyota RAV4, GN EV1</li> </ul> |
| Motor DC con Escobillas                               | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Torque máximo a bajas velocidades</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Baja eficiencia</li> <li>♦ Estructura voluminosa</li> <li>♦ Generación de calor en los cepillos</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Fiat Panda Elettra</li> </ul>                     |
| Motor DC sin Escobillas con Imanes Permanentes        | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Sin pérdidas de cobre en el rotor</li> <li>♦ Más eficiente que los motores de inducción</li> <li>♦ Más ligeros</li> <li>♦ Más pequeños</li> <li>♦ Mejor disipación de calor</li> <li>♦ Más confiabilidad</li> <li>♦ Más densidad de torque</li> <li>♦ Potencia más específica</li> </ul>                                   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Corto rango de potencia constante</li> <li>♦ Disminución de torque al aumentar la velocidad</li> <li>♦ Alto costo debido a imanes permanentes</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Toyota Prius 2015</li> </ul>                      |
| Motor Síncrono con Imanes Permanentes                 | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Operable en diferentes rangos de velocidad sin usar sistemas de engranaje</li> <li>♦ Eficiente</li> <li>♦ Compacto</li> <li>♦ Adecuado para la aplicación en ruedas</li> <li>♦ Alto torque incluso a velocidades bajas.</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Grandes pérdidas en el hierro a altas velocidades cuando es aplicado en las ruedas.</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Toyota Prius, Nissan Leaf, Soul EV</li> </ul>     |
| Motor Síncrono de Reluctancia                         | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Construcción robusta y simple</li> <li>♦ Bajo costo</li> <li>♦ Altas velocidades</li> <li>♦ Bajas posibilidades de peligro</li> <li>♦ Amplio rango de potencia constante</li> <li>♦ Alta densidad de potencia</li> <li>♦ Robusto</li> <li>♦ Tolerante a fallas</li> <li>♦ Eficiente</li> <li>♦ Pequeño</li> </ul>          | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Grandes pérdidas en el hierro a altas velocidades cuando es aplicado en las ruedas.</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Chloride Lucas</li> </ul>                         |
| Motor Síncrono de Reluctancia asistido por IP         | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Mayor factor de potencia que los motores sincronicos de reluctancia</li> </ul>   |   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Chloride Lucas</li> </ul>                         |
| Motor de Imanes Permanentes sin Hierro de Flujo Axial | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ No se usa hierro en el rotor exterior</li> <li>♦ No hay núcleo de estator</li> <li>♦ Liviano</li> <li>♦ Mejor densidad de potencia</li> <li>♦ Mínimas pérdidas en el cobre</li> <li>♦ Mejor eficiencia</li> <li>♦ Máquina de velocidad variable</li> <li>♦ El motor puede ser instalado en costado de la rueda.</li> </ul> |   | <ul style="list-style-type: none"> <li>♦ Renovo Coupe</li> </ul>                           |

## 2.4.2 Fuentes de energía

Por otro lado, dentro del subsistema de fuentes de energía los criterios más importantes que debe presentar una fuente de almacenamiento son: alta densidad de energía y alta densidad de potencia [15]. Una alta densidad de energía permite un rango de conducción alta, mientras que una alta densidad de potencia ayuda a aumentar la aceleración.

En la Tabla 2.3 se muestran las ventajas y desventajas de las baterías utilizadas en los vehículos eléctricos como fuentes de almacenamiento.

Tabla 2.3. Comparación de ventajas y desventajas de baterías como fuentes de energía utilizados en EVs (Adaptado de [1]).

| BATERÍAS                       | COMPONENTES  | VENTAJA  | DESVENTAJA   | VEHÍCULOS   |
|--------------------------------|--|--|--|---|
| Plomo Acido                    | <ul style="list-style-type: none"> <li>Material activo negativo</li> <li>Material activo positivo</li> <li>Electrolito: Ácido sulfúrico diluido</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>Disponible en volumen de producción</li> <li>Comparativamente bajo en costo</li> <li>Tecnología utilizada por más de 50 años</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>No puede tener una descarga mayor al 20% de su capacidad</li> <li>Tiene un ciclo de vida limitado si se opera a una tasa profunda de estado de carga (SOC)</li> <li>Baja energía y densidad de potencia</li> <li>Más pesado</li> <li>Puede necesitar mantenimiento</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>GM EV1 (versión 1)</li> <li>Solectria Force</li> </ul>   |
| NiMH (Níquel-Hidruro metálico) | <ul style="list-style-type: none"> <li>Electrolito: Solución alcalina</li> <li>Electrodo positivo: Níquel hidróxido</li> <li>Electrodo negativo: Aleación de níquel, titanio, vanadio y otros metales.</li> </ul>            | <ul style="list-style-type: none"> <li>Doble densidad de energía en comparación con la batería de ácido plomo</li> <li>Inofensivo para el medio ambiente</li> <li>Reciclable</li> <li>Operación segura a altos voltajes</li> <li>Puede almacenar potencia y energía volumétrica</li> <li>Ciclo de vida más prolongada</li> <li>Rango de operación de temperatura más prolongada</li> <li>Resistente a sobrecarga y descarga</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>Vida útil reducida de 200-300 ciclos de descarga rápida en altas corrientes de carga.</li> <li>Potencia utilizable reducida debido al efecto memoria</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>GM EV1 (versión 2)</li> <li>GM Saturn Vue Hybrid</li> <li>Ford Escape, Fusion</li> <li>Toyota Prius</li> <li>Toyota RAV4</li> <li>Honda EV+</li> <li>Honda Civic</li> <li>BMW X6</li> <li>Nissan Altima</li> </ul> |
| Ión-Litio                      | <ul style="list-style-type: none"> <li>Electrodo positivo: Material de cobalto oxidado</li> <li>Electrodo negativo: Material de carbono</li> <li>Electrolito: Solución de sal de litio en un disolvente orgánico.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>Alta densidad de energía, dos veces la de NiMH</li> <li>Buen rendimiento a altas temperaturas</li> <li>Reciclable</li> <li>Bajo efecto memoria</li> <li>Alta potencia específica</li> <li>Alta energía específica</li> <li>Larga duración de la batería, alrededor de 1000 ciclos.</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>Alto costo</li> <li>La recarga toma mucho tiempo, aunque es mejor que la mayoría de las baterías</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>GM Chevy-Bolt</li> <li>Ford Escape PHEV</li> <li>BMW Mini E</li> <li>BYD E6</li> <li>Nissan Leaf EV (2012)</li> <li>Tesla Roadster (2009)</li> </ul>   |
| Ni-Zn (Níquel-Zinc)            | <ul style="list-style-type: none"> <li>Electrodo positivo: Oxihidróxido de níquel</li> <li>Electrodo negativo: Zinc</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>Alta densidad de energía</li> <li>Alta densidad de potencia</li> <li>Utiliza materiales de bajo costo</li> <li>Capacidad de ciclo profundo</li> <li>Amigable con el medio ambiente</li> <li>Utilizable en un amplio rango de temperatura de -10°C a 50°C</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>Rápido crecimiento de dendritas, evitando su uso en vehículos</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>GM Chevy LUV Trucks</li> <li>GM Chevette</li> </ul>  |
| Ni-Cd (Níquel-Cadmio)          | <ul style="list-style-type: none"> <li>Electrodo positivo: Hidróxido de níquel</li> <li>Electrodo negativo: Cadmio</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>Larga vida útil</li> <li>Puede descargarse completamente sin</li> <li>Reciclable</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>El Cadmio puede causar contaminación en caso de no ser eliminado adecuadamente</li> <li>Alto costo para ser aplicado en vehículos</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>VolksWagen Pickup</li> <li>Solectria Force</li> <li>Citroen AX/Saxo</li> <li>Peugeot Elect. 106</li> <li>Renault Clio Elect.</li> </ul>  |

|                                 | VENTAJA   | DESVENTAJA   | EVs   |
|---------------------------------|---|--|---|
| <b>ULTRACAPACITOR (UCs)</b>     | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Ciclo de vida prolongado</li> <li>• Altamente eficiente</li> <li>• Alta potencia en periodos cortos de tiempo</li> <li>• Rápido en capturar energía proveniente del frenado regenerativo.</li> <li>• Bajo costo</li> <li>• Larga vida útil</li> </ul>                              | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Bajo en densidad de energía por ausencia de reacciones químicas.</li> <li>• Corriente alta a la salida si el estado de carga SOC demasiado baja.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Lamborghini Sián</li> <li>• Toyota TS040 Hybrid</li> </ul>   |
| <b>PILA DE COMBUSTIBLE (FC)</b> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Emisiones nulas o bajas</li> <li>• Producción eficiente de electricidad</li> <li>• Operación silenciosa</li> <li>• Reabastecimiento rápido de combustible</li> <li>• Salida de corriente de alta densidad</li> <li>• Tiempos de respuesta mejores a las baterías y UCs.</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Alto costo</li> <li>• Menor densidad de energía debido al hidrógeno, por tanto necesitan tanques de combustible más grandes.</li> </ul>                     | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Hyundai Tucson FCEV</li> <li>• Hyundai Nexso</li> <li>• Toyota Mirai</li> <li>• Honda Clarity</li> <li>• Mercedes Benz F-Cell</li> </ul> |
| <b>FLYWHEEL</b>                 | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Rápidos y más eficientes para absorber energía del frenado regenerativo</li> <li>• Rápido en suministrar una gran energía en poco tiempo cuando es requerida una aceleración rápida.</li> <li>• Altos ciclos de carga y descarga durante su vida útil</li> </ul>                   |  | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Porsche 911 GT3R</li> <li>• Audi R8 e-Tron Quattro</li> </ul>  |

## 2.5 CARGADORES ELÉCTRICOS

La infraestructura de carga de vehículos eléctricos es clave y dentro de los varios beneficios que tienen los vehículos eléctricos está el poder recargar las baterías del EV en cualquier lugar, incluso en la casa del propietario del vehículo. Research and markets en la publicación, Electric Vehicle Charging Stations Market by Charging Station (AC Charging Station, DC Charging Station), menciona cuáles son los actores principales en el mercado de las estaciones de carga de vehículos eléctricos: Charge Point (EE. UU.), ABB (Suiza), Tesla (EE. UU.), Engie (Francia), Aero Vironment (EE. UU.), Schneider Electric (Francia), Siemens (Alemania), Efacec (Portugal), EVgo (EE. UU.), Leviton (EE. UU.), Alfen (Holanda), Allego (Holanda), Blink Charging (EE. UU.), Clipper Creek (EE. UU.), Sema Connect (EE. UU.) y TGOOD (Hong Kong).



Figura 2.1. Principales marcas de cargadores a nivel mundial.

Estos cargadores tienen diferentes formas, tamaños, niveles de potencia, estándares y sistemas de carga, que van desde AC a DC e incluso ambas en un mismo cargador. En la Fig. 2.1 se muestran cargadores de las tres primeras marcas mencionadas en el párrafo anterior. En primer lugar se encuentra Charge Point con dos estaciones de carga de nivel 2 AC, diseñados para ser instalados en estacionamientos de comunidades multifamilia. Estos cuentan con estándares de carga SAE J1772 que suministran potencia de 7,2 kW a 7,7 kW a la salida, capaces de cargar un vehículo eléctrico en menos de 4 horas. La diferencia entre estos son las certificaciones, interfaces, suministro y cantidad de conectores. Por otro lado, la tercera estación de Charge Point es de carga rápida en CC, que cuenta con dos salidas de conectores para estándares de tipo CHAdeMO, CCS1 o CCS2 capaces de suministrar 62,5 kW de potencia cada uno. [16, 17, 18]. Además, se encuentra ABB, líder en tecnología y amplia experiencia en el desarrollo de infraestructuras de carga para EVs. Las estaciones Terra 53 son cargadores de carretera, estaciones de servicio y áreas urbanas que entregan prestaciones personalizadas de carga AC y carga DC en un mismo cargador, con estándares de carga CHAdemo y CCS para la carga rápida DC con un suministro de 50 kW, mientras que para la carga AC el estándar es de Tipo 2 que suministra 22 kW o 43 kW de potencia. Por otro lado se encuentra el modelo Terra 23 destinado para espacios que cuenten con estacionamiento como oficinas o concesionarios de automóviles. Esta estación se puede personalizar al igual que el Terra 53 y cuenta con los mismos estándares de carga. El suministro de carga rápida DC es de 20 kW y para AC 22 kW. Por último se encuentran los modelos Wallbox DC y Wallbox EVLunic, que por su diseño compacto pueden ser instalados y utilizados en el hogar y en concesionarios de automóviles. Estos dispositivos poseen interfaces de color, código de seguridad, APP para sincronizar desde el celular y conexión a internet. Los modelos EVLunic son estaciones de carga AC con suministros de salida de 4,6 kW, 11 kW y 22 kW de potencia, mientras que el modelo Wallbox DC es un cargador de corriente continua de 24 kW a la salida compatible con estándares CCS y CHAdeMO [19, 20, 21].






Por último, los super cargadores de Tesla son estaciones de carga rápida en DC, diseñadas para carreteras y espacios de servicio. Estos super cargadores suministran hasta 145 Kw de potencia. Por otro lado el Wallbox de Tesla es un cargador AC que puede ser instalado en el hogar, en una oficina o en un concesionario de vehículos, con cargas de batería de 0% a 80% en 8 horas, a una potencia máxima de 11,5 kW.

Estos cargadores son unidireccionales, sin embargo el 9 de Julio de 2019 se implementa el primer cargador eléctrico V2G (Vehicle to Grid) piloto en Latinoamérica, dirigido por Nissan, Enel X y la Agencia de Sostenibilidad Energética, cuyo funcionamiento consiste en que el flujo de energía pueda ir de la red a las baterías del EV y viceversa, permitiendo a los propietarios de los

vehículos eléctricos vender energía a la red para ayudar a estabilizar el sistema en momentos de alta demanda [22, 23].

En la Tabla 2.4 que se muestra a continuación se muestran los principales tipos de cargadores eléctricos instalados en Chile.

Tabla 2.4. Principales cargadores eléctricos en el mercado chileno.

| CARGADORES ELÉCTRICOS EN EL MERCADO CHILENO |   |  | ESTANDAR DE CONEXIÓN |           |                 |         | MODOS DE CARGA |        | VELOCIDAD DE CARGA          |                                |                            |                            |                              | POTENCIA DE CARGA     |                       |                 |
|---|---|--|----------------------|-----------|-----------------|---------|----------------|--------|-----------------------------|--------------------------------|----------------------------|----------------------------|------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------|
| MARCA / ORGANIZACIÓN                        | MODELO  | TECNOLOGÍA   | SAE J1772            | IEC 62196 | COMBINADO CCS-2 | CHAdEMO | MODO 3         | MODO 4 | AC                          |                                |                            | DC                         |                              | POTENCIA CORRIENTE AC | POTENCIA CORRIENTE DC |                 |
|   |   |  |                      |           |                 |         |                |        | ESTANDAR (2-4 Horas aprox.) | SEMI-RÁPIDA (1-2 Horas aprox.) | RÁPIDA (30-45 min. aprox.) | RÁPIDA (20-40 min. aprox.) | ULTRA-RÁPIDA (8 min. aprox.) |                       |                       |                 |
| <b>ABB</b><br><b>COPEC</b>                  |    | Cargador ultra-rápido solo para EVs de última generación.<br>Única unidad en Santiago por Voltex Copec.                                    |                      |           |                 |         |                |        |                             |                                |                            |                            |                              |                       |                       | 175 kw<br>50 kw |
| <b>ABB</b><br><b>COPEC</b><br><b>enel x</b> |   | Compatible con todos los EVs del mercado.<br>Ubicados en diferentes lugares de Chile.  |                      |           |                 |         |                |        |                             |                                |                            |                            |                              |                       |                       | 43 kw<br>50 kw  |
| <b>NISSAN</b><br><b>enel x</b>              |  | Unidad V2G unica en latinoamérica.<br>Compatible solo con ultimo modelo Nissan Leaf.   |                      |           |                 |         |                |        |                             |                                |                            |                            |                              |                       |                       | 50 kw           |
| <b>enel x</b><br><b>ENGIE</b>               |  | Equipos en diferentes lugares de Chile y cuentan con más de un conector.<br>Solo valido para EVs con cargador a bordo.                     |                      |           |                 |         |                |        |                             |                                |                            |                            |                              |                       |                       | 7kw<br>22kw     |
| <b>ABB</b><br><b>enel x</b><br><b>ENGIE</b> |  | De uso privado y público, compatible con cualquier modelo para modo 3 de carga.<br>Variedad de este modelo para AC monofásica y trifásica. |                      |           |                 |         |                |        |                             |                                |                            |                            |                              |                       |                       | 7kw<br>22kw     |

Todos los cargadores que se han mencionado hasta el momento son de características conductivas, esto quiere decir que utilizan contacto metal con metal como en la mayoría de los dispositivos electrónicos. Por otro lado existe la carga inductiva que se basa en la transferencia de potencia sin haber contacto, que para efectos de esta tesis no serán mencionados.



### 2.5.1 Cargador eléctrico unidireccional

Los cargadores eléctricos unidireccionales son convertidores que solo pueden extraer energía de la red pero no pueden entregar desde la carga a la red. Por general están diseñados en una sola etapa para disminuir tamaño, peso y costos [24]. En la Figura 2.2 se muestra una topología de un cargador unidireccional.

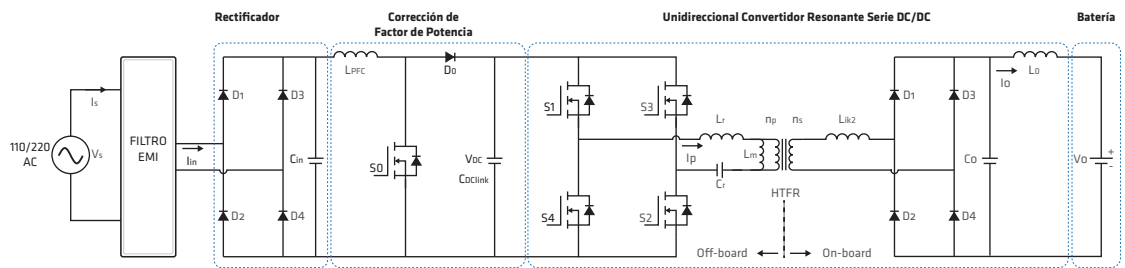


Figura 2.2. Cargador unidireccional resonante serie de puente completo.

### 2.5.2 Cargador eléctrico bidireccional

Por otro lado, un cargador bidireccional tiene dos etapas: Un convertidor AC/DC bidireccional conectado a la red y convertidor DC/DC bidireccional para regular la corriente de la batería. Este tipo de cargadores puede usar configuraciones de circuitos aislados o no. Cuando está en modo de carga se debe proyectar una corriente sinusoidal con un ángulo de fase definido para controlar la potencia activa y reactiva. Cuando opera en modo de descarga, el cargador debe devolver una corriente con forma de onda sinusoidal a la red [24]. Los sistemas V2G (Vehículo a la Red) entran en la categoría de cargadores eléctricos bidireccionales, donde el vehículo actúa como sistema de almacenamiento de energía. A continuación se describirán una serie de topologías relacionadas a sistemas de carga bidireccional.

La Figura 2.3 es una topología que puede usarse para cargadores bidireccionales a bordo no aislados [25]. Está compuesto por un convertidor PWM monofásico y un convertidor bidireccional DC/DC. Esta topología al contar con dos interruptores disminuye enormemente los circuitos de control. Sin embargo, al no contar con aislación galvánica, la seguridad de los componentes y el funcionamiento se ven comprometidos.

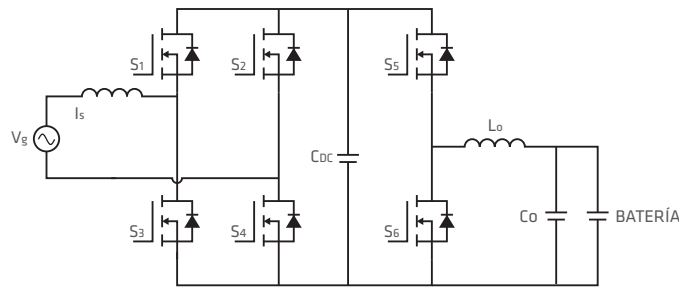


Figura 2.3. Topología de cargador a bordo no aislado bidireccional compuesto por un convertidor PWM y un convertidor bidireccional buck-boost DC/DC.

En la Figura 2.4 se muestra una topología conformada por un convertidor PWM y un convertidor buck-boost DC/DC en cascada. El convertidor buck-boost en cascada permite bidireccionalidad en el flujo de potencia y superposición de los voltajes de salida y entrada. El DC link ubicado en el centro cambia el convertidor buck-boost en cascada en dos estados, donde cada uno puede actuar como convertidor buck o convertidor boost. Este presenta mayores pérdidas de potencia en comparación con la Figura 2.3.

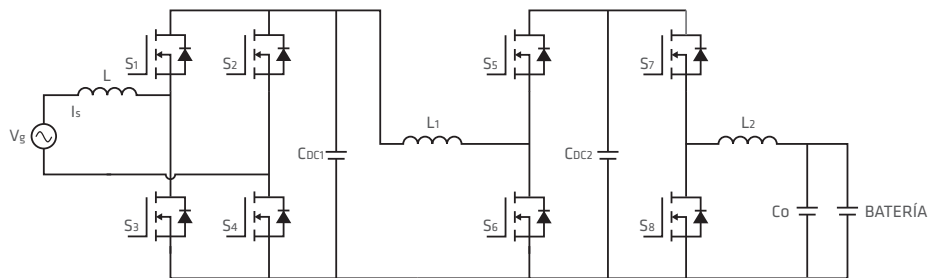


Figura 2.4. Topología de cargador a bordo no aislado bidireccional compuesto por un convertidor PWM y un convertidor bidireccional buck-boost DC/DC en cascada.

La Figura 2.5 muestra la topología de un cargador eléctrico bidireccional de dos etapas compuesto por un inversor de 8 interruptores y un convertidor DC/DC. La primera parte puede funcionar como un inversor trifásico DC/AC o un convertidor PWM monofásico para generar tracción/regenerador o carga/descarga respectivamente. Esta topología de multifunción de dos etapas cuenta con un controlador complejo y complicaciones significativas en el diseño del convertidor, aun así sigue siendo no aislado.

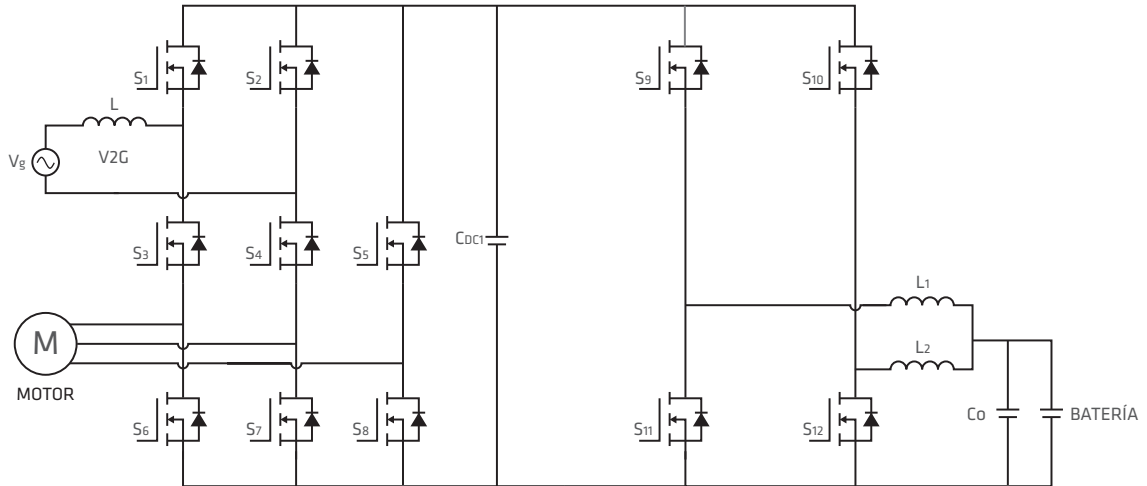


Figura 2.5. Topología de cargador no aislado bidireccional integrado compuesto por inversor de ocho interruptores (ESI) y convertidor DC-DC intercalado.

Los transformadores son utilizados en gran medida para realizar ajustes de voltajes y/o aislación galvánica entre la red y un dispositivo que funciona como almacenamiento de energía.

La Figura 2.6 es una topología de 2 estados donde en una primera etapa se encuentra el convertidor PWM AC/DC monofásico y en la otra etapa un convertidor DC/DC aislado de alta frecuencia Dual Active Bridge (DAB). Esta topología tiene dos ventajas, el tamaño del convertidor es menor y es más seguro. Como la mayoría de las topologías alimentadas por voltaje, los convertidores DAB cuenta con varias limitaciones, como: una alta corriente pulsante en la entrada, rango limitado de conmutación suave, una alta corriente que circula a través de los dispositivos, entre otros.

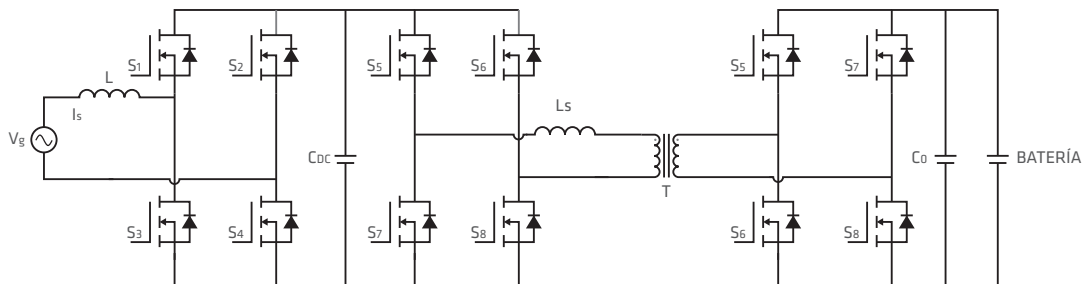


Figura 2.6. Topología de dos estados compuesto por un convertidor PWM y un Dual Active Bridge(DAB).

La topología que muestra la Figura 2.7 es similar a la de la Figura 2.6, ya que cuenta con

un convertidor PWM monofásico en la etapa AC/DC y un convertidor resonante serie (SRC) en su etapa DC/DC aislada de alta frecuencia. En esta topología a diferencia de un convertidor DAB, la corriente máxima del SCR es mucho mayor, lo que aumenta la tensión (estrés) de corriente de los interruptores e imanes, por lo que requiere componentes de mejor calidad, además el condensador resonante aumenta su tamaño y peso. Debido a lo mencionado anteriormente esta topología no se prefiere para este tipo de aplicaciones.

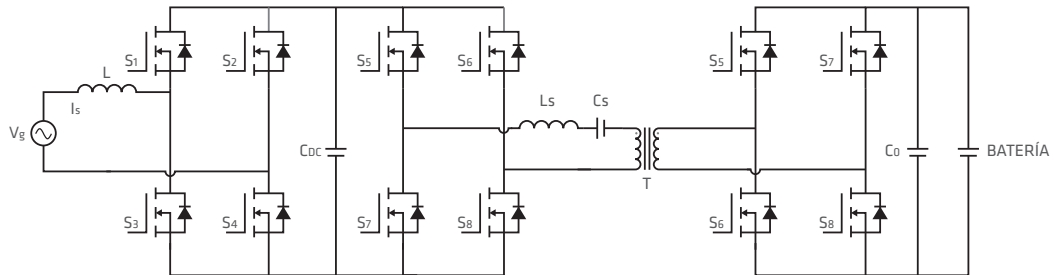


Figura 2.7. Topología de dos estados compuesto por un convertidor PWM y un convertidor resonante serie (SRC).

Se han realizado propuestas de topologías sin contacto para aplicaciones V2G que realizan transferencia de energía inalámbrica por medio de transformadores acoplados por resonancia. Estas topologías tienen ventajas en términos de comodidad cuando se realiza la acción de carga o descarga de las baterías.

La Figura 2.8 muestra una topología sin contacto de dos etapas que está compuesta por un convertidor PWM monofásico, un convertidor DC/DC aislado de alta frecuencia de transferencia de potencia inductiva (IPT). Esta topología no satisface los estándares de eficiencia en aplicaciones de V2G, debido a la eficiencia de transmisión en la etapa DC/DC, que ronda el 85 %, lo cual es bajo.

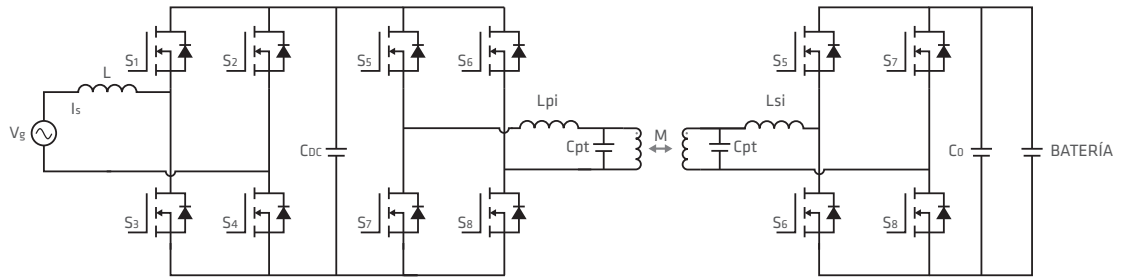


Figura 2.8. Topología de dos estados compuesto por un convertidor PWM y una etapa de transferencia de potencia inductiva (IPT).

De acuerdo a la transferencia de potencia inductiva de la topología mostrada en la Figura 2.8 se realizó una mejora utilizando un convertidor matricial para aplicación de V2G. Este cambio se muestra en la Figura 2.9 donde los interruptores S1-S4 son bidireccionales, esto realiza la conversión de energía en una sola etapa, eliminando el DC link para mejorar la eficiencia del sistema. Debido a que esta topología cuenta con un condensador DC, tiene la ventaja de tener un tamaño pequeño y bajo costo. Sin embargo, las formas de onda de la corriente en el lado de cuadratura presentan altos contenidos armónicos.

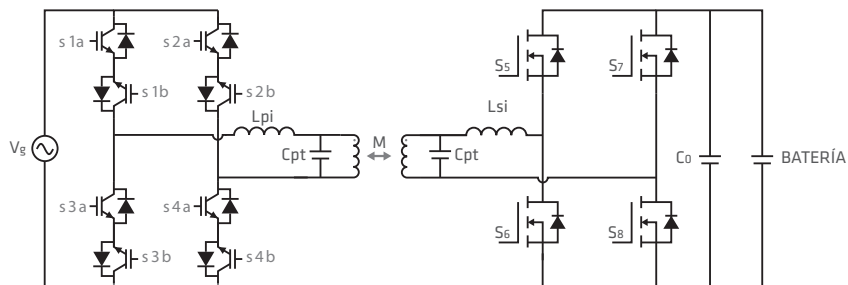


Figura 2.9. Topología bidireccional IPT de un estado.

La Figura 2.10 muestra una topología bidireccional de una etapa compuesta por un convertidor DAB AC/DC. Por un lado se encuentra un convertidor matricial monofásico donde sus interruptores S1-S4 son bidireccionales, esto significa que cada interruptor esta compuesto por dos interruptores en anti-paralelo. Esta topología permite un flujo bidireccional de energía. En este caso es necesario un filtro de entrada, debido a las distorsiones de corriente en la red generadas por la operación del convertidor.

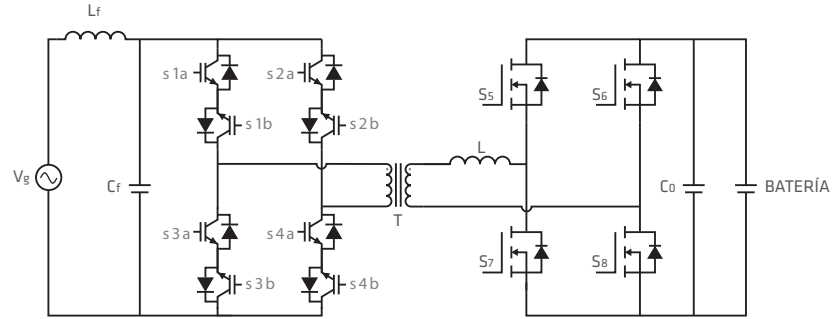


Figura 2.10. Topología bidireccional de un estado basado en un AC/DC Dual Active Bridge (DAB).

## 2.6 TIPOS DE ENCHUFE Y MODOS DE CARGA

En la sección de cargadores eléctricos se menciona el término estandar de carga refiriéndose únicamente al tipo de enchufe que utilizan los cargadores eléctricos para entregar la energía necesaria a las baterías de los EV. Si bien en Chile no existe una norma que determine el tipo de enchufe que debe utilizar cada vehículo eléctrico, se encuentra en revisión por parte de la Contraloría General de la República de Chile [7].

Sin embargo existen dos organizaciones principales que definen los tipos de enchufe y niveles de potencia: la Comisión Electroquímica Internacional (IEC-Europea) y la Sociedad de Ingenieros Automotrices (SAE-Americana) [26].

De acuerdo a lo anterior hay tres tipos de conectores para carga AC: el Tipo 1 (SAE J1772-USA), Tipo 2 (IEC 62196-Europa) y GB/T (GB/T 20234-China). Mientras que para la carga DC existen 5 tipos de enchufe: CHAdeMO(-), Combinado Tipo 1/CCS-1, Combinado Tipo 2/CCS-2 y CB/T [26]. Cabe destacar que en el mercado local se puede apreciar que el 16 % de los cargadores públicos instalados AC tienen conectores Tipo 1 y el 78 % de Tipo 2. En cambio en los cargadores DC públicos instalados se observan conectores CHAdeMO (58 %) y CCS 2 (47 %) [7].

Como se ha mencionado en las secciones anteriores, los EV pueden ser cargados tanto por corriente continua o corriente alterna, en Chile estos sistemas de carga se llaman "Modos". Actualmente existen cuatro de acuerdo a la norma IEC 6185-1 y estos se diferencian entre sí en el grado de comunicación y control entre el cargador eléctrico y el EV, entregando seguridad y protección al momento de realizar una carga.

Para el caso del modo 1 el sistema de carga es en AC y es el más simple de los 4, utilizando un enchufe hembra típico de instalaciones domiciliarias que se conecta a la toma estandar sin existir protección ni control dedicado a la carga del vehículo. Mientras que para el lado del vehículo eléctrico se utiliza un conector adecuado como un conector tipo 1 (Yazaki) o tipo 2 (Mennekes).

Dentro de los cuatro modos de carga, el modo 1 se ha propuesto prohibirlo para los vehículos que transiten en Chile, porque no posee protecciones ni sistemas de control de carga [7].

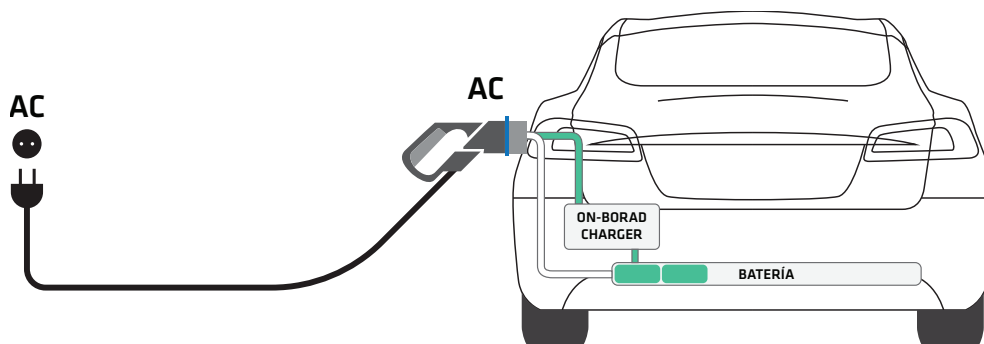


Figura 2.11. Cargadores modo 1.

En cambio los modos 2 y 3 también son de corriente alterna y el tipo de enchufe que se utiliza para conectar a la red y al vehículo se muestran en la Figura 2.12. Para el modo 2 la conexión se realiza con un cable que posee control de carga, que permite una comunicación entre el cargador y el vehículo, protecciones, velocidad de carga, comprobación de toma de tierra y sistema de seguridad. El caso del modo 3 es similar y se realiza conectando el vehículo al cargador, que contiene un circuito y equipamiento de control. Este modo presenta un piloto de control entre el EV y el cargador, cuenta adicionalmente con protecciones de sobrecarga, diferencial y puesta a tierra.



Figura 2.12. Conectores para carga AC.

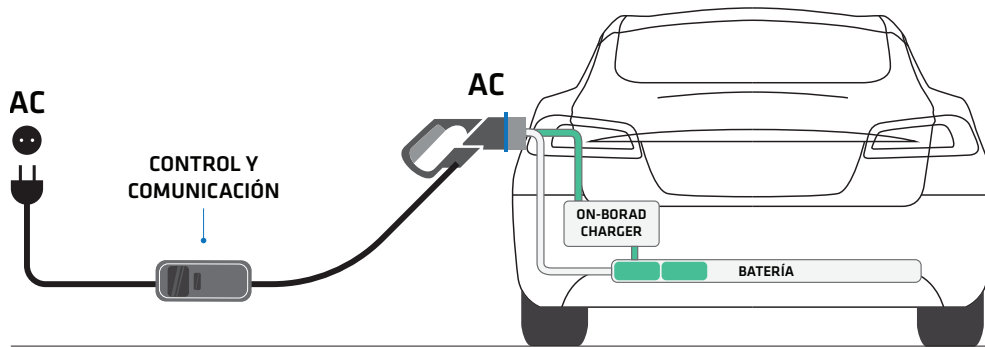


Figura 2.13. Cargadores modo 2.

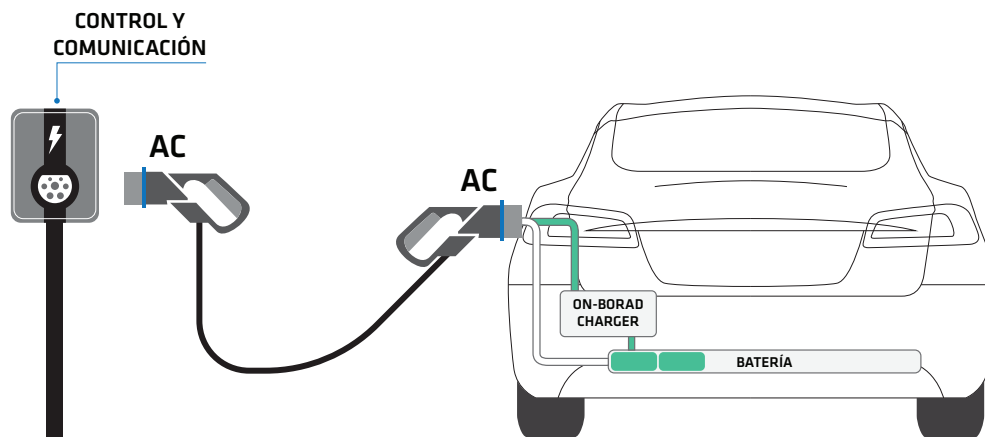


Figura 2.14. Cargadores modo 3.

Por último el modo 4 a diferencia de los anteriores se realiza en DC, permitiendo que la carga del vehículo sea más rápida. Para este caso el cargador debe contar con protecciones de sobrecarga, cortocircuito, diferencial y puesta a tierra. Los enchufes que utilizan para este modo se muestran en la Figura 2.15.



**CARGA DC / MODO 4**  
CONECTORES

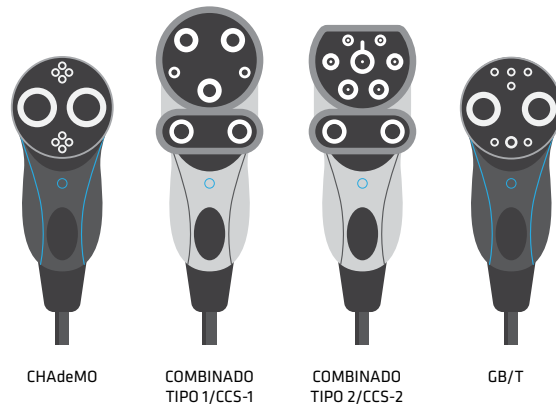


Figura 2.15. Conectores para carga DC.

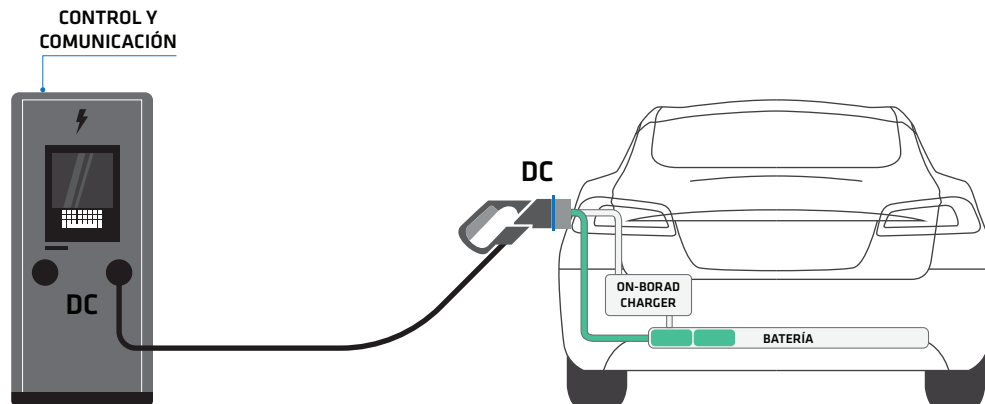
























Figura 2.16. Cargadores modo 4.

En la Tabla 2.5 se especifican los tipos de enchufe, potencias y modos de carga para los vehículos eléctricos en el mercado chileno.

Tabla 2.5. Resumen de estándares y potencia de carga de los vehículos eléctricos en el mercado chileno.

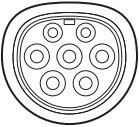
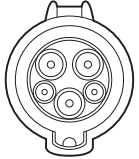
| BEVS - HEVS EN EL MERCADO CHILENO   |   |            | ESTANDAR DE CONEXIÓN   |  |   |  | MODOS DE CARGA |        |        |        | POTENCIA DE CARGA |             |
|---|---|------------|--|--|---|--|----------------|--------|--------|--------|-------------------|-------------|
| MARCA   | MODELO  | TECNOLOGÍA | <br>SAE J1772 | <br>IEC 62196 | <br>COMBINADO<br>CCS-2 | <br>CHAdemo | MODO 1         | MODO 2 | MODO 3 | MODO 4 | POTENCIA AC       | POTENCIA DC |
|    | <br>IONIQ      | BEV        |  | •  |   | •  |                | •      | •      | •      | 3,7 a 6,6 kw      | 50 kw       |
|    | <br>i3 94 AH   | BEV        |  | •  | •   |  |                | •      | •      | •      | 3,7 a 22 kw       | 50 kw       |
|    | <br>ZOE ZE     | BEV        |  | •  |   |  |                | •      | •      |        | 3,7 a 43,3 kw     |             |
|   | <br>KANGOO ZE  | BEV        |  | •  |   |  |                | •      | •      |        | 3,7 a 43,3 kw     |             |
|   | <br>FLUENCE ZE | BEV        | •  |  |   |  |                | •      | •      |        | 3,7 a 22 kw       |             |
|    | <br>E6         | BEV        |  | •  |   |  |                | •      | •      |        | 3,7 a 43,3 kw     |             |
|   | <br>i-MIEV     | BEV        | •  |  |   | •  |                | •      | •      | •      | 4 kw              | 50 kw       |
|   | <br>OUTLANDER | PHEV       | •  |  |   | •  |                | •      | •      | •      | 4 kw              | 50 kw       |
|  | <br>LEAF     | BEV        | •  |  |   | •  |                | •      | •      | •      | 7 kw              | 50 kw       |
|  | <br>BERLINGO | BEV        | •  |  |   | •  |                | •      | •      | •      | 7 kw              | 50 kw       |
|  | <br>PARTNER  | BEV        | •  |  |   | •  |                | •      | •      | •      | 3,7 a 22 kw       | 50 kw       |
|   | <br>TEPEE    | BEV        | •  |  |   | •  |                | •      | •      | •      | 3,7 a 22 kw       | 50 kw       |

A modo de resumen se presenta la Tabla 2.6 donde se compara el cargador AC propuesto con cinco tipos de cargadores eléctricos AC ubicados en Santiago de Chile, donde se comparan por modo carga, si es monofásico o trifásico, aislado o no, si es bidireccional o no y su topología. Además en la Tabla 2.7 se muestran los estándares y protocolos de los dos tipos de conectores AC disponibles en los cargadores que se muestran en la Tabla 2.6 [27, 28].

Tabla 2.6. Comparativa entre cargadores AC ubicados en Santiago de Chile.

| MODELO CARGADOR                 | UBICACIÓN   | MODO DE CARGA 2 - 3    | MONOFÁSICO - TRIFÁSICO                | AISLADO |    | BIDIRECCIONAL |    | TOPOLOGÍA            |
|---------------------------------|---|------------------------|---------------------------------------|---------|----|---------------|----|----------------------|
|                                 |   |                        |                                       | SÍ      | NO | SÍ            | NO |                      |
| SCHNEIDER AC 7KW                | Mall Plaza Los Dominicos Padre Hurtado Sur 875    | Modo 3 según CEI 61851 | 230 V AC 1P+N para estaciones de 7 kW | -       | -  |               | NO | -                    |
| BTC POWER BMX AC 7KW            | Costanera Center Nueva Tobalaba 12                | 3                      | 3-Wire (L1, L2, Earth Ground)         | -       | -  |               | NO | -                    |
| DUCATI/ENEL AC 7KW              | Municipalidad de Vitacura Bicentenario 3800       | 3                      | -                                     | -       | -  |               | NO | -                    |
| CIRCUITOR AC 7KW                | Saba Plaza de Armas 21 de Mayo 576                | 3                      | -                                     | -       | -  |               | NO | -                    |
| EVBOX AC 2x22KW                 | Cargador Público ENGIE AV. Presidente Riesco 5810 | 3                      | 3-Phase                               | -       | -  |               | NO | -                    |
| <b>Propuesta de cargador AC</b> | -   | 3                      | Monofásico                            | Sí      | -  | Sí            |    | Matricial Monofásico |

Tabla 2.7. Estándares y protocolos para carga AC.

| ESTÁNDARES DE CARGA AC  | 1Ø - 3Ø | VOLTAJE | POTENCIA     | FRECUENCIA |
|---|---------|---------|--------------|------------|
|  <p><b>Tipo 2 Menneke</b><br/>Estandar: IEC 62196-2<br/>Norma: IEC 61851<br/>Características: Para carga mono y trifásica.</p> | 1Ø      | 230V    | Hasta 7.4 KW | 50-60Hz    |
|   | 3Ø      | 500V    | Hasta 43 KW  | 50-60Hz    |
|  <p><b>Tipo 1 SAE J1772</b><br/>Estandar: IEC 62196-2<br/>Características: Standard SAE J1772</p>                              | 1Ø      | 120V    | 5KW          | 60Hz       |
|   |         | 250V    | Hasta 7.2KW  | 60Hz       |

## CAPÍTULO 3

---

# MODELO DE CARGADOR ELÉCTRICO EN ETAPA DE CONVERSIÓN AC-AC BASADA EN SPMC

---

### 3.1 INTRODUCCIÓN

El objetivo de un cargador eléctrico para vehículos eléctricos es transferir la energía de la red a la batería de forma controlada. Este proceso se puede realizar dentro del vehículo eléctrico utilizando el cargador a bordo, pero debido a sus dimensiones se restringe a una baja potencia, o también se puede realizar el mismo proceso a través de un cargador eléctrico externo de corriente continua.

La topología del cargador eléctrico rápido en estudio corresponde al que se muestra en la Figura 3.1, que se compone por un convertidor AC/DC, un convertidor DC/AC, un transformador de alta frecuencia y un rectificador. Además se puede ver en la topología que la salida del cargador eléctrico queda conectada directamente a la batería del vehículo eléctrico [29].

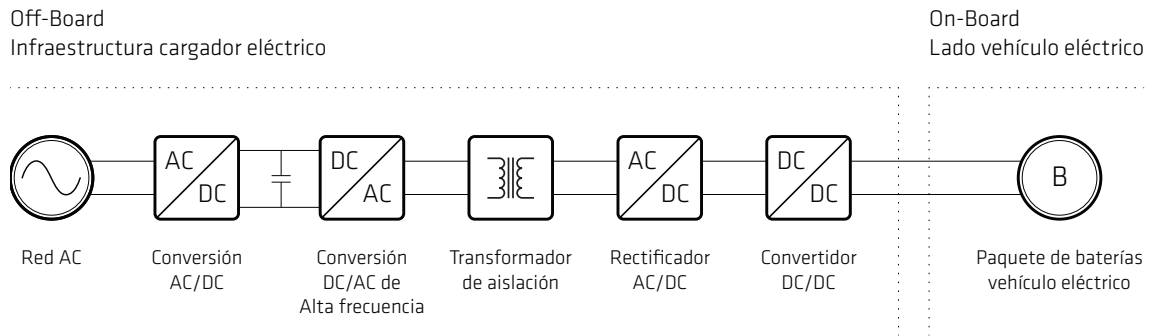


Figura 3.1. Topología de un cargador rápido convencional.

Este proyecto se centra en la etapa de conversión AC/DC/AC que se muestra en la Figura 3.2, principalmente porque el uso de un enlace DC en la etapa de conversión DC/DC aumenta los costos, aumenta el peso, aumenta el tamaño, menor vida útil y mayor tasa de falla en este tipo de convertidor [8, 9]. Debido a las desventajas del DC-Link en este tipo de convertidores se propone analizar un convertidor matricial monofásico AC/AC directo para la etapa conversión AC/DC/AC como se muestra en la Figura 3.3.

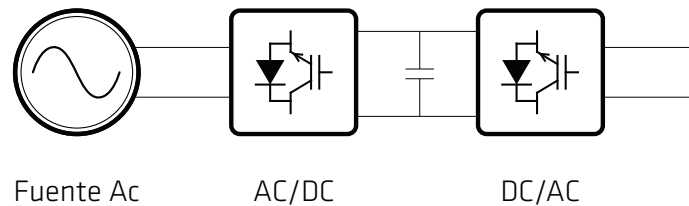


Figura 3.2. Etapa de conversión AC/DC/AC.

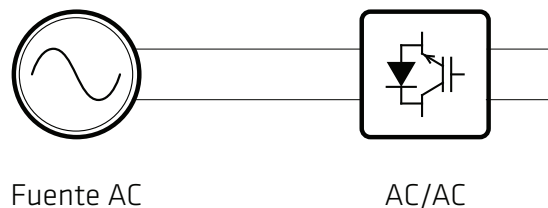


Figura 3.3. Etapa de conversión AC/AC directo con convertidor matricial monofásico.

### 3.2 CONVERTIDOR MATRICIAL MONOFÁSICO

El Convertidor Matricial Monofásico (en adelante SPMC por su acrónimo en inglés) es un convertidor AC/AC directo de conmutación forzada, compuesto por un arreglo de interruptores bidireccionales que conectan la entrada con la salida. Se puede utilizar como variador de

frecuencia, ciclo convertidor o Chopper [30].

Las principales ventajas del SPMC son:

- Entrada y salida sinusoidal de corrientes al alimentar una carga inductiva.
- Control sobre la magnitud de la tensión de salida.
- Control sobre la frecuencia de salida.
- Flujo de potencia bidireccional.
- Al no contar con un DC-Link su tamaño disminuye drásticamente.

El convertidor matricial monofásico se presenta en la Figura 3.4. Su voltaje instantáneo de entrada de  $V_i(t)$  y su voltaje de salida de  $V_c(t)$ , además se compone de 4 interruptores ideales  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$  y  $s_4$  capaces de conducir la corriente en ambas direcciones, bloqueando voltaje directo e inverso y conmutar entre estados sin retrasos.

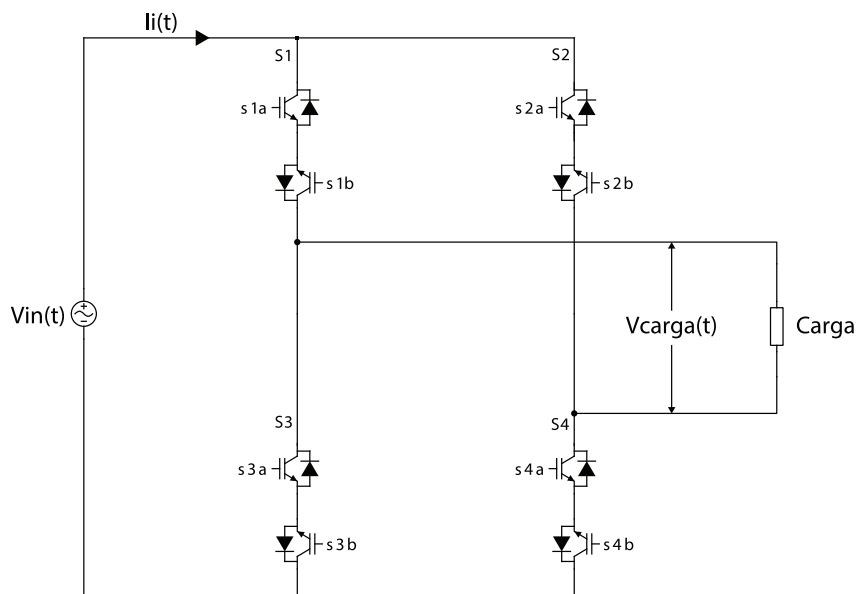


Figura 3.4. Circuito equivalente SMPC.

Cada interruptor consta de dos IGBTs y dos diodos conectados en una configuración de emisor común como se muestra en la Figura 3.5. Estos interruptores no pueden estar encendidos de forma simultánea porque cortocircuitarán las líneas de entrada que destruirán el convertidor por la sobrecorriente.

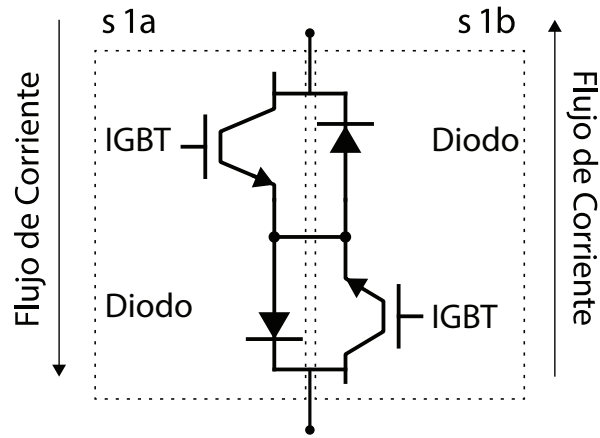


Figura 3.5. Módulo bidireccional.

Los voltajes de entrada y salida del convertidor matricial monofásico se muestran en la ecuaciones (3.1) y (3.2). Por otro lado la relación del voltaje de salida y corriente de salida para una carga R-L pasiva se muestra en la ecuación (3.3) [30].

$$V_i(t) = \sqrt{2}v_i \sin \omega_i t \quad (3.1)$$

$$V_c(t) = \sqrt{2}v_c \sin \omega_o t \quad (3.2)$$

$$V_c(t) = Ri_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} \quad (3.3)$$

### 3.2.1 Sinusoidal Pulse Width Modulation SPWM

Para el SPMC se utilizó la técnica de conmutación SPWM, comparando una señal triangular portadora de alta frecuencia con una señal sinusoidal con la frecuencia deseada a la salida del convertidor. En la Figura 3.6 se muestra que los puntos de intersección determinarán los instantes de conmutación [31].

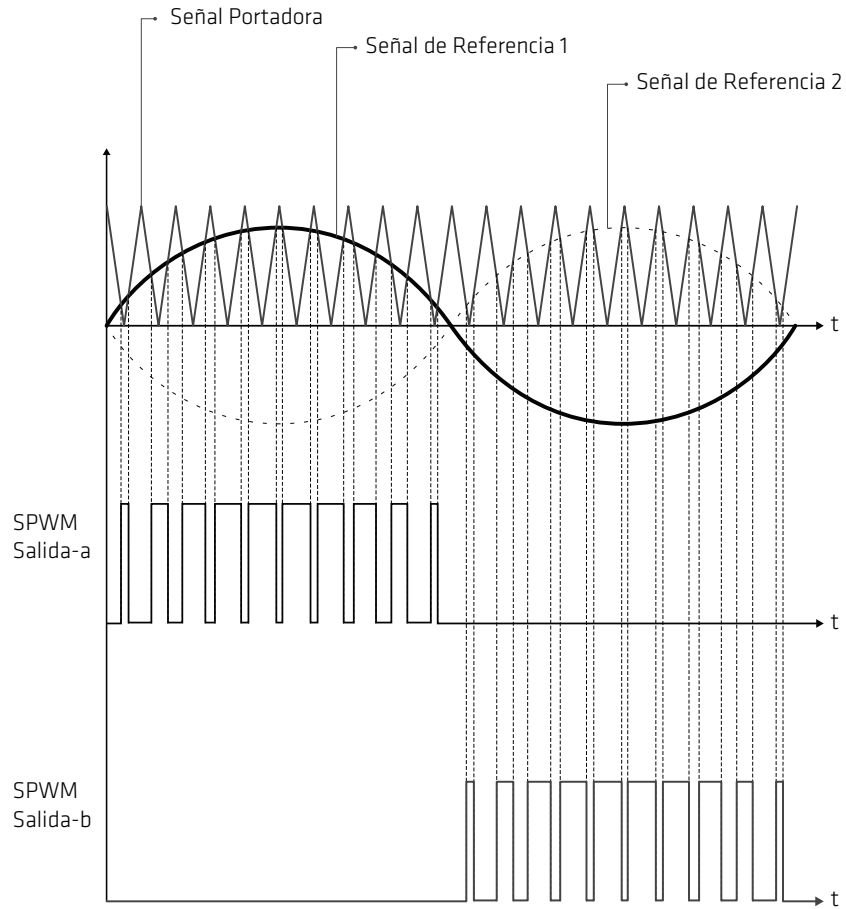


Figura 3.6. SPWM.

La magnitud de la componente fundamental del voltaje de salida será proporcional a la relación entre el índice de modulación y señal triangular. La amplitud de la tensión de salida se puede controlar variando el índice de modulación, que viene dado por :

$$MI = \frac{V_r}{V_i} \quad (3.4)$$

Donde  $V_r$  corresponde a la magnitud de voltaje de referencia y  $V_i$  a la magnitud del voltaje de la fuente del convertidor.



### 3.2.2 Problemas de conmutación

Teóricamente la conmutación en el SPMC debe ser instantánea y simultánea, desafortunadamente esto no ocurre en la práctica debido a las características de apagado del IGBT, producto de esto, el apagado de la corriente del colector creará un cortocircuito en el próximo encendido del interruptor. Este problema ocurre principalmente cuando se trabaja con cargas inductivas. Los principales peaks de corriente se generarán en la trayectoria del corto circuito y por otro lado los peaks de voltaje se inducirán producto del cambio de dirección de la corriente a través de la inductancia. Ambos fenómenos someterán a los semiconductores a un estrés indebido que terminará en la destrucción de estos. Para corregir este problema se debe desarrollar una estrategia de conmutación que permita extender el tiempo muerto entre la conducción de cada IGBT para permitir un apagado completo antes de la siguiente secuencia de conmutación [32, 33, 34].

### 3.2.3 Estrategia de conmutación

Los interruptores utilizados son IGBTs con diodos en antiparalelo, como se muestran en la Figura 3.7, para que el flujo de la corriente sea bidireccional. Los interruptores que se encuentran a la izquierda se denominarán, interruptor s1a, s2a, s3a, s4a y los que están a la derecha, interruptor s1b, s2b, s3b, s4b.

Una correcta conmutación de corriente en los convertidores matriciales siempre requiere de una ruta para cada tramo de corriente. Si dos interruptores se cierran al mismo tiempo (s1-s3, s2-s4) se produce un cortocircuito que generará sobrecorrientes. Por otro lado, si ambos interruptores están abiertos simultáneamente, se producen grandes transitorios  $dv/dt$ , lo que podría dañar el dispositivo.

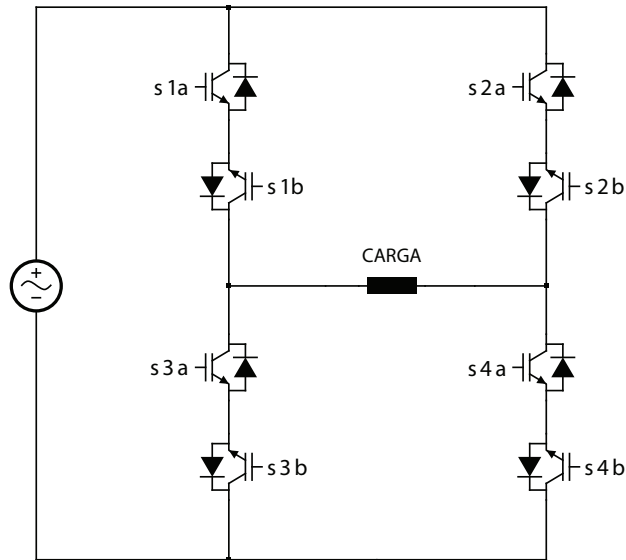


Figura 3.7. Circuito equivalente SMPC.

La estrategia de conmutación se compone por cuatro modos de operación como se muestra en la Figura 3.8. Se basa en el flujo de potencia a lo largo de la carga para cada semiciclo positivo y negativo, es decir, para flujo de potencia directa e inversa para medio ciclo positivo y flujo de potencia directa e inversa para medio ciclo negativo. Este secuencia se describe a continuación [35]:

**Estado 1**

Los interruptores s1a y s4a estarán en estado encendido para conducir en dirección directa durante el semiciclo positivo hacia la carga.

**Estado 2**

Los interruptores s2a y s3a estarán en estado encendido para conducir en dirección inversa durante el semiciclo positivo hacia la carga.

**Estado 3**

Los interruptores s2b y s3b estarán en estado encendido para conducir en dirección directa durante el semiciclo negativo hacia la carga.

**Estado 4**

Los interruptores s1b y s4b estarán en estado encendido para conducir en dirección inversa durante el semiciclo negativo hacia la carga.

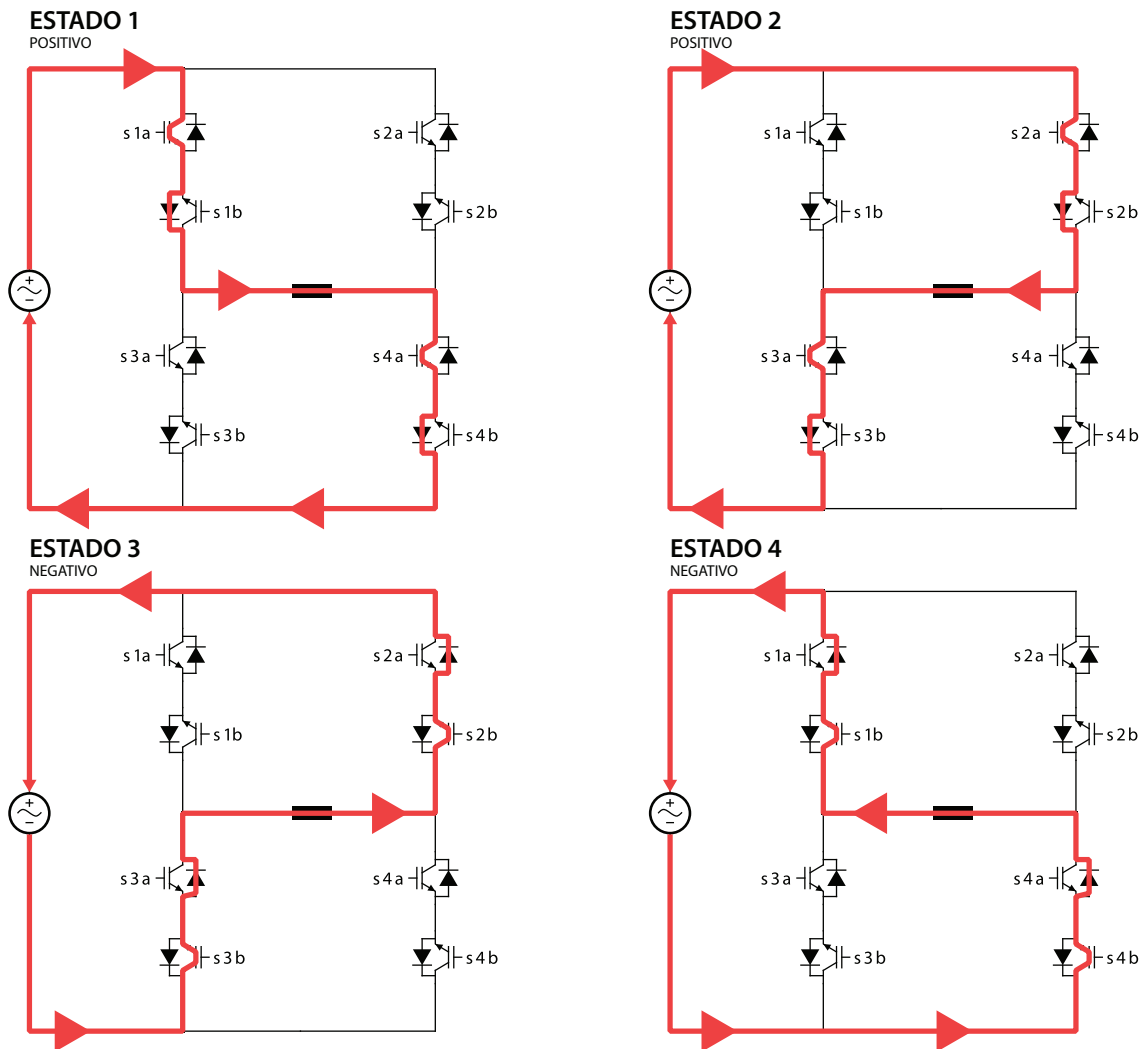


Figura 3.8. Circuito equivalente SMPC.

Para que la estrategia de conmutación se realice sin problemas, debe haber un periodo de superposición donde las señales tengan un retraso de tiempo ( $T_d$ ) entre cada periodo de conmutación. Si se cumplen estos principios, la caída de corriente llegará a cero antes que comience la próxima secuencia de conmutación.

### 3.3 MÉTODO DE LOS CUATRO PASOS

El método de los cuatro pasos ofrece una transición segura de la corriente de carga inductiva de un interruptor bidireccional a otro y además garantiza una operación segura del PWM [36].

Para realizar este método es necesario saber el sentido de la corriente, para esto en la Figura 3.9 se muestra la dirección de la corriente  $i_a$  y la disposición de los IGBTs en anti-paralelo s1a, s1b, s3a, s3b de una de las piernas del SPMC.

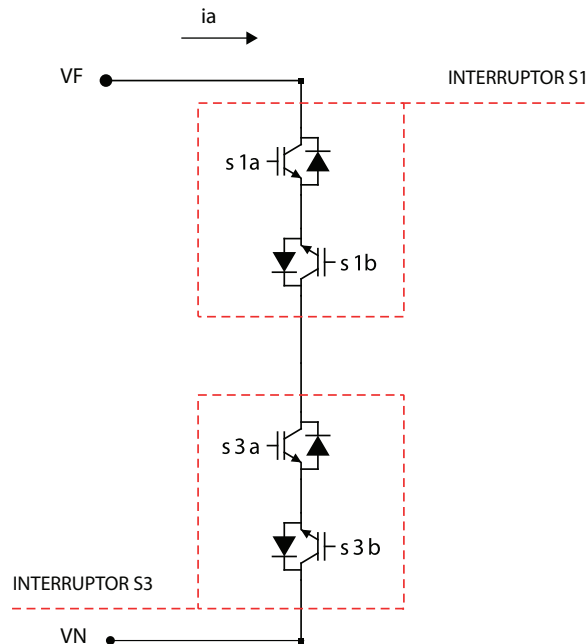


Figura 3.9. Dirección de la corriente en una de las piernas del SPMC.

Para dar inicio al método de los cuatro pasos, primero debemos considerar que S1 (S1a, S1b) está encendido y S3 (S3a, S3b) está apagado en una primera instancia. Teniendo claro esto, el proceso es el siguiente [37]

- Paso uno: Del interruptor S1, S1b se apaga.
- Paso dos: Se debe encender el interruptor S3a, ya que entrará en conducción cuando ocurra la conmutación, de acuerdo al sentido de la corriente.
- Paso tres: El interruptor S1a se apaga, ya que la corriente ahora circula por S3a.
- Paso cuatro: Se enciende S3b para que el interruptor S3 sea bi-direccional.

La secuencia antes descrita se puede observar en la Figura 3.10. En caso que la corriente fluya en el sentido inverso la secuencia sería, apagar S1a, encender S3b, apagar S1b y encender S3a. A su vez se puede observar que  $T_d$  corresponde al tiempo muerto entre cada interruptor y  $T_p$  al tiempo total que se tarda en realizar la conmutación entre los interruptores S1 y S3.

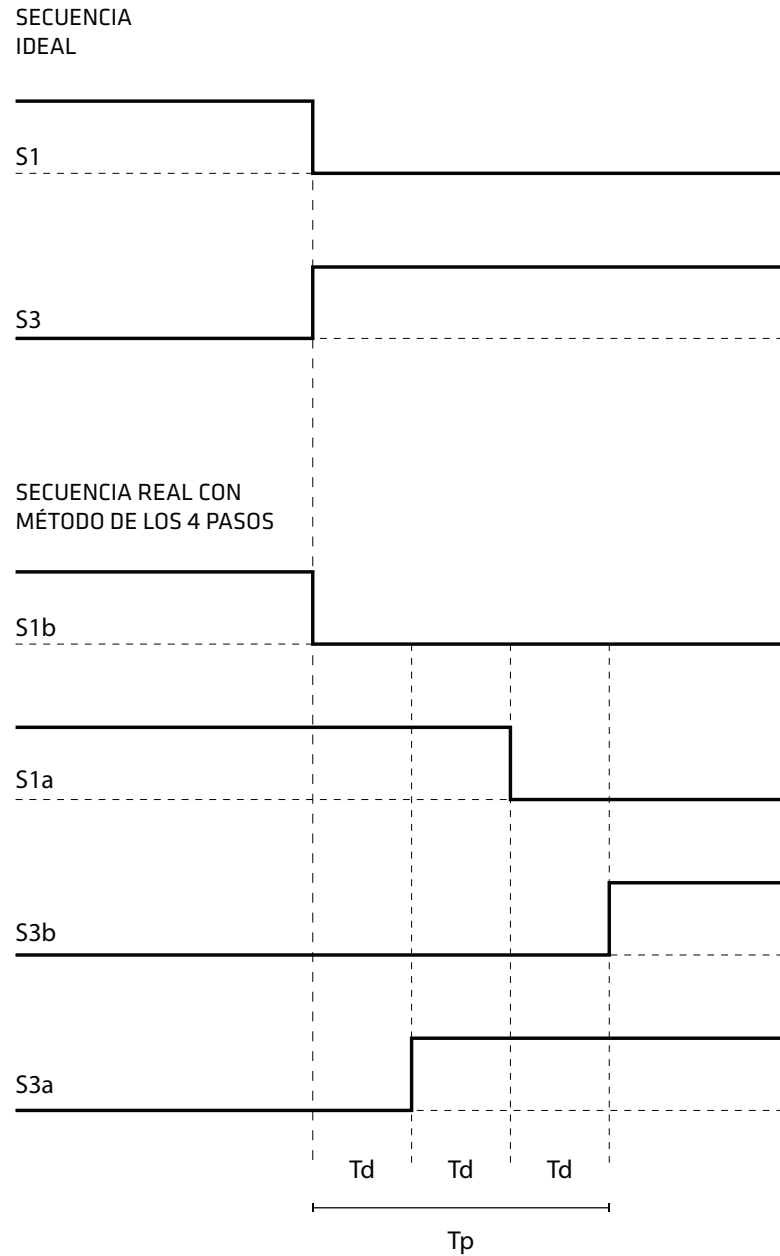


Figura 3.10. Método de los cuatro pasos.

### 3.4 CIRCUITO CLAMP

El circuito Clamp cumple la función de proteger el convertidor frente a un posible inconveniente, generando un camino de circulación para la corriente. Desconectar el convertidor sin un circuito de protección durante una falla, podría destruir el SPMC debido a las corrientes induc-

tivas de la carga [37, 38].

En los convertidores matriciales se pueden dar las siguientes situaciones de peligro [37]:

- Fallas en la secuencia de conmutación
- Sobretensiones al energizar el convertidor matricial
- Al energizar el convertidor el filtro de entrada puede entrar en resonancia
- Perturbaciones en alimentación de entrada
- Descarga de la energía almacenada en la carga.

Por esta razón es necesario proteger el sistema frente a posibles inconvenientes, por lo tanto el SPMC posee un circuito de protección de sobretensión por Clamp integrado [37, 38] como el que se muestra en la figura 3.11. Además cabe destacar que la potencia de este circuito de protección es inferior a la potencia del convertidor, siendo su dimensionamiento aproximadamente del 10 % de la potencia nominal [39].

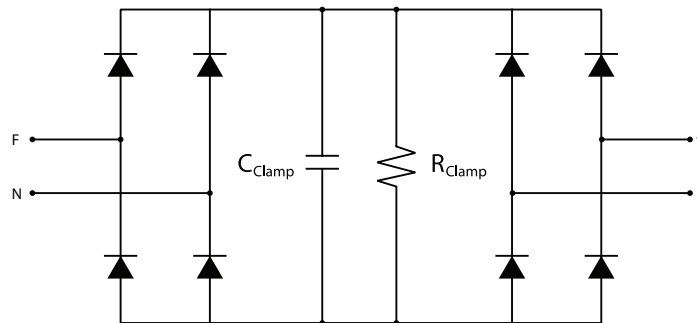


Figura 3.11. Circuito Clamp integrado en el SPMC.

### 3.5 FILTRO DE ENTRADA LC

Se utiliza un filtro LC paso-bajo en la entrada del convertidor matricial monofásico para evitar que la corriente armónica no deseada fluya hacia el volante de suministro AC y para evitar cambios significativos de voltaje en la entrada del convertidor durante cada ciclo del SPWM [40].

Los principales requisitos para un filtro son los siguientes:

- Tener una frecuencia de corte inferior a la frecuencia de conmutación del convertidor.
- Minimizar el peso y volumen del filtro

En la Figura 3.12 se muestra la topología completa del convertidor matricial monofásico en estudio.

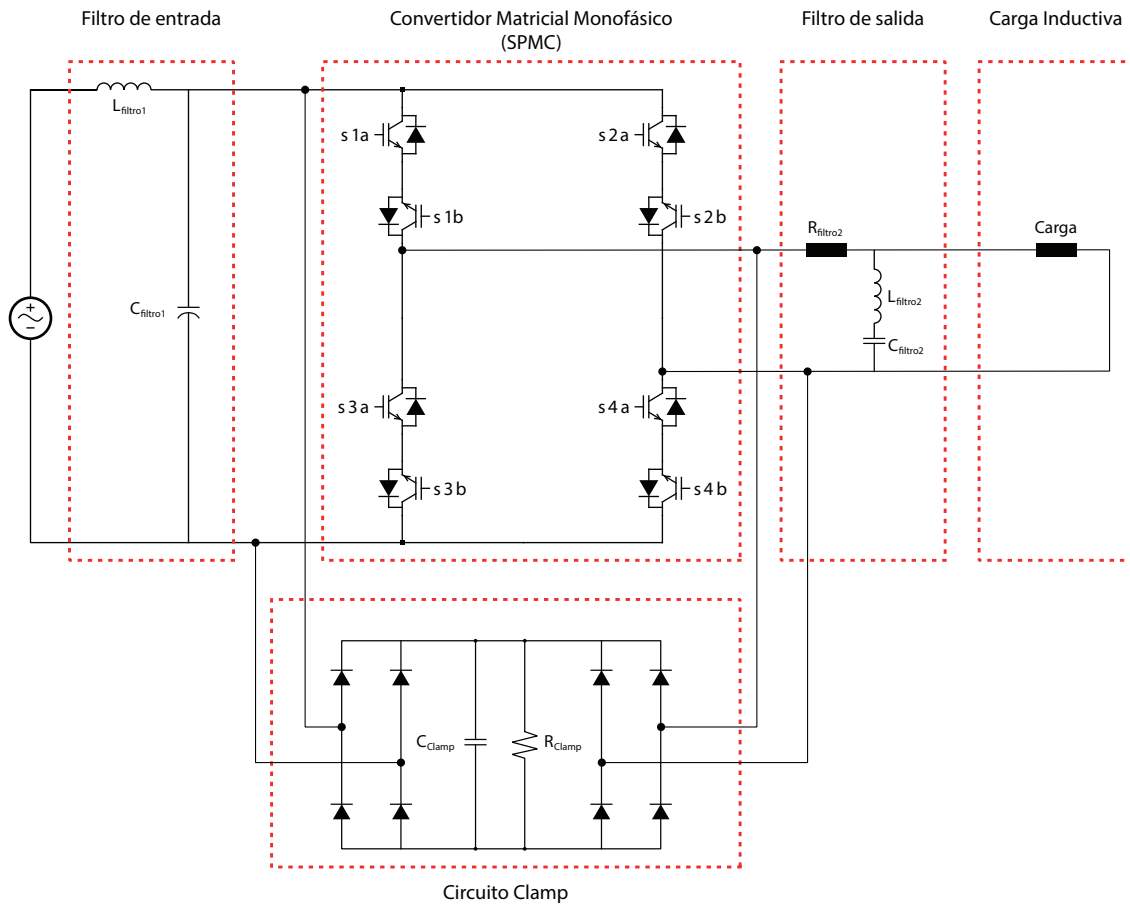


Figura 3.12. Configuración del convertidor matricial monofásico en estudio.

# CAPÍTULO 4

---

## DISEÑO DE CONTROL

---

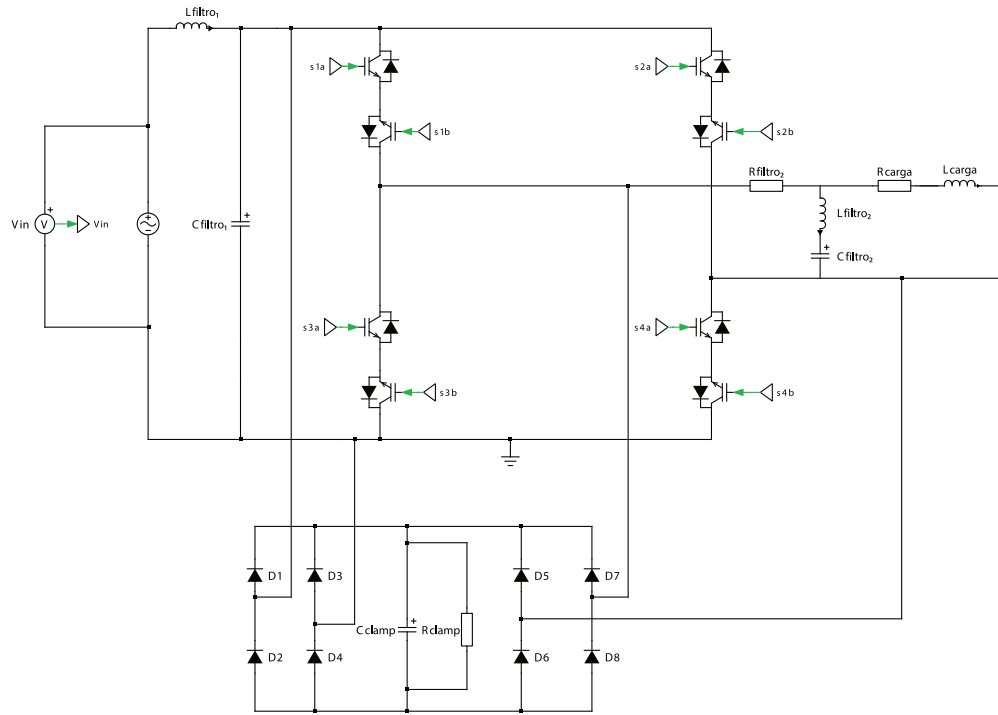
### 4.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se describe el desarrollo de la simulación en PLECS, que se compone por una etapa de potencia, etapa de control y etapa de modulación SPWM.

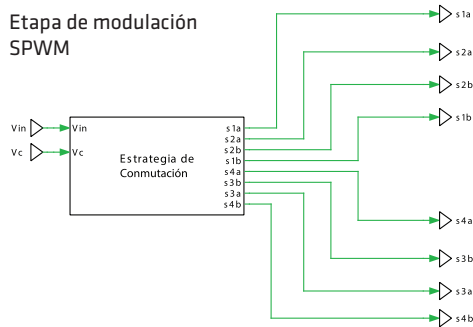
En la Figura 4.1 se muestra la simulación completa separada en bloques, donde se puede ver a grandes rasgos la etapa de potencia, compuesta por el SPMC, un filtro a la entrada, un filtro resonante serie a la salida, una carga y un circuito Clamp, la etapa de control formada por bloques con señales de entrada y salida, y finalmente la etapa de modulación correspondiente al control para la generación de los pulsos que activan los switches del SPWM.



Etapa de potencia



Etapa de modulación SPWM



Etapa de Control



Figura 4.1. Simulación del convertidor matricial monofásico.

4.1.1 Etapa de potencia

La etapa de potencia se constituye por el SPMC, una fuente de tensión monofásica, un filtro LC a la entrada, un filtro resonante serie LC a la salida, una carga inductiva y un circuito de protección Clamp. En la Figura 4.2 se muestra en detalle cada uno de los componentes que conforman esta etapa.

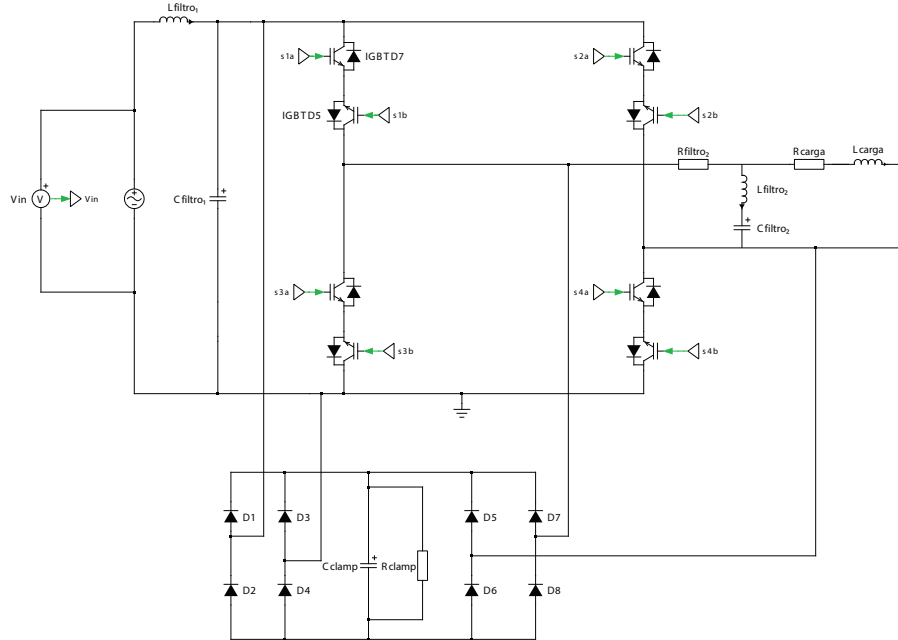


Figura 4.2. Etapa de potencia de la simulación.

#### 4.1.2 Fuente de tensión

La fuente de tensión está simulada por una red monofásica balanceada ideal que no cambia su amplitud.

La amplitud del voltaje fase neutro y la frecuencia utilizada en la simulación son:

- Voltaje de entrada = 200 [V]
- Frecuencia = 50 [Hz]

#### 4.1.3 Filtro LC de entrada

El filtro LC paso-bajo está diseñado para tener una frecuencia de corte que elimine las altas frecuencias provenientes del convertidor. Este filtro es simulado mediante una bobina y un capacitor conectados en paralelo entre la fase y el neutro.

La frecuencia de corte del filtro está dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.1)$$

Es deseable que la frecuencia de corte esté en un rango de frecuencia al menos una década por encima de la frecuencia de la red  $f_{in}$  y una década por debajo de la frecuencia de conmutación  $f_s$  [41, 42].

$$f_{in} \ll f_0 \ll f_s \quad (4.2)$$

Si la frecuencia de conmutación es de 20 [KHz] la frecuencia de corte no debe ser mayor a 2 [KHz] y menor que 500 [Hz].

Se determina un valor de inductancia de 0.8 [mH], un valor de resistencia parásita  $R_{Parasita}$  de 0.001 [ $\Omega$ ], una frecuencia de conmutación de 6 [KHz] y una frecuencia de corte de 300 [Hz], para que el dimensionamiento del capacitor quede en función de estos parámetros.

$$C_{filtro1} = \frac{1}{L \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_0)^2} \quad (4.3)$$

Como resultado las características del filtro son:

- Bobina = 0.8 [mH]
- Capacitor = 352 [ $\mu F$ ]
- Frecuencia de corte = 300 [Hz]

#### 4.1.4 Filtro resonante serie LC a la salida

El filtro resonante serie RLC a la salida del convertidor cumple la función de disminuir el contenido de armónicos generados por la conmutación de los interruptores del SPMC. Con esto se mejora la calidad de la tensión suministrada a la carga.

Este filtro está diseñado para una frecuencia de corte de 50 [Hz] para eliminar las frecuencias provenientes de la fuente de entrada, una frecuencia de resonancia de 1 [KHz], un valor de resistencia parásita  $R_{Parasita}$  de 0.001 [ $\Omega$ ] y una inductancia de 0.7 [mH]. El

dimensionamiento del capacitor se obtiene aplicando el mismo procedimiento que en el filtro de entrada.

$$C_{filtro2} = \frac{1}{L \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_0)^2} \quad (4.4)$$

Las características del filtro son:

- Bobina = 0.7 [mH]
- Capacitor = 14.5 [mF]
- Frecuencia de corte = 50 [Hz]
- Frecuencia de resonancia = 1000 [Hz]

#### 4.1.5 Circuito Clamp

El circuito clamp es un rectificador no controlado compuesto por diodos, un DC-Link y una resistencia en paralelo.

Las características del circuito Clamp son:

- Capacitor = 10 [ $\mu$ F]
- Resistencia = 10 [ $\Omega$ ]

#### 4.2 ETAPA DE MODULACIÓN SPWM

En esta parte de la simulación se requiere un parámetro de entrada que es la tensión de la fuente. El bloque de estrategias de conmutación que se muestra en la Figura 4.3, está conformado por 4 sub-bloques:

- Generador PWM.
- Generador Estado Encendido.
- Interruptores de Conmutación.
- Implementación del método de los cuatro pasos.

En las siguientes subsecciones se detalla cada sub-bloque.

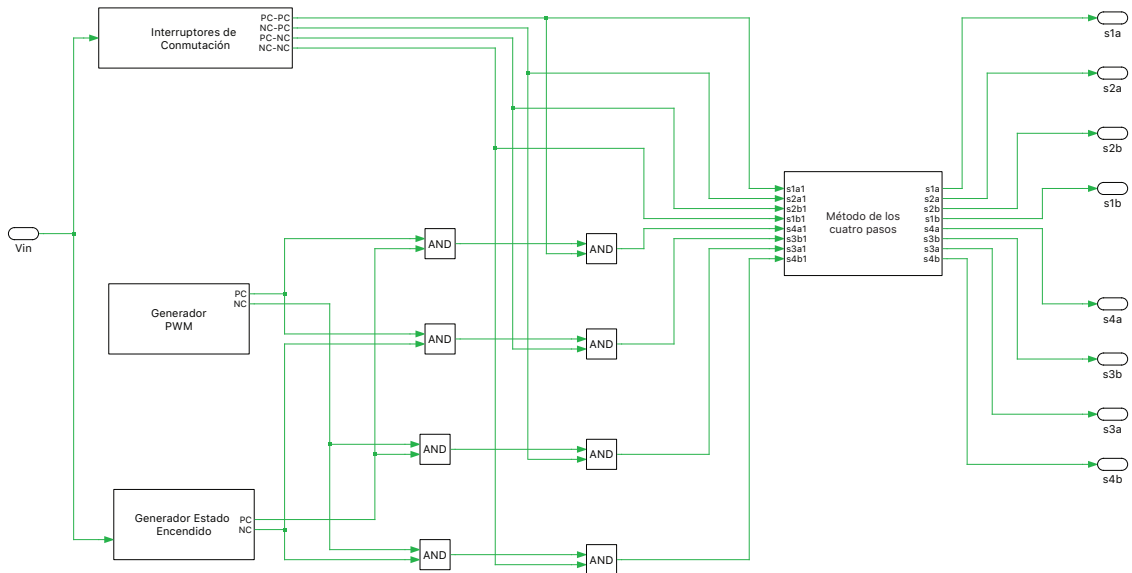


Figura 4.3. Etapa de modulación SPWM.

#### 4.2.1 Generador SPWM

Este bloque compara el bloque índice de modulación con la señal portadora para obtener dos señales de alta frecuencia que permitirán conmutar durante el semiciclo positivo (PC) y el semiciclo negativo (NC).

El bloque índice de modulación es la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de la fuente de entrada. El valor del índice de modulación no puede ser de 0 a 1 si no que debe ser entre 0 y 0,87 como máximo, esto se debe principalmente por la pérdidas generadas en la conmutación de los interruptores del SPMC.

Para esta etapa el voltaje de carga se representa con un Bloque Sin Wave a una frecuencia de 1 kHz (Frecuencia deseada a la salida del SPMC) y con una tensión no más allá del 87% de la fuente de entrada, o también, se puede utilizar la señal resultante de la etapa de control  $V_c$ .

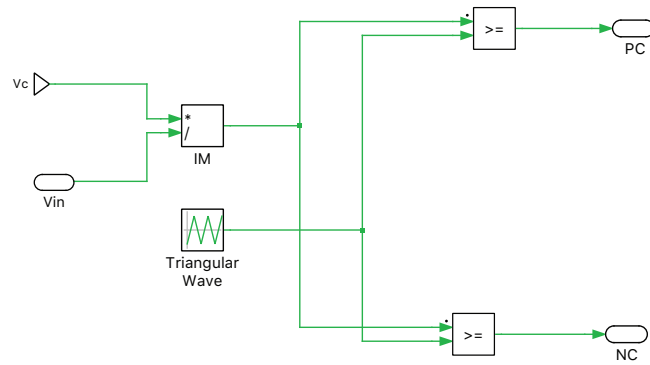


Figura 4.4. SPMC Generador.

#### 4.2.2 Interruptor Estado Encendido

Este módulo se muestra en la Figura 4.5 y se encarga de encender el SPWM en cierto intervalo de tiempo. Se compone por una señal sinusoidal de 50Hz (tensión de entrada) que es comparada con un bloque  $\geq 0$  y otro  $\leq 0$ , para obtener a la salida dos patrones de onda cuadrada de magnitud uno, correspondiente al semiciclo positivo (PC) y otro al semiciclo negativo (NC).

Las señales PC y NC de este módulo se comparan con las señales resultantes del bloque Generador SPWM y el bloque Interruptores de Conmutación. Luego pasan por el bloque método de los cuatro pasos y forman parte del patrón SPWM, que corresponden a las señales de conmutación S3a, S3b, S4a y S4b. Como se muestra en la Figura 4.3

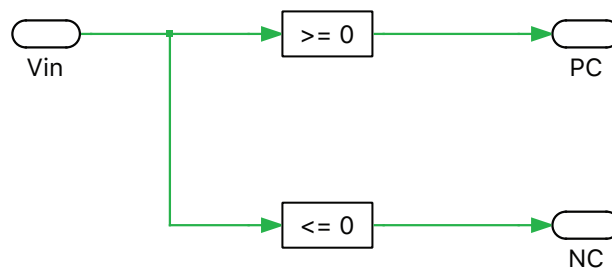


Figura 4.5. Interruptor estado encendido.

### 4.2.3 Interruptor de Conmutación

Este módulo se muestra en la Figura 4.6 y está diseñado para encender un determinado interruptor y completar el patrón sinusoidal con la frecuencia deseada a la salida del convertidor. Para esto se compara la señal de entrada de 50 Hz ( $V_{in}$ ) con la señal de referencia ( $V_c$ ). Las señales resultantes de este bloque PC-PC, NC-PC, PC-NC y NC-NC pasan por el bloque método de los cuatro pasos y forman las señales S1a, S1b, S2a y S2b.

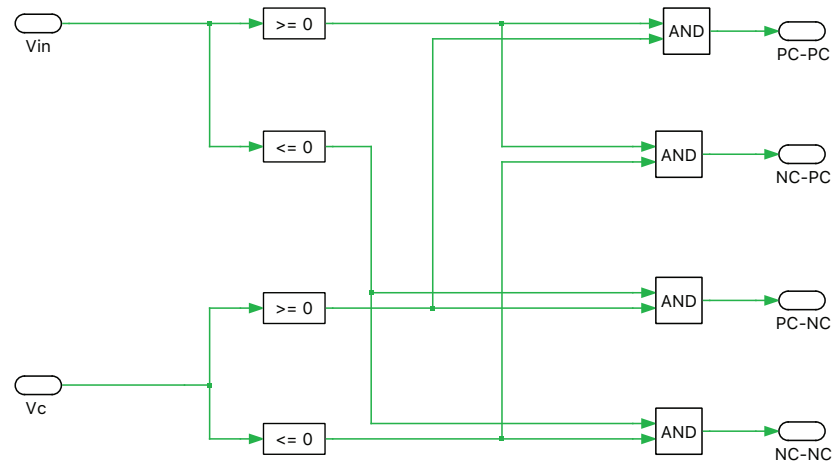


Figura 4.6. Interruptor de conmutación.

### 4.2.4 Implementación del método de los cuatro pasos

El bloque método de los cuatro pasos toma las señales de los bloques Generador SPWM, interruptor estado encendido e interruptor de conmutación para hacer efectivo el método de los cuatro pasos. Aquí las señales son desplazadas en un tiempo  $T_d$  para que la transición de la corriente de carga inductiva sea segura cuando pasa de un interruptor a otro, como se muestra en la Figura 4.7.

El tiempo muerto utilizado es el siguiente:

- $T_d = 1 [\mu s]$
- $T_p = 3 [\mu s]$

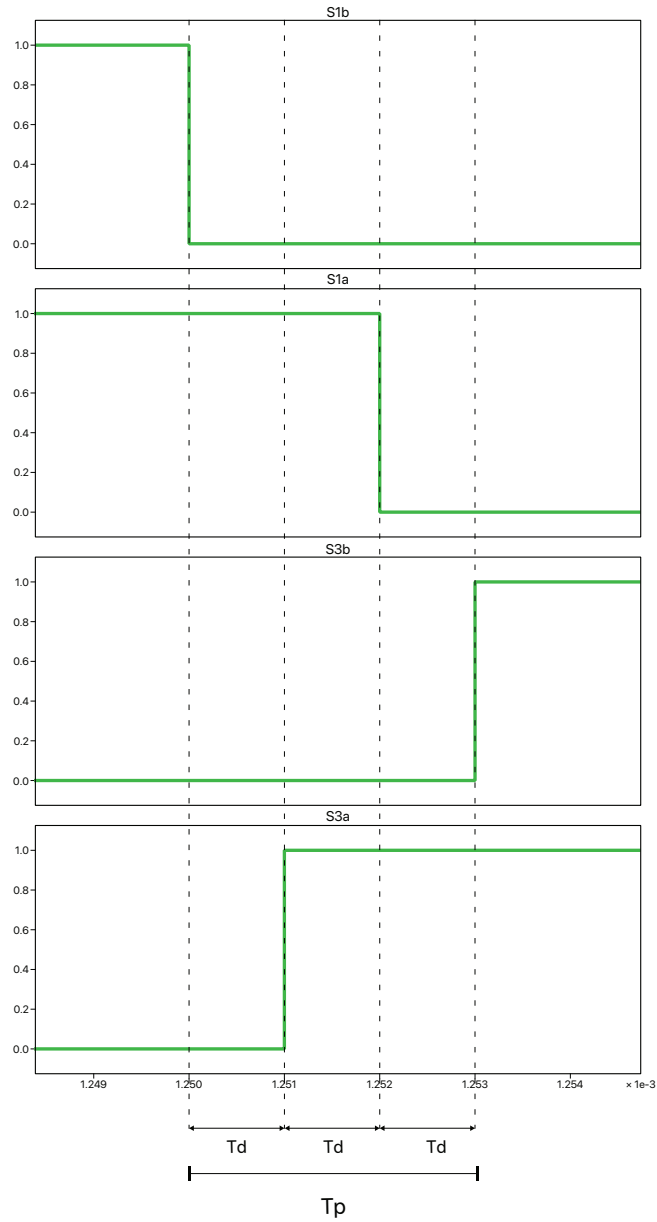


Figura 4.7.  $T_d$  para el método de los cuatro pasos.

### 4.3 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

Para analizar el sistema y ver su comportamiento en el tiempo, hay que representarlo a través de un modelo matemático. Este modelo debe ser capaz de relacionar la respuesta del sistema en función de la señal de entrada o de referencia. Por lo tanto, es necesario la función de transferencia que representa el sistema para poder evaluar el correcto funcionamiento del controlador para el estudio.



### 4.3.1 Carga y filtro de salida del SPMC

Para mejorar la calidad de la tensión suministrada a la carga, es conveniente utilizar un filtro a la salida del convertidor matricial. Este tiene la finalidad de reducir el contenido de armónicos generados por las conmutaciones de los interruptores bidireccionales del convertidor SPMC [43].

En la Figura 4.8 se muestra el filtro resonante serie RLC en paralelo a la carga. Esta carga puede ser una resistencia o una resistencia con un inductor. Por simplicidad se define como una impedancia  $Z_c$ .

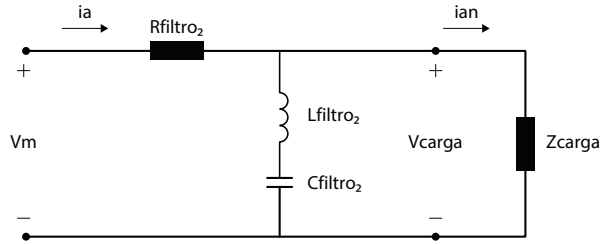


Figura 4.8. Filtro y carga a la salida del convertidor

Se busca obtener la función de transferencia que relacione la tensión de convertidor matricial monofásico  $V_m$  con el voltaje de la carga  $V_{carga}$ . Siendo este último necesario para la etapa modulación SPWM. Además es importante mencionar que  $L_{filtro_2}$  es la inductancia del filtro,  $C_{filtro_2}$  el capacitor del filtro y  $R_{filtro_2}$  la resistencia del filtro

Utilizando las leyes de Kirchoff de voltaje se procede a la obtención de las siguientes ecuaciones:

$$V_m = i_m \cdot \left( R_{filtro_2} + S \cdot L_{filtro_2} + \frac{1}{S \cdot C_{filtro_2}} \right) - i_c \cdot \left( S \cdot L_{filtro_2} + \frac{1}{S \cdot C_{filtro_2}} \right) \quad (4.5)$$

$$i_c \cdot \left( Z_{carga} + S \cdot L_{filtro_2} + \frac{1}{S \cdot C_{filtro_2}} \right) - i_m \cdot \left( S \cdot L_{filtro_2} + \frac{1}{S \cdot C_{filtro_2}} \right) = 0 \quad (4.6)$$

Despejando  $i_m$  en (4.6), se obtiene:

$$i_m = \frac{i_c \left( Z_{carga} + S \cdot L_{filtro_2} + \frac{1}{S \cdot C_{filtro_2}} \right)}{S \cdot L_{filtro_2} + \frac{1}{S \cdot C_{filtro_2}}} \quad (4.7)$$

Reemplazando (4.7) en (4.5) y desarrollando la ecuación se obtiene una función de transferencia que relaciona la tensión en la carga  $V_{carga}(S)$  con la tensión a la salida del convertidor

$V_m(S)$ :

$$\frac{V_c(s)}{V_m(s)} = \frac{S^2 \cdot L_{filtro_2} \cdot C_f \cdot Z_{carga} + Z_{carga}}{S^2 \cdot L_{filtro_2} \cdot C_{filtro_2} \cdot (Z_{carga} + R_{filtro_2}) + S \cdot C_{filtro_2} \cdot Z_{carga} \cdot R_{filtro_2} + Z_{carga} + R_{filtro_2}} \quad (4.8)$$

La representación de la planta del sistema corresponde a la expresión (4.8) y permite obtener la forma de onda del voltaje en la carga  $V_{carga}$ . De esta forma es posible visualizar el efecto del controlador resonante.

## 4.4 ETAPA DE CONTROL

### 4.4.1 Controlador Proporcional Resonante (PR)

El controlador proporcional resonante ha ganado popularidad en el último tiempo, principalmente en controladores de potencia, ya que tiene mayores ventajas por sobre el controlador PI. Usando un controlador proporcional resonante se puede mejorar el rendimiento del seguimiento de la referencia del convertidor, se puede eliminar el error en estado estacionario cuando su referencia es sinusoidal y otra de las ventajas es la posibilidad de implementar una compensación de armónica selectiva sin requerir recursos computacionales excesivos. Utilizando este tipo de controladores se pueden evitar deficiencias asociadas a los controladores PI, como los errores en estado estacionario en sistemas monofásicos y la necesidad de realizar transformación síncrona d-q en sistemas trifásicos [44, 45].

El controlador está compuesto por un par de polos puramente imaginarios en el plano "s" de Laplace a una frecuencia de resonancia  $\omega_0$ . Este último corresponde a la frecuencia deseada a la salida del convertidor y a la frecuencia de resonancia a la vez, principalmente porque se desea que el convertidor entre en resonancia a la frecuencia de salida del SPMC.

$$C_{CR}(s) = K_c \cdot \frac{S^2 + 2\zeta\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + \omega_0^2} \quad (4.9)$$

$K_c$  corresponde a la ganancia del controlador,  $\zeta$  es el coeficiente de amortiguamiento y  $\omega_n$  la frecuencia natural. Los polos y ceros de la parte resonante del controlador PR se muestran en la Figura 4.9.

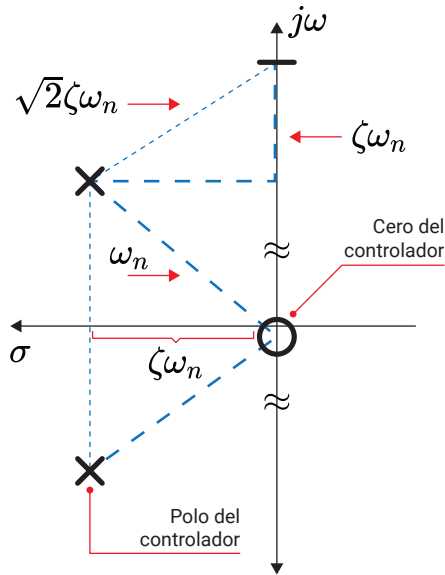


Figura 4.9. Ubicación de los polos y ceros de la parte resonante del controlador PR [2].

En la Figura 4.10 se muestra el esquema del controlador proporcional resonante. Al controlador entra una señal sinusoidal de referencia de 1 KHz y la señal medida a la salida de la planta. Luego del controlador se encuentra la planta del sistema y finalmente la señal correspondiente al voltaje de carga  $V_c$  que se envía a la etapa de modulación SPWM.

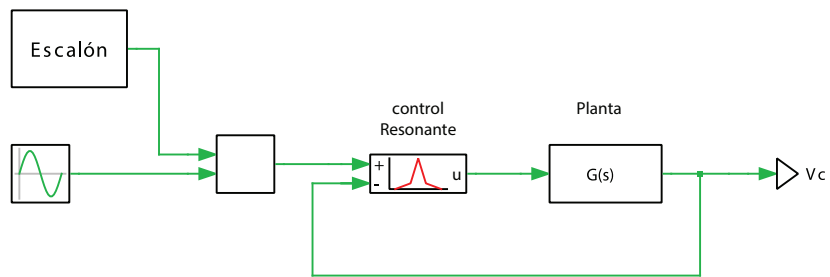


Figura 4.10. Controlador Proporcional Resonante

En la Figura 4.11 se muestra el diagrama de bloques del controlador resonante.

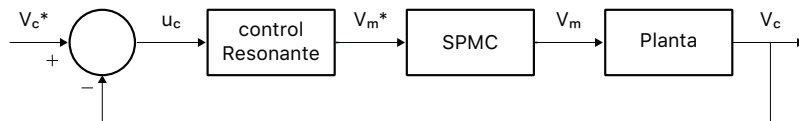


Figura 4.11. Diagrama de bloques del controlador resonante

# CAPÍTULO 5

---

## RESULTADOS OBTENIDOS

---

### 5.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan los resultados de las simulaciones realizadas en PLECS del convertidor matricial monofásico. El circuito utilizado para todas las simulaciones se muestra en la Figura 5.1.

La variable  $V_{in}$  corresponde a la tensión de la fuente de entrada,  $V_{Referencia}$  a la señal modulada a la salida del convertidor,  $V_{Carga}$  a la tensión de la carga y  $R_{Carga}$  a la carga del circuito, que dependiendo de la simulación es la que varía.

Las pruebas realizadas son:

- La primera y segunda son simulaciones a lazo abierto con carga resistiva.
- La tercera es una simulación a lazo abierto con carga RL.
- La cuarta y quinta son simulaciones a lazo cerrado con carga RL.

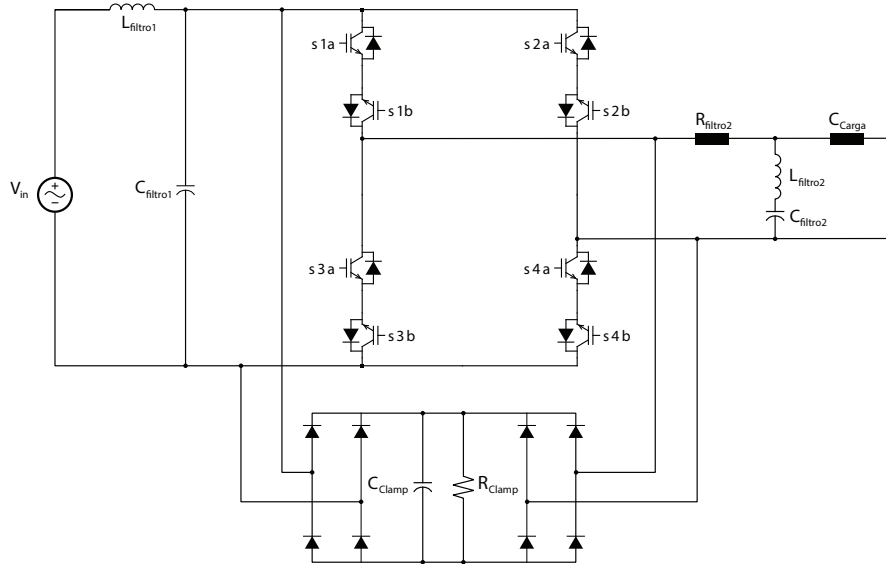


Figura 5.1. Circuito SPMC utilizado para las simulaciones.

## 5.2 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN A LAZO ABIERTO

Las primeras simulación del SPMC con carga resistiva se realiza con una señal de referencia  $V_{Referencia}$  de 100 [Hz] y los parámetros del circuito se muestran en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1. Parámetros de la primera simulación con carga resistiva.

| COMPONENTES                                    | VALOR           |
|--|-----------------|
| Frecuencia de conmutación ( $f_s$ )            | 6 [KHz]         |
| Frecuencia de la señal de referencia ( $f_r$ ) | 100 [Hz]        |
| Frecuencia voltaje de entrada ( $f_{in}$ )     | 50 [Hz]         |
| Indice de modulación ( $m_i$ )                 | 0.85            |
| Resistencia de carga ( $R_{carga}$ )           | 20 [ $\Omega$ ] |
| Voltaje de entrada ( $V_{in}$ )                | 200 [V]         |
| Tiempo total de la simulación                  | 0.02 seg        |

En la Figura 5.3 se muestra el patrón de conmutación de las señales  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$  y  $s_4$  de los interruptores del SPMC. La señal de referencia  $V_{Referencia}$  de 100 [Hz] que se quiere modular a la salida del convertidor, la señal de entrada  $V_{in}$  de 50 [Hz] con amplitud de 200 [V] y finalmente la señal medida en la carga del convertidor  $V_{Carga}$ . Adicionalmente la Figura 5.2 muestra la estrategia de conmutación de los cuatro estados de operación aplicada a cada una de las simulaciones.

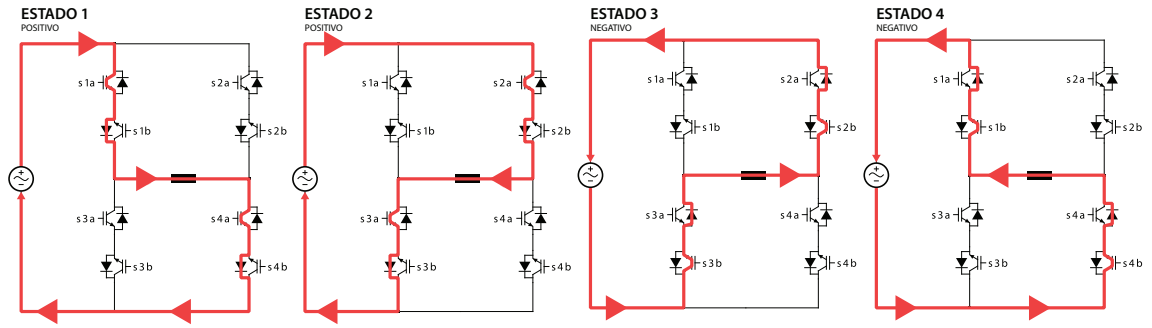


Figura 5.2. Estados de operación.

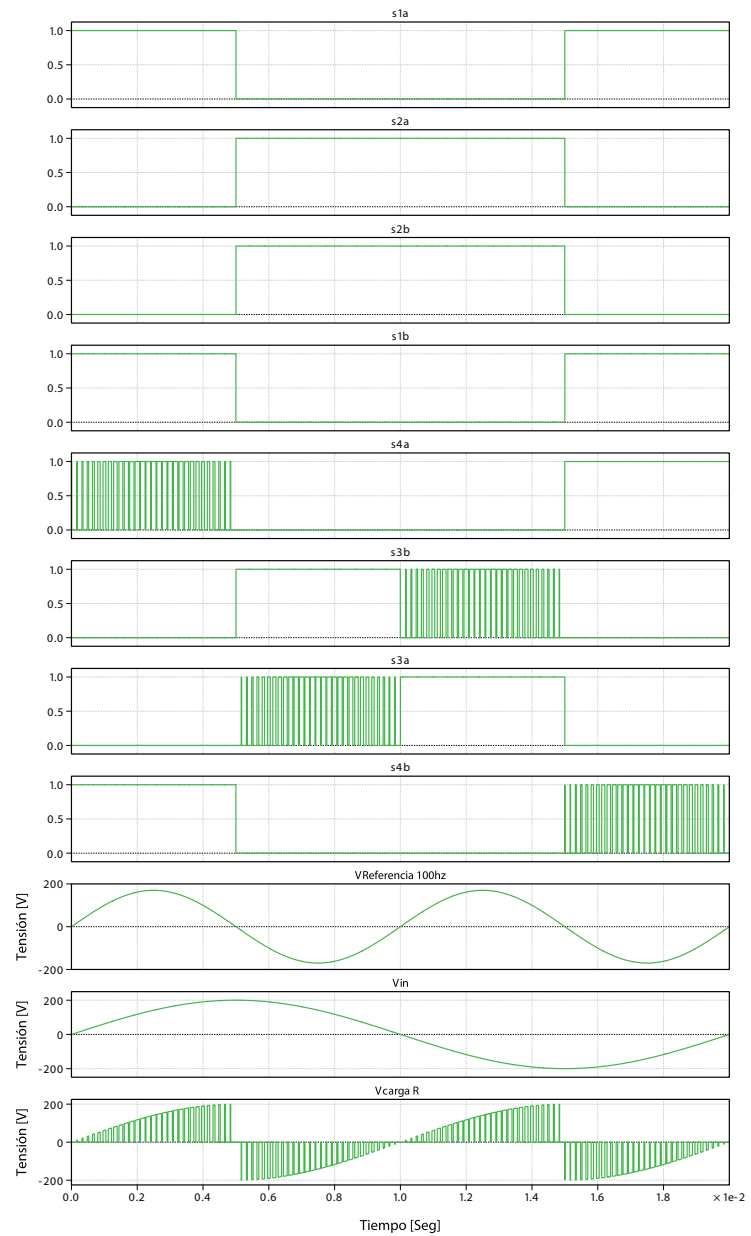


Figura 5.3. Resultados de la primera simulación del SPMC con carga resistiva.

En esta simulación se verifica el correcto funcionamiento de la estrategia de conmutación aplicada en el SPMC.

La segunda simulación se realiza con una señal de referencia  $V_{Referencia}$  de 1 [kHz], mientras que los parámetros del circuito son los que se muestran en la Tabla 5.1. En tanto, la Figura 5.4 se muestra el patrón de conmutación de las señales s1, s2, s3 y s4 de los interruptores del SPMC. Además se puede notar a simple vista que el patrón de conmutación es totalmente diferente al de la Figura 5.3. Se puede ver la señal de referencia  $V_{Referencia}$  de 1 [KHz], la señal de entrada  $V_{Referencia}$  de 50 [Hz] con una amplitud de 200 [V] y finalmente la señal medida en la carga  $V_{Carga}$  del convertidor.

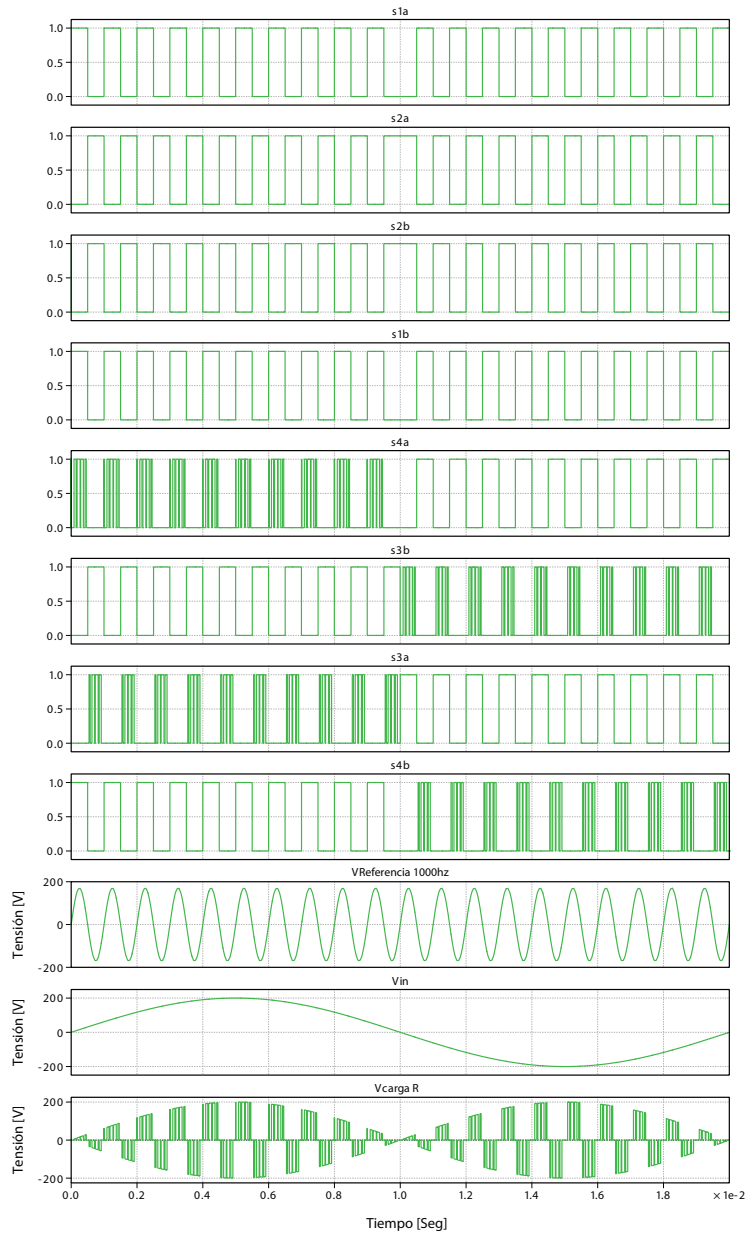


Figura 5.4. Resultados de la segunda simulación del SPMC con carga resistiva.

Por otro lado, en la Figura 5.5 se muestran los resultados del convertidor con carga RL de la tercera prueba. En esta simulación se puede ver que la forma de onda del voltaje de carga  $V_{Carga}$  tiene una leve distorsión en comparación con la señal obtenida en la simulación con carga resistiva. Esto se debe principalmente a la bobina en la carga utilizada para esta simulación. Los parámetros de esta prueba se muestran en la Tabla 5.2.



Tabla 5.2. Parámetros de la simulación con carga RL.

| COMPONENTES                               | VALOR           |
|---|-----------------|
| Frecuencia de la señal portadora (fp)     | 6 [KHz]         |
| Frecuencia de la señal de referencia (fr) | 1 [KHz]         |
| Frecuencia voltaje de entrada (fin)       | 50 [Hz]         |
| Rcarga                                    | 20 [ $\Omega$ ] |
| Lcarga                                    | 1 [mH]          |
| Rclamp                                    | 10 [ $\Omega$ ] |
| Cclamp                                    | 10 [ $\mu$ F]   |

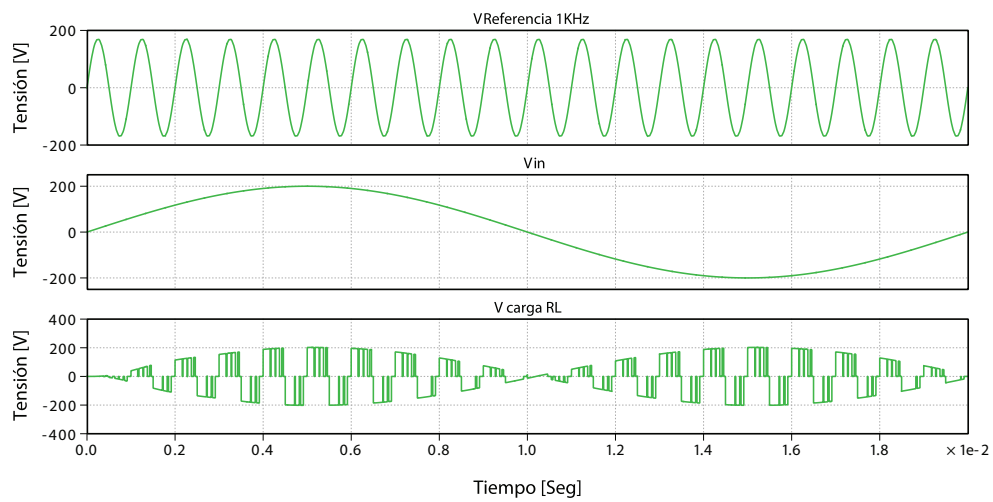


Figura 5.5. Resultados de tercera simulación a lazo abierto del SPMC con carga RL .

### 5.3 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN A LAZO CERRADO

Para comenzar esta simulación primero se simula de forma aislada el filtro resonante serie LC y el controlador resonante serie, con el fin de verificar su correcto funcionamiento.

#### 5.3.1 Simulación aislada del filtro resonante serie LC

En la Figura 5.6 se muestra el esquema correspondiente a la prueba aislada del filtro resonante. En la entrada se encuentra una fuente de tensión controlada que contiene una frecuencia de 1 [kHz] y 50 [Hz]. Por otro lado se encuentran los componentes que conforman el filtro y que tienen como objetivo eliminar la componente de 50 [Hz].

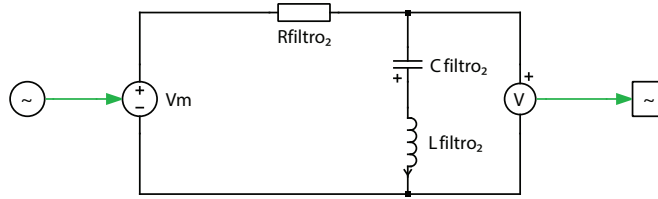


Figura 5.6. Esquema de prueba del filtro resonante serie.

Es deseable obtener la función de transferencia del filtro de salida que relacione la corriente que entra al filtro  $i_m$ , con la tensión que entra al filtro  $V_m$ .

Utilizando las leyes de Kirchhoff y aplicando la transformada de Laplace se obtienen las siguientes dos ecuaciones:

$$V_m = V_R + V_L + V_C \quad (5.1)$$

$$V_m = i_m \cdot (R_{filtro_2} + S \cdot L_{filtro_2} + \frac{1}{S \cdot C_{filtro_2}}) \quad (5.2)$$

Además se conoce que:

$$V_c = V_L + V_C \quad (5.3)$$

Despejando y desarrollando la ecuación se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{V_c(s)}{V_m(s)} = \frac{S^2 \cdot L_{filtro_2} \cdot C_{filtro_2} + 1}{S^2 \cdot L_{filtro_2} \cdot C_{filtro_2} + S \cdot C_{filtro_2} \cdot R_{filtro_2} + 1} \quad (5.4)$$

En la Figura 5.7 se muestra el diagrama de Bode del filtro resonante y se puede ver que está diseñado para rechazar las frecuencias del orden de los 50 [Hz].

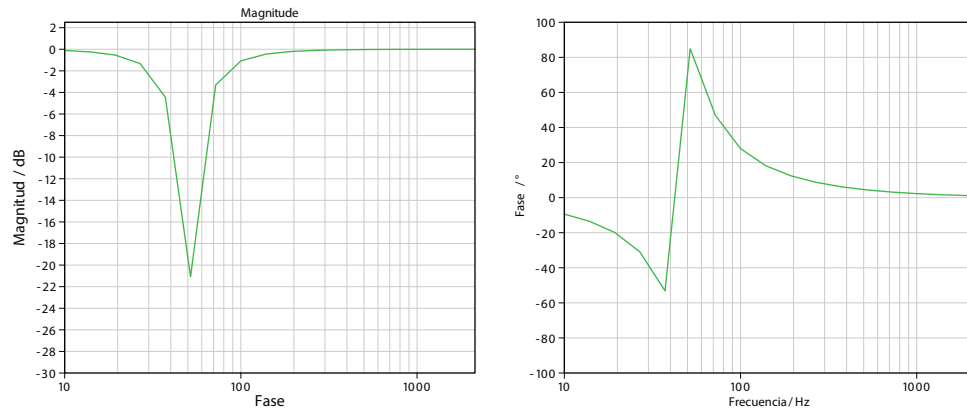


Figura 5.7. Diagrama de Bode del filtro resonante serie.

En la Figura 5.8 (b) se puede ver que la señal medida en la fuente controlada tiene la presencia de frecuencias de 50 [Hz] y 1 [kHz]. Por otro lado, en la Figura 5.8 (a) se muestra la señal medida después del filtro resonante y se puede ver que la señal resultante no presenta frecuencias de 50 [Hz]. Por lo tanto, el diseño del filtro es correcto y funciona apropiadamente.

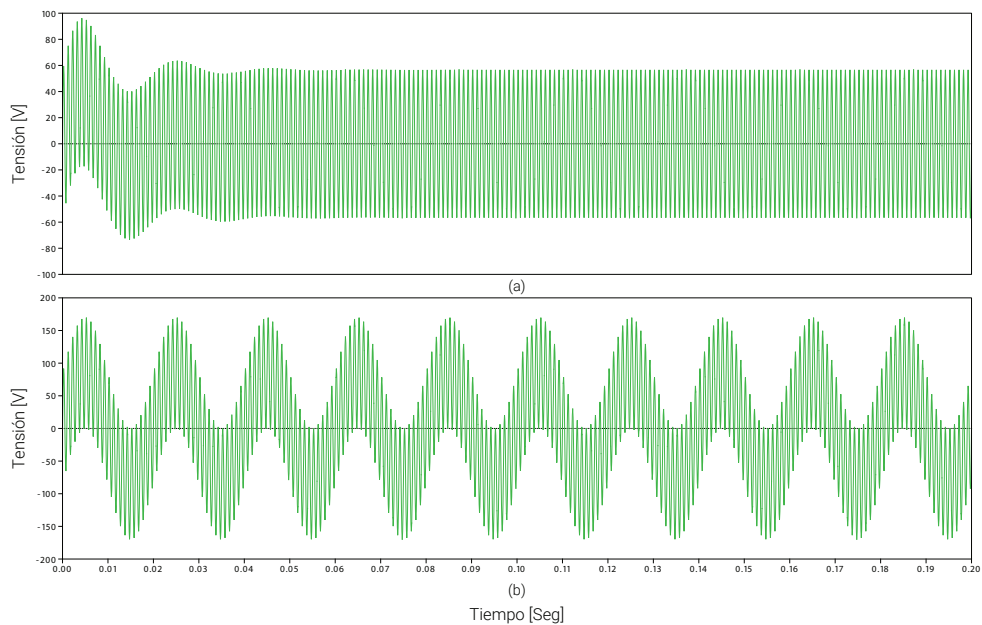


Figura 5.8. Simulación del filtro resonante. (a) Tensión medida en la carga con el filtro y (b) voltaje medido en la carga sin filtro.

### 5.3.2 Simulación aislada del controlador resonante

En esta simulación se prueba el controlador resonante de forma aislada para validar su funcionamiento. La señal de referencia es el producto entre un escalón y una señal sinusoidal de 100 [Hz]. Los parámetros del controlador son los siguientes:

- $\omega_0 = 100$  [Hz]
- $\zeta = 0.8$
- Ganancia proporcional = 100

En la Figura 5.9 podemos ver que la respuesta del controlador resonante sigue la referencia sin problema.

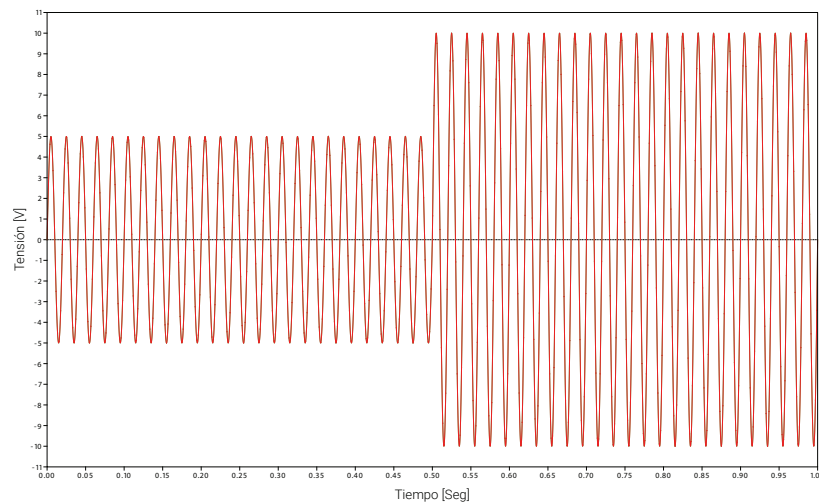


Figura 5.9. Prueba aislada del controlador resonante.

### 5.3.3 Simulación de control de tensión a lazo cerrado

Para realizar la cuarta prueba correspondiente al control de tensión  $V_c$ , se utiliza la configuración del circuito presentado al comienzo de este capítulo. A su vez se considera el diagrama de bloques de la Figura 4.11 presentado en el capítulo cuatro.

Los parámetros del controlador resonante están configurados para una frecuencia de resonancia de 1 [kHz]:

- $\omega_0 = 1.000$  [Hz]
- $\zeta = 0.8$

- Ganancia proporcional = 10

Los parámetros utilizados en esta prueba se muestran en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3. Parámetros de la simulación de control de voltaje.

| <b>COMPONENTES</b>                         | <b>VALOR</b>    |
|--|-----------------|
| Frecuencia de conmutación (fs)             | 6 [KHz]         |
| Frecuencia de la señal de referencia (fr)  | 1 [KHz]         |
| Frecuencia voltaje de entrada (fin)        | 50 [Hz]         |
| Resistencia de carga (Rcarga)              | 20 [ $\Omega$ ] |
| Inductancia de carga (Lcarga)              | 1 [mH]          |
| Inductancia de filtro de salida (Lfiltro2) | 0.7 [mH]        |
| Capacitor de filtro de salida (Cfiltro2)   | 14.5 [mF]       |
| Resistencia Clamp (Rclamp)                 | 10 [ $\Omega$ ] |
| Capacitor Clamp (Cclamp)                   | 10 [ $\mu$ F]   |

La Figura 5.10 corresponde a la respuesta del controlador resonante frente a cambios de referencia de una señal de 1 [kHz]. En (a) se muestra el comportamiento durante un periodo de 3.5 [seg] y en (b) se puede ver que el controlador sigue la referencia y responde rápidamente a los cambios de amplitud.

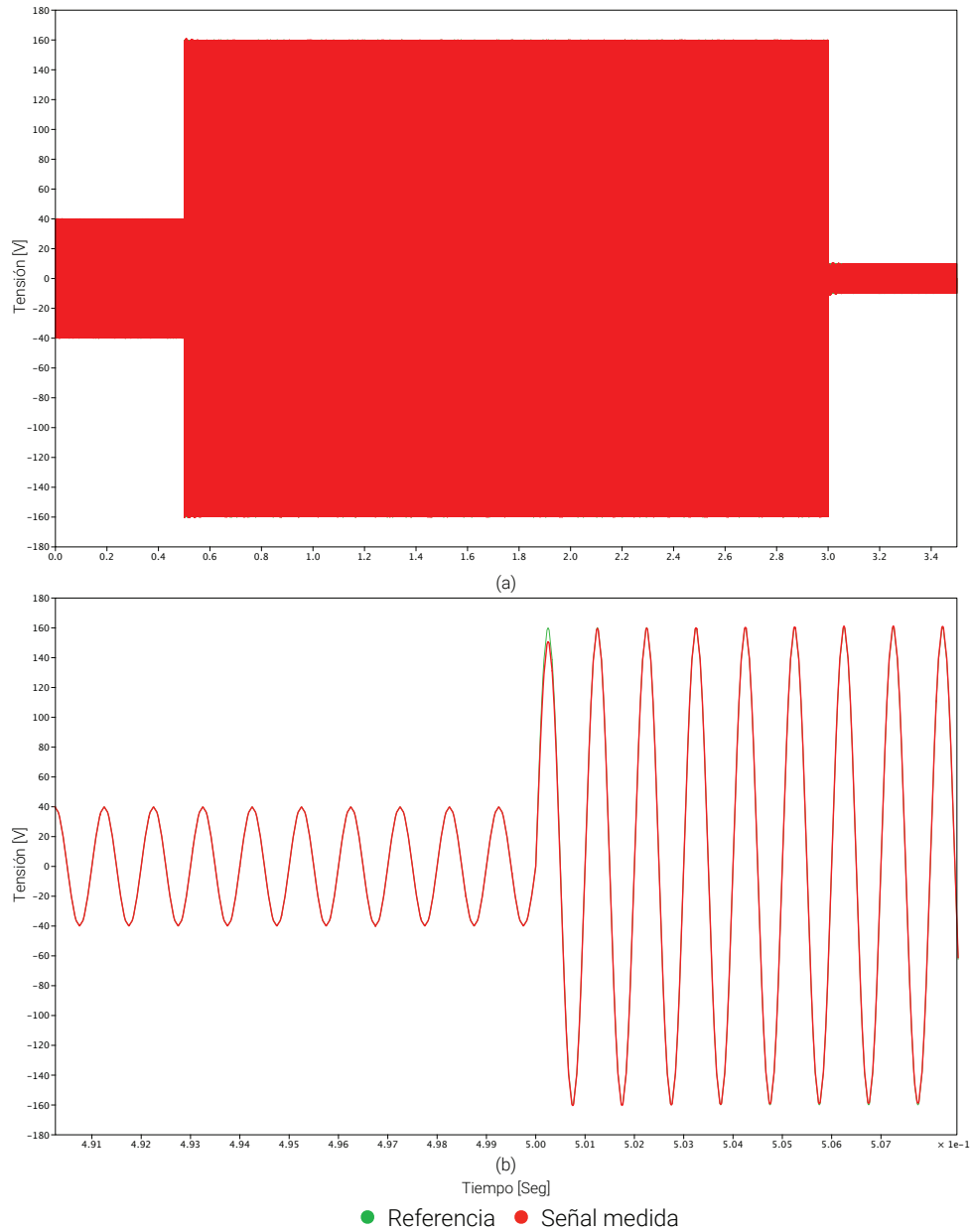


Figura 5.10. (a) Comportamiento del controlador resonante frente a cambios de referencia en un tiempo de 3.5 segundos. (b) Tracking del controlador.

En la Figura 5.11 y en la Figura 5.12 se muestra el comportamiento de la tensión y la corriente de carga del convertidor SPMC, frente a cambios de referencia durante el tiempo que dura la simulación. En ella podemos notar que el voltaje  $V_c$  responde rápidamente al cambio de referencia y la corriente  $i_c$  tarda un poco más en lograr el régimen permanente. En la Figura 5.13 se muestra de cerca la forma de onda de estas señales.

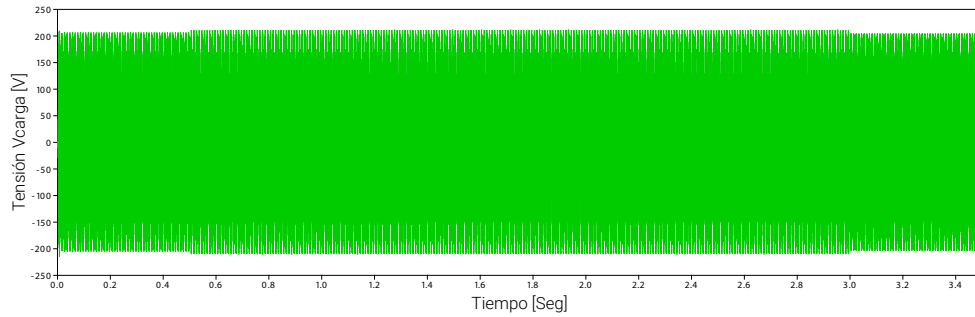


Figura 5.11. Comportamiento del voltaje de carga  $V_c$  durante la prueba de control de tensión a lazo cerrado.

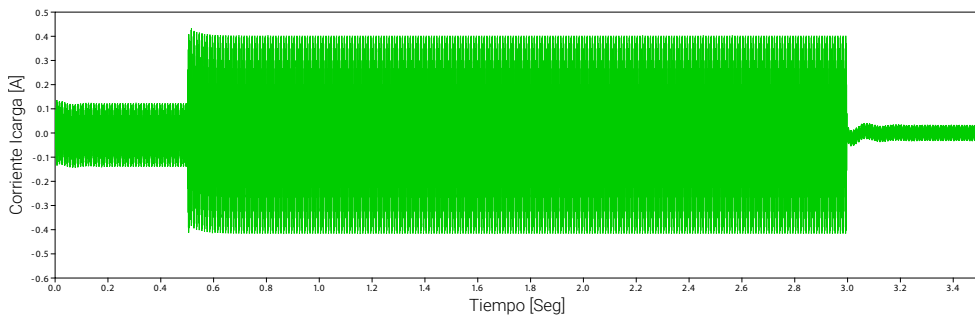


Figura 5.12. Comportamiento de la corriente de carga  $i_c$  durante la prueba de control de tensión.

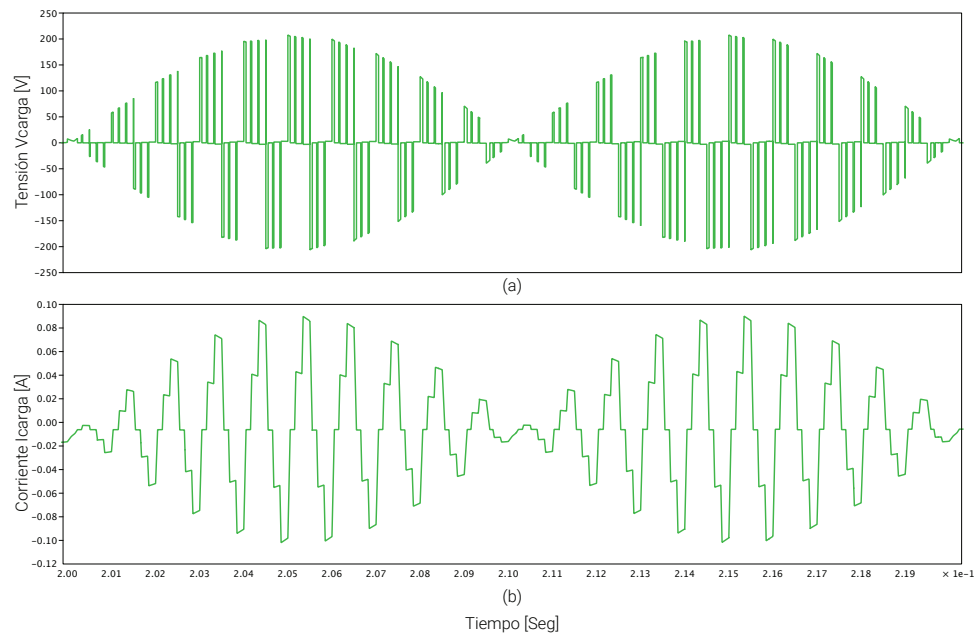


Figura 5.13. Forma de onda de la corriente y voltaje durante la prueba de control de tensión a lazo cerrado. (a) Tensión medida en la carga. (b) Corriente medida en la carga.

En la quinta prueba se realiza una simulación a lazo cerrado donde se prueba la respuesta

del controlador frente a variaciones de frecuencia y amplitud en un tiempo de 2.5 segundos.

La prueba comienza de 0 a 0.5 segundos con una frecuencia modulada a la salida del convertidor de 100 [Hz] con una tensión de 30 [V], luego de 0.5 a 1 segundos la frecuencia es de 300 [Hz] y la tensión de 90 [V], de 1 a 1.5 segundos de 1[kHz] y 120 [V], luego de 1.5 a 2 segundos la frecuencia baja nuevamente a 500 [Hz] y una tensión de 60 [V] y finalmente de 2 a 2.5 segundos la frecuencia es de 1 [kHz] y una tensión de 90 [V].

En la Figura 5.14 se muestra la señal de referencia a modular  $V_{Referencia}$ , la tensión de entrada  $V_{in}$ , la tensión de carga  $V_{Carga}$  y la corriente de carga  $I_{Carga}$ . Los parámetros de la prueba se presentan en la Tabla 5.3.

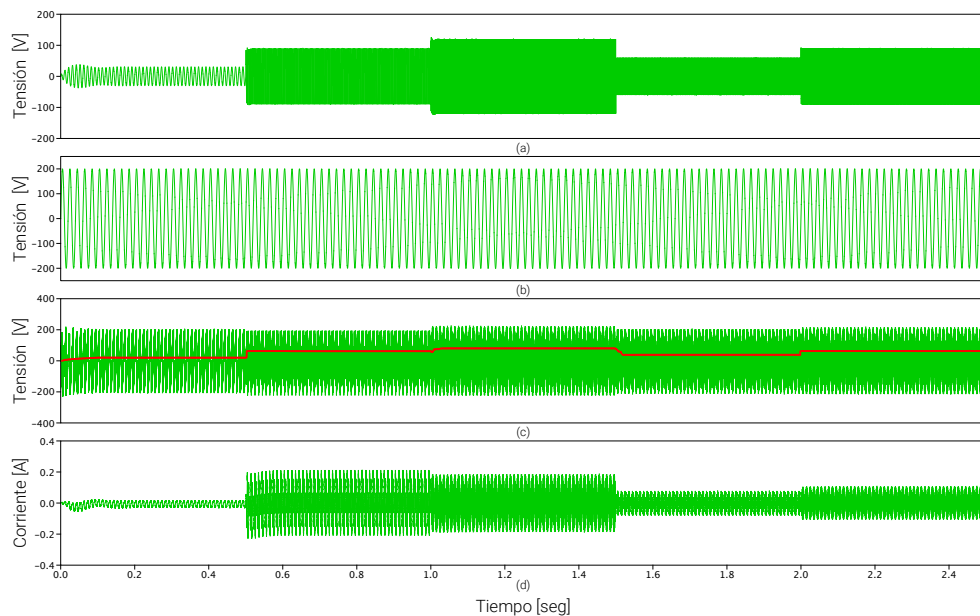


Figura 5.14. Medición de las tensiones y corrientes durante la prueba de tensión a lazo cerrado. (a)  $V_{Referencia}$ , (b)  $V_{in}$ , (c)  $V_{Carga}$  y (d)  $I_{Carga}$ .

En la Figura 5.15 se muestra en detalle el comportamiento de la tensión de carga  $V_{Carga}$  durante cada transición de frecuencia y cambios de amplitud. Además se muestra en color rojo el valor RMS de la tensión de carga.

En (a) se muestra el comportamiento de la tensión de carga durante el cambio de frecuencia de 100 [Hz] a 300 [Hz]. Se puede ver que la forma de onda de la tensión cambia y que el valor RMS de la tensión también lo hace. Esto se debe a que la referencia que entra al controlador durante este tiempo cambia de 30 [V] a 90 [V]. En (B) se muestra el comportamiento de la tensión de carga durante un cambio de frecuencia de 300 [Hz] a 1 [kHz] y un cambio de amplitud de 90 [V] a 120 [V]. Por otro lado en (c) se muestra el comportamiento de la tensión durante un cambio de frecuencia de 1 [kHz] a 500 [Hz] y en (d) de 500 [Hz] a 1 [kHz].



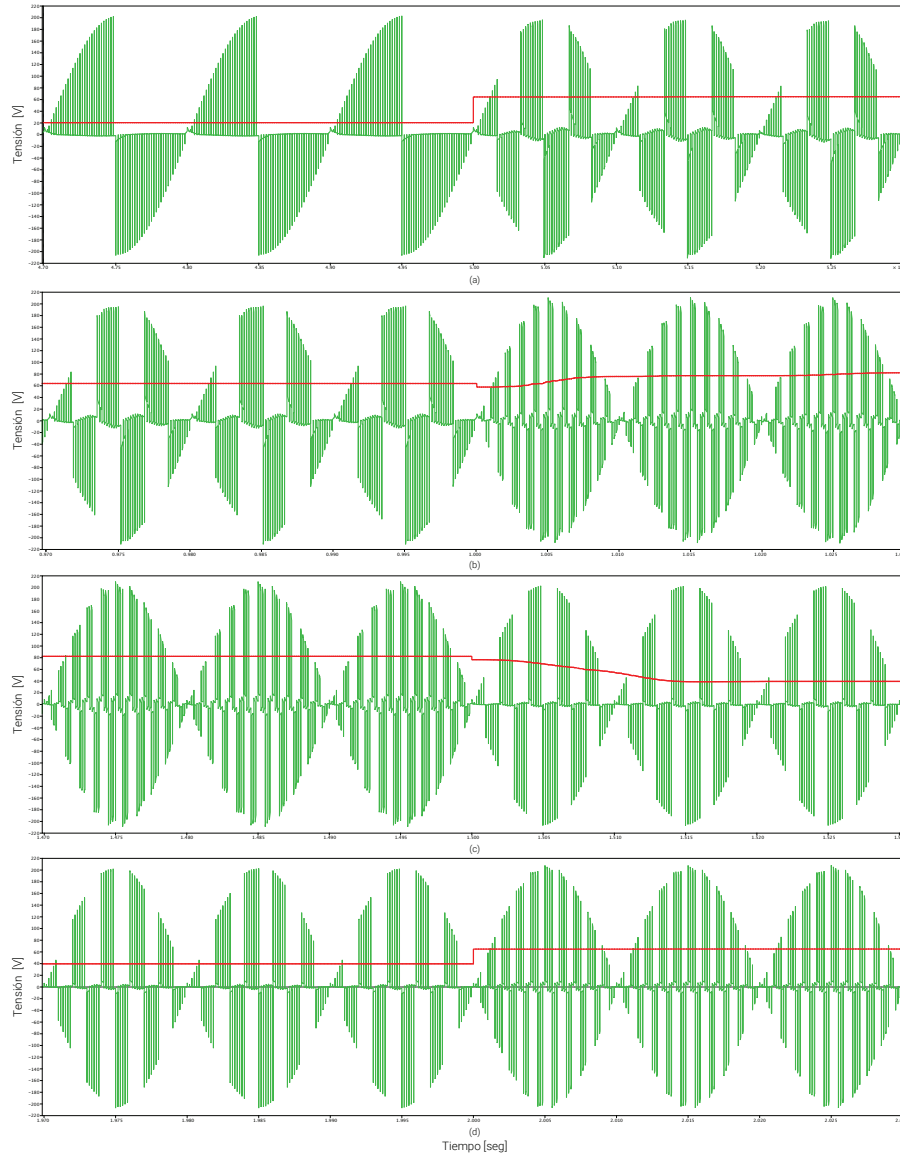


Figura 5.15. Comportamiento de tensión de carga  $V_{Carga}$  frente a cambios de frecuencia y amplitud durante prueba de control a lazo cerrado. En (a) cambio de 100 [Hz] a 300 [Hz], (b) cambio de 300 [Hz] a 1 [KHz], (c) cambio de 1 [KHz] a 500 [Hz] y (d) cambio de 500 [Hz] a 1 [KHz].

### 5.3.4 Control de corriente y tensión

Se realiza prueba AC-AC con 50 [Hz] a la entrada y a la salida del convertidor, ya que puede funcionar como controlador de carga AC.

Para realizar esta prueba se emplea un método de control para convertidores grid-forming y grid-feeding utilizados en micro-redes AC. De acuerdo a la Figura 5.16 (a), el convertidor grid-forming puede ser representado como una fuente de tensión AC con una baja impedancia a la

salida del convertidor y puede ser controlado a lazo cerrado. Por otro lado en la Figura 5.16 (b) los convertidores de tipo grid-feeding son representados como fuentes de corriente con una alta impedancia en paralelo a la salida del convertidor [3].

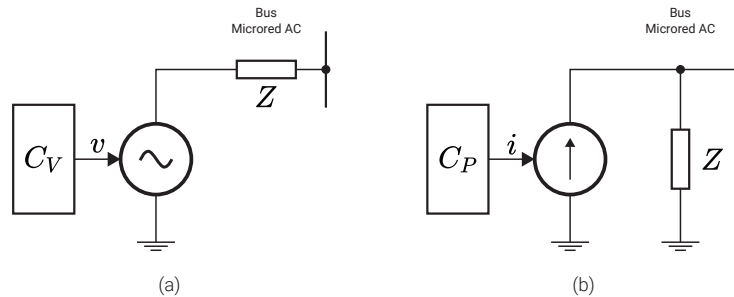


Figura 5.16. Esquema de convertidor grid-forming y grid-following. ( adaptado de [3]).

Como se muestra en la Figura 5.17, para el control de un convertidor grid-forming se pueden utilizar dos controladores en cascada. El sistema de control interno (grid-following) se encarga de regular la corriente suministrada por el convertidor, mientras que el sistema de control externo busca que la tensión que se desea controlar coincida con su valor de referencia. Por lo tanto, la corriente controlada, que circula a través del inductor, carga el condensador para mantener el voltaje de salida cercano a la referencia entregada al lazo de control de tensión.

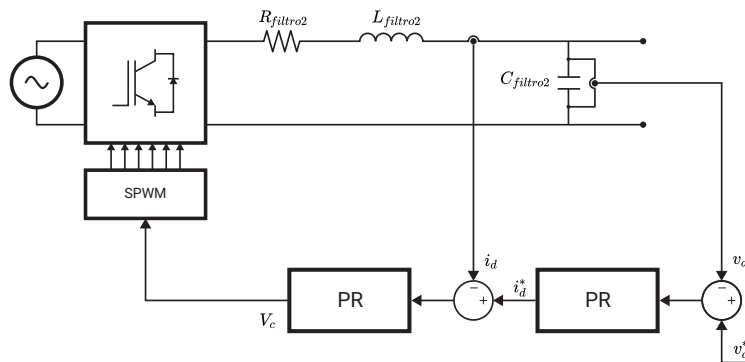


Figura 5.17. Esquema de control anidado.

Para el desarrollo de los controladores de corriente y tensión del SPMC se considera el circuito que se muestra en la Figura 5.18, del cual se obtienen las plantas para el diseño de los controladores.

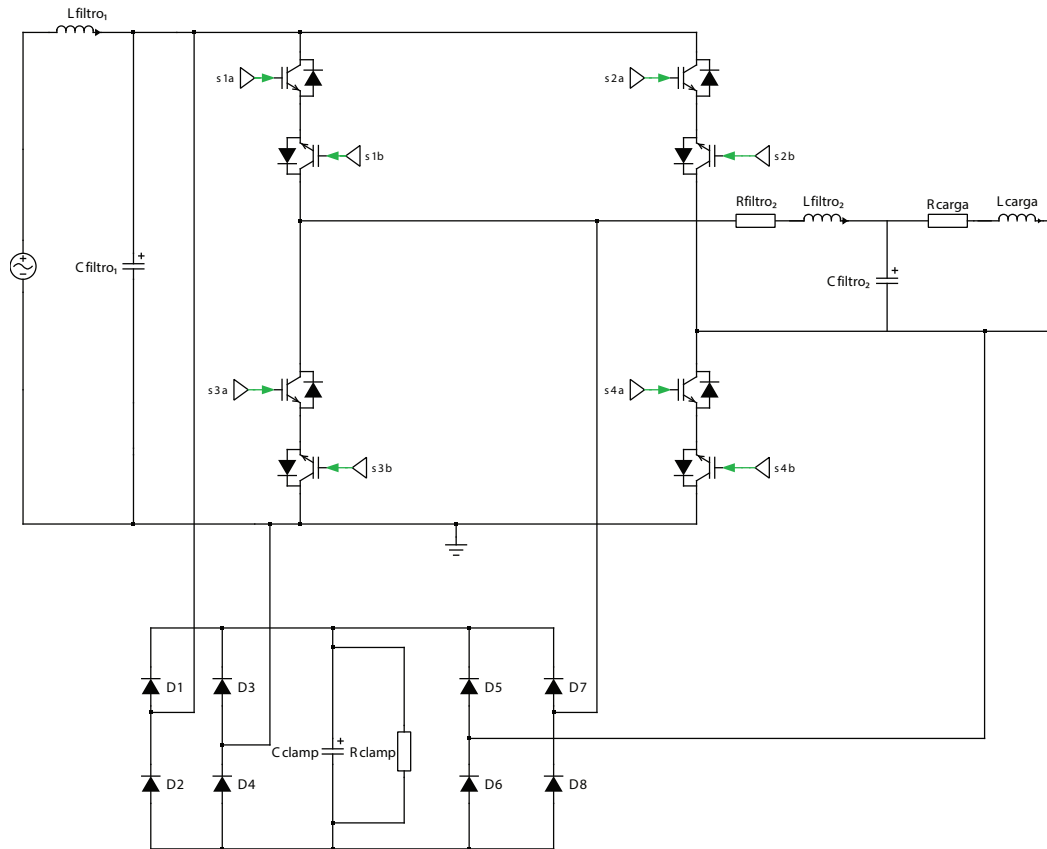


Figura 5.18. Circuito SPMC para control de corriente.

Para el diseño del controlador de tensión se considera la siguiente planta y corresponde únicamente al condensador a la salida del SPMC en dominio S.

$$Planta_T = \frac{1}{s \cdot C} \quad (5.5)$$

Donde:

- C = 10.13 [mF]

Para el diseño del controlador se utiliza RLtool de Matlab, donde se ingresan los parámetros, como el coeficiente de amortiguamiento (Damping ratio) y frecuencia natural. En este controlador, a diferencia del controlador de corriente, debe ser diez veces más lento, es por esto que la frecuencia natural es de 10 [Hz] y el coeficiente de amortiguamiento es de 0.7071. Obteniendo como resultado el Lugar Geométrico de la Raíz (LGR) del controlador de tensión que se muestra en la Figura 5.19.

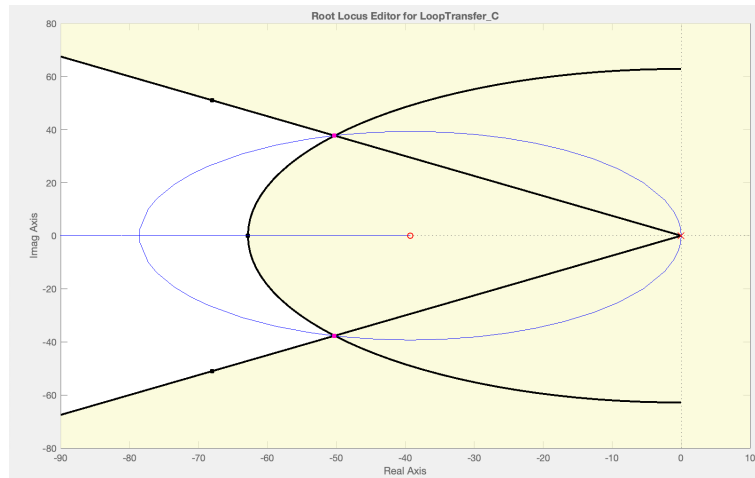


Figura 5.19. Control PI de tensión.

Donde el controlador resultante es:

$$C_{PIV} = 1,02 + \frac{39,3}{s} \quad (5.6)$$

Con el controlador  $C_{PIV}$  y con la expresión (4.9) se obtiene (5.7), que corresponde al controlador proporcional resonante de tensión.

$$C_{PRV} = 1,02 + \frac{39,3}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.7)$$

En segundo lugar se desarrolla el controlador de corriente, que es el encargado de controlar la corriente a la salida del SPMC. La planta para el diseño de este controlador es la que se muestra a continuación.

$$Planta_C = \frac{1}{s \cdot L + R} \quad (5.8)$$

Donde:

- $L = 1 [mH]$
- $R = 0.47 [\Omega]$

Para el diseño de este controlador se realiza el mismo procedimiento que se utilizó en el controlador de tensión.

Como se mencionó anteriormente, este debe ser 10 veces más rápido que el controlador de tensión y es por esto que se utiliza una frecuencia natural de 100 [Hz] y un coeficiente de amortiguamiento de 0.7071, obtenido como resultado el LGR del controlador de corriente que se muestra en la Figura 5.20.

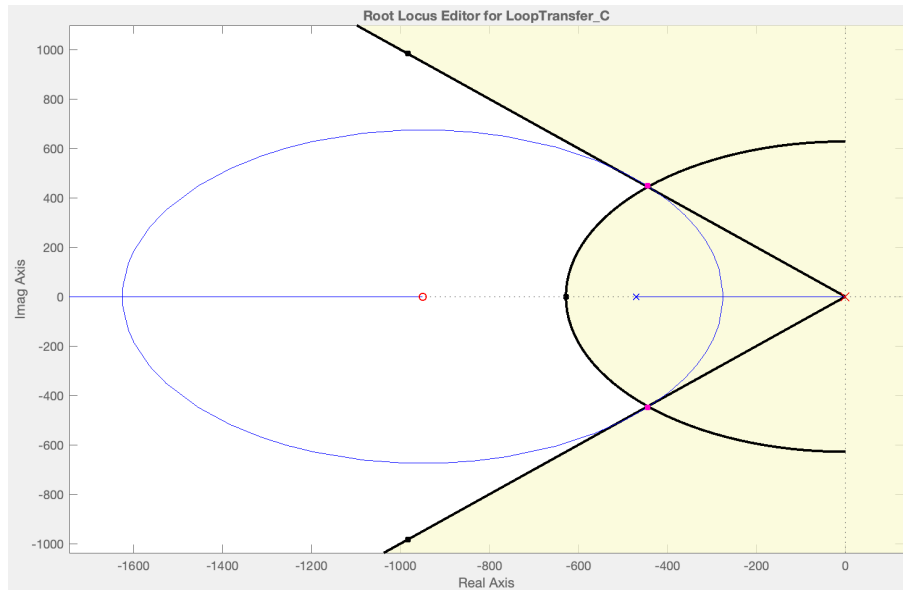


Figura 5.20. Controlador PI de corriente.

Donde el controlador resultante es:

$$C_{PIi} = 0,42 + \frac{950}{s} \quad (5.9)$$

Con el controlador  $C_{PIi}$  y con la expresión (4.9) se obtiene (5.10), que corresponde al controlador proporcional resonante de corriente.

$$C_{PRi} = 0,42 + \frac{950}{s^2 + \omega_0^2} \quad (5.10)$$

Luego de haber diseñado los controladores primero se realiza la prueba de control de corriente. Los parámetros utilizados en esta simulación son los que se muestran en la Tabla 5.4.

Tabla 5.4. Parámetros de la simulación de control grid-feeding.

| COMPONENTES                               | VALOR             |
|---|-------------------|
| Frecuencia de conmutación (fs)            | 6 [KHz]           |
| Frecuencia de la señal de referencia (fr) | 50 [Hz]           |
| Frecuencia voltaje de entrada (fin)       | 50 [Hz]           |
| Resistencia de carga (Rcarga)             | 20 [ $\Omega$ ]   |
| Inductancia de carga (Lcarga)             | 1 [mH]            |
| Inductancia filtro de salida (Lfiltro2)   | 1 [mH]            |
| Capacitor filtro de salida (Cfiltro2)     | 10.13 [mF]        |
| Resistencia filtro de salida (Rfiltro2)   | 0.47 [ $\Omega$ ] |

En la Figura 5.21 se muestra el comportamiento del controlador de corriente. La prueba se realiza en un tiempo de 1 segundo con una referencia sinusoidal escalonada. Se puede observar que la señal medida tarda 0.05 segundos en llegar a la referencia.

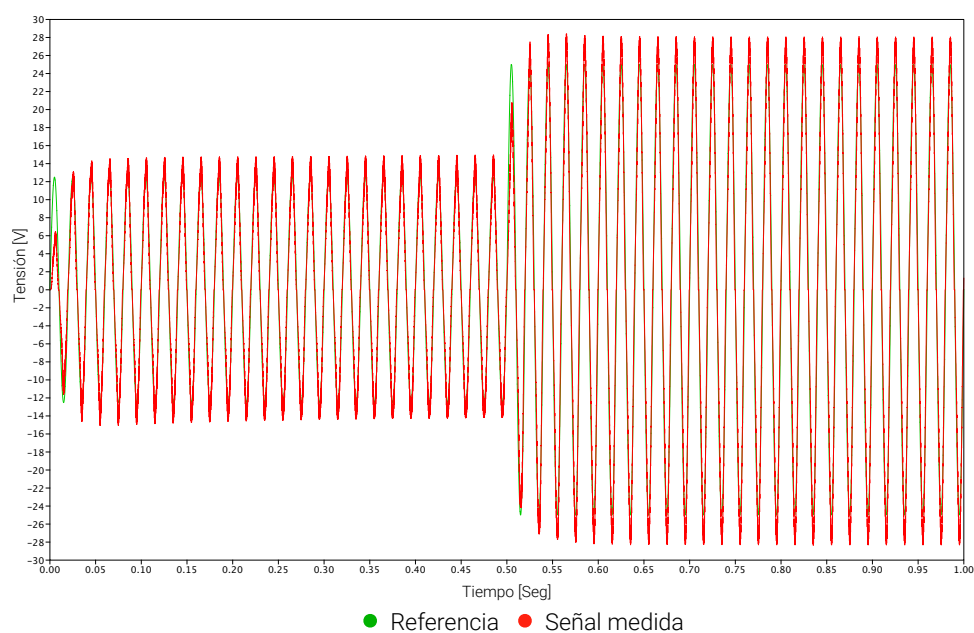


Figura 5.21. Respuesta del controlador de corriente.

En tanto, en la Figura 5.22 (a) se muestra el comportamiento de la corriente de carga y en la Figura 5.22 (b) el comportamiento de la tensión de la carga durante la prueba.

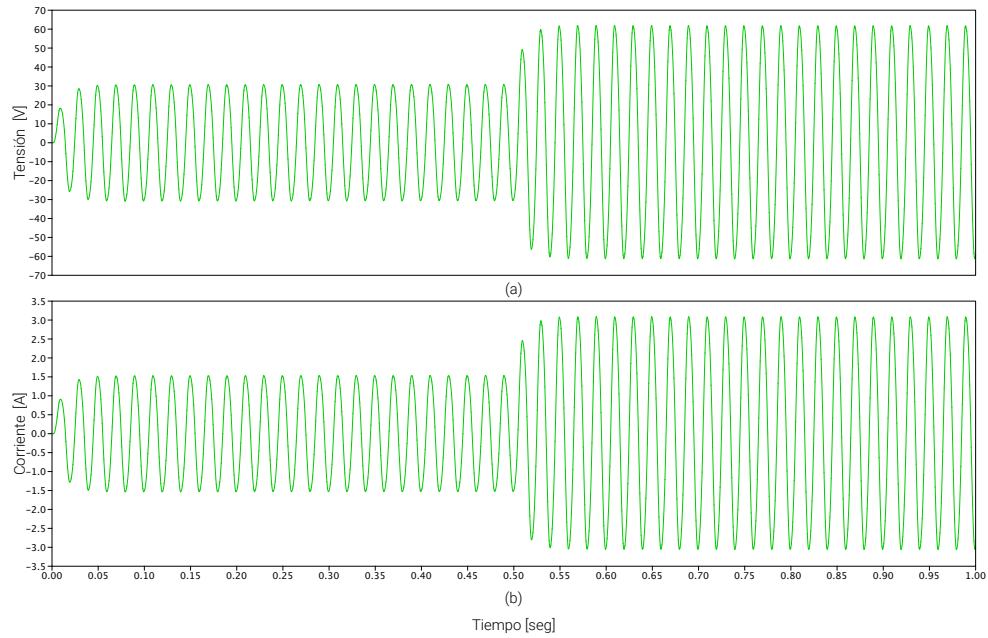


Figura 5.22. (a) medición de voltaje de carga y (b) medición corriente de carga.

Por otro lado en la Figura 5.23 se muestra el comportamiento de la corriente y voltaje al duplicar la resistencia de carga a  $40\ \Omega$ . En ella, se puede observar que la tensión no varía y se mantiene igual que en 5.22 (a), sin embargo la corriente disminuye al haber un aumento de carga.

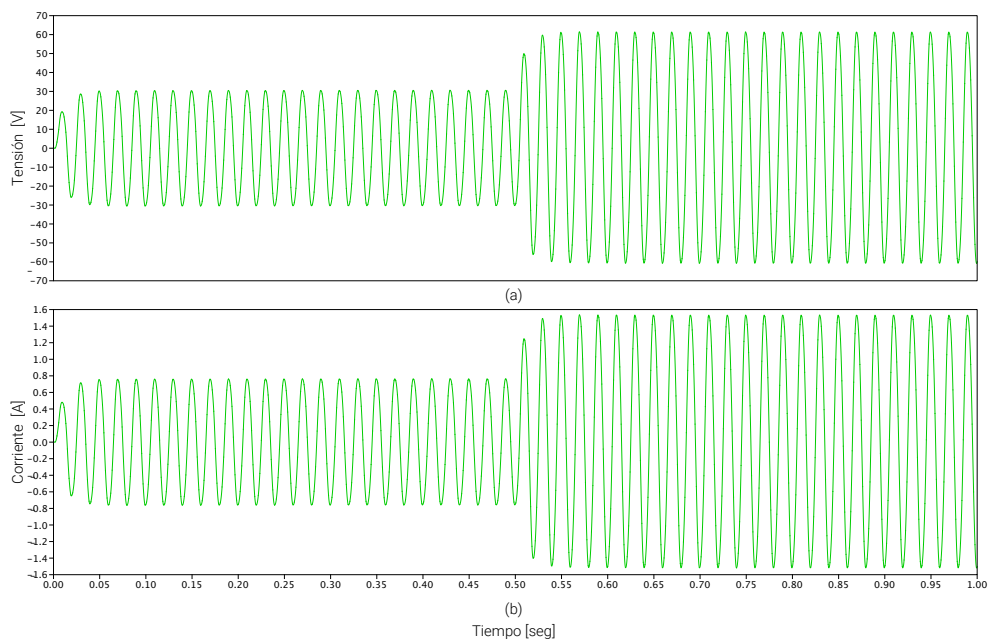


Figura 5.23. (a) medición de voltaje y (b) medición corriente con variación de carga.

Finalmente, utilizando el esquema de control de la Figura 5.17 se realiza la prueba de

control anidado grid-forming. La prueba se realiza en un tiempo de dos segundos. De 0 a 1 segundo se realiza control de corriente grid-feeding y de 1 a 2 segundos control de tensión grid-forming. En la Figura 5.24 se muestra el comportamiento de la corriente y tensión en la carga.

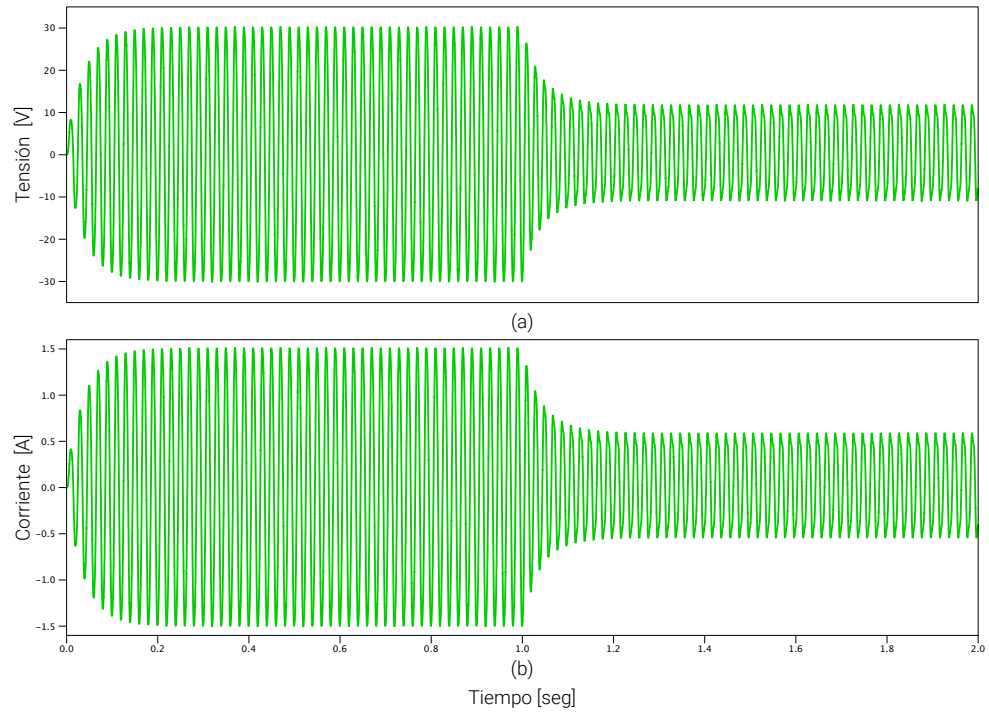


Figura 5.24. (a) medición de voltaje y (b) medición corriente aplicando control anidado grid-forming.



---

# CONCLUSIONES

---

## 6.1 CONCLUSIONES

En el presente trabajo de título se presenta el estudio del convertidor matricial monofásico AC/AC directo para la etapa de conversión AC/DC/AC de un cargador eléctrico de vehículos eléctricos. El convertidor se simula en PLECS para verificar su correcto funcionamiento a diferentes frecuencias y con distintos tipos de carga.

Se debe mencionar que los cargadores eléctricos funcionan en dos modos, uno de control de corriente y otro de control de tensión. Las pruebas realizadas validan la operación con control de tensión a la salida del matricial. Controlar corriente implicaría cambiar la estructura de control, lo que no es complejo.

A partir de los objetivos planteados y los resultados de las simulaciones, se puede concluir que:

- El controlador resonante presenta un gran desempeño en el seguimiento de la referencia en las simulaciones y asegura el cero error en estado estacionario, permitiendo que la respuesta del voltaje y corriente de carga sean lo suficientemente rápidas frente a cambios de referencia.
- Con los resultados obtenidos de las simulaciones, es posible validar que el convertidor

matricial monofásico es capaz de convertir AC/AC de forma directa a altas frecuencias sin problemas, además de controlar la tensión de la carga y el flujo de potencia en ambas direcciones. Siendo este convertidor una buena alternativa para la etapa de conversión AC/DC/AC de un cargador eléctrico para vehículos eléctricos.

- En base a las pruebas realizadas en operación continua en 5.3.3. el convertidor presenta buen funcionamiento a diferentes niveles de tensión y distintos rangos de frecuencia.
- De acuerdo a lo mostrado en 5.3.3. se concluye que el convertidor funciona correctamente para modular una señal de media frecuencia en la salida del convertidor . La modulación y el efecto del método de los cuatro pasos muestran buen seguimiento de la señal de control. Si bien se puede mejorar el diseño de los filtros esto no es uno de los focos principales de este proyecto de título, por lo que se concluye que el convertidor opera correctamente para media frecuencia.
- Respecto a la frecuencia de switching, en este trabajo y lo que se investiga en las referencias debe ser de al menos dos a cinco veces la frecuencia que se quiera modular. Debido a que el convertidor opera a 6 [KHz] y se modula una señal de 1 [KHz] el convertidor opera correctamente. Si se quisiera aumentar la frecuencia y modular más rápido se deberían utilizar otras técnicas de modulación que no son sujetos de análisis de este proyecto de título, pero que se podrían implementar utilizando semiconductores de mas rápida conmutación como Silicon Carbide (SiC).

## **6.2 TRABAJOS FUTUROS**

Se establecen como trabajos futuros:

- Complementar la simulación del SPMC incluyendo control de corriente y tensión a la salida.
- Complementar simulación del cargador completo, incluyendo modelos de transformador, conversor DC/DC y baterías.
- Desarrollar un esquema de control coordinado de todos los componentes.
- Determinar componentes necesarios para implementación experimental.
- Implementación experimental.
- Validación experimental.

---

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

- [1] F. Un-Noor, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, M. N. Mollah, and E. Hossain, "A comprehensive study of key electric vehicle (EV) components, technologies, challenges, impacts, and future direction of development," *Energies*, vol. 10, no. 8, pp. 1–82, 2017.
- [2] C. Burgos-Mellado, C. Hernández-Carimán, R. Cárdenas, D. Sáez, M. Sumner, A. Costabeber, and H. K. Paredes, "Experimental evaluation of a CPT-based four-leg active power compensator for distributed generation," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 747–759, 2017.
- [3] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, "Control of power converters in AC microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [4] N. Lutsey, "Modernizing vehicle regulations for electrification," *ICCT Briefing*, no. October, p. 48, 2018.
- [5] ANAC Inc., "Informe mercado automotor – febrero 2019," *Mercado Automotor*, pp. 1–21, 2019.
- [6] M. Energía, "Estrategia de Electromovilidad en Chile," Tech. Rep., 2018.
- [7] M. de Energía, "Guía de Buenas Prácticas en Movilidad Eléctrica," pp. 1–34, 2018.
- [8] G. Wang, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "Power Smoothing of Large Solar PV Plant Using Hybrid Energy Storage," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 834–842, jul 2014.

- [9] M. Vujacic, M. Hammami, M. Srndovic, and G. Grandi, "Theoretical and experimental investigation of switching ripple in the DC-link voltage of single-phase H-bridge PWM inverters," *Energies*, vol. 10, no. 8, pp. 1–16, 2017.
- [10] C. Ortega and M. Celis, "Mapa de vehículos eléctricos en el mercado chileno - Vehículos Eléctricos & Híbridos," 2019. [Online]. Disponible:<http://www.electromov.cl/2019/10/25/vehiculos-electricos-en-el-mercado-chileno/>
- [11] C. Ortega y M. Celis, "Electromovilidad: estudio identifica los tipos de cargadores públicos y privados - Tecnología," 2019. [Online]. Diponible <http://www.electromov.cl/2019/12/16/electromovilidad-estudio-identifica-los-tipos-de-cargadores-publicos-y-privados/>
- [12] T. Harighi, R. Bayindir, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa, and E. Hossain, "An overview of energy scenarios, storage systems and the infrastructure for Vehicle-to-Grid technology," *Energies*, vol. 11, no. 8, pp. 1–18, 2018.
- [13] IEC Inc., "IEC TC 69 Dashboard," Tech. Rep., 2017.
- [14] A. Lajunen, "Evaluation of battery requirements for hybrid and electric city buses," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 5, no. 2, pp. 340–349, 2012.
- [15] C. C. Chan, "The State of the Art of Electric Vehicle.pdf," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 247–275, 2002.
- [16] C. Point, "Catálogo Cargador eléctrico ChargePoint CPF25 Family," p. 4, 2017.
- [17] C. C. Stations, "Catálogo Cargador eléctrico ChargePoint CT4000 Family," pp. 1–4, 2018.
- [18] T. Future, D. C. Fast, C. The, and C. Express, "Catálogo cargador eléctrico ChargePoint Express 250," p. 5, 2018.
- [19] ABB Inc., "Electric Vehicle Charging Infrastructure Terra SC, single outlet DC fast charging station," p. 2, 2013. [Online]. Disponible:<http://www05.abb.com/global/scot/scot344.nsf/veritydisplay/3de953df23d8507485257b4900568eeb/{\protect\OT1\textdollar}file/4EVC200701-LFUS-NA-RevB{-}TerraSC-WEB.pdf>
- [20] ABB, "Electric Vehicle Infrastructure Terra 54 multi-standard DC charging station," pp. 53–54, 2018.
- [21] ABB Inc., "EV Charging Infrastructure ABB global charging portfolio ABB is global leader in EV charging Supporting all EV charging standards," p. 38, 2013.
- [22] Nissan, "Nissan LEAF plays key role in Latin America's first V2G system," 2019. [Online]. Disponible: <https://bit.ly/33IljeQ>

- [23] Nissa, "Vehicle-to-grid chargers installed at NTCE - Nissan InsiderNissan Insider News Opinion for Nissan people," 2019. [Online]. Disponible <http://nissaninsider.co.uk/vehicle-to-grid-chargers-installed-at-ntce/>
- [24] J. Channegowda, V. K. Pathipati, and S. S. Williamson, "Comprehensive review and comparison of DC fast charging converter topologies: Improving electric vehicle plug-to-wheels efficiency," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2015-Septe, pp. 263–268, 2015.
- [25] J. Jiang, Y. Bao, and L. Y. Wang, "Topology of a bidirectional converter for energy interaction between electric vehicles and the grid," *Energies*, vol. 7, no. 8, pp. 4858–4894, 2014.
- [26] D. Hall, "Lessons learned on early electric vehicle fast-charging deployments," *ICCT White Paper*, no. July, p. 54, 2018.
- [27] P. Van den Bossche, "Electric Vehicle Charging Infrastructure," *Electric and Hybrid Vehicles*, pp. 517–543, 2010.
- [28] Ministerio de Energía, "Plataforma Nacional de electromovilidad," 2019. [Online]. Disponible: <https://energia.gob.cl/electromovilidad/recursos-e-informacion-tecnica/cargadores-electricos><http://energia.gob.cl/electromovilidad>
- [29] C. Suarez and W. Martinez, "Fast and Ultra-Fast Charging for Battery Electric Vehicles - A Review," *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2019*, pp. 569–575, 2019.
- [30] A. Zuckerberger, D. Weinstock, and A. Alexandrovitz, "Single-phase matrix converter," *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, vol. 144, no. 4, pp. 235–240, 1997.
- [31] S. Z. Mohammad Noor, N. F. Abdul Rahman, and A. Mohamad Aris, "Modeling and simulation of a single-phase boost AC-AC converter using single-phase matrix converter topology," *ICCAIE 2011 - 2011 IEEE Conference on Computer Applications and Industrial Electronics*, no. Iccaiie, pp. 208–213, 2011.
- [32] Z. Idris, M. K. Hamzah, and M. F. Saidon, "Implementation of single-phase matrix converter as a direct AC-AC converter with commutation strategies," *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1–7, 2006.
- [33] H. M. Hanafi, N. R. Hamzah, A. Saparon, and M. K. Hamzah, "Improved switching strategy of single-phase matrix converter as a direct AC-AC converter," *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2008*, vol. 1, pp. 1157–1162, 2008.

- [34] M. K. Hamzah, S. Z. M. Noor, and S. F. A. Shukor, "A new single-phase inverter using single-phase matrix converter topology," *First International Power and Energy Conference, (PECon 2006) Proceedings*, pp. 459–464, 2006.
- [35] D. P. Umasankar and D. S. S. Kumar, "A General Approach for Direct Conversion of Single Phase AC to AC Converter for Induction Heating System," *Circuits and Systems*, vol. 07, no. 11, pp. 3896–3910, 2016.
- [36] T. Echevoyen, V. Cárdenas, and J. A. Reyes, "Application issues of four-step technique used in harmonic voltage compensator based in a single-phase matrix converter," *2009 6th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, CCE 2009*, no. 52, 2009.
- [37] C. I. Juri Massaro, "Estudio e Implementación de Estrategias de Control para Cargas Desbalanceadas Utilizando Conversores Matriciales de Cuatro Piernas (Four-Leg Matrix Converters)," 2010. [Online]. Disponible: <http://repositorio.uchile.cl/handle/2250/103911>
- [38] P. Wheeler and P. J. Clare, "Jon Clare."
- [39] R. Cardenas, J. Clare, and P. Wheeler, "4-Leg Matrix Converter Interface for a Variable-Speed Diesel Generation System," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 6044–6049, 2012.
- [40] S. Safari, A. Castellazzi, and P. Wheeler, "The impact of switching frequency on input filter design for high power density matrix converter," *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, pp. 579–585, 2014.
- [41] S. Pinto and J. Silva, "Input Filter Design of a Mains Connected Matrix Converter," no. August, pp. 1–7, 2006. [Online]. Disponible: <https://dSPACE.ist.utl.pt/bitstream/2295/712095/1/ICHQP%2006.pdf>
- [42] H. She, H. Lin, X. Wang, and L. Yue, "Damped input filter design of matrix converter," *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 672–677, 2009.
- [43] E. Espina, "Control de un conversor PWM de cuatro piernas para compensar armónicos y desbalances en una re trifásica," Universidad de Santiago Chile, 2012.
- [44] N. Bianchi and M. Dai Pre, "Active power filter control using neural network technologies," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 150, no. 2, pp. 139–145, 2003.

[45] Learning Oreilly, "Chapter 16\_ Current Proportional-Resonant Control - Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration," 2020. [Online]. Disponible: <https://learning.oreilly.com/library/view/control-of-power/9781118481790/OEBPS/9781118481790{ }epub{ }ch{ }16.htm>