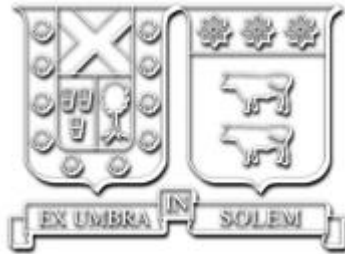


**Universidad Técnica Federico Santa María**

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Valparaíso, Chile

---



# **Revisión de la topología de conversión DC/DC para cargadores rápidos de baterías de automóviles eléctricos que cumplen los estándares CHAdeMO, CCS y GB/T**

---

**PABLO IGNACIO CALDERON MOYANO**

---

**2023**

Requisito parcial para obtener el título de:  
Ingeniero Electricista

**Comisión:**

Profesora Guía:

Dra. Margarita Norambuena (UTFSM)

Profesor Correferente:

Dr. Christian Rojas (UTFSM)

Valparaíso, noviembre del 2023.

**Universidad Técnica Federico Santa María**

Departamento de Ingeniería Eléctrica  
Valparaíso, Chile

---



# **Revisión de la topología de conversión DC/DC para cargadores rápidos de baterías de automóviles eléctricos que cumplen los estándares CHAdeMO, CCS y GB/T**

---

**PABLO IGNACIO CALDERON MOYANO**

---

**2023**

*“¿Qué bello oficio ser un hombre sobre la tierra!”*

- Máximo Gorki

# AGRADECIMIENTOS

Quisiera partir estas palabras agradeciendo a mis padres y hermano, Yasmín, Víctor y Martín, por su apoyo, su amor y su paciencia. A mis tíos Marcy, Roberto, Elizabeth, Óscar, mis primos y primas, mis abuelos Víctor, Ana, Marianela, mi abuelita María y mi abuelo Humberto, que un abrazo le mando al cielo, por haber estado presentes de alguna u otra forma.

A la profesora Dra. Margarita Norambuena por la confianza que ha depositado en mí, por sus consejos y su guía en el desarrollo de esta memoria.

A mis compañeros y buenos amigos Nicolás Vidal y Jaime Isla, por todas esas tardes de estudio en la biblioteca compartiendo conocimientos, apoyo moral y risas junto al infaltable *Playadito* de las 14:30.

A mis queridos amigos Andrés Huidobro, Camila Moro, Mariela Roldán y Jorge Villegas por las noches que compartimos jugando cacho, preparando cenas, viendo películas, contando anécdotas, comiendo pizzas y papas fritas, así como esas maratónicas jornadas de estudio para los certámenes finales.

A todas esas buenas personas que han aparecido por casualidad, pero que han sido piezas importantes para mi crecimiento personal donde quisiera destacar a Víctor Musiate, Toto Guajardo, Andrés Reyes, Pablo Vanni y Cristina Valenzuela.

Agrego a mis compañeras Valeria Gaete y Anaís Vattier junto con mi compañero Christopher Urquieta por su consejo y ayuda en la revisión final del trabajo.

# ÍNDICE DE CONTENIDOS

|                                                             |           |
|-------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>RESUMEN .....</b>                                        | <b>1</b>  |
| <b>INTRODUCCIÓN .....</b>                                   | <b>3</b>  |
| <b>1.1. Objetivo general.....</b>                           | <b>4</b>  |
| <b>1.2. Objetivos específicos.....</b>                      | <b>4</b>  |
| <b>BREVE HISTORIA DE LA ELECTROMOVILIDAD .....</b>          | <b>5</b>  |
| <b>2.1. Primeros inventos y usos.....</b>                   | <b>5</b>  |
| <b>2.3. Nuevo auge de la electromovilidad.....</b>          | <b>7</b>  |
| <b>2.4. Electromovilidad en Chile y Latinoamérica .....</b> | <b>8</b>  |
| <b>NORMATIVA, ESTÁNDARES Y POLÍTICAS.....</b>               | <b>11</b> |
| <b>3.1. Normativa internacional .....</b>                   | <b>11</b> |
| 3.1.1. SAE J1772 .....                                      | 11        |
| 3.1.2. IEC 61851-23 .....                                   | 12        |
| 3.1.3. IEC 62196-3 .....                                    | 14        |
| <b>3.2. Estándares .....</b>                                | <b>15</b> |
| 3.2.1. Charge de Move (CHAdeMO) .....                       | 15        |
| 3.2.2. Combined Charging System (CCS).....                  | 16        |
| 3.2.3. Guobiao (GB) .....                                   | 17        |
| <b>3.3. Políticas públicas .....</b>                        | <b>18</b> |
| <b>MODELAMIENTO DE LA BATERÍA .....</b>                     | <b>20</b> |
| <b>4.1. Variables en el proceso de carga .....</b>          | <b>20</b> |
| 4.1.1. Terminología .....                                   | 20        |
| 4.1.2. Perfil de carga.....                                 | 21        |

|                                                              |               |
|--------------------------------------------------------------|---------------|
| <b>4.2. Modelos de batería .....</b>                         | <b>22</b>     |
| 4.2.1. Modelo ideal .....                                    | 23            |
| 4.2.2. Modelo lineal.....                                    | 23            |
| 4.2.3. Modelo Thévenin.....                                  | 24            |
| <b>4.3. Modelo propuesto .....</b>                           | <b>26</b>     |
| <br><b>MODELAMIENTO DEL CARGADOR MODELO A.....</b>           | <br><b>30</b> |
| <b>5.1. Diseño del convertidor DC/DC .....</b>               | <b>31</b>     |
| 5.1.1. Función de transferencia.....                         | 33            |
| 5.1.2. Parámetros del convertidor .....                      | 35            |
| <b>5.2. Diseño de control del convertidor reductor .....</b> | <b>38</b>     |
| 5.2.1. Generación del ciclo de trabajo <i>kr</i> .....       | 38            |
| 5.2.2. Ajuste del lazo interno de corriente .....            | 39            |
| 5.2.3. Ajuste del lazo externo de tensión.....               | 43            |
| 5.2.4. Simulaciones y resultados preliminares .....          | 46            |
| <b>5.3. Diseño del convertidor AC/DC .....</b>               | <b>49</b>     |
| 5.3.1. Ecuaciones y parámetros del rectificador .....        | 49            |
| 5.3.2. Diseño del convertidor elevador.....                  | 52            |
| 5.3.3. Diseño del control PFC .....                          | 55            |
| 5.3.4. Diseño del filtro de entrada .....                    | 60            |
| 5.3.5. Simulaciones y resultados preliminares .....          | 62            |
| <b>5.4. Resultados y conclusiones .....</b>                  | <b>65</b>     |
| 5.4.1. Gráficas de tensión y de corriente .....              | 65            |
| 5.4.2. Balance de potencias y rendimiento .....              | 71            |
| 5.4.3. Conclusiones del capítulo .....                       | 74            |
| <br><b>MODELAMIENTO DEL CARGADOR MODELO B.....</b>           | <br><b>76</b> |
| <b>6.1. Rectificador activo .....</b>                        | <b>76</b>     |
| <b>6.2. Diseño de filtro LCL.....</b>                        | <b>79</b>     |
| <b>6.3. Diseño del control .....</b>                         | <b>82</b>     |
| 6.3.1. PLL .....                                             | 82            |

|                                                 |           |
|-------------------------------------------------|-----------|
| 6.3.2. Control de tensión y de corriente.....   | 84        |
| 6.3.3. SVPWM .....                              | 85        |
| <b>6.4. Resultados y conclusiones .....</b>     | <b>87</b> |
| 6.4.1. Gráficas de tensión y de corriente ..... | 87        |
| 6.4.2. Balance de potencia y rendimiento.....   | 93        |
| 6.4.3. Conclusiones del capítulo .....          | 95        |
| <b>CONCLUSIONES Y PROYECCIONES .....</b>        | <b>96</b> |
| <b>REFERENCIAS .....</b>                        | <b>98</b> |

# ÍNDICE DE FIGURAS

|                                                                                                              |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 2.1: Automóvil eléctrico de principios del siglo XX. ....                                             | 6  |
| Figura 2.2: Automóvil eléctrico Nissan Leaf. ....                                                            | 8  |
| Figura 2.3: Tranvía belga de dos pisos. ....                                                                 | 9  |
| Figura 2.4: Bus eléctrico Volvo 7900. ....                                                                   | 10 |
| Figura 3.1: Conector SAE J1772. ....                                                                         | 12 |
| Figura 3.2: Respuesta escalón para el control de valor constante. ....                                       | 13 |
| Figura 3.3: Máximo <i>ripple</i> de tensión requerido. ....                                                  | 14 |
| Figura 3.4: Conector CHAdeMO. ....                                                                           | 16 |
| Figura 3.5: Conectores CCS-1 y CCS-2. ....                                                                   | 17 |
| Figura 3.6: Conector DC GB/T. ....                                                                           | 18 |
| Figura 3.7: Conector ChaoJi. ....                                                                            | 18 |
| Figura 4.1: Perfil de carga de una batería de litio. ....                                                    | 22 |
| Figura 4.2: Circuito equivalente del modelo ideal. ....                                                      | 23 |
| Figura 4.3: Circuito equivalente del modelo lineal. ....                                                     | 24 |
| Figura 4.4: Circuito equivalente del modelo Thévenin. ....                                                   | 24 |
| Figura 4.5: Modelo propuesto de batería. ....                                                                | 26 |
| Figura 4.6: Diagrama de polos y ceros de la batería $G(s)$ . ....                                            | 28 |
| Figura 4.7: Respuesta escalón de la batería $G(s)$ . ....                                                    | 29 |
| Figura 5.1: Cargador modelo Porsche Modular Fast Charging Park A. ....                                       | 30 |
| Figura 5.2: Diagrama del Modelo A. ....                                                                      | 31 |
| Figura 5.3: Circuito del convertidor reductor. ....                                                          | 31 |
| Figura 5.4: Convertidor reductor con interruptor cerrado. ....                                               | 32 |
| Figura 5.5: Convertidor reductor con interruptor abierto. ....                                               | 32 |
| Figura 5.6: (a) Forma de onda de la corriente $I_{Lr}$ . (b) Forma de onda de la tensión $V_{Lr}$ .<br>..... | 34 |
| Figura 5.7: (a) Forma de onda de la corriente $I_{Cr}$ . (b) Forma de onda de la tensión $V_o$ .<br>.....    | 36 |
| Figura 5.8: Sistema de control para el convertidor reductor. ....                                            | 38 |
| Figura 5.9: Generación del ciclo de trabajo $kr$ . ....                                                      | 39 |
| Figura 5.10: Lazo interno de corriente. ....                                                                 | 39 |
| Figura 5.11: Respuesta escalón del lazo interno de corriente. ....                                           | 41 |
| Figura 5.12: Diagrama de polos y ceros del lazo interno de corriente. ....                                   | 42 |
| Figura 5.13: Respuesta escalón del lazo interno de corriente con y sin alisamiento. ....                     | 43 |

|                                                                                                                                                                        |           |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Figura 5.14: Lazo externo de tensión.....</b>                                                                                                                       | <b>43</b> |
| <b>Figura 5.15: Respuesta escalón del lazo externo de tensión. ....</b>                                                                                                | <b>45</b> |
| <b>Figura 5.16: Diagrama de polos y ceros del lazo externo de tensión. ....</b>                                                                                        | <b>46</b> |
| <b>Figura 5.17: Esquemático del convertidor reductor .....</b>                                                                                                         | <b>46</b> |
| <b>Figura 5.18: Esquemático del control del convertidor reductor.....</b>                                                                                              | <b>47</b> |
| <b>Figura 5.19: Tensión de la batería <math>V_o</math>.....</b>                                                                                                        | <b>47</b> |
| <b>Figura 5.20: Corriente de la batería <math>I_o</math>.....</b>                                                                                                      | <b>48</b> |
| <b>Figura 5.21: Diagrama equivalente del Modelo A.....</b>                                                                                                             | <b>49</b> |
| <b>Figura 5.22: Circuito del PFC. ....</b>                                                                                                                             | <b>50</b> |
| <b>Figura 5.23: (a) Señal trifásica. (b) Señal de salida de un rectificador trifásico de onda completa.....</b>                                                        | <b>51</b> |
| <b>Figura 5.24: Convertidor elevador con interruptor cerrado.....</b>                                                                                                  | <b>52</b> |
| <b>Figura 5.25: Convertidor elevador con interruptor abierto.....</b>                                                                                                  | <b>53</b> |
| <b>Figura 5.26: (a) Forma de onda de la corriente <math>I_{Le}</math>. (b) Forma de onda de la tensión <math>V_{Le}</math>. ....</b>                                   | <b>54</b> |
| <b>Figura 5.27: Sistema de control para el convertidor elevador. ....</b>                                                                                              | <b>56</b> |
| <b>Figura 5.28: Circuito del convertidor elevador. ....</b>                                                                                                            | <b>56</b> |
| <b>Figura 5.29: Diagrama de polos y ceros de <math>E_{LC}(s)</math>.....</b>                                                                                           | <b>58</b> |
| <b>Figura 5.30: Diagrama de polos y ceros de <math>G_{LC}'(s)</math>.....</b>                                                                                          | <b>59</b> |
| <b>Figura 5.31: Respuesta escalón de <math>E_{LC}(s)</math>.....</b>                                                                                                   | <b>59</b> |
| <b>Figura 5.32: Respuesta escalón de <math>G_{LC}'(s)</math>.....</b>                                                                                                  | <b>60</b> |
| <b>Figura 5.33: Circuito equivalente monofásico del filtro de entrada. ....</b>                                                                                        | <b>61</b> |
| <b>Figura 5.34: Esquemático del cargador hasta el enlace DC. ....</b>                                                                                                  | <b>62</b> |
| <b>Figura 5.35: Esquemático del control del convertidor elevador. ....</b>                                                                                             | <b>63</b> |
| <b>Figura 5.36: Tensión de enlace <math>V_{dc}</math>.....</b>                                                                                                         | <b>63</b> |
| <b>Figura 5.37: Corriente del inductor <math>I_{Le}</math>.....</b>                                                                                                    | <b>64</b> |
| <b>Figura 5.38: (a) Tensión de la batería <math>V_o</math> (b) Corriente de la batería <math>I_o</math>.....</b>                                                       | <b>66</b> |
| <b>Figura 5.39: (a) Tensión de enlace <math>V_{dc}</math>. (b) Corriente de enlace <math>I_{dc}</math>.....</b>                                                        | <b>67</b> |
| <b>Figura 5.40: (a) Tensión de salida <math>V_\alpha</math> del convertidor AC/DC. (b) Tensión de entrada <math>V_p</math> del convertidor AC/DC.....</b>              | <b>68</b> |
| <b>Figura 5.41: (a) Tensión de línea de la red <math>V_{gLL}</math>. (b) Corriente de línea <math>I_{gLL}</math> la red. ....</b>                                      | <b>69</b> |
| <b>Figura 5.42: (a) Espectro de Fourier de la tensión de línea <math>V_{gLL}</math>. (b) Espectro de Fourier en de la corriente de línea <math>I_{gLL}</math>.....</b> | <b>70</b> |
| <b>Figura 5.43: Pérdidas del Modelo A frente a diferentes solicitaciones de tensión <math>V_o</math> ..</b>                                                            | <b>74</b> |
| <b>Figura 6.1: Diagrama del modelo B con rectificador activo.....</b>                                                                                                  | <b>76</b> |

|                                                                                                                                                                                       |           |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Figura 6.2: Diagrama del control del rectificador activo .....</b>                                                                                                                 | <b>77</b> |
| <b>Figura 6.3: Rectificador activo.....</b>                                                                                                                                           | <b>78</b> |
| <b>Figura 6.4: (a) Forma de onda de la tensión del rectificador activo. (b) Corriente de fase del rectificador trifásico. (c) Corriente del secundario del transformador [41]. ..</b> | <b>78</b> |
| <b>Figura 6.5: Diagrama del control PLL.....</b>                                                                                                                                      | <b>82</b> |
| <b>Figura 6.6: (a) Tensión de la red <math>V_g</math> en <math>dq</math>. (b) Corriente de la red <math>I_g</math> en <math>dq</math>. .....</b>                                      | <b>83</b> |
| <b>Figura 6.7: Lazo de corriente del control del rectificador activo.....</b>                                                                                                         | <b>84</b> |
| <b>Figura 6.8: Lazo de tensión del control de rectificador activo. ....</b>                                                                                                           | <b>85</b> |
| <b>Figura 6.9: Diagrama del SVPWM.....</b>                                                                                                                                            | <b>86</b> |
| <b>Figura 6.10: (a) Tensión de la batería <math>V_o</math>. (b) Corriente de la batería <math>I_o</math>.....</b>                                                                     | <b>88</b> |
| <b>Figura 6.11: Tensión de enlace. ....</b>                                                                                                                                           | <b>89</b> |
| <b>Figura 6.12: (a) Corriente de la red <math>I_g</math> con su referencia. (b) Corriente de salida del filtro LCL <math>I_c</math> con su referencia. ....</b>                       | <b>90</b> |
| <b>Figura 6.13: Espectro de Fourier de la corriente de la red. ....</b>                                                                                                               | <b>92</b> |
| <b>Figura 6.14: Pérdidas del Modelo B, rectificador activo frente a diferentes solicitaciones de tensión <math>V_o</math>.....</b>                                                    | <b>94</b> |

# ÍNDICE DE TABLAS

|                                                                                                               |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tabla 3.1: <i>Ripple</i> de la corriente DC de salida del cargador.</b>                                    | 13 |
| <b>Tabla 3.2: Estándares de carga en DC</b>                                                                   | 15 |
| <b>Tabla 4.1: Especificaciones de automóviles comercializados en Chile [8].</b>                               | 27 |
| <b>Tabla 5.1: Parámetros del convertidor reductor.</b>                                                        | 37 |
| <b>Tabla 5.2: Parámetros del lazo interno de corriente</b>                                                    | 40 |
| <b>Tabla 5.3: Parámetros del lazo externo de tensión.</b>                                                     | 44 |
| <b>Tabla 5.4: Parámetros del convertidor elevador</b>                                                         | 55 |
| <b>Tabla 5.5: Parámetros del lazo interno de control del convertidor elevador.</b>                            | 57 |
| <b>Tabla 5.6: Parámetros del lazo externo de control del convertidor elevador.</b>                            | 57 |
| <b>Tabla 5.7: Factores relevantes de la conversión AC/DC.</b>                                                 | 64 |
| <b>Tabla 5.8: Armónicos de la corriente de la red trifásica.</b>                                              | 71 |
| <b>Tabla 5.9: Semiconductores del Modelo A</b>                                                                | 71 |
| <b>Tabla 5.10: Pérdidas del Modelo A.</b>                                                                     | 72 |
| <b>Tabla 5.11: Pérdidas del Modelo A para diferentes <math>V_o</math></b>                                     | 73 |
| <b>Tabla 5.12: Rendimiento y THD del Modelo A para diferentes <math>V_o</math></b>                            | 73 |
| <b>Tabla 6.1: Parámetros del filtro LCL</b>                                                                   | 82 |
| <b>Tabla 6.2: Parámetros del controlador PI del PLL.</b>                                                      | 83 |
| <b>Tabla 6.3: Parámetros de los lazos de control del rectificador activo.</b>                                 | 85 |
| <b>Tabla 6.4: Combinación de estados de los interruptores que generar los vectores <math>V_0 - V_7</math></b> | 87 |
| <b>Tabla 6.5: Armónicos de la corriente de la red trifásica.</b>                                              | 91 |
| <b>Tabla 6.6: Semiconductores del Modelo B, con rectificador activo.</b>                                      | 93 |
| <b>Tabla 6.7: Pérdidas del Modelo B, con rectificador activo.</b>                                             | 93 |
| <b>Tabla 6.8: Pérdidas del Modelo B, rectificador activo para diferentes <math>V_o</math></b>                 | 93 |
| <b>Tabla 6.9: Rendimiento y THD del Modelo B, rectificador activo para diferentes <math>V_o</math></b>        | 94 |

# Nomenclatura

|             |                                                                   |
|-------------|-------------------------------------------------------------------|
| $AC$        | : Corriente alterna                                               |
| $C_{dc}$    | : Capacitor de enlace DC                                          |
| $C_e$       | : Capacitor del convertidor elevador                              |
| $C_i(s)$    | : Controlador PI del lazo de corriente                            |
| $C_o$       | : Capacitancia de la batería                                      |
| $C_r$       | : Capacitor del convertidor reductor                              |
| $C_s$       | : Capacitor shunt del filtro LCL                                  |
| $C_v(s)$    | : Controlador PI del lazo de tensión                              |
| $CCM$       | : Modo de conducción continua                                     |
| $CCS$       | : Combined Charging System                                        |
| $CHAdemo$   | : Charge the Mode                                                 |
| $CNE$       | : Comisión Nacional de Energía                                    |
| $DC$        | : Corriente continua                                              |
| $E(s)$      | : Planta del convertidor elevador                                 |
| $EM$        | : Electromovilidad                                                |
| $f_g$       | : Frecuencia de la red                                            |
| $f_s$       | : Frecuencia de conmutación                                       |
| $f_{sa}$    | : Frecuencia de conmutación del rectificador activo               |
| $f_{se}$    | : Frecuencia de conmutación del interruptor elevador              |
| $f_{sr}$    | : Frecuencia de conmutación del interruptor reductor              |
| $FF$        | : Factor de forma                                                 |
| $FFT$       | : Transformada rápida de Fourier                                  |
| $G(s)$      | : Planta de la batería                                            |
| $GB/T$      | : Guobiao                                                         |
| $H_{LA}(s)$ | : Planta del controlador en lazo abierto                          |
| $H_{LC}(s)$ | : Planta del controlador en lazo cerrado                          |
| $I_g$       | : Corriente de la red                                             |
| $I_o$       | : Corriente de salida del cargador                                |
| $I_x$       | : Corriente del elemento $x$                                      |
| $IEC$       | : Comisión Electrotécnica Internacional                           |
| $IEEE$      | : Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos               |
| $JEVS$      | : Japanese Electric Vehicle Standard                              |
| $k_e$       | : Ciclo de trabajo de convertidor elevador                        |
| $K_{i_i}$   | : Constante integral del controlador PI del lazo de corriente     |
| $K_{i_v}$   | : Constante integral del controlador PI del lazo de tensión       |
| $K_{p_i}$   | : Constante proporcional del controlador PI del lazo de corriente |
| $K_{p_v}$   | : Constante proporcional del controlador PI del lazo de tensión   |
| $k_r$       | : Ciclo de trabajo del convertidor reductor                       |
| $L_c$       | : Inductor del lado del rectificador del filtro LCL               |

|             |                                                        |
|-------------|--------------------------------------------------------|
| $L_e$       | : Inductor del convertidor elevador                    |
| $L_g$       | : Inductor del lado de la red del filtro LCL           |
| $L_{in}$    | : Inductancia de entrada para el Modelo A              |
| $L_r$       | : Inductor del convertidor reductor                    |
| $OM$        | : Método del Óptimo Módulo                             |
| $OS$        | : Método del Óptimo Simétrico                          |
| $P_g$       | : Potencia suministrada por la red                     |
| $P_o$       | : Potencia entregada a la batería                      |
| $PF$        | : Factor de potencia                                   |
| $PFC$       | : Corrección de factor de potencia                     |
| $PLL$       | : Control de seguimiento de fase                       |
| $PWM$       | : Modulación por ancho de pulso                        |
| $R(s)$      | : Planta del convertidor reductor                      |
| $R_d$       | : Resistencia de amortiguación del filtro LCL          |
| $R_{eq}$    | : Carga equivalente del convertidor reductor y batería |
| $R_L$       | : Resistencia de los inductores del filtro LCL         |
| $R_o$       | : Resistencia interna de la batería                    |
| $R_p$       | : Tensión de contacto de la batería                    |
| $S_{1,2,3}$ | : Pulsos de encendido de los transistores              |
| $S_e$       | : Interruptor del convertidor elevador                 |
| $S_r$       | : Interruptor del convertidor reductor                 |
| $SAE$       | : Sociedad de Ingenieros de Automoción                 |
| $SEC$       | : Superintendencia de Electricidad y Combustible       |
| $SEN$       | : Sistema Eléctrico Nacional                           |
| $SoC$       | : Estado de carga                                      |
| $SVPWM$     | : Space Vector Width Pulse Modulation                  |
| $T_{se}$    | : Período de conmutación del interruptor elevador      |
| $T_{sr}$    | : Período de conmutación del interruptor reductor      |
| $THD$       | : Distorsión armónica total                            |
| $V_\alpha$  | : Tensión de salida del rectificador                   |
| $V_b$       | : Tensión de salida del convertidor reductor           |
| $v_{cr}$    | : Señal de control                                     |
| $V_{dc}$    | : Tensión de enlace continua                           |
| $V_g$       | : Tensión de la red                                    |
| $v_m$       | : Señal de modulación                                  |
| $V_o$       | : Tensión de salida del cargador                       |
| $V_p$       | : Tensión del primario de transformador                |
| $v_r$       | : Ripple de la tensión                                 |
| $V_x$       | : Tensión del elemento $x$                             |
| $VE$        | : Vehículo eléctrico                                   |
| $\eta$      | : Rendimiento del cargador                             |

# Resumen

La búsqueda de medios de transporte más sostenibles y eficientes, así como querer la reducción de la dependencia de combustibles fósiles ha generado interés en la electromovilidad. Diferentes países han incorporado en sus políticas públicas estrategias y metas para lograr una transición adecuada de la matriz energética, lo que ha repercutido en que las empresas fabricantes de automóviles hayan establecido normas técnicas y estándares para la construcción de vehículos eléctricos y la infraestructura de carga asociada a estos. Estas normas definen tres niveles de carga: domiciliario, primario y rápido, cada uno con sus respectivos rangos de tensión, corriente y *ripple* de tensión.

El enfoque principal de los investigadores debe centrarse en los usuarios, tal que se minimice el impacto de rutina diaria durante la transición de la matriz energética en el transporte. Los ingenieros han optado por desarrollar infraestructura de carga rápida y ultra rápida para permitir vehículos con mayor autonomía. La carga rápida se logra mediante topologías de circuitos convertidores AC/DC y DC/DC.

En este trabajo, se compararon dos topologías de cargadores de la empresa *ABB* para un autobús eléctrico *Volvo 7900*, utilizado en la Red Metropolitana de Movilidad, con valores nominales de carga de 300 kW a 600 V, utilizando la red chilena de 220 Vrms a 50 Hz como parámetros de entrada.

El primer cargador, desde ahora Modelo A, posee un rectificador de diodos no controlado y logra el nivel de tensión deseado a partir de un convertidor elevador en serie a un convertidor reductor. El segundo, desde ahora Modelo B, posee un rectificador controlado que elimina el convertidor elevador, pero añade más ciclos de conmutación. Los puntos de comparación entre topologías son la calidad de las señales de la red mediante un análisis de Fourier y las pérdidas de conducción y conmutación de los dispositivos electrónicos. Además, ambas topologías se sometieron a carga con diferentes niveles de tensión para revisar su desempeño frente a diferentes escenarios.

# ABSTRACT

The seek for more sustainable and efficient means of transportation, as well as a desire to reduce dependence on fossil fuels, has generated interest in electromobility. Different countries have incorporated strategies and goals into their public policies to achieve an appropriate transition in the energy matrix. This has led to automobile manufacturers establishing technical standards and criteria for the construction of electric vehicles and associated charging infrastructure. These regulations define three levels of charging: convenience, primary, and fast, each with their respective voltage, current, and voltage ripple ranges.

The primary focus of researchers should be on users to minimize the impact on daily routines during the transition in the energy matrix for transportation. Engineers have chosen to develop fast and ultra-fast charging infrastructure to enable vehicles with greater autonomy. Fast charging is achieved through AC/DC and DC/DC converter circuit topologies.

In this work, two charging topologies from ABB were compared for a Volvo 7900 electric bus used in the *Red Metropolitana de Movilidad*, with nominal charging values of 300 kW at 600 V, using the Chilean power supply of 220 Vrms, 50 Hz as input parameters.

The first charger, referred to as Model A, utilizes an uncontrolled diode rectifier and achieves the desired voltage level through a Boost converter in serial-connection to a Buck converter. The second, referred to as Model B, uses a controlled rectifier to eliminate the Boost converter but adds more switching elements. Points of comparison between the topologies include the quality of the network signals through Fourier analysis and the conduction and switching losses of the electronic devices. Additionally, both topologies were subjected to charging with different voltage levels to assess their performance under various scenarios.

# Capítulo 1

## Introducción

La electromovilidad (EM) se está presentando actualmente como alternativa a los vehículos de combustión. Este cambio de paradigma en los sistemas de transporte es fruto de la preocupación que genera el cambio climático causado por la actividad humana, siendo el transporte un actor importante en la producción de gases de efecto invernadero.

Sin embargo, el transporte es una necesidad esencial para el cotidiano de las personas y el funcionamiento general de las sociedades, por lo que cualquier cambio debe ser progresivo y práctico.

Hoy en día, los usuarios de vehículos están acostumbrados a llenar el estanque con combustible en cuestión de minutos. En cambio, los vehículos eléctricos (VE) son cargados durante la noche en los domicilios o en estacionamientos habilitados a velocidad inmensamente reducida.

El objetivo principal de la electromovilidad es mitigar su desventaja práctica frente a los vehículos tradicionales. El desarrollo en la topología de redes que permitan la carga rápida vino de la mano con la creación de estándares y normas para que esta se haga de forma segura.

El estudio y revisión de la topología de convertidores DC/DC, con ayuda de modelos simulados, permite realizar comparaciones y análisis del proceso de carga de forma barata, rápida y sin comprometer ningún elemento real en caso de fallas o sobre corrientes.

Este trabajo revisa dos cargadores rápidos aplicadas a un bus *Volvo 7900* utilizado en el sistema del transporte público de Santiago de Chile a la red trifásica del sistema chileno de 220 Vrms a 50 Hz.

Se inicia con el capítulo 2, haciendo un breve repaso de la historia de la electromovilidad a nivel general y haciendo énfasis en la región, para situar el trabajo dentro de un contexto histórico. Los capítulos 3 y 4, son parte del marco teórico del trabajo, considerando una descripción de la normativa y de los estándares internacionales vigentes y un repaso de los tipos de modelamiento de baterías de VE.

Los capítulos 5 y 6 abordan el desarrollo de los modelos que se simularán. Esto incluye un breve repaso de las ecuaciones que modelan los convertidores en cuestión, el diseño de los sistemas de control, con sus respectivos resultados preliminares, y una presentación de los

resultados que permitirá observar el desempeño del cargador para la situación en que se enmarca este trabajo.

Los puntos de observación son las formas de onda de las señales de entrada y de salida, la distorsión armónica en la red y el rendimiento del cargador, el cual se conseguirá mediante un análisis térmico de los elementos semiconductores.

### **1.1.Objetivo general**

El objetivo general de este trabajo es:

*Examinar la topología de cargadores rápidos de baterías en DC que funcionan con los estándares CHAdeMO, CCS-2 y GB/T para automóviles eléctricos comercializados en Chile mediante la simulación de los modelos en PLECS.*

### **1.2.Objetivos específicos**

Los objetivos específicos de este trabajo son:

- a) Presentar los estándares internacionales para la carga rápida DC de vehículos eléctricos.*
- b) Proponer un sistema de control para los convertidores que componen los modelos propuestos.*
- c) Analizar la eficiencia y el impacto a la red de los cargadores mediante un modelo simulado en PLECS.*
- d) Sintetizar las características técnicas relevantes de los cargadores para su uso comercial en el mercado chileno.*
- e) Evaluar alternativas para la reducción del tiempo de carga de las baterías.*

# Capítulo 2

## Breve historia de la electromovilidad

### 2.1. Primeros inventos y usos

Suelen mencionarse los vehículos eléctricos como una tecnología novedosa, pero desde que la humanidad logró entender y dominar la electricidad hacia fines del siglo XVIII, se ha problematizado sobre el transporte a partir de la energía eléctrica.

La creación del primer vehículo eléctrico se puede atribuir a diferentes inventores. Ányos Jedlik, de origen húngaro, fabricó un carro autopropulsado por un motor eléctrico en 1828 [1]. Thomas y Emily Davenport, matrimonio de origen estadounidense, diseñaron un automóvil alimentado por una pista eléctrica en 1832 y que lograron patentar en 1837 [2], [3]. Sibrandus Stratingh, profesor de origen neerlandés, aplicó una batería no recargable a un carro pequeño en 1834. En 1838, el alemán Moritz Jacobi operó un bote de remos con una pila de Volta en San Petersburgo [3].

Las baterías en un inicio eran pesadas y no recargables. Por esta razón, se optó por el desarrollo de vehículos guiados por una línea electrificada, como el tren eléctrico, el metro subterráneo, los tranvías y los trolebuses [3], [4]. Estos medios de transporte servían para el transporte masivo de personas, necesarios para el funcionamiento de las nacientes ciudades industriales. La primera línea de tranvía eléctrico se abrió en Berlín en 1881, a cargo de la empresa Siemens. El resto de las ciudades europeas y norteamericanas comenzaron rápidamente a reemplazar los tranvías de tracción animal por tranvías eléctricos. En 1890, el metro de Londres se electrificó para mitigar el impacto del vapor que provocaba molestia entre los pasajeros.

Las baterías recargables mitigaron la desventaja comercial de los vehículos eléctricos particulares, con la invención de la batería de ácido-plomo por el físico francés Gastón Planté en 1859. Las pilas de ácido-plomo fueron fabricadas en serie y ampliamente comercializadas por su relación potencia/peso. Con ello surge también el desarrollo de automóviles eléctricos de uso particular y un primer auge de la industria a finales del siglo XIX [4], [5].

El primer VE de uso particular fue un triciclo, inventado por Gustave Trouvé, producidos en serie y utilizados en las modernas ciudades europeas en la década de 1880. No fue hasta la siguiente década que el estadounidense William Morrison desarrolló un vagón para seis pasajeros con un chasis similar a los automóviles de la época [3].



Figura 2.1: Automóvil eléctrico de principios del siglo XX [6].

A inicios del siglo XX, la industria del VE tuvo una época dorada ya que su atractivo frente a la competencia era ser más silencioso y menos contaminante, atributos deseables para los consumidores que vivían saturados por gases atmosféricos y ruidos de las fábricas instaladas en el centro de las ciudades. Así mismo, el coste de venta de los automóviles eléctricos era más elevado, por lo que su posesión mostraba el estatus de las burguesías locales. En Londres existió un servicio de taxis con automóviles eléctricos con una autonomía de 80 kilómetros, mientras que en Estados Unidos el parque vehicular en 1910 se distribuía en 40% vapor, 38% eléctricos y 22% de gasolina de un total de 33,842 [2], [3], [5]. En la Figura 2.1 se puede observar un automóvil eléctrico particular de inicios del siglo XX que utilizaba baterías recargables de ácido-plomo.

En la década de 1920, la industria de los VE comenzó a caer. El automóvil de combustión interna se impuso en la industria automovilística mundial por múltiples factores: ampliación de la red de carreteras urbanas e interurbanas que exigían una mayor autonomía a los vehículos que los eléctricos no podían cumplir, la instalación en los países industrializados de una economía en base al petróleo motivada por el estallido de la Primera Guerra Mundial o el fordismo como sistema productivo imperante para la producción, que masificó los automóviles hoy conocidos como tradicionales al abaratar sus costos. Los autobuses le quitaron amplio terreno a los tranvías y los vehículos particulares eléctricos tomaron lugar en nichos específicos [2].

La industria de automóvil tradicional tuvo un próspero crecimiento que se detuvo en la década de 1970. En primer lugar, el fordismo arrastraba economías cada vez menos productivas, con menor crecimiento y con mayores tasas de inflación (estanflación) que se agravó aún más con la crisis del petróleo de 1973. En segundo lugar, los científicos evidencian un aumento de las temperaturas en el planeta logrando instalar una preocupación en la sociedad y en la industria acerca de su impacto en el clima y el medioambiente. Se identifica la acumulación de gases de efecto invernadero en la atmósfera como causante del cambio climático y desde aquí, se buscarán nuevas alternativas para reemplazar la matriz energética en base a combustibles fósiles [2].

### **2.3. Nuevo auge de la electromovilidad**

En la década de 1980 comenzaron a desarrollarse los primeros prototipos de automóviles eléctricos con una autonomía mayor a 100 kilómetros. No alcanzaron mayor popularidad debido a sus limitaciones técnicas y operativas tales como la baja capacidad de las baterías lo que corresponde a una baja autonomía sumada a la falta de infraestructura. Sin embargo, estos automóviles son un hito en el desarrollo de la tecnología de los VE por la implementación de sistemas electrónicos modernos que será clave para el desarrollo posterior de la electromovilidad [2], [3].

En la década de 1990 se empiezan a utilizar de automóviles híbridos y se ponen en marcha las primeras regulaciones federales en los Estados Unidos. El Toyota Prius es el primer híbrido en comercializarse por todo el mundo, por lo que otras empresas tales como Tesla comienzan a desarrollar sus prototipos. Estados Unidos comenzó a liderar el uso de los automóviles eléctricos e híbridos, debiendo instalar una infraestructura nacional para satisfacer las necesidades de los usuarios en marcha hacia el nuevo milenio. El Departamento de Energía instaló 18.000 cargadores en áreas residenciales y comerciales, algunos bajo administración pública y otros concesionados a privados [7].

En la Figura 2.2 se observa el modelo de automóvil Nissan Leaf, lanzado en el mercado 2010 siendo el primer automóvil totalmente eléctrico que se comercializa masivamente. La construcción de las baterías de ion litio se abarataron en un 50% en cuatro años para el año 2013, siendo este el componente más caro en la fabricación de un vehículo eléctrico [4], [5].

La emergente industria del automóvil eléctrico obligó a estandarizar la fabricación de los vehículos y su infraestructura asociada. En 2003 se crea la primera edición de la norma IEC 62196 para enchufes y conectores para corriente alterna y continua y posteriormente la SAE J1772 (Estados Unidos, 2009), la CHAdeMO (Japón, 2010), la CSS-1 y CCS-2 (Unión Europea, 2011) y la GB/T (China, 2015) para los procesos de carga, como extensión de la

norma IEC 62196. Entre el 2015 y el 2018 se incluirán los procesos de control a las normativas señaladas. Tesla desarrolló sus propios estándares.

Hoy en día se ha alcanzado un consenso en que los automóviles eléctricos fabricados con los estándares CHAdeMO, CCS-1 y CCS-2 y GB/T sean compatibles entre sí, como método de planificación de la infraestructura de carga [8].



Figura 2.2: Automóvil eléctrico Nissan Leaf [9].

Para el año 2020, se estimó en 8.5 millones los vehículos eléctricos, con alrededor de 2 millones de ventas avaluadas en el mercado el año 2019. En términos absolutos, China posee la mayor flota de autobuses y automóviles eléctricos, mientras que Noruega lidera en términos relativos, con una tasa del 72% del mercado automovilístico. Sin embargo, las ventas de vehículos eléctricos representan tan solo un 2.8% del total mundial [8].

A diferencia del primer auge, hoy existe una mayor consciencia en el consumo y el impacto que las personas generan en el medioambiente. Esto se refleja en la industria que está dirigida en el desarrollo de tecnologías más limpias y que al mismo tiempo sean cómodas de usar y en la creación de políticas públicas para que el vehículo eléctrico se incluya parcial o mayoritariamente en el parque vehicular.

#### **2.4. Electromovilidad en Chile y Latinoamérica**

El medio de transporte común en las ciudades latinoamericanas era el “carro de sangre”, tranvías de tracción animal. A fines de la década de 1890, comenzaron a ser reemplazados por tranvías eléctricos, con ayuda de capitales británicos, norteamericanos y franceses. En Chile, los sistemas de tranvías eléctricos se implementaron en Santiago (1900), Traiguén

(1903), Valparaíso (1904)<sup>1</sup>, San Bernardo (1907)<sup>2</sup>, Concepción (1908)<sup>3</sup>, Talca (1916), Rancagua (1918), Rengo (1918), Temuco (1919), Chillán (1921), Barrancas (1929)<sup>2</sup> y Puente Alto (1925)<sup>2</sup> [10]. En la Figura 2.3 se muestra un carro de tranvía belga de dos pisos transitando donde en un futuro se construiría la Universidad Técnica Federico Santa María. El funcionamiento de los tranvías fue efímero ya que en cuestión de años fueron reemplazados por los autobuses. No existe documentación acerca del uso de vehículos eléctricos particulares.



Figura 2.3: Tranvía belga de dos pisos [11].

El medio de transporte eléctrico que se desarrolló fue el tren. En 1921, se electrificó la línea ferroviaria Santiago – Valparaíso. Ambas ciudades analizaron implementar sistemas de metro, pero como no superaban el millón de habitantes y suponían una inversión muy elevada en los aspectos técnico y económico, las propuestas solo quedaron en los planos. Mismo destino tuvieron el resto de las ciudades de la región. La única ciudad latinoamericana en implementar un sistema de metro fue Buenos Aires, inaugurado en 1913. Vale destacar la existencia del sistema de funiculares de Valparaíso, siendo el ascensor Barón en 1906, el primero en funcionar con un motor eléctrico. Si bien los primeros funiculares funcionaron con balanzas hidráulicas, posteriormente se electrificaron en su totalidad. En Santiago se abrió el funicular del cerro San Cristóbal en 1925.

---

<sup>1</sup> Incluye Viña del Mar.

<sup>2</sup> Tranvías interurbanos que permitía una conexión a Santiago. San Bernardo, Barrancas (actual Pudahuel) y Puente Alto, pues se consideraban asentamientos urbanos diferenciados de la ciudad de Santiago.

<sup>3</sup> Incluye Talcahuano.

Latinoamérica comenzó a vivir una explosiva migración campo-ciudad desde los años 1930 en adelante. Un crecimiento exponencial sin un sistema de transporte eficiente provocó atochamiento de las arterias de las ciudades y contaminación del aire. La situación en la década de 1960 era crítica y sin estar ajena al contexto internacional, los gobiernos apostaron por la construcción de sistemas de metro para las capitales: México (1969), San Pablo (1974), Santiago (1975), Río de Janeiro (1979) y Caracas (1983). Las ciudades medianas habían instalado sistemas de trolebuses en reemplazo a los tranvías décadas atrás: Santiago, Bogotá (1947), Buenos Aires (1948), San Pablo (1949), México, Montevideo (1951), Valparaíso (1953), Mendoza (1958), Rosario (1959) son los sistemas más emblemáticos.

La región no es ajena a las inquietudes del cambio climático. Los países han implementado políticas para reemplazar la matriz en la generación de energía y el transporte. Para abril de 2023, en Chile circulan 100 camiones, 199 buses interurbanos, 1.954 buses urbanos y 4.245 vehículos livianos y medianos del tipo eléctrico o híbrido enchufable. Se contabilizan también 472 electrolinerías en total. En la Figura 2.4 se muestra un autobús eléctrico utilizado en la Red Metropolitana de Movilidad. Los automóviles deben ser homologados por el Centro de Control y Certificación Vehicular (3CV), mientras que los sistemas de carga son regulados por la Superintendencia de Electricidad y Combustible (SEC). Como meta se espera que para el 2040 la totalidad del transporte público sea eléctrico, mientras que para el 2050 se espera que los automóviles eléctricos particulares alcancen el 40% del parque total [12].



Figura 2.4: Bus eléctrico Volvo 7900 [13].

# Capítulo 3

## Normativa, estándares y políticas

En los últimos años, organismos públicos y privados han desarrollado normativas, estándares y políticas para todos los procesos implicados en la electromovilidad, otorgando un funcionamiento seguro y eficaz bajo un lineamiento común. Este capítulo abordará la normativa técnica asociada a la carga rápida, los estándares descritos en el título del presente trabajo y las políticas públicas que se están aplicando en Chile respecto al desarrollo de la electromovilidad, enfocado en la implementación de infraestructura de carga.

### 3.1. Normativa internacional

Las normas son una recopilación de reglas y métodos técnico-legales determinados por consenso entre las partes interesadas y validadas por una organización de prestigio. Algunas organizaciones como el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE), la Sociedad de Ingenieros de Automoción (SAE) o la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC), han preparado estándares y normas para diferentes interfaces en el uso de los VE. A continuación, se detallará las normas asociadas a los cargadores de VE que se contemplaron en este trabajo.

#### 3.1.1. SAE J1772

El estándar SAE J1772 fue uno de los pioneros en tratar los aspectos constructivos los conectores de los cargadores de VE, tanto en su diseño físico como en la optimización de sus variables eléctricas [14].

Para el proceso de carga de los VE, la norma distingue tres niveles [8], [14], [15]:

- Nivel 1 (domiciliario), carga a 120 (EUA) / 230 (UE)  $V_{ac}$  monofásica, para una potencia esperada hasta de 1.9 kW.
- Nivel 2 (primario), carga a 240 (EUA) / 400 (UE)  $V_{ac}$  monofásica o trifásica, para una potencia esperada hasta de 19.2 kW.
- Nivel 3 (rápido), carga mayor a 400  $V_{ac}$  trifásica o  $V_{dc}$ , para una potencia esperada de 100 kW. Empleada para un uso comercial y masivo en electrolineras.

Además, se distinguen la carga *on-shore* y *off-shore*. En la carga *on-shore*, el cargador está incluido en el vehículo y se le asocia a vehículos con baterías de menor capacidad y potencia, correspondidos con los niveles 1 y 2 de carga. En cambio, los cargadores *off-shore*, el cargador y el vehículo son independientes entre sí y se corresponden con los niveles de carga 2 y 3 [15].

En la Figura 3.1 se muestra un conector combinado estandarizado por el estándar SAE J1772. Posee conexión para carga AC y DC. Para la carga AC, considera tres pines correspondientes al piloto de proximidad (PP), la protección a tierra (PE) y el piloto de control (CP). El PP detecta la presencia de un VE conectado al cargador y es usado para proveer una señal de activación el control del cargador. El CP establece la comunicación entre el cargador y el VE, comunicando la información necesaria para el proceso de carga tales como la capacidad de corriente suministrada, ventilación y el estado de carga [14].

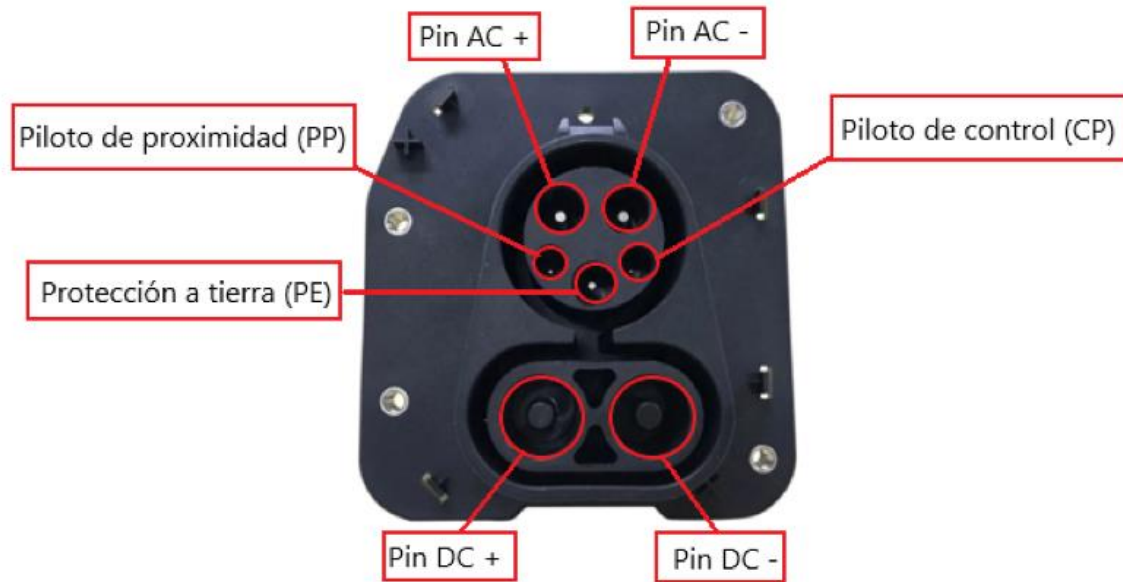


Figura 3.1: Conector SAE J1772 [16].

### 3.1.2. IEC 61851-23

La norma IEC 61851 trata sobre sistemas conductivos de carga de VE, incluyendo camiones industriales. Es de interés para este trabajo la parte IEC 61851-23, que trata sobre estaciones de carga DC de vehículos eléctricos hasta los 1000 V<sub>ac</sub> y 1500 V<sub>dc</sub> [17].

La norma presenta los requerimientos especiales para la salida en DC, indicando que cada estación de carga debe funcionar en un rango de tensión ( $V_{min}$ ,  $V_{max}$ ), de corriente controlada ( $I_{min}$ ,  $I_{max}$ ), dentro del margen de una potencia máxima ( $P_{max}$ ), a temperatura ambiente de -5 a 40°C, bajo los 1000 msnm.

La tolerancia de la corriente de salida del cargador  $I_{dc}$  será de  $\pm 2.5$  A para requerimientos bajos los 50 A, y del 5% para requerimientos sobre los 50 A. La tolerancia de la tensión de salida del cargador  $V_{dc}$  operando en estado estacionario, no debe ser mayor del 2% de la tensión nominal máxima requerida por el VE.

El cargador controlará  $I_{dc}$  con un tiempo de retardo de 1s desde su conexión, considerando una velocidad de cambio mínima  $\Delta I_{min}$  de 20 A/s. Si la diferencia entre la corriente solicitada  $I_N$  y la corriente base  $I_0$  es igual o menor a 20 A, se mantiene la tolerancia descrita en el párrafo anterior. En caso de ser mayor a 20 A, se define un nuevo tiempo de retardo  $T_d$  tal como se muestra en (3.1) y en la Figura 3.2.

$$T_d \leq \frac{|I_N - I_0|}{\Delta I_{min}} \text{ para } |I_N - I_0| \geq 20 \text{ A} \quad (3.1)$$

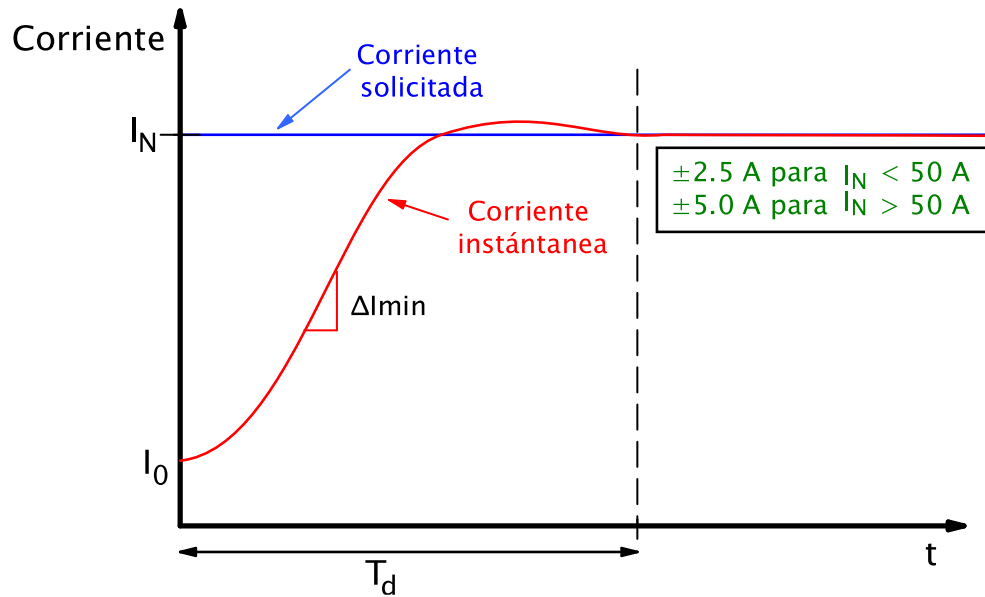


Figura 3.2: Respuesta escalón para el control de valor constante.

El *ripple* de corriente no viene incluido en los valores de  $I_N$  y de  $I_0$ . Este viene estandarizado con los valores indicados en la Tabla 3.1. El valor para límites corresponde a la diferencia entre los picos máximos y mínimos de corriente. El valor para frecuencia es la frecuencia de conmutación  $f_s$ .

Tabla 3.1: *Ripple* de la corriente DC de salida del cargador.

| Límites | Frecuencia   |
|---------|--------------|
| 1.5 A   | Bajo 10 Hz   |
| 6 A     | Bajo 5 kHz   |
| 9 A     | Bajo 150 kHz |

El *ripple* de tensión para el proceso de carga no debe exceder el  $\pm 5\%$  de la tensión requerida. Tal como se muestra en la Figura 3.3, la velocidad de subida en operación normal no excederá los  $\pm 20$  V/ms.

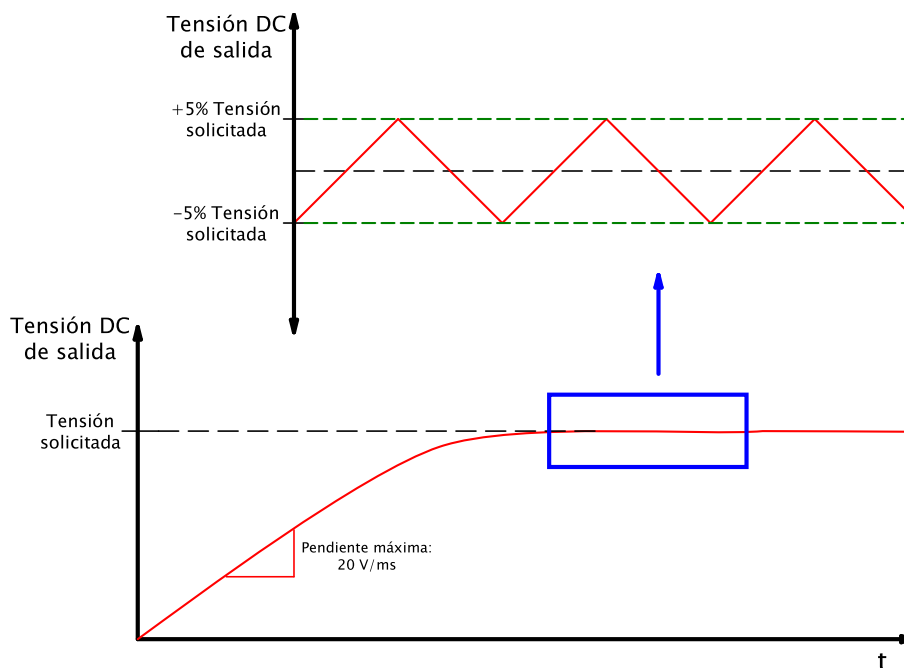


Figura 3.3: Máximo *ripple* de tensión requerido.

La norma también incluye métodos de medición, protección frente a sobretensiones, caídas de carga, efecto de la temperatura en la carga, entre otros tópicos que no se abarcarán en este trabajo.

Además, para la carga de VE en DC, existe la parte IEC 61851-24, que trata sobre comunicación digital entre el cargador y el vehículo, para el control en DC [18]. La simulación considera al VE como una impedancia capacitiva equivalente, quedando esta norma fuera de los límites del presente trabajo.

### 3.1.3. IEC 62196-3

La norma IEC 62196 trata acerca de los enchufes, tomas de corrientes, conectores de los cargadores y entradas de los vehículos para la carga conductiva de VE. La parte 62196-3, específicamente aborda los aspectos constructivos de los conectores, considerando sus variables mecánicas y eléctricas, realizando especial énfasis en la carga en DC [19].

Puede considerarse una evolución natural de las normas anteriores, ya que establece límites máximos de tensión y de corriente para los estándares CHAdeMO, CCS-1, CCS-2, GB/T y Tesla, que se detallarán en la sección 3.2.

### 3.2. Estándares

Los estándares engloban las características técnicas de determinados productos que las empresas fabricantes dispondrá en el mercado. Actualmente se trabajan con cinco estándares: CHAdeMO, CCS-1, CCS-2, GB/T y Tesla. [8].

En esta investigación, las simulaciones posteriores deberán estar dentro de los límites presentados por los estándares CHAdeMO, CCS y GB/T. Estos estándares están desarrollando conectores integrados, tal que los nuevos VE puedan utilizar cualquier estación diseñada con dichas características.

La Tabla 3.2 presenta las características técnicas más relevantes recopiladas en la norma IEC 62196-3 de los estándares mencionados y en las secciones posteriores se realizará una pequeña reseña sobre cada uno [8], [19].

Tabla 3.2: Estándares de carga en DC

| Estándar                     | CHAdeMO   | CCS-1      | CCS-2      | GB/T      |
|------------------------------|-----------|------------|------------|-----------|
| <b>Potencia máxima</b> [kW]  | 400       | 350        | 350        | 237.5     |
| <b>Potencia típica</b> [kW]  | 50        | 350        | 350        | 60        |
| <b>Tensión de salida</b> [V] | 50 – 1000 | 200 – 1000 | 200 – 1000 | 250 – 950 |
| <b>Corriente máxima</b> [A]  | 400       | 500        | 500        | 250 – 400 |
| <b>Tiempo/100 km</b> [min]   | 13.73     | 4.40       | 1.96       | 11.44     |
| <b>Rango/5 min</b> [km]      | 36.4      | 113.54     | 254.73     | 43.67     |
| <b>Región de origen</b>      | Japón     | EUA        | UE         | China     |

#### 3.2.1. Charge de Move (CHAdeMO)

Al ser una potencia en la industria automotriz, las empresas japonesas venían trabajando con las tecnologías de VE desde hace 40 años. Precursor a CHAdeMO, existió desde 1993, la norma JEVS G105-1993 por *Japanese Electric Vehicle Standard*, que incluía el diseño de un conector para cargadores de VE.

En el 2010, la Compañía Eléctrica de Tokio, en conjunto con Nissan, Mitsubishi, Subaru y Toyota crean CHAdeMO, acrónimo de “*Charge de Move*”, con el objetivo de preparar una infraestructura de carga rápida y ultrarrápida para VE.

En sus inicios, los cargadores CHAdeMO tenían una potencia máxima de 50 kW, convenientes para baterías con una capacidad de 24 kWh. Una vez avanzada la tecnología de los VE, fue necesario aumentar la potencia de los cargadores, alcanzando en 2017 los 100 kW y posteriormente, los 400 kW con CHAdeMO 2.0. Desde el 2020 han estado desarrollando el estándar CHAdeMO 3.0 o ChaoJi, en colaboración con GB/T, con expectativas de carga a 900 kW [8].

La Figura 3.4 muestra un conector de estándar CHAdeMO, cuya configuración posee el código AA para la norma IEC 62196.

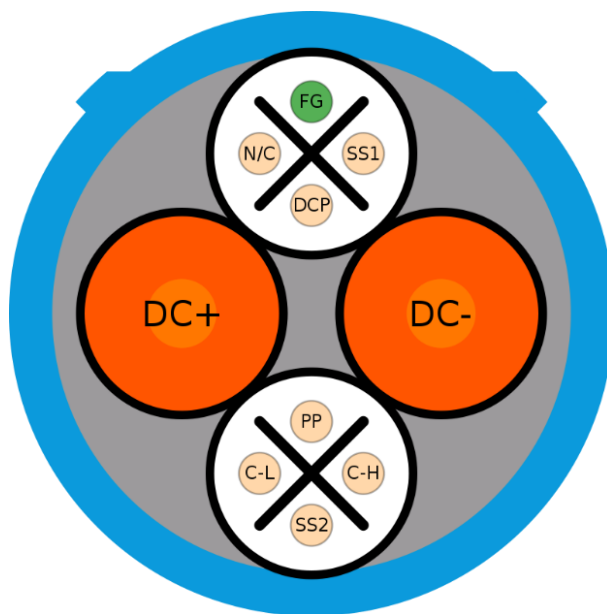


Figura 3.4: Conector CHAdeMO [20].

### 3.2.2. Combined Charging System (CCS)

La falta de estandarización para los conectores de los VE de diferentes niveles de carga cubiertos por las normas SAE J1772 e IEC 61851, evidenció la necesidad de integrarlos en un único enchufe. En el 2014, en Europa y Estados Unidos se abre el primer sistema CCS, sigla de *Combined Charging System*, promovida por CharIn, asociación de empresas fabricantes de VE y de estaciones de carga [8].

Este sistema se compone de dos conectores: el Combo 1 o CCS-1, guiado por la norma SAE J1772, utilizada principalmente en Estados Unidos, y el Combo 2 o CCS-2, guiado por la norma IEC 61851, utilizada principalmente en la Unión Europea.

En la Figura 3.5 se muestran los conectores CCS. Tal como se mostró en la Figura 3.4, ambos conectores poseen en la parte superior la conexión de carga a AC y en la parte inferior a DC. A la izquierda, el conector CCS-1 es solo compatible para la carga en AC monofásica, mientras que el conector CCS-2, a la derecha, permite la carga en AC tanto monofásica como trifásica [14], [18], [19].

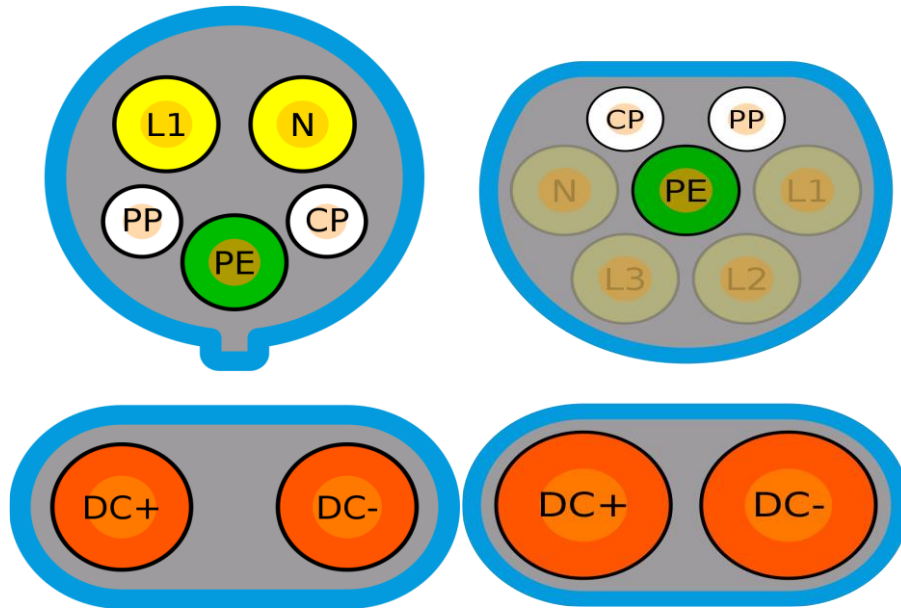


Figura 3.5: Conectores CCS-1 y CCS-2 [21], [22].

### 3.2.3. Guobiao (GB)

Recientemente, China se ha convertido en un competidor importante dentro de la industria automotriz. El año 2011, los fabricantes de VE chinos e indios, en conjunto con el Consejo de Electricidad de China y el Código de Estándares Nacionales de la República Popular de China (GB, acrónimo de *Guó Biāo*) crearon el estándar GB/T 20234.3, actualizado para el año 2015 [8].

Este estándar funciona como equivalente a las normas SAE J1772 e IEC 62196, para adaptar dichas normativas a la realidad nacional de China, a la cual se sumaron fabricantes de India.

En la Figura 3.6 se observa un conector de DC estandarizado por GB/T. A diferencia del sistema CCS, este estándar posee diferentes configuraciones de enchufe en AC.

La normativa china ha buscado asimilarse con la japonesa utilizando los mismos sistemas de control y de comunicación digital [23]. Así mismo, se está desarrollando el estándar ChaoJi, garantizando una compatibilidad legal entre GB/T y CHAdeMO, mostrado en la Figura 3.7.

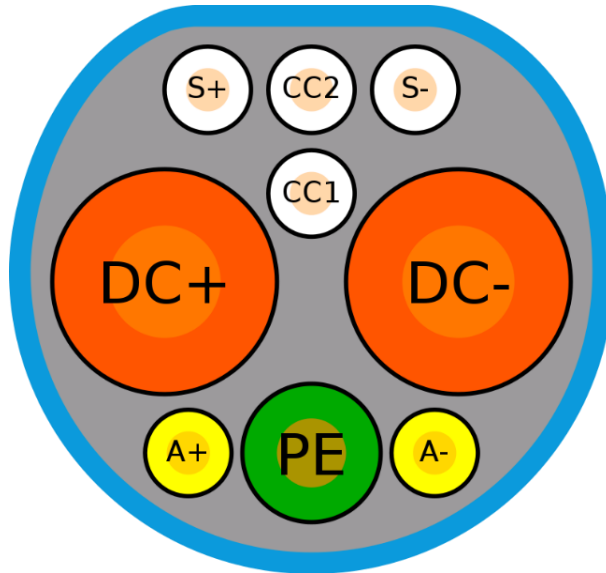


Figura 3.6: Conector DC GB/T [24].

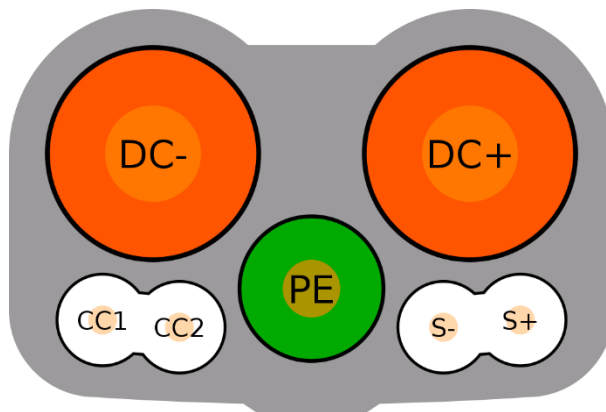


Figura 3.7: Conector ChaoJi [25].

### 3.3. Políticas públicas

Si las normas y los estándares abordan desde un aspecto técnico-legal los problemas asociados a la electromovilidad, las políticas públicas buscan encausar desde la institucionalidad estas temáticas. En las actuales condiciones del mercado, los VE compiten en desventaja frente a los vehículos tradicionales.

Un consumidor común seguirá prefiriendo comprar un automóvil a combustión frente a un VE porque resulta mucho más cómodo y conveniente rellenar un tanque de combustible que cargar una batería que puede tardar minutos y horas. Además, toda la industria y servicios asociados a los automóviles está principalmente dirigida hacia los vehículos convencionales. Por esta razón, las instituciones públicas se ven en la necesidad de fijar políticas planificadas que permitan un ingreso armónico de la industria de los VE en el cotidiano de los ciudadanos.

En Chile, desde el 2017 estas políticas son llevadas a cabo principalmente por el Ministerio de Energía, en colaboración con el Ministerio de Transporte y Telecomunicaciones y el Ministerio de Medio Ambiente, organismos públicos y privados, a través de la Estrategia Nacional de Movilidad, que plantea cinco ejes para la inclusión de la electromovilidad en el mercado del transporte [12]:

- 1- Regulación y estándares.
- 2- Transporte público como motor del desarrollo.
- 3- Fomento de la investigación y desarrollo en capital humano.
- 4- Impulso inicial al desarrollo de la electromovilidad.
- 5- Transferencia de conocimiento y entrega de información.

Dentro del primer eje, se ha trabajado en el establecimiento de estándares mínimos de eficiencia energética para los VE importados a manos del Centro de Control y Certificación Vehicular (3CV). La implementación de electrolineras y los estudios de su impacto económico y en el Sistema Eléctrico Nacional (SEN), lo realizan la Superintendencia de Combustibles (SEC) y la Comisión Nacional de Energía (CNE).

Dentro del segundo eje, se definió que es prioritario reemplazar los autobuses y taxis colectivos que utilizan combustibles por VE. En Santiago, alrededor del 12% de la flota de autobuses es eléctrica y existen planes de pronta implementación en Valparaíso, Concepción, Antofagasta, entre otras ciudades. Además, existen sistemas menores en Las Condes o Talca, implementados mediante subsidios a los municipios.

Los ejes tercero y cuarto están asociado a la formación técnica y comercial de profesionales del área de la electromovilidad y al fomento de VE en empresas y usuarios particulares. El quinto eje está ligado a la creación de plataformas digitales para la difusión de la información asociada a la electromovilidad, las metas fijadas por el Ministerio y sus avances.

El Estado hace especial énfasis que implementar una política asociada a la electromovilidad tendrá como objetivo mitigar los efectos del calentamiento global y cumplir con los compromisos internacionales a los cuales se ha suscrito el país para combatir el cambio climático.

# Capítulo 4

## Modelamiento de la batería

Los automóviles eléctricos emplean baterías para almacenar energía y utilizarla para cuando se requiera. Las baterías son dispositivos electroquímicos complejos y la tarea de los ingenieros es plantear un modelo que permita aproximar los fenómenos que se desean estudiar en el proceso de carga y descarga.

Para ello, se debe tener en cuenta que cada modelo tendrá sus ventajas y desventajas, por lo que se vuelve necesario tener bien claros los objetivos del estudio y priorizar ciertos fenómenos frente a otros. Por ejemplo, para alguien que quiera estudiar las curvas de tensión y corriente en el proceso de carga/descarga le será más útil un modelo simplificado que aquel que busca estudiar los procesos electroquímicos de la batería.

### 4.1. Variables en el proceso de carga

En esta sección se definen algunos términos utilizados en la literatura asociados al modelamiento de la batería. Se destaca el hecho de que los términos utilizados en los estudios acerca de la carga rápida de baterías son diferente a los utilizados en el ámbito comercial o cotidiano.

#### 4.1.1. Terminología

##### a) Tensión nominal ( $V_n$ )

Es la tensión especificada por el fabricante de la batería [26]. Una batería se compone por celdas conectadas en serie y/o paralelo. En caso de ser baterías compuestas, la tensión nominal es la diferencia de potencial de la celda equivalente.

##### b) Capacidad nominal ( $Q_n$ )

Se relaciona con la energía contenida en cada celda a determinada tensión nominal. Se mide en Ah (Ampere hora) y se relaciona con la energía de la batería por  $U_n = V_n \cdot Q_n$  [26].

##### c) Ratio de carga/descarga ( $C - rate$ )

Indica la rapidez con la cual una batería puede cargarse o descargarse. Su valor depende en comparación de una batería que se carga/descarga completamente en una hora,  $1C$ . Por lo tanto,  $2C$  es una batería que se carga/descarga en 30 minutos y  $0,5C$  es una batería que se carga/descarga en 2 horas [4], [26].

*d) Tensión de circuito abierto ( $V_{oc}$ )*

Es la tensión de equilibrio de la batería. Representa la diferencia de potencial cuando no hay carga conectada y depende de los aspectos constructivos de la batería [26].

*e) Estado de carga (SoC)*

El estado de carga es la relación entre la capacidad real de la batería con su capacidad nominal. El SoC se describe por (4.1) [27].

$$SoC = SoC_i + \frac{1}{K \cdot Q_n} \int_0^t I_o d\tau \quad (4.1)$$

donde  $SoC_i$  es el estado de carga inicial de la batería e  $I_o$  corriente de la batería, la cual se define como positiva en el proceso de carga y como negativa en el proceso de descarga. Se incluyó un factor  $K$ , como inverso al  $C - rate$ . El SoC se limita a un valor entre 0 y 1, pero en aplicaciones comerciales, se prefiere utilizar un porcentaje para la comodidad de los usuarios.

**4.1.2. Perfil de carga**

La definición más básica de energía es potencia por tiempo. La batería como dispositivo de almacenamiento de energía eléctrica no es otra cosa que un elemento que absorbe o suministra potencia durante un tiempo determinado.

En el proceso de carga, la potencia que es entregada a la batería está limitada por los aspectos constructivos de la misma que, para los vehículos eléctricos actuales, pueden alcanzar los 50  $kW$  y cuya cifra sigue subiendo con el paso de los meses, ya que se están diseñando vehículos con baterías de 150  $kW$  y de 300  $kW$  para el caso de los autobuses y camiones [8].

Otra limitación es lo que el cargador puede suministrar a la batería. La potencia está relacionada directamente con la tensión y la corriente. El problema se convierte en determinar el comportamiento de estas variables en el tiempo lo que se conoce como perfil de carga. Este perfil debe tomar en cuenta los fenómenos propios de la batería y el cargador para que el proceso pueda ser óptimo. Por ejemplo, se puede cargar la batería a máxima tensión y corriente para minimizar el tiempo de carga, pero se deja de lado el hecho de que a mayor corriente existen mayores pérdidas por efecto Joule. Es posible que la batería posea determinado ratio de carga.

El modelo más utilizado para la carga de las baterías de ion litio es el de corriente constante/tensión constante (CC/CV) similar al mostrado en la Figura 4.1.

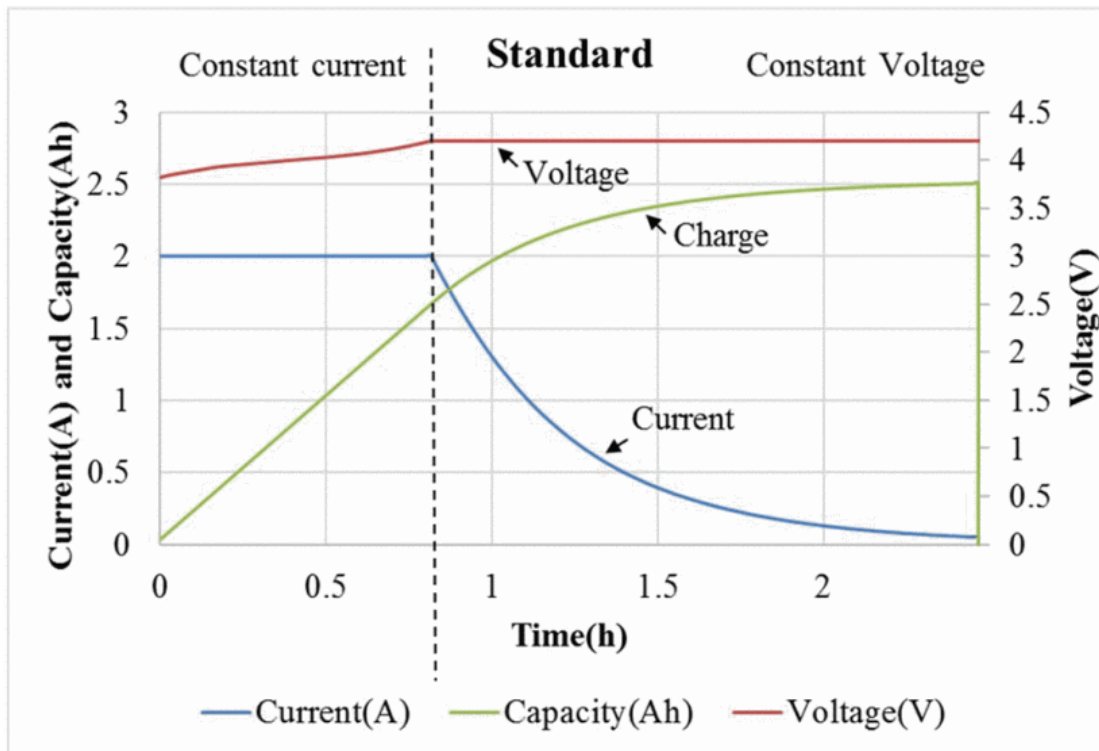


Figura 4.1: Perfil de carga de una batería de litio [28]

El control de este método es simple y barato de implementar ya que, mientras la tensión de carga varía, la corriente que entra a la batería es constante. Así mismo, una vez “cargado” el capacitor interno de la batería, la corriente comienza a decrecer.

A partir de esto, cabe señalar dos cosas. En primer lugar, este proceso es posible por un comportamiento dinámico de las baterías, lo que viene a estar representado por  $V_{oc}$  y/o por las ecuaciones que rigen a un circuito RC. En segundo lugar, notar que la capacidad de la batería aumenta linealmente cuando la corriente es constante, condiciéndose con (4.1). Cuando la tensión es constate, la capacidad ralentiza su aumento por el decrecimiento de la corriente.

#### 4.2. Modelos de batería

Para modelar una batería, se pueden optar por modelos electroquímicos o puramente eléctricos. Los primeros pueden explicar con mayor exactitud los fenómenos internos de la batería, pero que se describen con relaciones no-lineales que requieren de aproximaciones, suposiciones o de demostraciones empíricas con un extensivo análisis computacional.

Los modelos eléctricos por su parte son más simples para analizar la transferencia de energía y potencia desde la batería hacia otros sistemas (como la red o el motor del vehículo)

mediante el uso de fuentes, resistencias y capacitancias. Así mismo, otorgan mayor versatilidad a la hora de complejizar o simplificar el modelo según se necesite.

#### 4.2.1. Modelo ideal

La Figura 4.2 representa el modelo ideal de una batería. Consiste en una fuente controlada que emula la  $V_{oc}$  e ignora los otros parámetros internos ya que no considera pérdidas de ningún tipo. Se describe por (4.2).

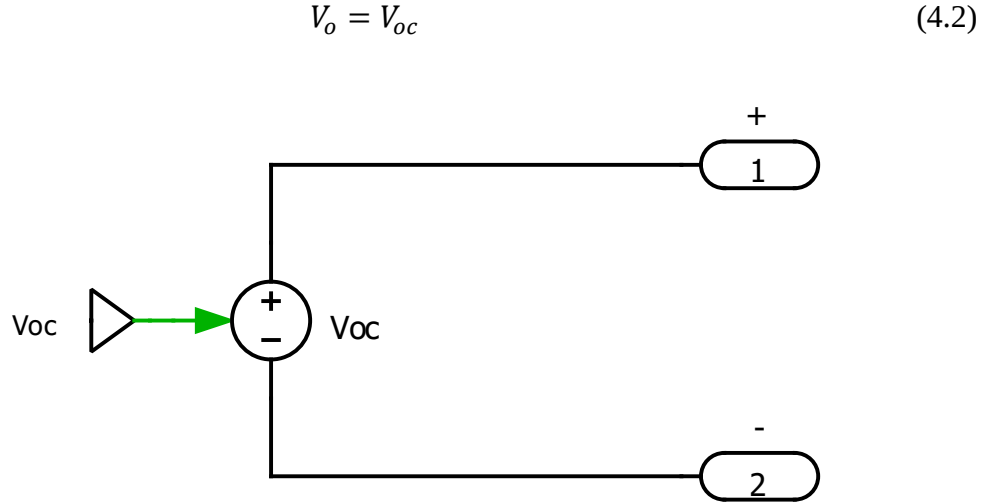


Figura 4.2: Circuito equivalente del modelo ideal.

#### 4.2.2. Modelo lineal

La Figura 4.3 representa el modelo lineal de una batería que, respecto al modelo ideal, incluye una resistencia interna  $R_{in}$ . Este modelo se describe con (4.3).

$$V_o = V_{oc} + R_{in} \cdot I_o \quad (4.3)$$

Los parámetros  $V_{oc}$  y  $R_{in}$  se describen con (4.4) y (4.5), respectivamente.

$$V_{oc} = V_{oc_o} + K_1 \cdot f \quad (4.4)$$

$$R_{in} = R_{in_o} + K_2 \cdot f \quad (4.5)$$

$V_{oc_o}$  es la tensión de circuito abierto inicial y  $R_{in_o}$  es la resistencia interna inicial.  $K_1$ ,  $K_2$  constantes determinadas experimentalmente determinados cuando la batería está completamente cargada ( $V_o \approx V_{oc}$ ) y  $f$  el estado de carga.

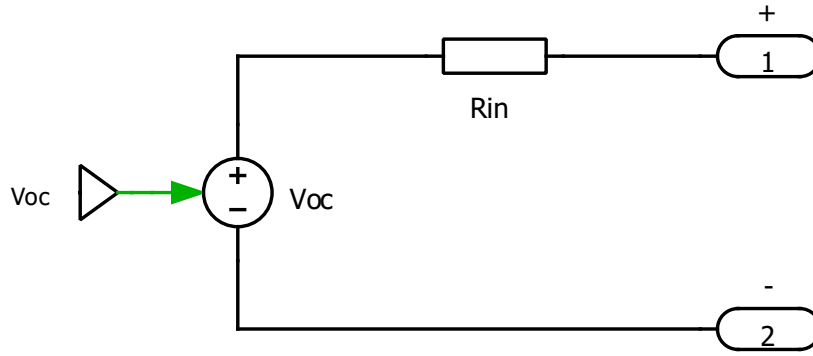


Figura 4.3: Circuito equivalente del modelo lineal

#### 4.2.3. Modelo Thévenin

El modelo Thévenin es el más utilizado para emular una batería de automóvil eléctrico. Tal como se ve en la Figura 4.4, este modelo incluye un capacitor que describe el comportamiento dinámico de la batería [26], [29]. Al añadir más ramas resistiva-capacitiva (RC) al modelo, se obtiene una representación más precisa al considerar los fenómenos electroquímicos [27].

La resistencia interna  $R_{in}$  representa las pérdidas por contacto de la batería, mientras que  $R_1$  y  $C_1$  el comportamiento ante eventos transientes [29]. Este modelo se describe con (4.6).

$$V_o = V_{oc}(SOC) - R_{in}(SOC) \cdot I_o - V_d(SOC) \quad (4.6)$$

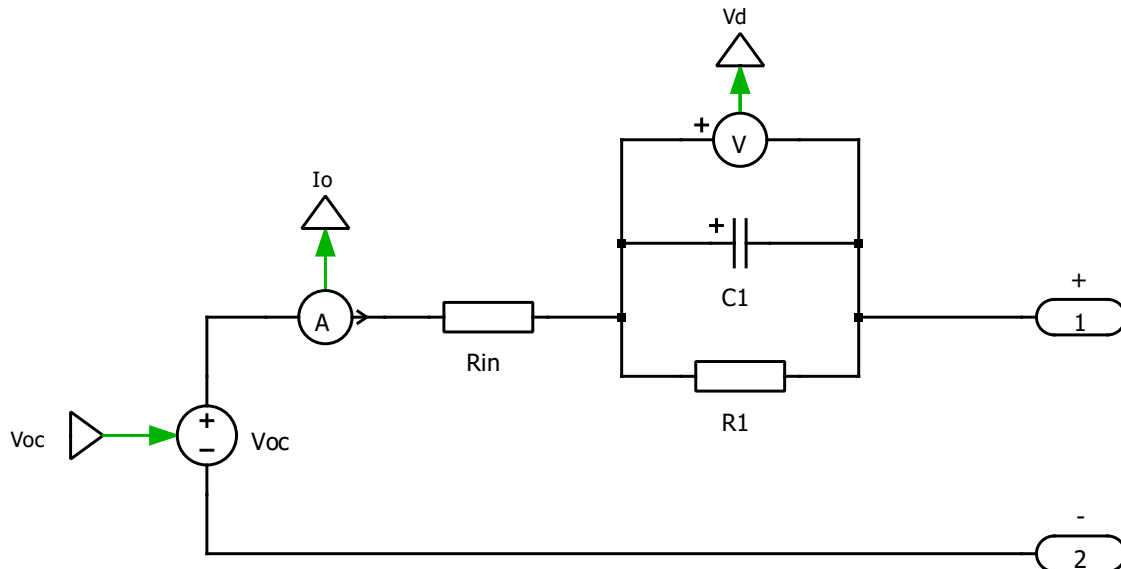


Figura 4.4: Circuito equivalente del modelo Thévenin.

Existen múltiples métodos para determinar los parámetros  $V_{oc}$ ,  $R_{in}$  y  $V_d$ . Uno de ellos es el método de Shepard que determinó una expresión para el  $V_{oc}$  utilizando un modelo lineal con  $R_{in}$  constante. Por lo tanto:

$$V_o = V_{oc} - R_{in} \cdot I_o \quad (4.7)$$

$$V_{oc} = V_{oc_o} - K \cdot \left( \frac{Q_n}{Q_n - \int I_o} \right) \cdot I_o + A \cdot e^{(-B \int I_o)} \quad (4.8)$$

Los parámetros  $K$ ,  $A$  y  $B$  se pueden determinar experimentalmente trazando una curva de tensión-corriente a una batería o empleando métodos matemáticos en base a la ficha técnica de una batería [30].

El parámetro  $A$  corresponde a la amplitud de la zona exponencial, tal como se observa en (4.9), y se mide en voltios. Corresponde a la diferencia entre la tensión máxima de la batería, que puede alcanzar 1.05 veces su valor nominal, y la tensión donde la curva tensión-corriente se vuelve exponencial,  $V_{exp}$ .

$$A = V_{full} - V_{exp} \quad (4.9)$$

El parámetro  $B$  corresponde a la constante inversa de tiempo de la zona exponencial y se mide en  $A \cdot h^{-1}$ . Corresponde a 3 veces de inverso de la capacidad exponencial tal como se muestra en (4.10)

$$B = \frac{3}{Q_{exp}} \quad (4.10)$$

$K$  es la constante de polarización medida en  $\Omega$ , que puede ser entregada por el fabricante o determinada con (4.11).

$$K = \frac{A + A \cdot e^{-(B \cdot Q_n - 1)} \cdot (1,05 \cdot Q_n - Q_{exp})}{Q_n} \quad (4.11)$$

Los ingenieros que han trabajado con el método Thévenin generalmente utilizan modelos de baterías cuyos parámetros han sido determinados experimentalmente y realizan conexiones en serie y en paralelo para adaptar a las tensiones y corrientes deseadas [29], [31], o bien, emplean métodos de aproximación numérica para determinar las constantes [27], [32].

### 4.3. Modelo propuesto

Los automóviles eléctricos no incluyen las especificaciones necesarias para determinar los parámetros descritos en las ecuaciones (4.9), (4.10) y (4.11) para obtener  $V_{oc}$ , éstas suelen conseguirse mediante la descarga experimental de una batería. Una alternativa es utilizar los datos una batería ampliamente comercializada y someterla a diversas combinaciones en serie o paralelo para lograr un valor deseado, pero con la magnitud de los valores de tensión y capacidad de los automóviles eléctricos, podría resultar en imprecisiones de uno u otro parámetro.

Como el foco de la investigación es analizar la topología de cargadores, bastaría con un modelo lineal. Sin embargo, se optó por un modelo Thévenin “simplificado”, tal como se observa en la Figura 4.5, para ofrecer un perfil de carga similar al de la Figura 4.1, pero considerando las limitaciones descritas en el párrafo anterior.

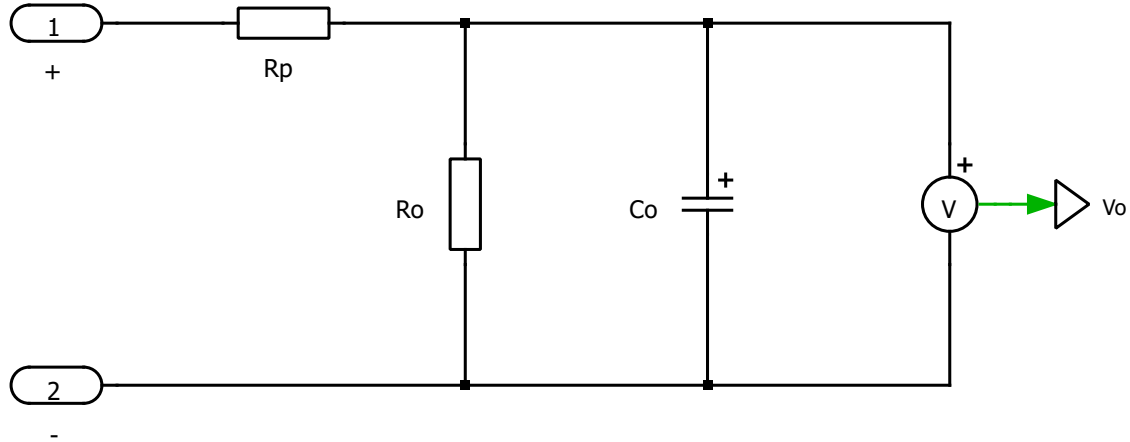


Figura 4.5: Modelo propuesto de batería.

La resistencia  $R_p$  representa las pérdidas por contacto de la batería y está en el orden de los  $m\Omega$ . La rama RC representa la dinámica interna de la batería y otorga la respuesta transitoria. La resistencia  $R_o$  es la que otorga el máximo valor de corriente de la batería y es determinado por (4.12).

$$R_o = \frac{V_n^2}{P_n} \quad (4.12)$$

donde  $V_n$  es la tensión nominal de la batería y  $P_n$  su potencia nominal.  $C_o$  está en el orden de los 1 – 10 F.

En la Tabla 4.1, se muestra información relevante respecto a VE comercializados en Chile para poder determinar los parámetros utilizados en el circuito de la Figura 4.5.

Tabla 4.1: Especificaciones de automóviles comercializados en Chile [8].

| Modelo                   | Fabricante | Tensión [V] | Capacidad [kWh] | Potencia carga lenta [kW] | Potencia carga rápida [kW] | Autonomía [km] |
|--------------------------|------------|-------------|-----------------|---------------------------|----------------------------|----------------|
| <b>7900 Electric Bus</b> | Volvo      | 600         | 150             | 11                        | 300                        | -              |
| <b>E-tron 55 Quattro</b> | Audi       | 396         | 95              | 11                        | 150                        | 436            |
| <b>Taycan 4S</b>         | Porsche    | 800         | 79.2            | 11                        | 270                        | 407            |
| <b>Polestar 2</b>        | Volvo      | 450         | 75              | 11                        | 150                        | 470            |
| <b>Bolt</b>              | Chevrolet  | 350         | 62.2            | 7.4                       | 50                         | 423            |
| <b>Leaf e+</b>           | Nissan     | 360         | 62              | 6.6                       | 100                        | 385            |
| <b>Leaf</b>              | Nissan     | 360         | 40              | 6.6                       | 50                         | 270            |
| <b>Ioniq</b>             | Hyundai    | 320         | 40.4            | 7.2                       | 100                        | 294            |

Se procederá a determinar la función de transferencia del modelo propuesto. En primer lugar, se plantea un LCK, asignando  $I_R$  y  $I_C$  como las corrientes de la resistencia  $R_o$  y  $C_o$ , respectivamente.

$$I_o(t) = I_R(t) + I_C(t) \quad (4.13)$$

Mediante las leyes de los elementos aplicadas a las corrientes en (4.13):

$$I_o(t) = \frac{V_o(t)}{R_o} + C_o \frac{dV_o(t)}{dt} \quad (4.14)$$

Se utiliza la Transformada de Laplace en (4.14) para trabajar la ecuación en el dominio  $s$ :

$$I_o(s) = \frac{V_o(s)}{R_o} + s C_o V_o(s) \quad (4.15)$$

Reordenando la expresión (4.15) para que quede en formato  $G(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)}$ :

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{I_o(s)} = \frac{R_o}{s C_o R_o + 1} \quad (4.16)$$

La expresión (4.16) es la planta  $G(s)$  que modelará la batería propuesta en la Figura 4.5. Se trata de una función continua en el tiempo.

Utilizando como modelo de automóvil al Volvo 7900 *Electric Bus*, actualmente parte de la flota de Red Metropolitana de Movilidad, se considera  $R_o = 1.2 \Omega$  y  $C_o = 1 F$ .

Se pueden determinar los polos y ceros de la función mediante las siguientes desigualdades:

$$R_o = 0 \quad (4.17)$$

$$s C_o R_o + 1 = 0 \quad (4.18)$$

Despejando  $s$  de la ecuación (4.17) y (4.18), se pueden determinar los ceros y polos de la función  $G(s)$ , respectivamente. Es decir, los valores para los cuales la salida de la función es nula o se aproxima a infinito.

De (4.17), se observa que la planta no posee ceros. Sin embargo, a partir de (4.18), se puede encontrar un polo que viene dado por la siguiente expresión:

$$s = -\frac{1}{C_o R_o} \quad (4.19)$$

Reemplazando los valores considerados para los parámetros  $R_o$  y  $C_o$  en (4.19), se obtiene un polo en  $s = -0.83$ , que puede observarse en el diagrama de polos y ceros de  $G(s)$  en la Figura 4.6.

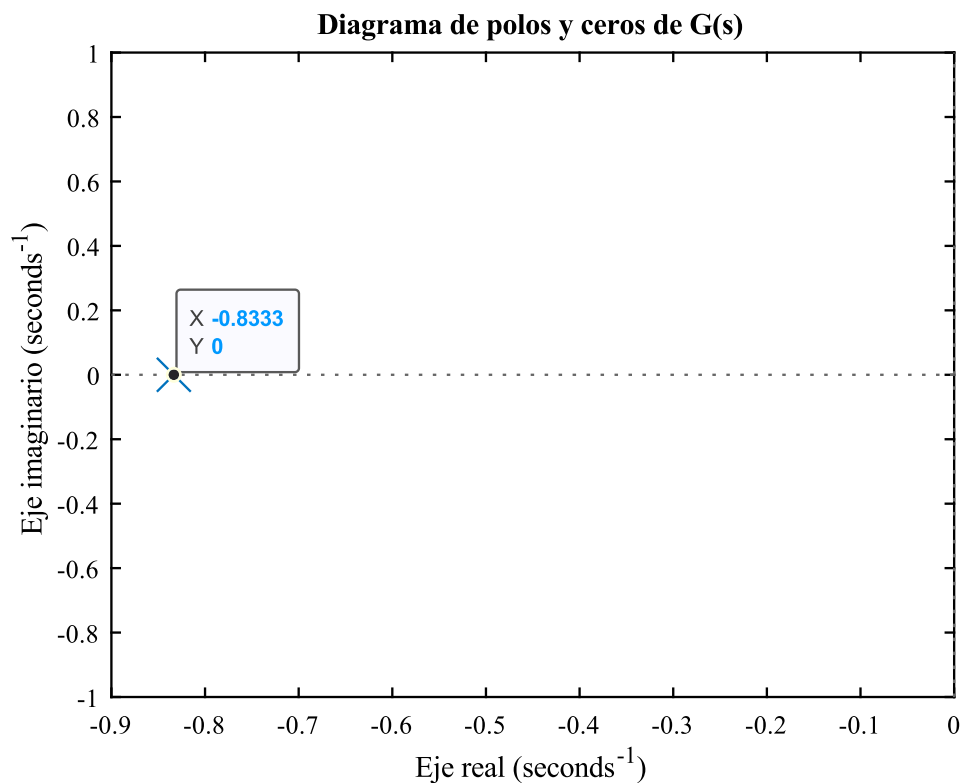


Figura 4.6: Diagrama de polos y ceros de la batería  $G(s)$

La excitación ideal de la batería es una función escalón, puesto que su alimentación directa es en corriente continua. La Figura 4.7 muestra la respuesta escalón de la planta, típica de los circuitos RC de primer orden.

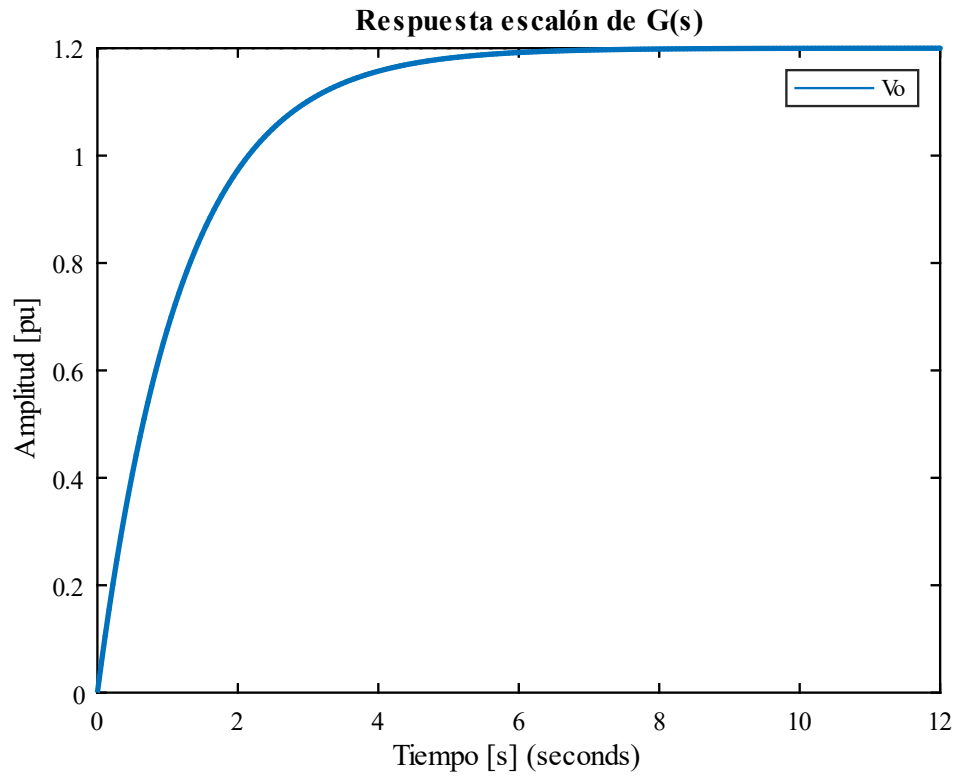


Figura 4.7: Respuesta escalón de la batería  $G(s)$

En estado estacionario, la tensión  $V_o$  es 1.2 veces la corriente  $I_o$ , comportándose como un modelo resistivo una vez cargado el capacitor  $C_o$ . La dinámica de la batería es lenta debido al alto valor de capacitancia  $C_o$ , siendo la constante de tiempo  $\tau_{bat}$  de 1.2 segundos.

# Capítulo 5

## Modelamiento del cargador Modelo A

El objeto base de estudio es el cargador rápido *Porsche Modular Fast Charging Park A*, mostrado en la Figura 5.1, del cual se analizará su topología mediante el uso del *software PLECS* y programas de análisis de datos y gráficos asociados como *MATLAB* o *Excel*.

En esta sección se señalarán los criterios utilizados para su simulación, así como el control propuesto para la carga de la batería del *Volvo 7900 Electric Bus*.



Figura 5.1: Cargador modelo Porsche Modular Fast Charging Park A [33].

En la Figura 5.2 se observa un diagrama del cargador, desde ahora llamado Modelo A. El cargador es alimentado por la red trifásica, previamente filtrada y aislada del cargador con un transformador [8]. La señal AC se rectifica y se implementa con un convertidor elevador para corregir el factor de potencia (*Boost PFC*, en inglés).

La señal rectificada  $V_{dc}$  sirve de enlace entre el convertidor elevador y reductor, el cual posee dos funciones: otorgar la tensión requerida por la batería  $G(s)$  y controlar el *ripple* de la señal de corriente. Se considera como tensión de salida del diagrama  $V_o$  para considerar las pérdidas de contacto e internas de  $G(s)$ . Los convertidores elevador y reductor son controlados por las señales  $S_e$  y  $S_r$ , respectivamente.

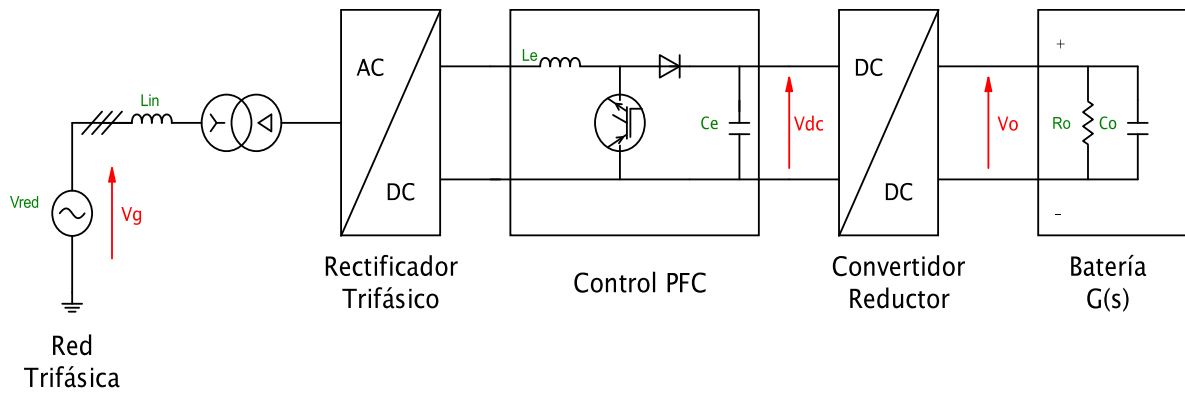


Figura 5.2: Diagrama del Modelo A.

Las secciones posteriores abordarán en detalle el diseño de los convertidores, filtros y sistemas de control del Modelo A.

### 5.1. Diseño del convertidor DC/DC

Tal como se mencionó en la introducción del capítulo, el convertidor reductor o *Buck* tiene como principal función alcanzar el valor de tensión  $V_o$  solicitado por la batería  $G(s)$ . Sus señales de entrada son la tensión  $V_{dc}$  y la corriente  $I_{dc}$  y sus señales de salida la tensión  $V_b$  y la corriente  $I_o$ . Los parámetros  $L_r$  y  $C_r$  son la inductancia y capacitancia del convertidor, respectivamente.

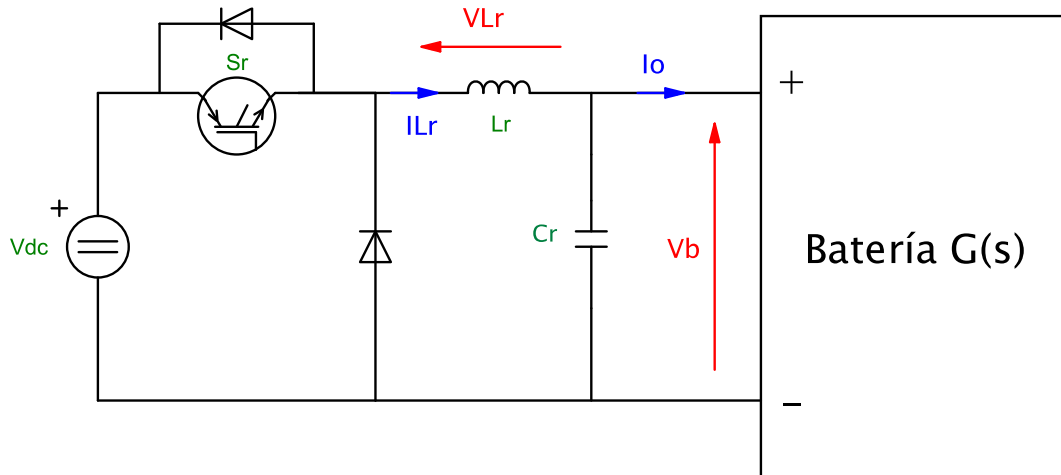


Figura 5.3: Circuito del convertidor reductor

El convertidor reductor posee un interruptor implementado con un transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT), tal como se observa en la Figura 5.3. El interruptor permanece cerrado durante un tiempo  $t_1$  y la tensión de entrada  $V_{dc}$  alimenta el circuito de la Figura 5.4.

Tras ese tiempo, el interruptor se abre durante un tiempo  $t_2$  cortando la alimentación de la tensión  $V_{dc}$  hacia la carga, tal como se muestra en la Figura 5.5 [34].

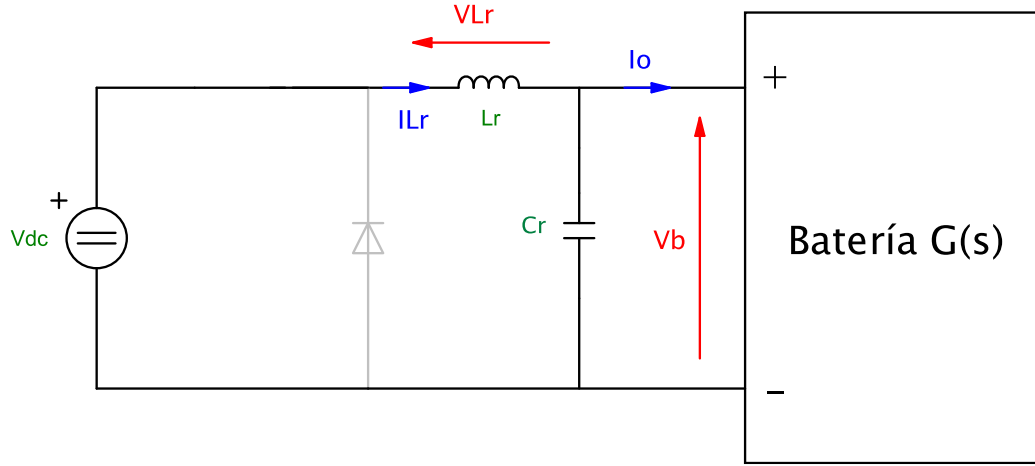


Figura 5.4: Convertidor reductor con interruptor cerrado.

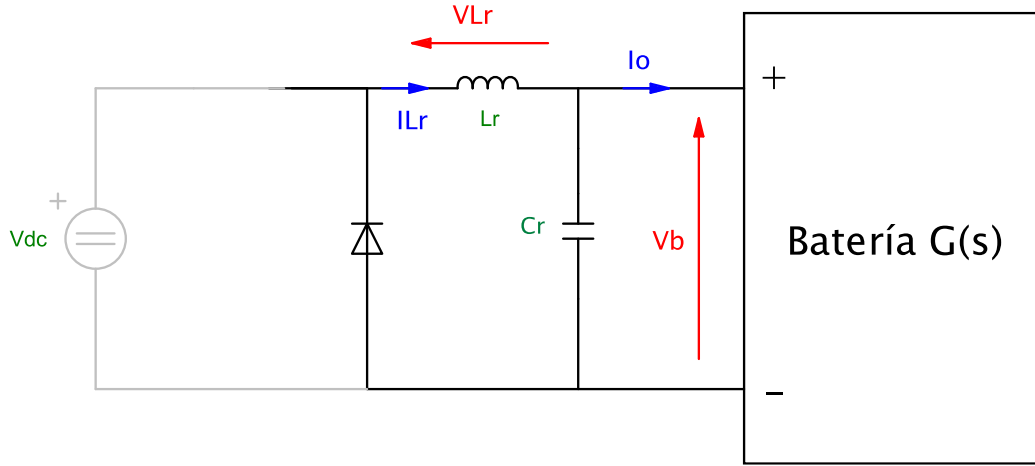


Figura 5.5: Convertidor reductor con interruptor abierto.

Este proceso tiene un período  $T_{sr}$ , relacionado a una frecuencia de conmutación  $f_{sr}$ , tal que:

$$T_{sr} = t_1 + t_2 \quad (5.1)$$

$$f_{sr} = \frac{1}{T_{sr}} = \frac{1}{t_1 + t_2} \quad (5.2)$$

Se define el ciclo de trabajo  $k_r$ , como un valor que varía entre 0 y 1 tras modificar los parámetros  $t_1$ ,  $T_{sr}$  o  $f_{sr}$ , y que se relaciona con dichas variables a través de (5.3)

$$k_r = \frac{t_1}{T_{sr}} = f_{sr} t_1 \quad (5.3)$$

### 5.1.1. Función de transferencia

Cuando el interruptor está encendido se describe el convertidor mediante el siguiente LVK:

$$V_{dc} = V_{L_r} + V_b \quad (5.4)$$

Al reemplazar el término  $V_{L_r}$  de (5.4) por la ley de elemento del inductor:

$$V_{dc} = L_r \frac{dI_{L_r}}{dt} + V_b \quad (5.5)$$

Al despejar  $\frac{dI_{L_r}}{dt}$  en (5.5):

$$\frac{dI_{L_r}}{dt} = \frac{V_{dc} - V_b}{L_r} \quad (5.6)$$

Al aplicar la Transformada de Laplace en (5.6), se puede construir la función de transferencia del convertidor:

$$s I_{L_r}(s) = \frac{V_{dc}(s)}{L_r} - \frac{V_b}{L_r} \quad (5.7)$$

El término  $V_b/L_r$  se considera como perturbación del sistema. La planta del convertidor  $R(s)$  se define como:

$$R(s) = \frac{I_{L_r}(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{1}{s L_r} \quad (5.8)$$

La planta  $R(s)$  es del tipo integral de pendiente  $1/L_r$ . En el dominio del tiempo, se interpreta que la corriente del inductor  $I_{L_r}$  incrementa con pendiente constante  $\frac{V_{dc}-V_b}{L_r}$  entre 0 y  $t_1$ , tal como indica (5.6). En estado estacionario, la corriente inicial empieza en  $I_{min}$  hasta su valor final  $I_{max}$ , que es cuando el interruptor conmuta.

Una vez apagado el interruptor, se plantea un LVK a partir del circuito de la Figura 5.5:

$$0 = L_r \frac{dI_{L_r}}{dt} + V_b \quad (5.9)$$

Al despejar  $\frac{dI_{L_r}}{dt}$  en (5.9):

$$\frac{dI_{L_r}}{dt} = \frac{-V_b}{L_r} \quad (5.10)$$

De (5.10), se sabe  $R(s)$  es igual 0 y en el circuito solo se manifiesta la perturbación. La corriente  $I_{L_r}$  decrece con pendiente constante  $\frac{-V_b}{L_r}$  hasta el tiempo  $T_{sr}$  cuando vuelve a conmutar. Las gráficas de la Figura 5.6 permiten un acercamiento de las formas de onda de  $I_{L_r}$  y  $V_{L_r}$ .

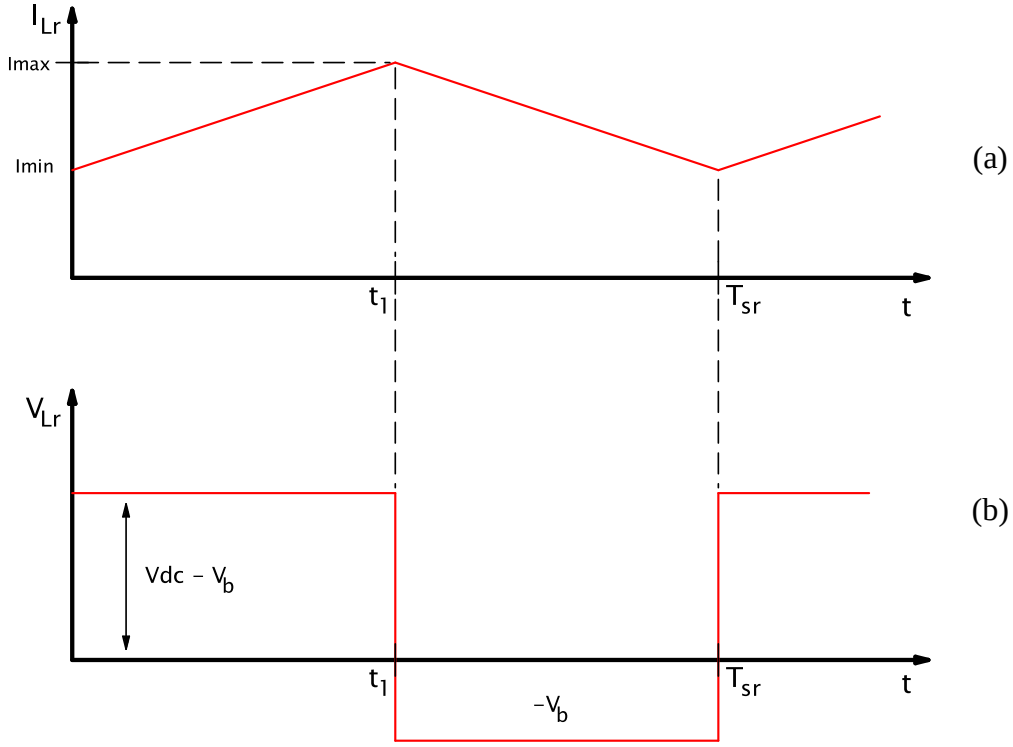


Figura 5.6: (a) Forma de onda de la corriente  $I_{L_r}$ . (b) Forma de onda de la tensión  $V_{L_r}$ .

De (5.3), se expresa el tiempo en el que está encendido el interruptor como  $k_r T_{sr}$ , mientras que para cuando esté apagado, se expresa como  $(1 - k_r) T_{sr}$ .

A partir de la Figura 5.6, se reescriben (5.6) y (5.9):

$$I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n} = \frac{V_{dc} - V_b}{L_r} k_r T_{sr} \quad (5.11)$$

$$I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n} = \frac{-V_b}{L_r} (1 - k_r) T_{sr} \quad (5.12)$$

Entonces, al igualar (5.11) y (5.12):

$$\frac{V_{dc} - V_b}{L_r} k_r T_{sr} = \frac{-V_b}{L_r} (1 - k_r) T_{sr} \quad (5.13)$$

$$V_b = k_r V_{dc} \quad (5.14)$$

Por lo tanto, la tensión de entrada y de salida del convertidor reductor dependen directamente de  $k_r$  [35].

Por simple inspección de la Figura 5.6, se expresa la corriente promedio del inductor  $\langle I_{L_r} \rangle$  como:

$$\langle I_{L_r} \rangle = \frac{I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n}}{2} \quad (5.15)$$

Mediante un LCK:

$$\langle I_{L_r} \rangle = \langle I_{C_r} \rangle + I_o \quad (5.16)$$

La corriente del capacitor promedio  $I_{C_r}$  es cero en un período de operación. Por tanto, (5.16) se simplifica como:

$$\langle I_{L_r} \rangle = I_o \quad (5.17)$$

Por Ley de Ohm, la corriente  $I_o$  está dada por  $V_b^2 / R_o$ , despreciándose las pérdidas por contacto  $R_p$  al no contribuir en el valor de forma significativa por su valor. Considerando lo anterior y las ecuaciones (5.11), (5.12) y (5.17):

$$\frac{V_b^2}{R_o} = \frac{I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n}}{2} \quad (5.18)$$

$$I_{max} = k_r V_{dc} \left( \frac{1}{R_o} + \frac{1 - k_r}{2 L_r} T_{sr} \right) \quad (5.19)$$

$$I_{min} = k_r V_{dc} \left( \frac{1}{R_o} - \frac{1 - k_r}{2 L_r} T_{sr} \right) \quad (5.20)$$

### 5.1.2. Parámetros del convertidor

Los convertidores DC/DC tienen dos modos de operación. Cuando  $I_{L_r}$  siempre es positiva, se dice que el convertidor está trabajando en un modo de conducción continuo (CCM, en inglés *Continous Conduction Mode*). Sin embargo, dependiendo del valor de la inductancia  $L_r$ , el convertidor puede trabajar en un modo de conducción discontinuo (DCM, en inglés *Discontinuous Conduction Mode*), en donde  $I_{L_r}$  es cero en una porción del período de conmutación.

Para determinar la inductancia  $L_r$  mínima donde un convertidor pasa de funcionar en el DCM a CCM, debe igualarse  $I_{min}$  a 0. Entonces, a partir de (5.20):

$$0 = k_r V_{dc} \left( \frac{1}{R_o} - \frac{1 - k_r}{2 L_r} T_{sr} \right) \quad (5.21)$$

Al despejar  $L_r$  en (5.21):

$$L_{r_{min}} = \frac{1 - k_r}{2} T_{sr} R_o \quad (5.22)$$

Los convertidores en DCM suelen ser aplicados para requerimientos de control especiales donde la energía almacenada en el inductor sea cero al inicio y al final de cada período de conmutación [36]. Al no ser el caso, en este trabajo se decidió utilizar el convertidor en CCM.

En el CCM, la corriente  $I_o$  se compone de una parte en DC y una señal triangular en AC. La mayor parte de esta señal es filtrada por el capacitor  $C_r$  a través de la corriente  $I_{C_r}$ . El proceso de filtrado causa un pequeño *ripple*  $v_r$  en la tensión  $V_o$ . La Figura 5.7 muestra las formas de onda de  $I_{C_r}$  y de  $V_o$ .

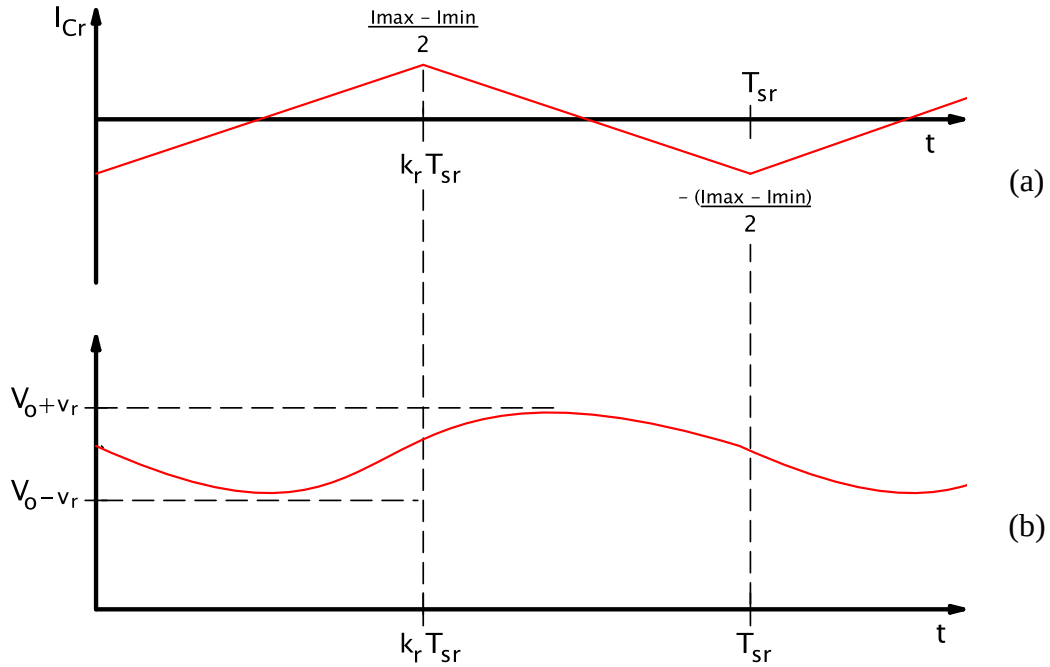


Figura 5.7: (a) Forma de onda de la corriente  $I_{C_r}$ . (b) Forma de onda de la tensión  $V_o$ .

El valor *peak* de la corriente  $I_{C_r}$  es  $\pm(I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n})/2$ . El *ripple*  $v_r$  depende de la carga  $q_r$  del capacitor en medio ciclo de conmutación. La carga se determina con el área bajo la curva de  $I_{C_r}$ :

$$q_r = \frac{1}{2} \frac{I_{m\acute{a}x} - I_{m\acute{i}n}}{2} \frac{T_{sr}}{2} \quad (5.23)$$

Al reemplazar (5.19) y (5.20) en (5.23):

$$q_r = \frac{k_r(1 - k_r)V_{dc}}{8 L_r} T_{sr}^2 \quad (5.24)$$

Del gráfico de la tensión  $V_o$  de la Figura 5.7:

$$C_{r_{m\acute{i}n}} = \frac{q_r}{v_r} \quad (5.25)$$

Al reemplazar (5.24) en (5.25):

$$C_{r_{m\acute{i}n}} = \frac{k_r(1 - k_r)V_{dc}}{8 v_R L_r} T_{sr}^2 \quad (5.26)$$

Los parámetros  $L_r$  y  $C_r$  dependen del período  $T_{sr}$  y por tanto de la frecuencia de conmutación  $f_{sr}$ . A mayor  $f_{sr}$  se obtiene una señal más precisa por lo que se obtienen valores de  $L_r$  y  $C_r$  más pequeños, pero se generan mayores pérdidas de conmutación [36].

En la Tabla 5.1 figuran los parámetros con los que se diseñará el convertidor. Notar que se escogieron valores más grandes para  $L_r$  y  $C_r$  a los mínimos obtenidos en (5.22) y (5.26) para asegurar un funcionamiento permanente en CCM dando holgura al diseño de elementos posteriores.

Tabla 5.1: Parámetros del convertidor reductor.

| Parámetro                    | Símbolo             | Valor |
|------------------------------|---------------------|-------|
| Tensión de entrada           | $V_{dc}$ [V]        | 1200  |
| Tensión de salida            | $V_o$ [V]           | 600   |
| Inductancia del <i>buck</i>  | $L_r$ [ $\mu$ H]    | 4000  |
| Capacitancia del <i>buck</i> | $C_r$ [ $\mu$ F]    | 750   |
| Resistencia de la carga      | $R_o$ [ $\Omega$ ]  | 1.2   |
| Capacitancia de la carga     | $C_o$ [F]           | 1     |
| Pérdidas por contacto        | $R_p$ [m $\Omega$ ] | 1     |
| Frecuencia de conmutación    | $f_{sr}$ [kHz]      | 35    |

## 5.2. Diseño de control del convertidor reductor

En la Figura 5.8 se representa el sistema de control propuesto. La carga de la batería depende de la corriente  $I_o$  que es suministrada por el convertidor. Esta corriente se asemeja al valor de la corriente  $I_{L_r}$ , por lo que el control buscará regular el valor de la corriente del inductor  $L_r$  mediante el valor de la tensión de la batería  $V_o$ .

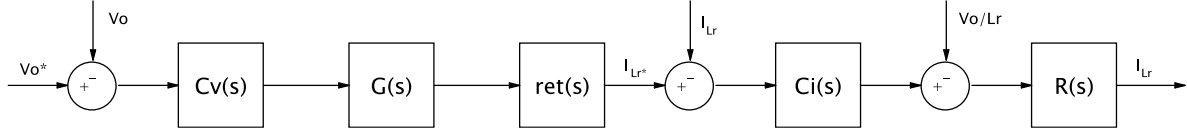


Figura 5.8: Sistema de control para el convertidor reductor.

El lazo interno de corriente es regulado por  $C_i(s)$ . La referencia  $I_{L_r}^*$  es obtenida por el lazo externo de tensión, regulado por  $C_v(s)$  y alisado por un retardo de primer orden  $ret(s)$  para mitigar las sobreoscilaciones. En los incisos 5.2.2 y 5.2.3 se detallarán los ajustes de los lazos interno y externo, respectivamente.

### 5.2.1. Generación del ciclo de trabajo $k_r$

De (5.13), se sabe que la tensión  $V_b$  es proporcional a la tensión  $V_{dc}$  por el factor del ciclo  $k_r$ . Por lo tanto, la tensión  $V_b$  está limitada a un valor de entre 0 a  $V_{dc}$  y se controla a partir de la regulación de  $k_r$ , es decir, mediante la modificación de los valores de  $t_1$ ,  $T_{sr}$  o  $f_{sr}$ .

La operación de control puede ser a frecuencia constante o a frecuencia variable. Este último funciona con un amplio espectro de frecuencias por lo que generaría armónicos a frecuencias impredecibles y se dificultaría el diseño de filtro [34].

En este trabajo se optó por utilizar un control a frecuencia constante, es decir, el control funciona con  $f_{sr}$  fijo y se varía el tiempo de encendido  $t_1$ . Este tipo de control es conocido como Modulación por Ancho de Pulso (PWM, en inglés *Pulse Width Modulation*) porque el control de  $k_r$  se realiza variando el ancho de la señal.

La generación de  $k_r$  se produce al comparar la señal DC  $v_{cr}$  con una señal triangular portadora  $v_m$ , de magnitud  $V_m$  y frecuencia  $f_{sr}$ . Cuando la señal  $v_{cr} > v_m$  entonces  $k_r$  será 1, mientras que si  $v_{cr} < v_m$  el valor de  $k_r$  será 0. Los puntos de conmutación ocurren cuando  $v_{cr} = v_m$ , tal como se observa en la Figura 5.9. Cualquier variación de  $v_{cr}$  variará linealmente con  $k_r$ , ya que la relación entre ambas señales es:

$$k_r T_{sr} = \frac{V_m}{V_{cr} T_{sr}} \quad (5.27)$$

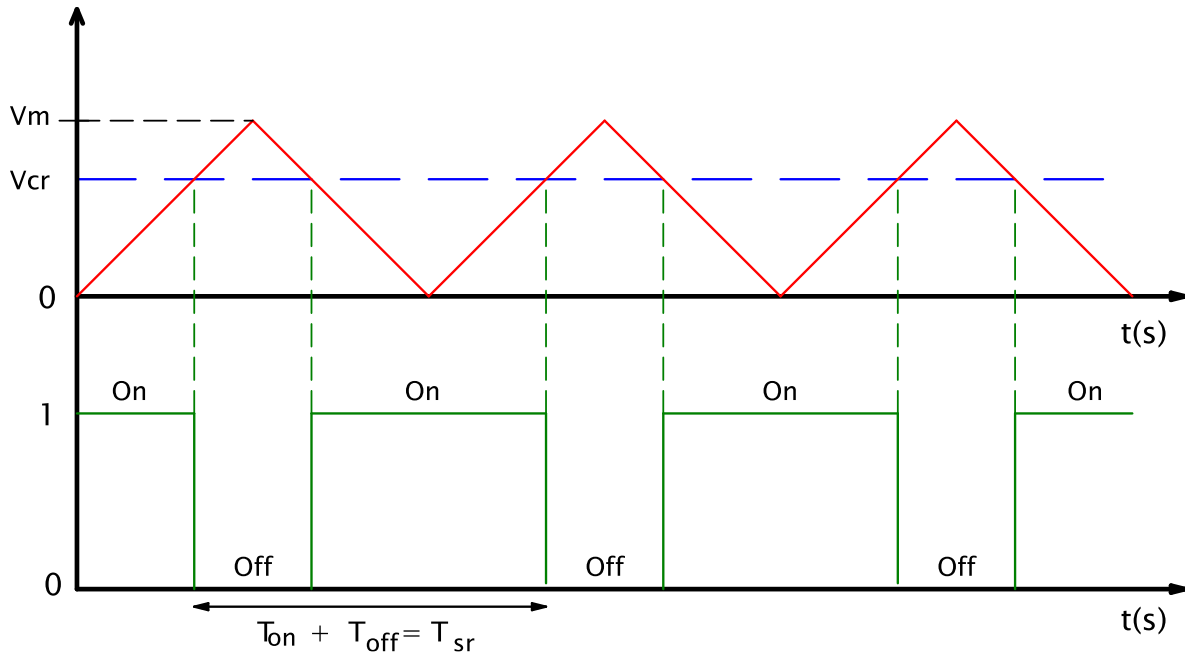


Figura 5.9: Generación del ciclo de trabajo  $k_r$ .

El comparador se representa como un retardo de primer orden para el ajuste del control. Esta consideración es de importancia para los incisos 5.2.2 y 5.2.3.

### 5.2.2. Ajuste del lazo interno de corriente

En la Figura 5.10 se muestra el lazo interno de corriente del control. La planta  $R(s)$  corresponde al convertidor, el regulador  $C_i(s)$  se definió del tipo Proporcional Integral (PI) y el bloque  $R_e(s)$  es un retardo de primer orden que representa al PWM, generador del ciclo  $k_r$ .

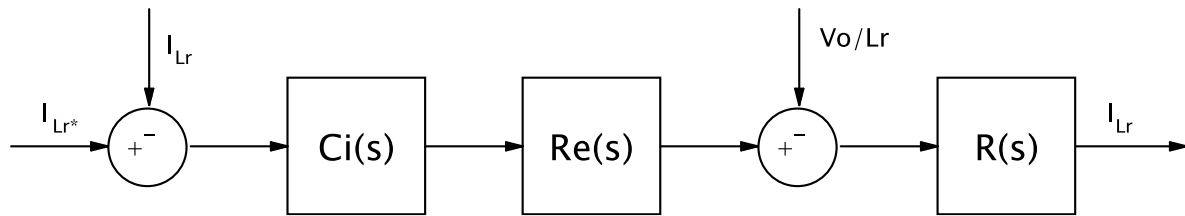


Figura 5.10: Lazo interno de corriente.

Las plantas que incluyen un integrador en su estructura y que presentan perturbaciones pueden ajustarse con el método del Óptimo Simétrico (OS). Con este método se logra ajustar la función de transferencia de lazo cerrado a una función de tercer orden con dos pares de polos complejos conjugados a un ángulo de  $60^\circ$  y otro polo real más alejado. La función de transferencia en lazo cerrado debe poseer la siguiente estructura:

$$H_{OSLC}(s) = \frac{4\tau + 1}{8\tau^3 s^3 + 8\tau^2 s^2 + 4\tau s + 1} \quad (5.28)$$

La constante  $\tau$  representa la velocidad con la que opera el control y para este caso, está relacionada con la frecuencia de conmutación del PWM, tal que:

$$\tau = \frac{1.5}{f_{sr}} \quad (5.29)$$

La planta  $R(s)$  se parametriza bajo la siguiente estructura:

$$R(s) = \frac{V_s}{T_1 s} \quad (5.30)$$

Por lo que igualando (5.8) a (5.30), se obtiene que  $V_s$  es 1 y  $T_1 = L_r$

El retardo  $R_e(s)$  es de la siguiente forma:

$$R_e(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (5.31)$$

El regulador  $C_i(s)$  es del tipo y se describe como:

$$C_i(s) = \frac{k_{pi} (T_{ni} s + 1)}{T_{ni} s} \quad (5.32)$$

Donde, las constantes  $k_{pi}$  y  $T_{ni}$  se definen como:

$$k_{pi} = \frac{T_1}{2 V_s \tau} \quad (5.33)$$

$$T_{ni} = 4 \tau \quad (5.34)$$

En la Tabla 5.2 figuran los parámetros utilizados para el ajuste del lazo interno de corriente mediante OS.

Tabla 5.2: Parámetros del lazo interno de corriente

| Parámetro                       | Símbolo      | Valor   |
|---------------------------------|--------------|---------|
| Constante de tiempo del control | $\tau$ [μs]  | 4.8     |
| Constante proporcional del PI   | $k_{pi}$ [A] | 47      |
| Constante integral del PI       | $k_{ii}$ [A] | 272,287 |

La función en lazo abierto  $H_{LA}(s)$  se define como:

$$H_{LA}(s) = R(s) R_e(s) C_i(s) \quad (5.35)$$

La función en lazo cerrado  $H_{LC}(s)$  resulta:

$$H_{LC}(s) = \frac{H_{LA}(s)}{1 + H_{LA}(s)} \quad (5.36)$$

Reemplazando los parámetros de la Tabla 5.1 y la Tabla 5.2 en (5.36):

$$H_{LC}(s) = \frac{1.74e^{-4}s + 1}{6.27e^{-13}s^3 + 1.46e^{-8}s^2 + 1.74e^{-4}s + 1} \quad (5.37)$$

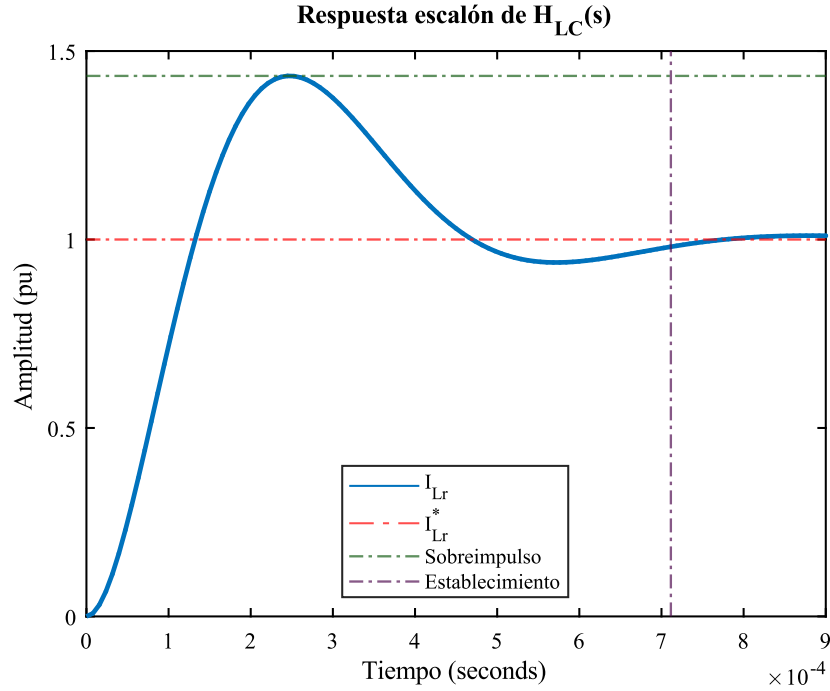


Figura 5.11: Respuesta escalón del lazo interno de corriente.

En la Figura 5.11 se muestra la respuesta escalón del lazo interno de corriente en por unidad. El sobreimpulso máximo es 43.4% mayor el valor de referencia y el tiempo de establecimiento es  $16.6 \tau$ .

Mediante la Figura 5.12 se comprueba que el ajuste con OS se realizó correctamente, ya que se observan los polos complejos conjugados a un ángulo de  $60^\circ$ , el cero alineado en el eje real a estos polos, y el polo real más alejado.

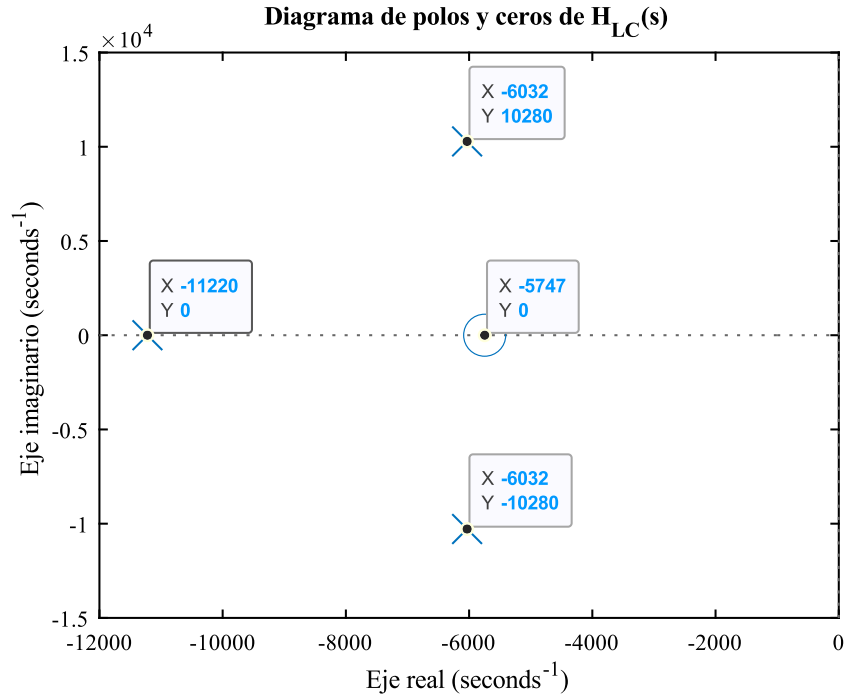


Figura 5.12: Diagrama de polos y ceros del lazo interno de corriente.

Dada la magnitud de la sobreoscilación, se incluyó un retardo de primer orden en la referencia  $I_{Lr}^*$ , de la forma:

$$ret(s) = \frac{1}{4\tau s + 1} \quad (5.38)$$

De esta forma, el cero de la función  $H_{LC}(s)$  se cancela con el  $ret(s)$ , por lo que se reescribe (5.37) como:

$$H_{LC}(s) = \frac{1}{6.27e^{-13}s^3 + 1.46e^{-8}s^2 + 1.74e^{-4}s + 1} \quad (5.39)$$

En la Figura 5.13 se compara la respuesta escalón del lazo interno de corriente con y sin alisamiento en la referencia. Incluyendo  $ret(s)$ , es de esperar un tiempo de subida más lento, sin embargo, la sobreoscilación es del 8.1% y el tiempo de establecimiento es de  $13.3 \tau$ .

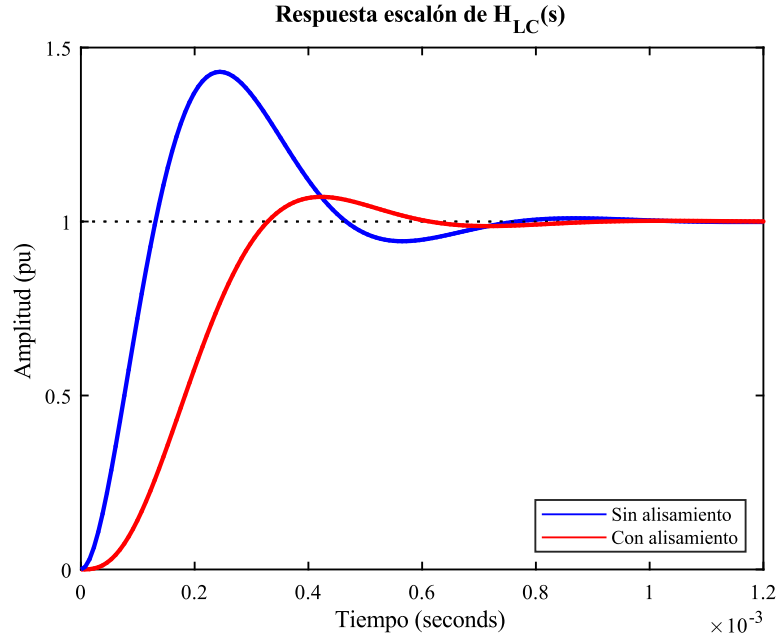


Figura 5.13: Respuesta escalón del lazo interno de corriente con y sin alisamiento.

### 5.2.3. Ajuste del lazo externo de tensión

En la Figura 5.14 se muestra el lazo externo de tensión. Similar al anterior,  $C_v(s)$  es el regulador de tensión del tipo PI y  $G_e(s)$  es un retardo de primer orden de reemplazo al PWM. Como se busca controlar la tensión  $V_o$  a partir de la corriente  $I_o$ , para generar la referencia  $I_o^*$  se recurre a la planta de la batería  $G(s)$ , que funciona como “reflejo” del lazo interno de corriente para el lazo externo de tensión.

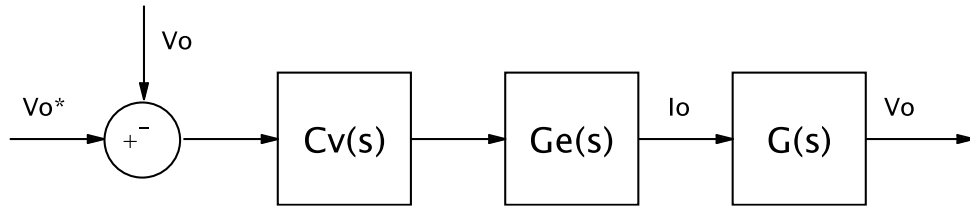


Figura 5.14: Lazo externo de tensión.

En este caso, se presentan dos plantas de primer orden, sin perturbaciones, por lo que es conveniente ajustar el control mediante el método del Óptimo Módulo (OM). Con OM se busca aproximar la función de transferencia de lazo cerrado a una función de segundo orden con dos polos complejos conjugados con ángulo de  $45^\circ$ . La estructura de  $H_{OM_{LC}}$  es:

$$H_{OM_{LC}} = \frac{1}{2\sigma^2 s^2 + 2\sigma s + 1} \quad (5.40)$$

La constante  $\sigma$  representa la velocidad con la que opera el control, pero se diferencia a  $\tau$  ya que corresponde a la constante de tiempo de  $G(s)$ . Por lo tanto:

$$\sigma = R_o C_o \quad (5.41)$$

La planta  $G(s)$  se parametriza bajo la siguiente estructura:

$$G(s) = \frac{V_t}{\sigma s + 1} \quad (5.42)$$

Por lo que igualando (4.16) a (5.42), se obtiene que  $V_t$  es igual a  $R_o$ .

El retardo  $G_e(s)$  es de la siguiente forma:

$$G_e(s) = \frac{1}{4\sigma s + 1} \quad (5.43)$$

El regulador  $C_v(s)$  es del tipo y se describe como:

$$C_v(s) = \frac{k_{pv} (T_{nv}s + 1)}{T_{nv}s} \quad (5.44)$$

Donde, las constantes  $k_{pv}$  y  $T_{nv}$  se definen como:

$$T_{nv} = \sigma \quad (5.45)$$

$$k_{pv} = \frac{T_{nv}}{8 V_t \sigma} \quad (5.46)$$

En la Tabla 5.3 figuran los parámetros utilizados para el ajuste del lazo interno de corriente mediante OM.

Tabla 5.3: Parámetros del lazo externo de tensión.

| Parámetro                       | Símbolo      | Valor |
|---------------------------------|--------------|-------|
| Constante de tiempo del control | $\sigma$ [s] | 1.2   |
| Constante proporcional del PI   | $k_{pv}$ [V] | 0.104 |
| Constante integral del PI       | $k_{iv}$ [V] | 0.087 |

Al compara los valores  $\tau$  y  $\sigma$ , cabe señalar que el lazo interno de corriente es más rápido que el lazo externo de tensión. Es necesario que así sea para que la dinámica del lazo interno no altere la dinámica del lazo externo. Además, siendo más rápido, el lazo de corriente se encarga de rechazar las perturbaciones, mientras que el lazo externo se encarga de controlar la tensión  $V_o$ .

La función en lazo abierto  $H_{LA}(s)$  se define como:

$$H_{LA}(s) = G(s) G_e(s) C_v(s) \quad (5.47)$$

La función en lazo cerrado  $H_{LC}(s)$  resulta:

$$H_{LC}(s) = \frac{H_{LA}(s)}{1 + H_{LA}(s)} \quad (5.48)$$

Reemplazando los parámetros de la Tabla 5.1 y la Tabla 5.3 en (5.48):

$$H_{LC}(s) = \frac{1}{2.88 s^2 + 2.4 s + 1} \quad (5.49)$$

Para la respuesta escalón del lazo externo de tensión en OM, el sobreimpulso es de 4.3% y el tiempo de establecimiento es  $8.4 \sigma$ , tal como se observa en la Figura 5.15.

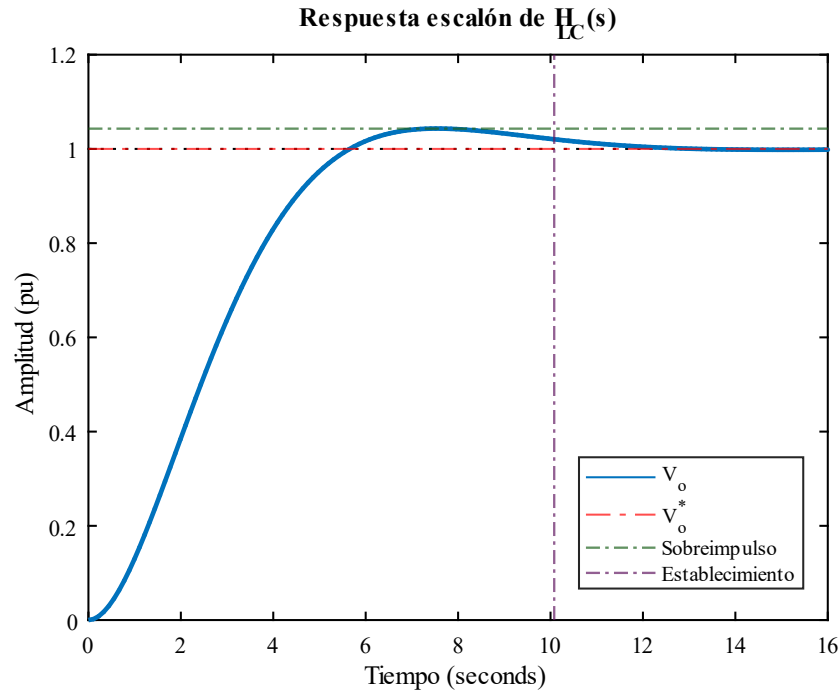


Figura 5.15: Respuesta escalón del lazo externo de tensión.

Mediante la Figura 5.16 se comprueba que el ajuste con OM se realizó correctamente, ya que los polos complejos conjugados se encuentran a un ángulo de  $45^\circ$ .

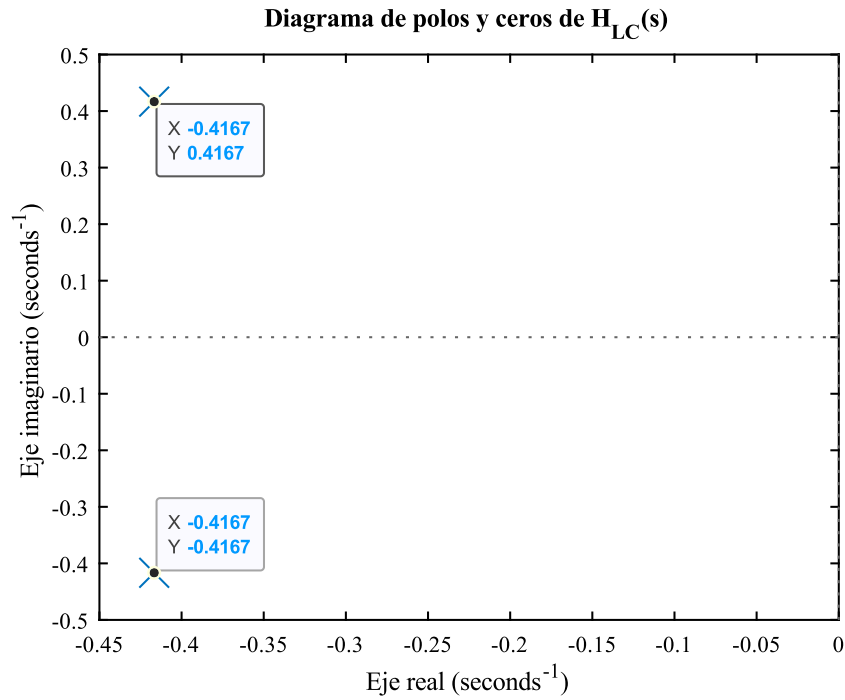


Figura 5.16: Diagrama de polos y ceros del lazo externo de tensión.

#### 5.2.4. Simulaciones y resultados preliminares

Tras diseñar el convertidor y su sistema de control, se procedió a simular el convertidor reductor con la batería en *PLECS*. Los esquemáticos del circuito y el sistema de control se encuentran en las Figura 5.17 y Figura 5.18, respectivamente.

Los parámetros utilizados son los de las Tabla 5.1, Tabla 5.2 y Tabla 5.3. Notar que en el esquemático no figuran los retardos  $R_e(s)$  y  $G_e(s)$ , puesto que representan al PWM que genera el ciclo de trabajo la señal  $S_r$ , que permite la conmutación del interruptor.

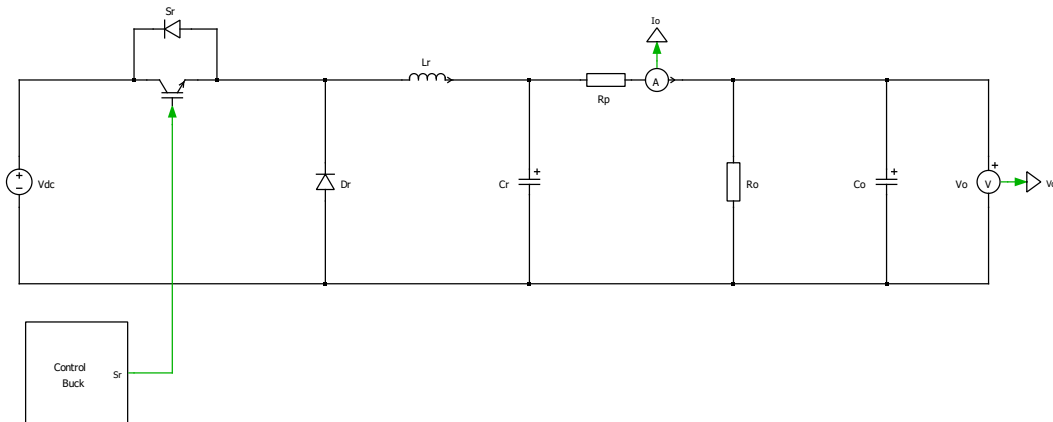


Figura 5.17: Esquemático del convertidor reductor.

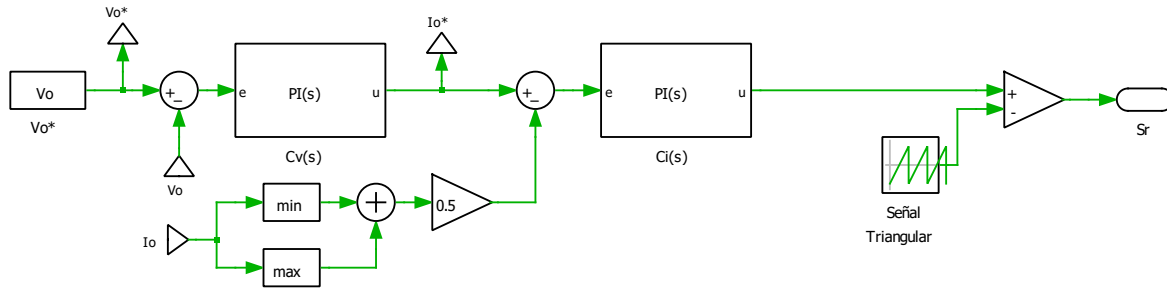


Figura 5.18: Esquemático del control del convertidor reductor.

La Figura 5.19 muestra la tensión  $V_o$  con su señal de referencia  $V_o^*$ . De forma similar, la Figura 5.20 muestra la corriente  $I_o$  con su señal de referencia  $I_o^*$ .

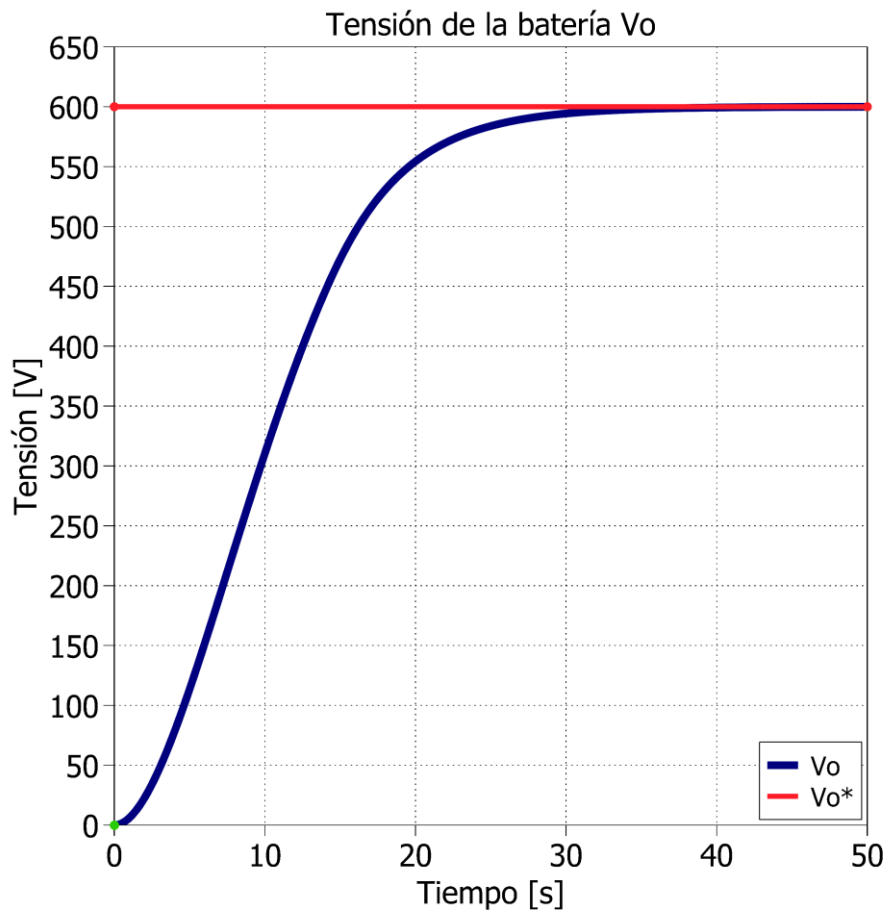


Figura 5.19: Tensión de la batería  $V_o$ .

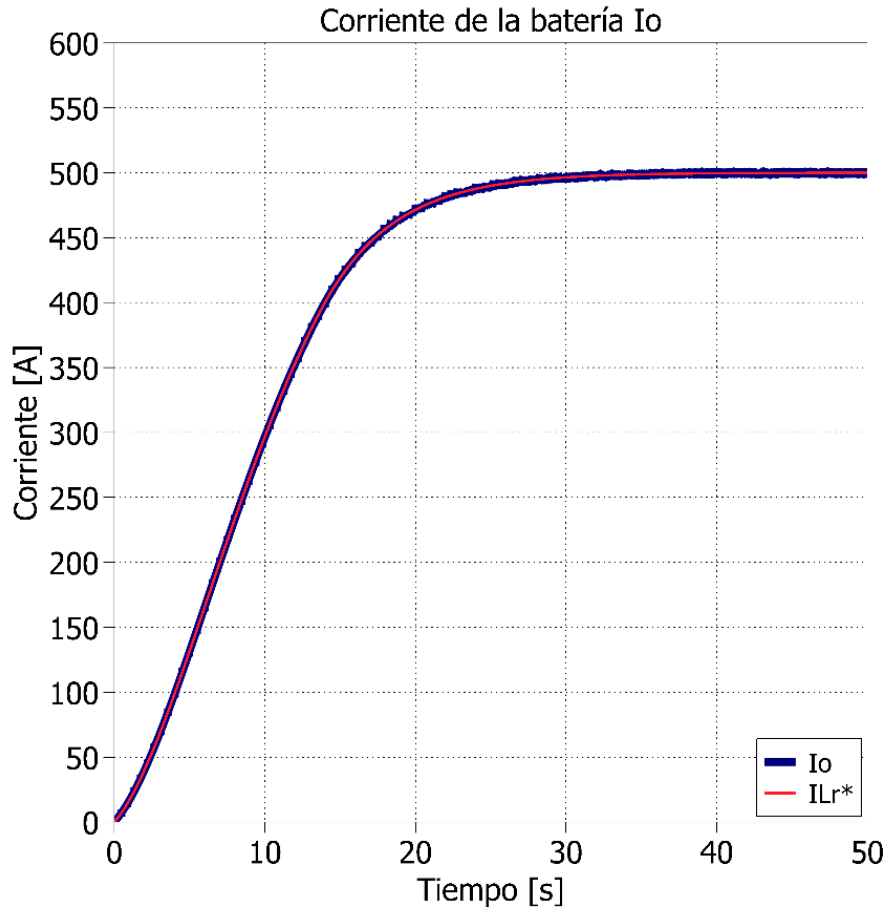


Figura 5.20: Corriente de la batería  $I_o$ .

Se presentan dos observaciones:

- Se comprueba que el control de corriente es más rápido que el control de tensión. Esto porque el establecimiento de  $I_o$  ocurre antes que de  $V_o$ .
- Sobre el establecimiento notar que, para ambos casos, es mayor que el señalado en las Figura 5.11 y Figura 5.15. Para el diseño del control, no se consideraron las pérdidas de la batería y se tomó como referencia las señales de tensión de  $C_r$  y de corriente de  $L_r$ , que poseen valores similares a  $V_o$  y  $I_o$ , pero con un retardo respectivo.

Con las observaciones presentes, se consideran satisfactorios los resultados obtenidos acerca del diseño del convertidor reductor.

### 5.3. Diseño del convertidor AC/DC

En la sección anterior se diseñó el cargador desde la tensión de enlace  $V_{dc}$  a la batería. En esta sección se diseñará la sección del cargador que convierte la corriente alterna de una red trifásica a tensión  $V_g$ , en corriente continua a una tensión  $V_{dc}$  solicitada.

Para la conversión AC/DC, se utilizará un rectificador ideal trifásico de onda completa. Este rectificador es el más utilizado de forma industrial debido a su alto factor de potencia (PF, del inglés *Power Factor*) y bajo factor de *ripple* (RF, del inglés *Ripple Factor*) [35].

Sin embargo, a pesar de su alto PF, es necesario que  $V_{dc}$  sea “lo más continua” posible para asegurar un buen funcionamiento del convertidor DC/DC. Para esto, el rectificador incluye un convertidor elevador que regule la componente reactiva de la potencia a su mínimo posible. Por esta razón, se conocerá al sistema rectificador-regulador como Rectificador PFC (del inglés, *Power Factor Correction*).

Además, entre el rectificador y la red se incluye un transformador Y- $\Delta$  y un filtro inductivo para proteger la red de los armónicos generados por el cargador. El diagrama de la Figura 5.21 es un modelo equivalente del cargador con las partes por desarrollar en esta sección. Notar que el convertidor DC/DC y la batería son tratados como una carga resistiva.

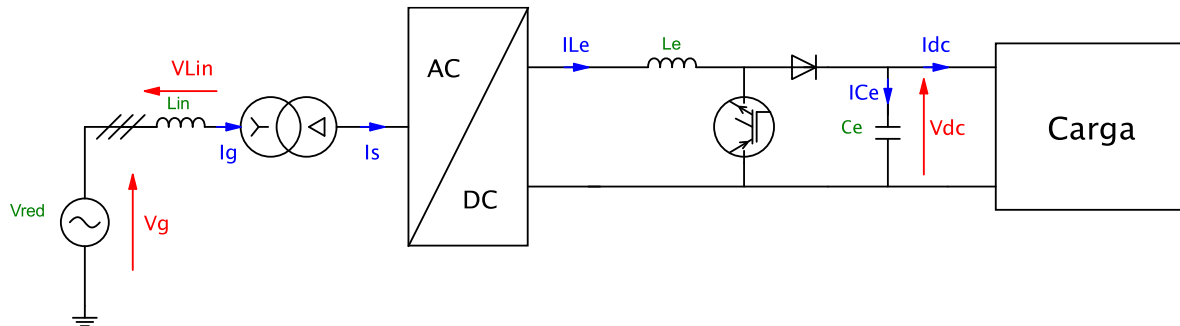


Figura 5.21: Diagrama equivalente del Modelo A.

#### 5.3.1. Ecuaciones y parámetros del rectificador

El circuito del PFC se compone de un rectificador trifásico no controlado de onda completa y de un convertidor elevador, tal como se muestra en la Figura 5.22.

El rectificador recibe una señal trifásica en AC y entrega una señal DC monofásica. Se compone de seis diodos que cada uno conduce en  $120^\circ$  cada ciclo. La secuencia de conducción es D1-D2, D2-D3, D3-D4, D4-D5, D5-D6 y D6-D1.

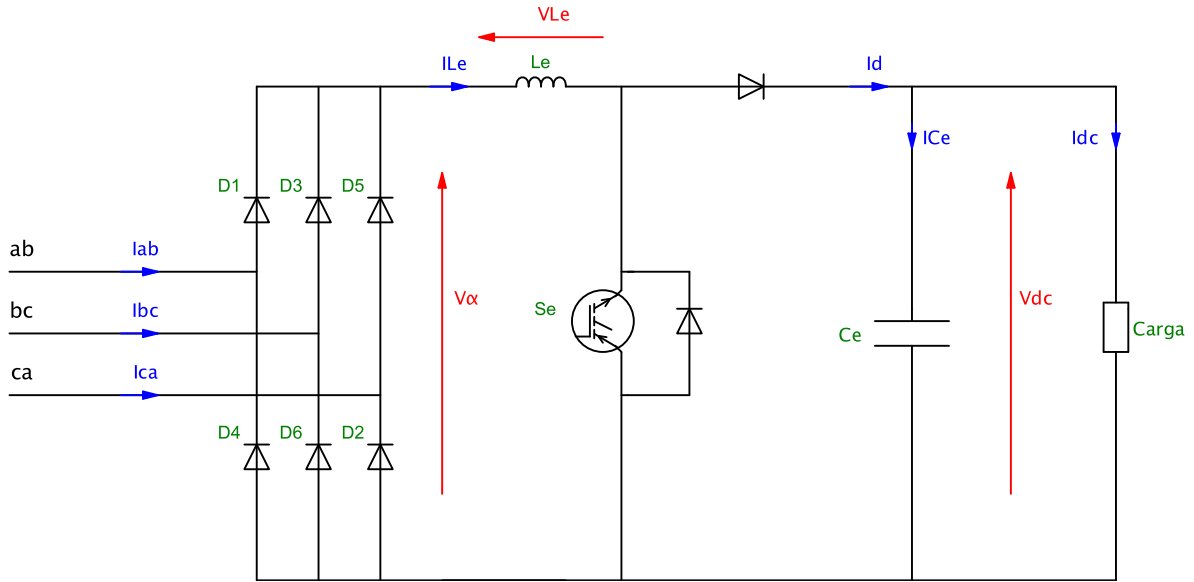


Figura 5.22: Circuito del PFC.

Sea  $V_p$  la tensión de fase del primario del transformador de la Figura 5.21, su relación con la tensión  $V_s$  del secundario del transformador Y- $\Delta$  1:1 es  $V_s = \sqrt{3} V_p$ . Por tanto, la relación entre  $V_p$  y  $V_\alpha$  viene dada por:

$$V_\alpha = \frac{2}{2\pi/3} \int_0^{\pi/6} \sqrt{3} V_p \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (5.50)$$

Al resolver la ecuación (5.50):

$$V_\alpha = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_p = 1.654 V_p \quad (5.51)$$

El valor rms de la  $V_\alpha$  está dado por:

$$V_{\alpha_{rms}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi/3} \int_0^{\pi/6} (\sqrt{3} V_p)^2 \cos^2(\omega t) d(\omega t)} \quad (5.52)$$

Al resolver (5.52):

$$V_{\alpha_{rms}} = 1.6554 V_p \quad (5.53)$$

La Figura 5.23 muestra las formas de onda de tensión del rectificador trifásico de onda completa no controlado. La señal trifásica posee una amplitud  $V_m = 1$  p.u., mientras que la señal rectificada rms es 1.6554 veces  $V_m$ . El valor máximo de la señal rectificada es  $\sqrt{3} V_m$ .

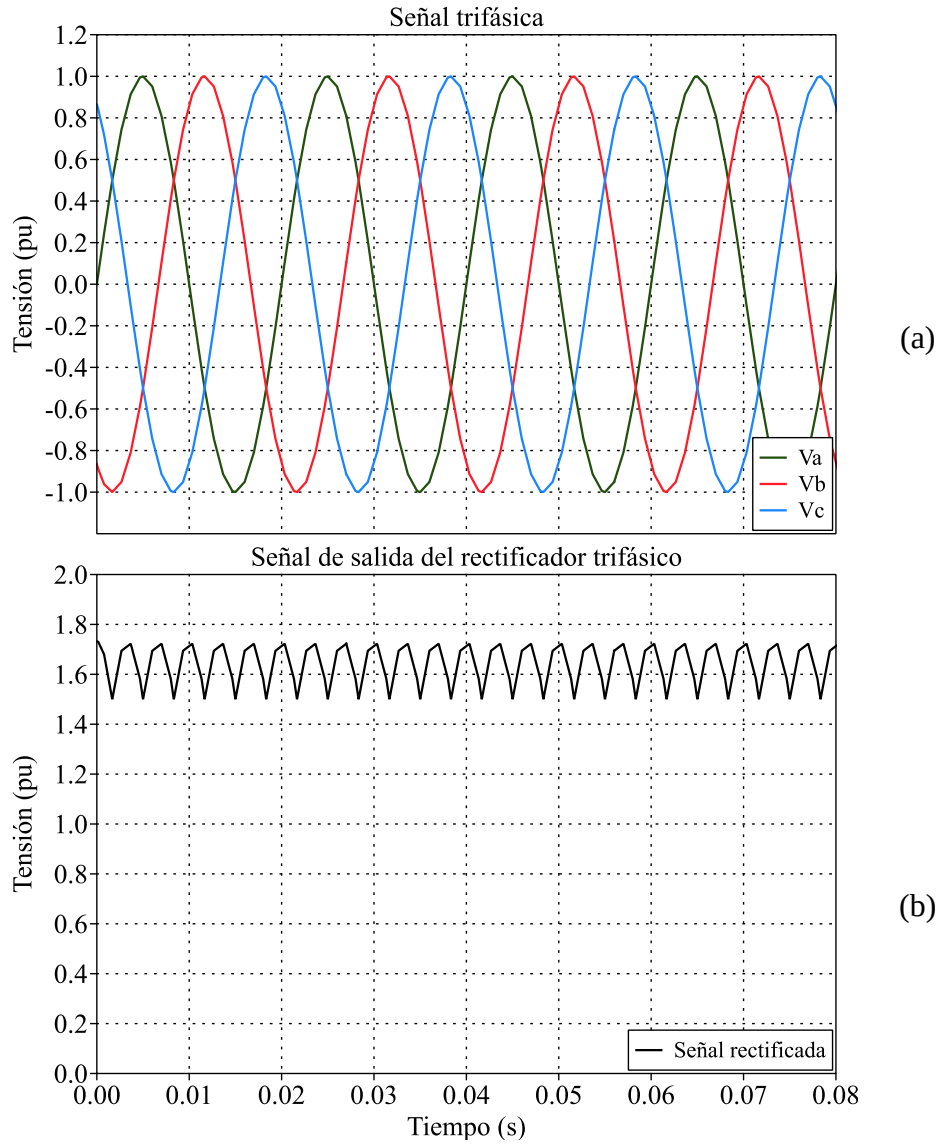


Figura 5.23: (a) Señal trifásica. (b) Señal de salida de un rectificador trifásico de onda completa.

Se define el factor de forma (FF) como la razón entre el valor rms y el valor promedio de una señal. Para el caso de  $V_{\alpha}$ , utilizando lo obtenido en (5.51) y (5.53):

$$FF = \frac{V_{\alpha_{rms}}}{V_{\alpha}} = \frac{1.6554 V_p}{1.654 V_p} = 1.00088 \quad (5.54)$$

Se define el factor de *ripple* (RF) como:

$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = 0.042 \quad (5.55)$$

Se define el factor de potencia (PF) como la razón entre la potencia activa  $P$  y la potencia aparente  $S = P + jQ$ , con  $Q$  la potencia reactiva. Entonces el PF resulta:

$$PF = \frac{P}{P + jQ} = \frac{S \cos \phi}{S} = \cos \phi \quad (5.56)$$

Los factores PF, FF y RF se utilizan para medir la calidad de la señal en DC. Se obtiene una señal DC pura cuando FF = 0, PF = 1 y RF = 1.

### 5.3.2. Diseño del convertidor elevador

La lógica en el principio de operación del convertidor elevador es similar a la del convertidor reductor vista en la sección 5.1. Cuando el interruptor  $S_e$  está encendido, el convertidor opera tal como se muestra en la Figura 5.24. Se observan dos circuitos independientes tal que el inductor  $L_e$  queda acoplado a la señal del rectificador alimentadora, mientras que el capacitor  $C_e$  se descarga a través de la carga.

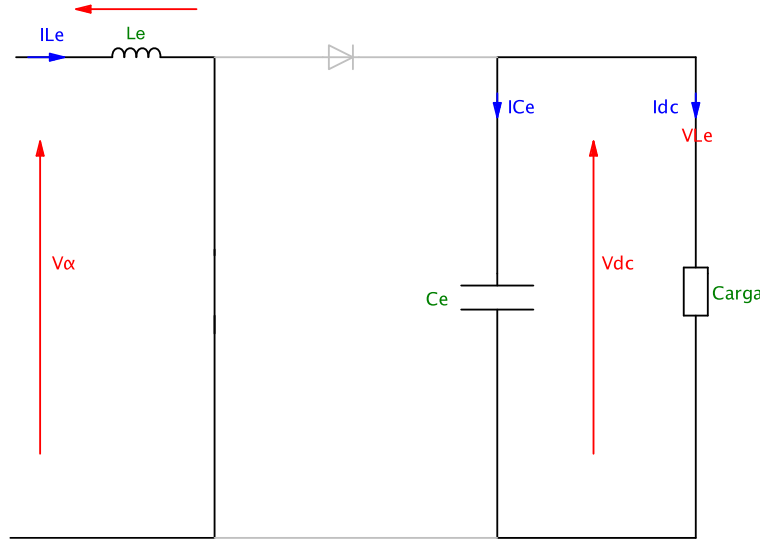


Figura 5.24: Convertidor elevador con interruptor cerrado.

Cuando  $S_e$  está apagado, el convertidor opera tal como se muestra en la Figura 5.25. En este caso, todo el circuito se alimenta desde el rectificador.

Cuando  $S_e$  está encendido, la corriente del inductor incrementa a una tasa de  $V_\alpha/L_e$ , fundamentada a través de la tensión  $V_{L_e}$ :

$$V_{L_e} = L_e \frac{di_{L_e}}{dt} = V_\alpha \quad (5.57)$$

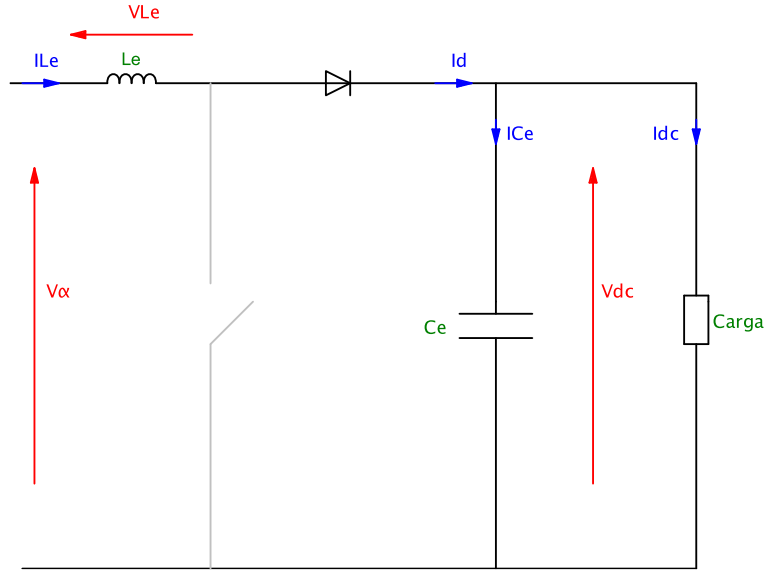


Figura 5.25: Convertidor elevador con interruptor abierto.

Por otra parte, la corriente  $I_{C_e}$  del capacitor es negativa, consecuente a la descarga de  $C_e$ .

$$I_{dc} = -I_{C_e} = -C_e \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (5.58)$$

Cuando  $S_e$  está apagado, se plantea el siguiente LVK:

$$L_e \frac{di_{L_e}}{dt} = V_{\alpha} - V_{dc} \quad (5.59)$$

En la Figura 5.26 se muestran las formas de onda de la corriente  $I_{L_e}$  y de la tensión  $V_{L_e}$ , ambas asociadas al inductor del convertidor elevador y consecuentes a las ecuaciones (5.57) y (5.59).

Se define  $k_e$  como el ciclo de trabajo y  $T_{se} = 1/f_{se}$  como el período de conmutación del convertidor elevador. El convertidor opera con  $S_e$  encendido durante un tiempo  $k_e T_{se}$  y opera apagado durante un tiempo  $(1 - k_e) T_{se}$ .

Por tanto, al aplicar esta condición a las ecuaciones (5.57) y (5.59), y considerando la Figura 5.26:

$$I_{máx} - I_{mín} = \frac{V_{\alpha}}{L_e} k_e T_{se} \quad (5.60)$$

$$I_{máx} - I_{mín} = \frac{V_{\alpha} - V_{dc}}{L_e} (1 - k_e) T_{se} \quad (5.61)$$

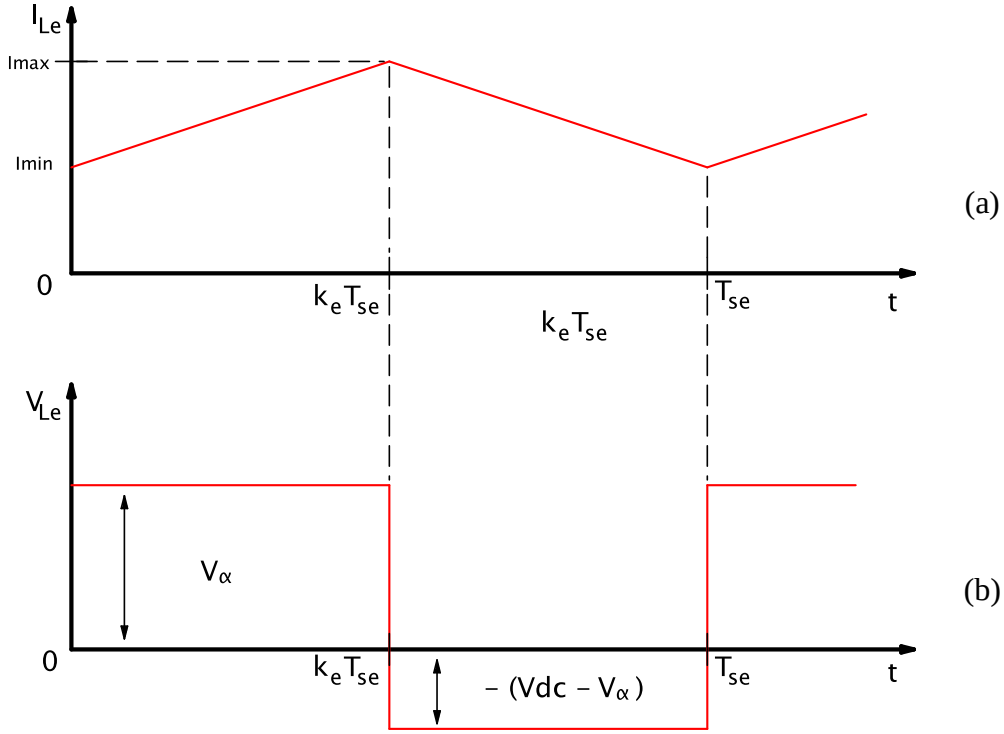


Figura 5.26: (a) Forma de onda de la corriente  $I_{Le}$ . (b) Forma de onda de la tensión  $V_{Le}$ .

Al igualar (5.60) con (5.61):

$$\frac{V_\alpha}{L_e} k_e T_{se} = \frac{V_\alpha - V_{dc}}{L_e} (1 - k_e) T_{se} \quad (5.62)$$

Simplificando (5.62):

$$V_{dc} = \frac{V_\alpha}{1 - k_e} \quad (5.63)$$

La ecuación (5.63) relaciona la tensión  $V_\alpha$  con la tensión  $V_{dc}$  a través de  $k_e$ . Notar que a mayor  $k_e$ , se tiene un valor de  $V_{dc}$  superior, por tanto, en la operación del convertidor elevador, la entrada  $V_\alpha$  es menor a la salida  $V_{dc}$  [34], [35].

Los parámetros mínimos de  $L_e$  y  $C_e$  del convertidor elevador son [37], [38]:

$$L_{e_{min}} = \frac{(1 - k_e)^2 k_e R_{eq}}{2 f_{se}} \quad (5.64)$$

$$C_{e_{\min}} = \frac{k_e V_{dc}}{v_R R_{eq} f_{se}} \quad (5.65)$$

Con  $v_R = 0.05 V_{dc}$ ,  $i_R = 0.1 I_{dc}$ , el *ripple* de la señal de tensión y de corriente, respectivamente. En las ecuaciones (5.64) y (5.65) se introduce el parámetro  $R_{eq}$ , que representa a la carga equivalente del sistema del convertidor reductor y la batería  $G(s)$ . Se considera al cargador como un sistema sin pérdidas de potencia  $P_o$ , por lo que la carga  $R_{eq}$  viene dada por:

$$R_{eq} = \frac{V_{dc}^2}{P_o} \quad (5.66)$$

En la Tabla 5.4 figuran los parámetros del convertidor elevador para el control PFC. Notar que los valores de  $L_e$  y  $C_e$  son mayores que los mínimos obtenidos en (5.64) y (5.65). Al acoplarse el sistema red-control PFC-batería, el *ripple* de la señal tiende a aumentar por efectos de resonancia. La señal más afectada fue  $V_{dc}$ , por lo que  $C_e$  fue el parámetro que más vario en comparación a su mínimo  $C_{e_{\min}}$ .

Tabla 5.4: Parámetros del convertidor elevador

| Parámetro                     | Símbolo                   | Valor |
|-------------------------------|---------------------------|-------|
| Tensión de la red             | $V_g$ [V <sub>rms</sub> ] | 220   |
| Tensión de enlace             | $V_{dc}$ [V]              | 1200  |
| Inductancia del <i>boost</i>  | $L_e$ [μH]                | 250   |
| Capacitancia del <i>boost</i> | $C_e$ [μF]                | 5000  |
| Carga equivalente             | $R_{eq}$ [Ω]              | 4.8   |
| Frecuencia de conmutación     | $f_{sr}$ [kHz]            | 70    |

### 5.3.3. Diseño del control PFC

El convertidor AC/DC consta de un rectificador trifásico no controlado, por lo que el diseño del control PFC se reduce al control del convertidor elevador diseñado en el inciso 5.3.2.

El control del convertidor elevador funciona con la misma lógica que con el convertidor reductor: se genera el ciclo de trabajo  $k_e$  para la conmutación del interruptor  $S_e$  mediante un control PWM. Se propone un sistema de control anidado para las señales  $V_{dc}$  e  $I_{dc}$ , ajustando el lazo interno con OS y el lazo externo con OM. En la Figura 5.27 se observa el diagrama del control propuesto.

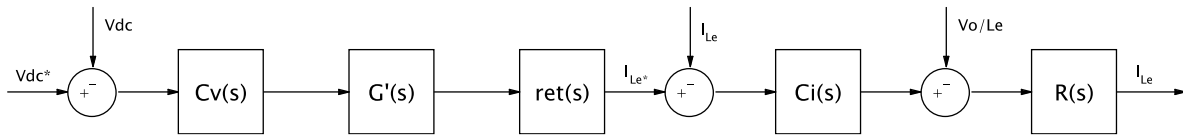


Figura 5.27: Sistema de control para el convertidor elevador.

En el diagrama, se observa  $E(s)$  como la función de transferencia del convertidor y  $G'(s)$  como la función de transferencia de la batería equivalente. Así mismo, se añadió un retardo  $ret(s)$  para el alisamiento de la referencia  $I_{Le}^*$ .

Se simplificará el proceso de la construcción de las funciones  $E(s)$  y  $G'(s)$  y el ajuste de los parámetros de  $C_i(s)$  y  $C_v(s)$  ya que el procedimiento es idéntico al utilizado en la sección 5.2.

Por tanto, a partir de la Figura 5.28, se define la función  $E(s)$  como:

$$E(s) = \frac{I_{Le}(s)}{V_{\alpha}(s)} = \frac{1}{s L_e} - \frac{V_{dc}}{L_e} \quad (5.67)$$

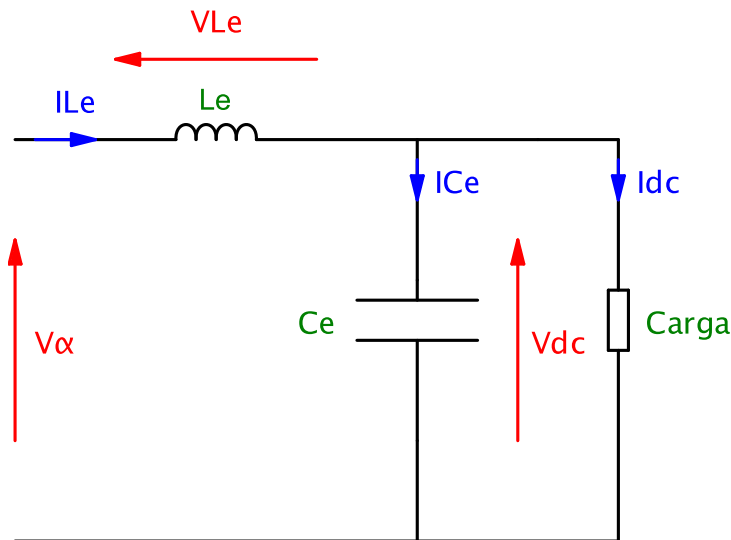


Figura 5.28: Circuito del convertidor elevador.

En (5.67), la parte  $V_{dc}/L_e$  es considerada como perturbación. Tal como se explicó en el inciso 5.2.2, el lazo interno de corriente se ajustará mediante OS por su rechazo efectivo a las perturbaciones.

En la Tabla 5.5 figuran los parámetros del lazo interno de control para el convertidor elevador. Se determinaron siguiendo las ecuaciones (5.29), (5.33) y (5.34).

Tabla 5.5: Parámetros del lazo interno de control del convertidor elevador.

| Parámetro                       | Símbolo       | Valor  |
|---------------------------------|---------------|--------|
| Constante de tiempo del control | $\tau_e$ [μs] | 21.4   |
| Constante proporcional del PI   | $k_{pie}$ [A] | 5.8    |
| Constante integral del PI       | $k_{iie}$ [A] | 67,670 |

La función de transferencia en lazo cerrado  $E_{LC}(s)$  del sistema, con alisamiento incluido, tiene la estructura de la ecuación (5.37) y resulta:

$$E_{LC}(s) = \frac{1}{7.8e^{-14}s^3 + 3.7e^{-9}s^2 + 8.6e^{-5}s + 1} \quad (5.68)$$

El retardo  $ret(s)$  sigue la estructura de la ecuación (5.38) es de la forma:

$$ret_e(s) = \frac{1}{8.6 e^{-5}s + 1} \quad (5.69)$$

Se define la función  $G'(s)$  como:

$$G'(s) = \frac{V_{dc}(s)}{I_{dc}(s)} = \frac{R_{eq}}{R_{eq}C_e s + 1} \quad (5.70)$$

En (5.70) se tiene una función de transferencia de primer orden. El ajuste del lazo externo de tensión se realizará con OM, siguiendo de las ecuaciones (5.40) a (5.48).

En la Tabla 5.6 figuran los parámetros del lazo externo de control para el convertidor elevador. Se determinaron siguiendo las ecuaciones (5.41), (5.45) y (5.46).

Tabla 5.6: Parámetros del lazo externo de control del convertidor elevador.

| Parámetro                       | Símbolo         | Valor |
|---------------------------------|-----------------|-------|
| Constante de tiempo del control | $\sigma_e$ [ms] | 24    |
| Constante proporcional del PI   | $k_{pve}$ [V]   | 0.026 |
| Constante integral del PI       | $k_{ive}$ [V]   | 1.08  |

La función de transferencia de lazo cerrado  $G'_{LC}(s)$  del sistema tiene la estructura de la ecuación (5.40), y resulta:

$$G'_{LC}(s) = \frac{1}{1.2e^{-3}s^2 + 4.8e^{-2}s + 1} \quad (5.71)$$

Se comprueba que el ajuste del control se realizó de manera correcta mediante el diagrama de polos y ceros y la respuesta escalón de las ecuaciones (5.70) y (5.71).

La Figura 5.29 es el diagrama de  $E_{LC}(s)$  ajustado con OS, donde se observan los dos polos complejos conjugados con un ángulo de  $60^\circ$  y otro polo real más alejado. Notar que el cero no se incluye en el diagrama debido a la presencia del retardo  $ret(s)$ .

La Figura 5.30 es el diagrama de  $G'_{LC}(s)$  ajustado con OM, donde se observan los polos complejos conjugados con un ángulo de  $45^\circ$ .

Adicionalmente, las Figura 5.31 y Figura 5.32 representan la respuesta escalón de  $E_{LC}(s)$  y  $G'_{LC}(s)$ , respectivamente. Con esto se comprueba que las sobreoscilaciones y el tiempo de establecimiento sean consecuentes a los métodos OS y OM. Para  $E_{LC}(s)$ , la sobreoscilación es del 8.1% y el tiempo de establecimiento es de  $13.3 \tau$ , mientras que para  $G'_{LC}(s)$ , el sobreimpulso es de 4.3% y el tiempo de establecimiento es  $8.4 \sigma$ .

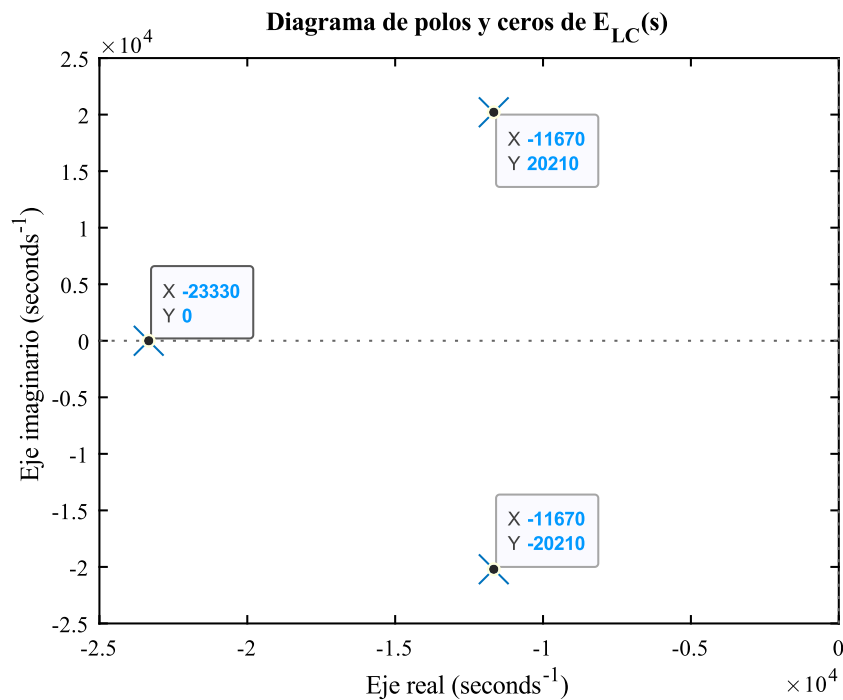


Figura 5.29: Diagrama de polos y ceros de  $E_{LC}(s)$ .

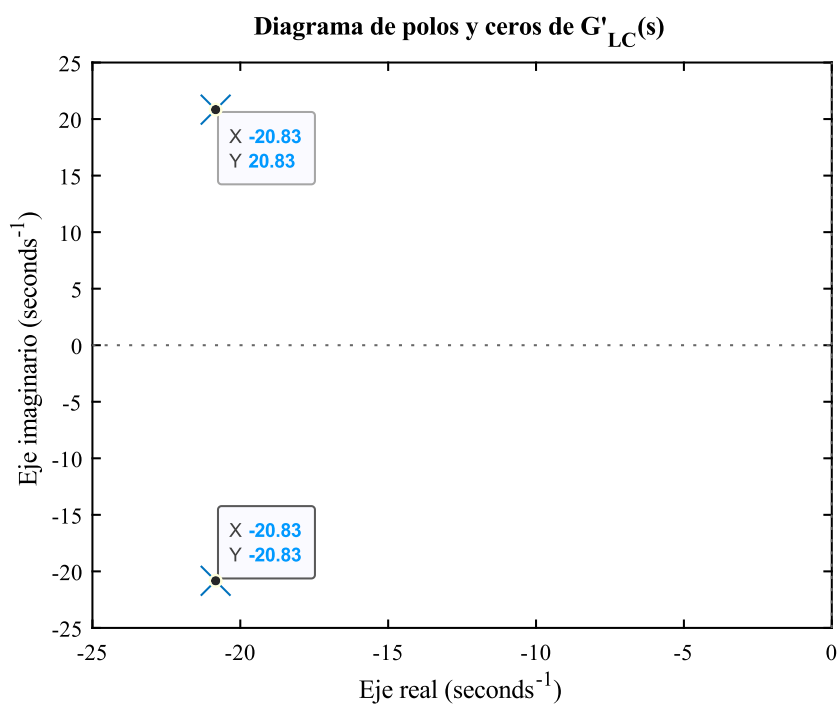


Figura 5.30: Diagrama de polos y ceros de  $G'_{LC}(s)$ .

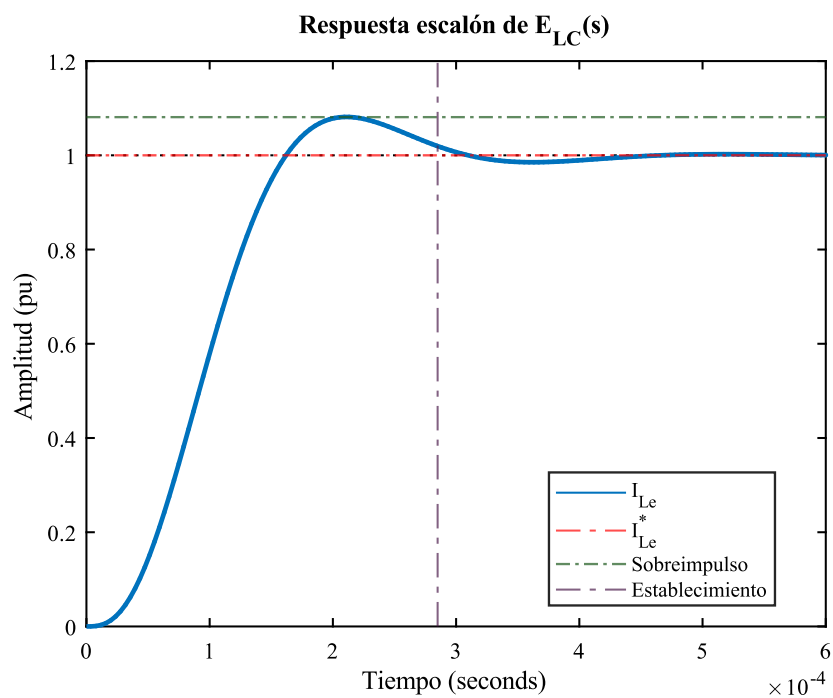


Figura 5.31: Respuesta escalón de  $E_{LC}(s)$ .

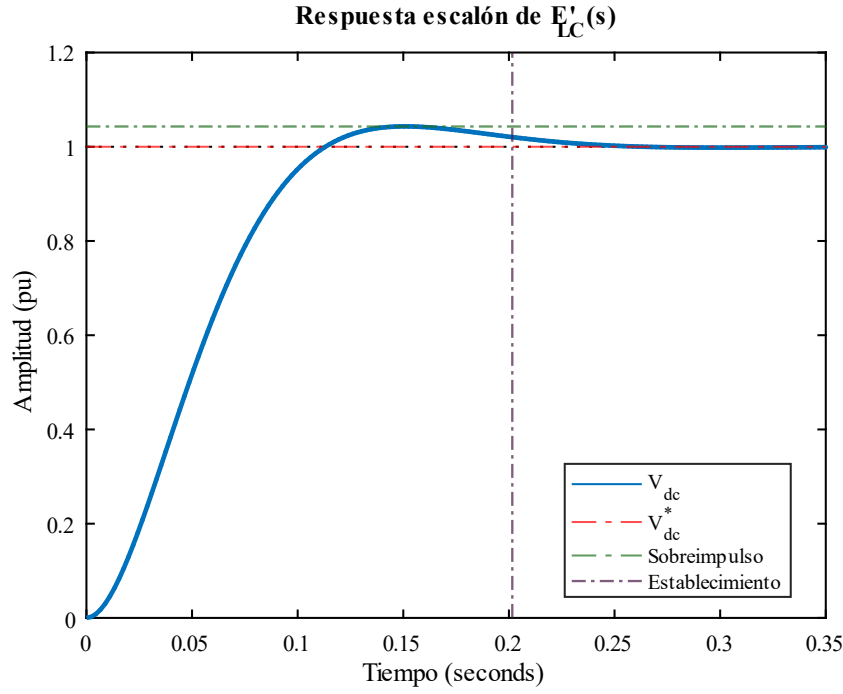


Figura 5.32: Respuesta escalón de  $G'_{LC}(s)$

#### 5.3.4. Diseño del filtro de entrada

La última componente por diseñar es el filtro de entrada, el cual se diseñó como un filtro inductivo en serie  $L_{in}$  para cada fase de la red trifásica [8]. El objetivo de este filtro es cancelar el ruido que se produce en otros puntos del sistema, tal que dicho ruido no afecte a la red trifásica. Generalmente estos ruidos son ocasionados por la conmutación de los interruptores de los convertidores que generan armónicos en altas frecuencias [39].

En la Figura 5.33 se observa el circuito monofásico equivalente de la red hasta el primario de transformador de aislamiento.

Se plantea el siguiente LVK:

$$V_g = V_{L_{in}} + V_p \quad (5.72)$$

Idealmente, el transformador Y- $\Delta$  tiene como objetivo aislar a la red del resto del sistema. Por tanto, para determinar  $L_{in}$  se considerará  $V_p$  igual a 0.

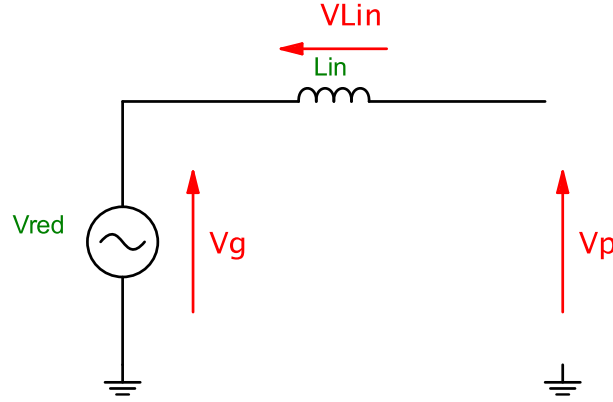


Figura 5.33: Circuito equivalente monofásico del filtro inductivo.

Entonces, la ecuación (5.72) resulta:

$$V_g(s) = s I_g(s) L_{in} \quad (5.73)$$

Se definen el *ripple* admisible como 10% de su valor máximo para  $V_g$  y del 5% de su valor máximo para  $I_g$ . La componente  $s I_g(s)$  está relacionada a la frecuencia  $f_{se}$ . Entonces, al reescribir (5.73):

$$0.1 V_g = 0.05 f_{se} L_{in} \quad (5.74)$$

Al despejar  $L_{in}$  en (5.74):

$$L_{in} = \frac{0.1 V_g}{0.05 f_{se}} \quad (5.75)$$

Siendo  $V_g = 220 \text{ Vrms}$  y  $f_{se} = 70 \text{ kHz}$ :

$$L_{in} = 6.28 \mu H \quad (5.76)$$

Asumiendo una línea trifásica en equilibrio, el valor de  $L_{in}$  será el mismo para las tres fases.

Para determinar la calidad de las señales en la red trifásica, se calculará la Distorsión Armónica Total de la corriente  $I_g$  (THD, de inglés *Total Harmonic Distorsión*), cuyo valor viene dado por la siguiente expresión:

$$THD(I_g)\% = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^N I_{g_n}^2}}{I_{g_1}} 100\% \quad (5.77)$$

Donde  $I_{g1}$  es la amplitud de la señal fundamental de la corriente  $I_g$ ,  $I_{g2} \dots I_{gN}$  son las amplitudes de las armónicas presentes en la corriente  $I_g$ . El THD entrega el porcentaje de la energía que se encuentra en las armónicas con respecto a la energía total de la señal eléctrica.

Para determinar los armónicos, se debe separar la señal de la corriente  $I_g$  en sus componentes frecuenciales discretos. Para eso, se utiliza la Transformada Rápida de Fourier de la corriente  $I_g$  (FFT, del inglés *Fast Fourier Transform*), la cual viene dada por la siguiente expresión:

$$I_{gf}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} I_g[n] e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \Omega \quad (5.78)$$

Los armónicos aparecen cada n-veces la frecuencia fundamental. A partir de los valores entregados por (5.78), se construye el Espectro de Fourier, que es la gráfica de la descomposición en frecuencia de una señal. La construcción del Espectro de Fourier viene incluida en *PLECS*.

### 5.3.5. Simulaciones y resultados preliminares

Se prueba el diseño del convertidor AC/DC y el control PFC en *PLECS*. Los esquemáticos del circuito desde la red trifásico hasta el enlace DC y del control del convertidor elevador se observan en las Figura 5.34 y en la Figura 5.35, respectivamente. Los parámetros utilizados son los de las Tabla 5.4, Tabla 5.5 y Tabla 5.6.

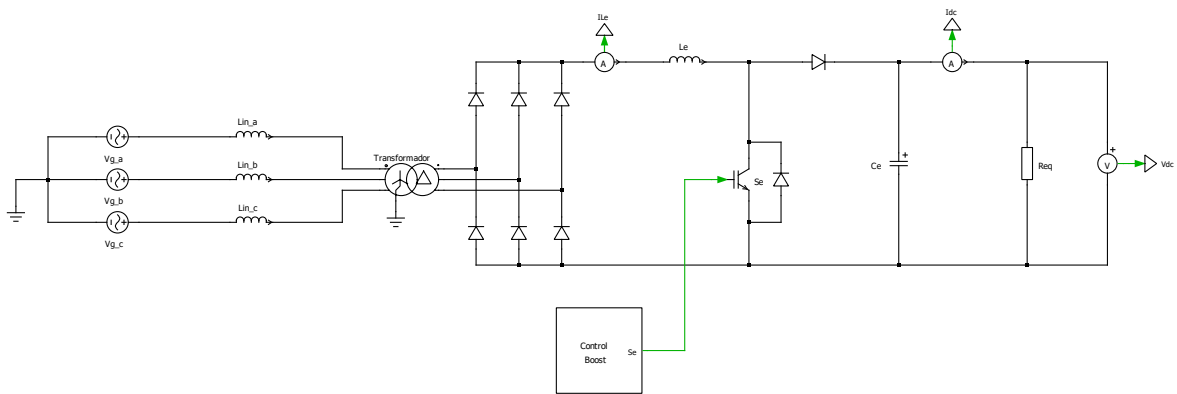


Figura 5.34: Esquemático del cargador hasta el enlace DC.

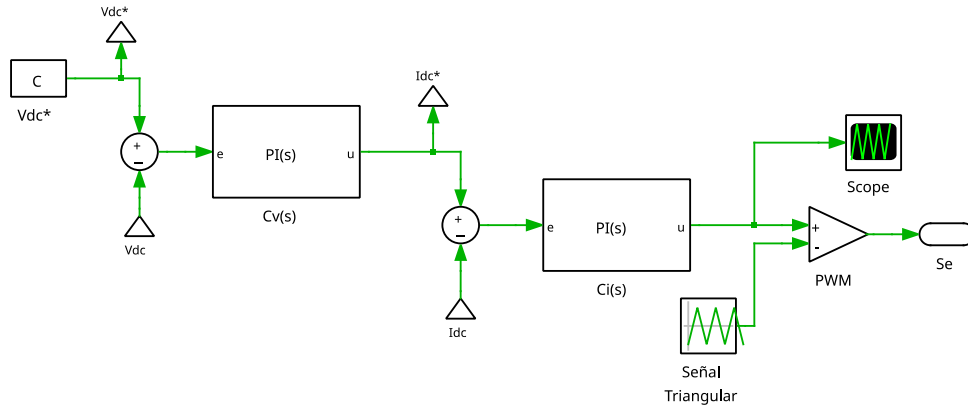


Figura 5.35: Esquemático del control del convertidor elevador.

La Figura 5.36 muestra la señal  $V_{dc}$  con su referencia, mientras que la Figura 5.37 muestra la señal  $I_{L_e}$  con su referencia. En la Tabla 5.7 se presentan los factores  $FF$ ,  $RF$  y  $PF$  obtenidos con las ecuaciones (5.54), (5.55) y (5.56).

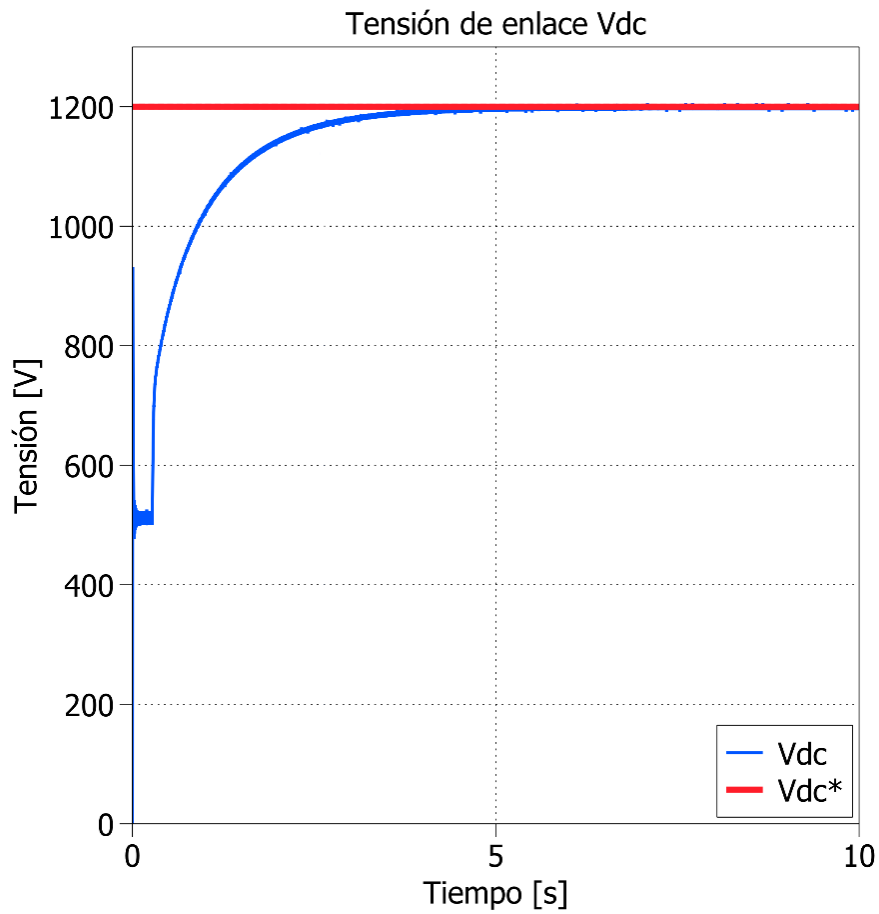


Figura 5.36: Tensión de enlace  $V_{dc}$ .

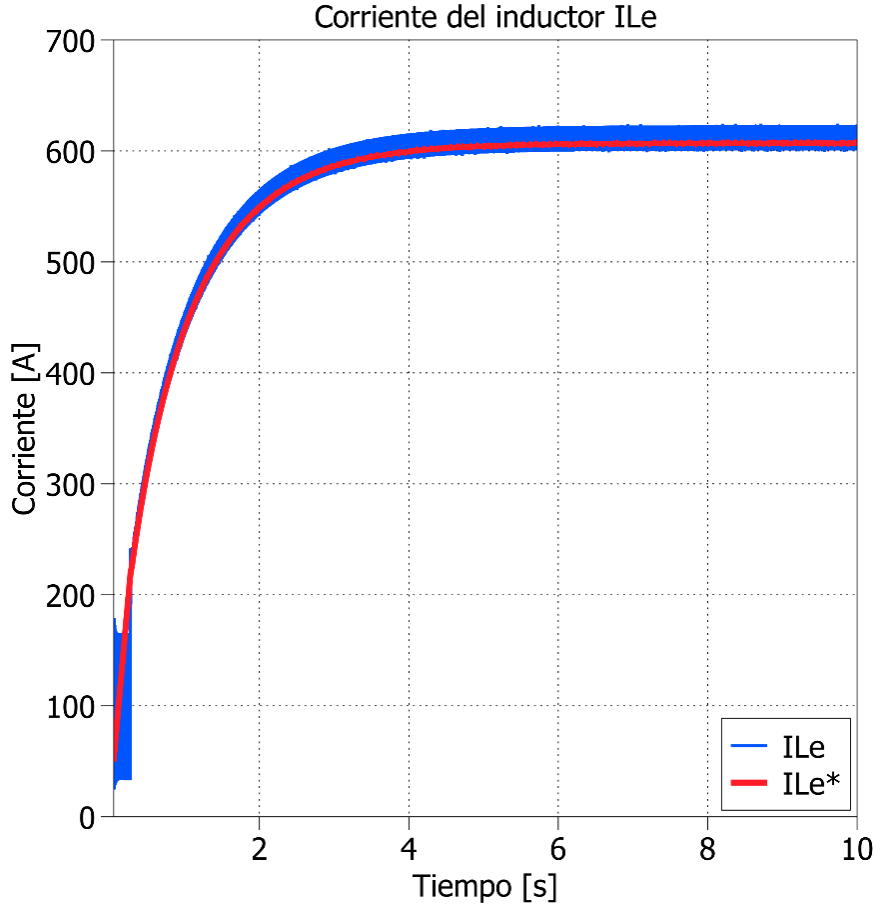


Figura 5.37: Corriente del inductor  $I_{Le}$ .

Tabla 5.7: Factores relevantes de la conversión AC/DC.

| Parámetro               | Símbolo | Valor  |
|-------------------------|---------|--------|
| Factor de forma         | $FF$    | 1.0012 |
| Factor de <i>ripple</i> | $RF$    | 0.0497 |
| Factor de potencia      | $PF$    | 0.998  |

Se presentan las siguientes observaciones:

- Las señales  $V_{ac}$  y  $I_{Le}$  poseen la forma obtenida en las Figura 5.31y Figura 5.32, por lo que se verifica el buen funcionamiento del control. Observando la partida en las señales de las Figura 5.36 y Figura 5.37 se puede observar la actuación del retardo que mitiga la sobreoscilación.
- En la etapa del diseño se consideró un valor de capacitancia cercano al  $C_{e\min}$ , en donde se presentó un ruido considerable. A medida que la capacitancia iba en aumento, el ruido iba disminuyendo. Sin embargo, se fijó  $C_e$  en 5000  $\mu F$  ya que este

fenómeno se condiciona a que el convertidor AC/DC es no controlado, la cual se revisará en el Capítulo 6.

- En concordancia con la observación anterior, los factores  $FF$  y  $RF$  son mayores que los de un rectificador trifásico de onda completa no controlado.

#### **5.4. Resultados y conclusiones**

Una vez diseñados por separado las partes que componen el Modelo A, se procede a unirlos para conformar un circuito similar al de la Figura 5.2.

Las mediciones de interés son:

- a) Tensión  $V_o$  y corriente  $I_o$  de salida, con sus respectivas referencias, las cuales midieron directamente desde la batería.
- b) Tensión  $V_{gLL}$  y corriente  $I_g$  de entrada, con sus respectivas referencias, las cuales se midieron directamente desde la red trifásica.
- c) Tensión y corriente de cada tramo diseñado, los cuales son: salida del filtro de entrada, salida del convertidor AC/DC, tensión y corriente de enlace DC y salida del convertidor reductor.
- d) Impacto de los armónicos en la red, mediante el muestreo del espectro FFT y la determinación del THD de la señal de corriente.
- e) Balance de potencias y rendimiento del cargador, por medio de un análisis térmico que indique las pérdidas de conmutación y de conducción en cada tramo.

##### **5.4.1. Gráficas de tensión y de corriente**

A continuación, se presentan las curvas de tensión y de corriente para cada tramo del Modelo A del cargador.

En la Figura 5.38 se muestra la tensión  $V_o$  y la corriente  $I_o$  de la batería, con sus respectivas señales de referencias obtenidas del control del convertidor reductor.

En la Figura 5.39 se muestra la tensión de enlace  $V_{dc}$  y la corriente  $I_{L_e}$  del inductor del convertidor elevador. El control permite llegar a  $V_{dc}$  a los 1,200 V solicitados, aunque la dinámica de  $I_{dc}$  no sigue correctamente su respectiva señal ya que la rectificación de la corriente del convertidor elevador es no controlada.

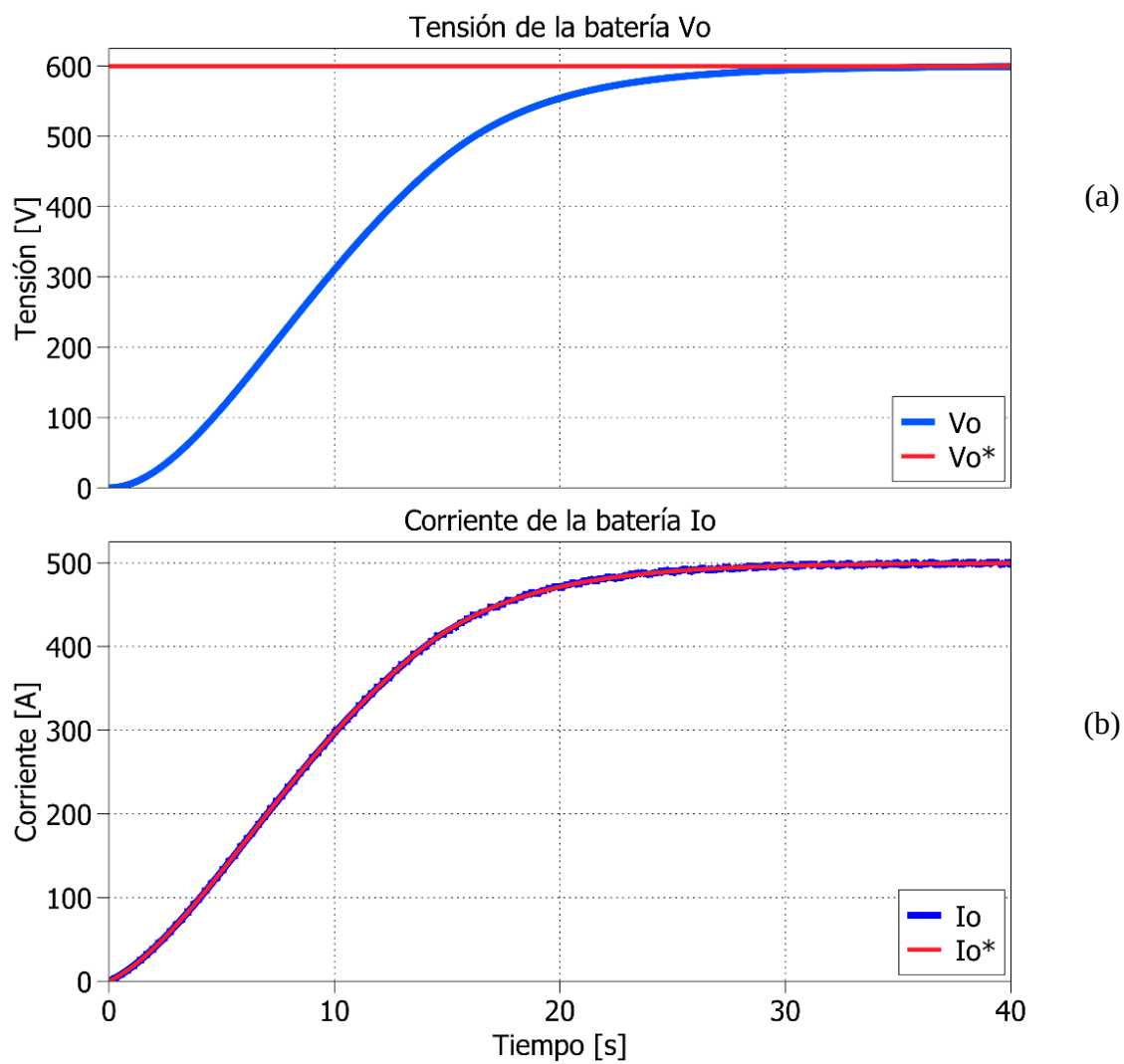


Figura 5.38: (a) Tensión de la batería  $V_o$  (b) Corriente de la batería  $I_o$ .

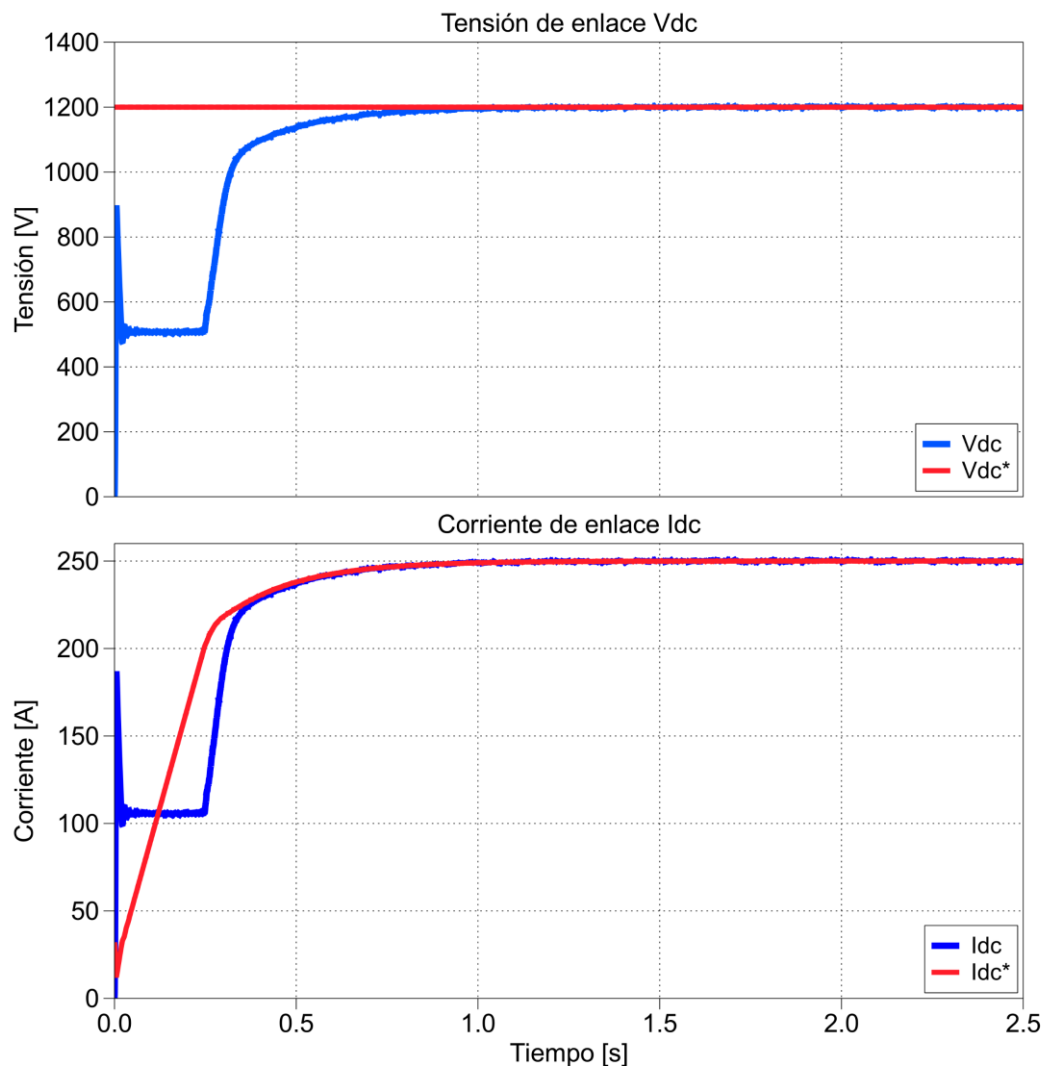


Figura 5.39: (a) Tensión de enlace  $V_{dc}$ . (b) Corriente de enlace  $I_{dc}$ .

En la Figura 5.40 se muestran las tensiones  $V_\alpha$  y  $V_p$  de salida y de entrada del rectificador trifásico, respectivamente. Ambas señales poseen una cresta producto de la falta del control en la conversión AC/DC.

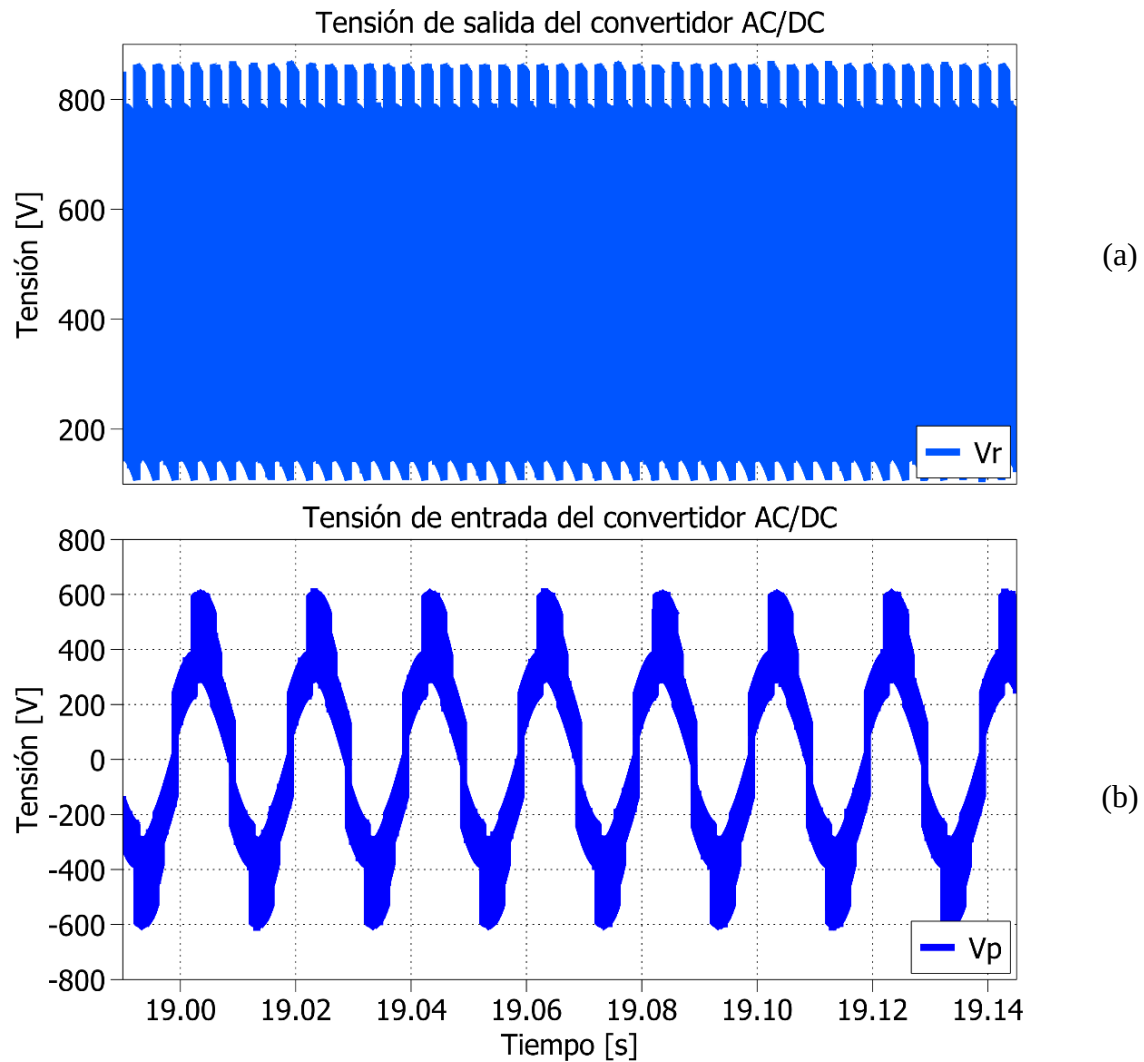


Figura 5.40: (a) Tensión de salida  $V_\alpha$  del convertidor AC/DC. (b) Tensión de entrada  $V_p$  del convertidor AC/DC.

Finalmente, en la Figura 5.41 se muestra la tensión de línea  $V_{gLL}$  y la corriente de línea  $I_{gLL}$  de una fase de la red trifásica. Notar que la señal de corriente mejora sustancialmente con respecto a la señal  $V_p$  de la Figura 5.40, producto de la existencia del filtro inductivo.

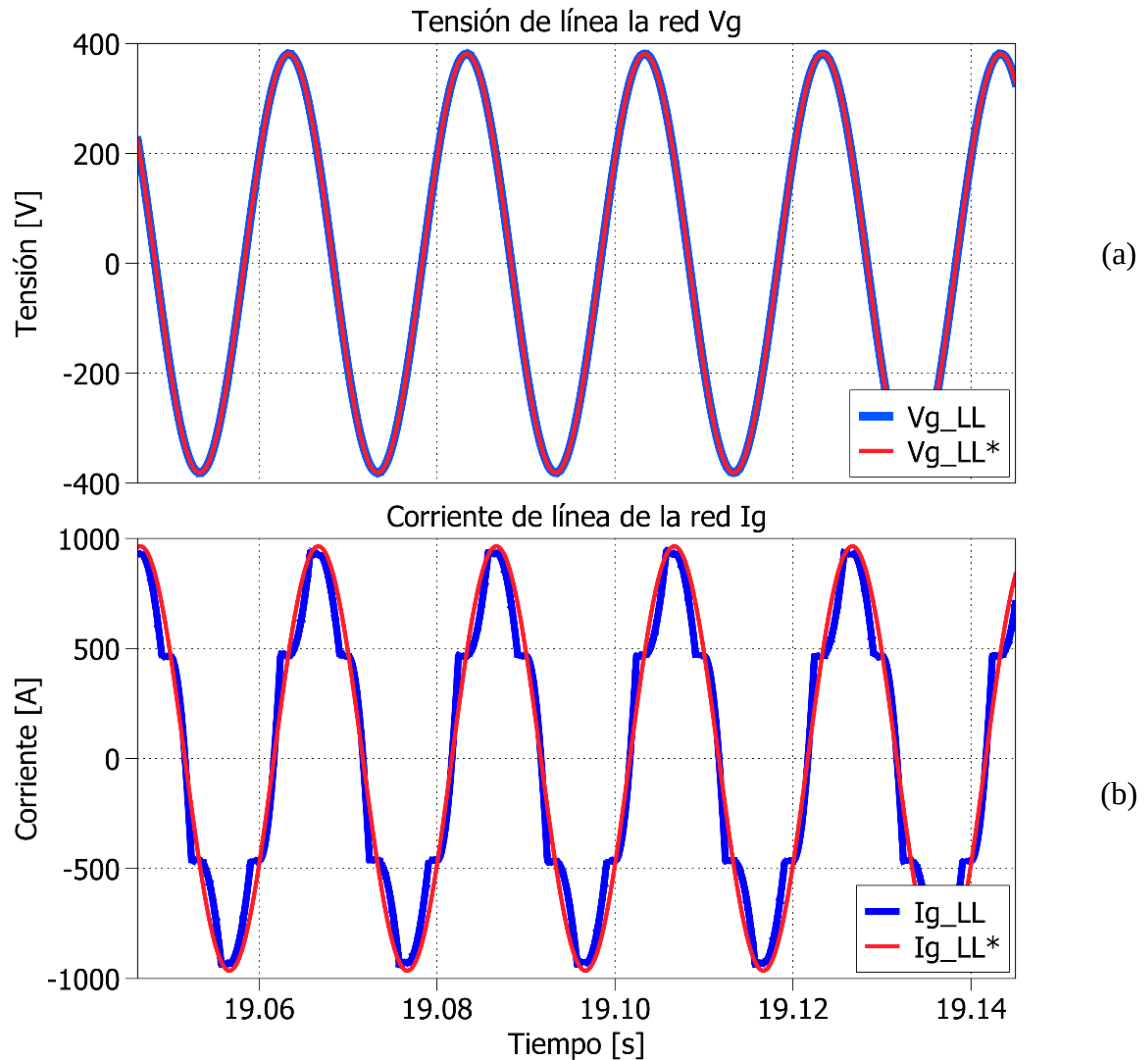


Figura 5.41: (a) Tensión de línea de la red  $V_{gLL}$ . (b) Corriente de línea  $I_{gLL}$  de la red.

En las Figura 5.39, Figura 5.40 y Figura 5.41 se disponen las imágenes a un rango de tiempo tal que se pueda observar la forma de onda de las señales. Las formas de onda  $V_\alpha$ ,  $V_p$  e  $I_g$  no son idóneas asociándose a la presencia de armónico dado que, para las condiciones de trabajo presentadas, un filtro inductivo resulta insuficiente.

La Figura 5.42 es el Espectro de Fourier de las señales de la Figura 5.41. Para determinar la THD, se considerará solo el contenido armónico de la corriente  $I_g$ , el cual se encuentra en la Tabla 5.8 para los primeros.

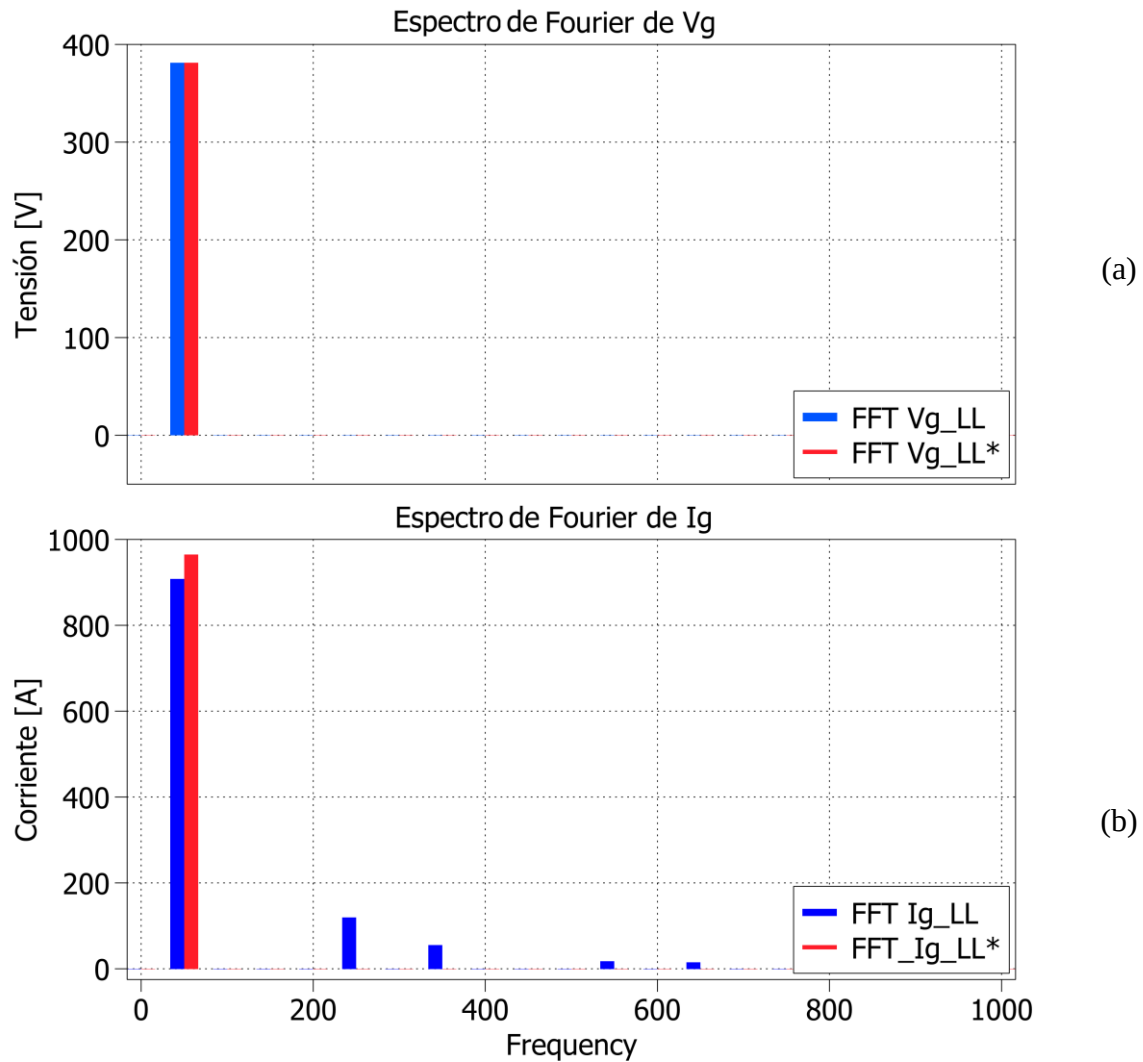


Figura 5.42: (a) Espectro de Fourier de la tensión de línea  $V_{g_{LL}}$ . (b) Espectro de Fourier en de la corriente de línea  $I_{g_{LL}}$

Utilizando (5.77) se determina que la THD de la red, considerando las primeras veinte armónicas, es de 14,6%.

Este valor supera considerablemente del 5% indicado por la norma IEC 62196-3, por lo que es necesario tomar medidas para disminuir el contenido armónico.

Tabla 5.8: Armónicos de la corriente de la red trifásica.

| Frecuencia<br>[Hz] | Corriente<br>[A] | Frecuencia<br>[Hz] | Corriente<br>[A] |
|--------------------|------------------|--------------------|------------------|
| <b>50</b>          | 908              | <b>550</b>         | 17.6             |
| <b>100</b>         | 0.10             | <b>600</b>         | 0.02             |
| <b>150</b>         | 0.07             | <b>650</b>         | 14.6             |
| <b>200</b>         | 0.06             | <b>700</b>         | 0.009            |
| <b>250</b>         | 119              | <b>750</b>         | 0.007            |
| <b>300</b>         | 0.03             | <b>800</b>         | 0.008            |
| <b>350</b>         | 55               | <b>850</b>         | 8.40             |
| <b>400</b>         | 0.01             | <b>900</b>         | 0.009            |
| <b>450</b>         | 0.008            | <b>950</b>         | 5.80             |
| <b>500</b>         | 0.009            | <b>1000</b>        | 0.012            |

#### 5.4.2. Balance de potencias y rendimiento

No es posible determinar las pérdidas de conducción y de conmutación de los componentes electrónicos directamente. Para calcular la potencia efectiva en cada tramo, es necesario considerar modelos de diodos e interruptores reales, que incluyen la data de las pérdidas de conducción y de conmutación a determinada temperatura.

En *PLECS*, viene incluido *Thermal Library*, que permite cargar modelos reales y hacer un análisis térmico para determinar las pérdidas.

Considerando una temperatura ambiente de 25°C, se utilizaron los componentes especificados en la Tabla 5.9. Se cuidó que los componentes cumplieran con las especificaciones técnicas obtenidas durante el diseño del cargador en este capítulo.

Tabla 5.9: Semiconductores del Modelo A

| Tramo        | Componente | Cantidad | Fabricante | Modelo            |
|--------------|------------|----------|------------|-------------------|
| <b>AC/DC</b> | Diodo      | 6        | DYNEX      | DIM1200FSS12-A000 |
| <b>Boost</b> | IGBT+Diodo | 1        | DYNEX      | DIM2400ESM17-A000 |
| <b>Boost</b> | Diodo      | 1        | DYNEX      | DIM1200FSS12-A000 |
| <b>Buck</b>  | IGBT+Diodo | 1        | DYNEX      | DIM1600ECM17-A000 |
| <b>Buck</b>  | Diodo      | 1        | DYNEX      | DIM1600FSS12-A000 |

La Tabla 5.10 muestra las pérdidas de conducción y de conmutación presenten en relación con los modelos de diodos e interruptores elegidos para el análisis térmico. Considerando que la batería logró tener un proceso de carga correcto, se fija como base una potencia de 300 kW. Por tanto, se utiliza (5.79) para determinar la potencia  $P_g$  que debe suministrar la red para el proceso de carga.

Tabla 5.10: Pérdidas del Modelo A.

| Tramo | Pérdidas totales [kW] | Pérdidas conducción [kW] | Pérdidas conmutación [kW] |
|-------|-----------------------|--------------------------|---------------------------|
| AC/DC | 3.29                  | 3.29                     | ~0                        |
| Boost | 28.1                  | 2.13                     | 26.0                      |
| Buck  | 32.4                  | 0.77                     | 31.5                      |

$$P_g = P_o + \sum \text{Pérdidas} \quad (5.79)$$

Por tanto, sumando 300 kW a los valores que figuran en la Tabla 5.10, se determina que la red trifásica suministra 364 kW.

Con estos valores, se puede obtiene un rendimiento  $\eta$  del 82.4% para el cargador Modelo A, determinado con la expresión (5.80).

$$\eta = \frac{P_o}{P_g} 100\% \quad (5.80)$$

Finalmente, se analizará el comportamiento del cargador frente a variaciones de la tensión  $V_o$  solicitada para 240, 360, 480 y 750 V, a potencia constante, considerando sus pérdidas y la distorsión de la señal de la red.

En la Tabla 5.11 figuran las pérdidas de conducción y de conmutación por tramo para los diferentes valores de tensión solicitados para  $V_o$ .

Notar que las pérdidas de conducción aumentan a una menor tensión y viceversa, ya que las sollicitaciones de la corriente  $I_o$  aumentan para niveles de tensión menores si se mantiene una potencia constante. Por el contrario, las pérdidas de conmutación aumentan a mayores niveles de tensión, lo que se traduce como una mayor presencia de armónicos en la red, tal como se ve en la Tabla 5.12

Como observación, el THD de la red para una tensión  $V_o$  de 240 V aumentó puesto que el control perdía estabilidad y las señales de salida no hacían un buen seguimiento de la señal de salida.

Tabla 5.11: Pérdidas del Modelo A para diferentes  $V_o$

| <b>Tensión<br/><math>V_o</math> [V]</b> | <b>Tramo</b> | <b>Pérdidas<br/>totales<br/>[kW]</b> | <b>Pérdidas<br/>conducción<br/>[kW]</b> | <b>Pérdidas<br/>conmutación<br/>[kW]</b> |
|-----------------------------------------|--------------|--------------------------------------|-----------------------------------------|------------------------------------------|
| <b>750</b>                              | AC/DC        | 3.01                                 | 3.01                                    | ~0                                       |
|                                         | Boost        | 28.0                                 | 2.01                                    | 26.0                                     |
|                                         | Buck         | 36.3                                 | 0.56                                    | 35.6                                     |
| <b>600</b>                              | AC/DC        | 3.29                                 | 3.29                                    | ~0                                       |
|                                         | Boost        | 28.1                                 | 2.13                                    | 26.0                                     |
|                                         | Buck         | 32.4                                 | 0.77                                    | 31.5                                     |
| <b>480</b>                              | AC/DC        | 3.3                                  | 3.3                                     | ~0                                       |
|                                         | Boost        | 28.2                                 | 2.18                                    | 26.1                                     |
|                                         | Buck         | 31.7                                 | 1.09                                    | 30.6                                     |
| <b>360</b>                              | AC/DC        | 3.30                                 | 3.30                                    | ~0                                       |
|                                         | Boost        | 28.4                                 | 2.30                                    | 26.1                                     |
|                                         | Buck         | 29.6                                 | 1.38                                    | 28.2                                     |
| <b>240</b>                              | AC/DC        | 3.34                                 | 3.34                                    | ~0                                       |
|                                         | Boost        | 28.5                                 | 2.44                                    | 26.1                                     |
|                                         | Buck         | 28.7                                 | 2.90                                    | 25.8                                     |

Tabla 5.12: Rendimiento y THD del Modelo A para diferentes  $V_o$

| <b>Tensión<br/><math>V_o</math> [V]</b> | <b>Pérdidas<br/>totales [kW]</b> | <b>Rendimiento<br/>[%]</b> | <b>THD red<br/>[%]</b> |
|-----------------------------------------|----------------------------------|----------------------------|------------------------|
| <b>750</b>                              | 67.3                             | 81.7                       | 21.2                   |
| <b>600</b>                              | 64.0                             | 82.4                       | 14.6                   |
| <b>480</b>                              | 63.2                             | 82.6                       | 14.1                   |
| <b>360</b>                              | 61.3                             | 83.3                       | 13.2                   |
| <b>240</b>                              | 60.6                             | 83.2                       | 18.5                   |

La Figura 5.43 corresponde al gráfico de las pérdidas del cargador frente a diferentes valores de tensión  $V_o$  en por unidad. Estructuralmente las pérdidas se mantuvieron constante en cada tramo, ya que, al mantener la potencia constante, se compensaban los valores solicitados de tensión y de corriente.

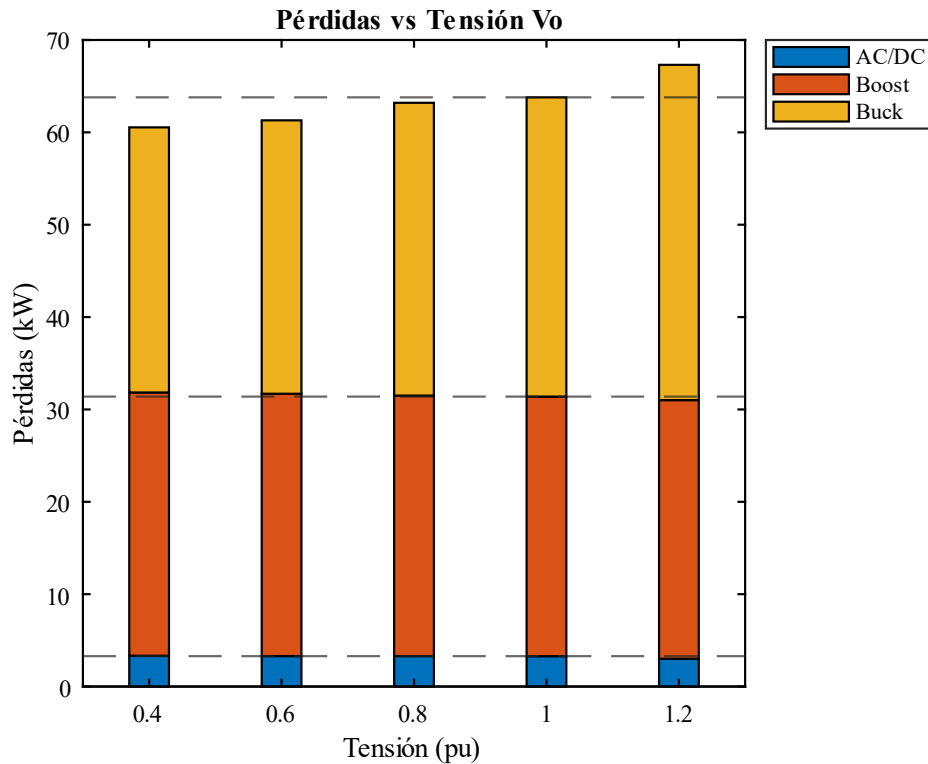


Figura 5.43: Pérdidas del Modelo A frente a diferentes solicitaciones de tensión  $V_o$

### 5.4.3. Conclusiones del capítulo

Del Modelo A del cargador se puede decir:

- Sobre el control de los convertidores, el uso de un sistema anidado para el control de potencia a través de un lazo interno de corriente y uno externo de tensión resultó ser robusto y estable, comprobándose que se otorgó un amplio rango de valores por el cual la tensión podía ser modificada y, aun así, realizar un buen seguimiento de la señal de salida con su referencia. Además, los métodos OS y OM permiten un diseño simple, rápido y eficiente de los lazos interno y externo, respectivamente.
- Sobre el rendimiento, se determinó para el Modelo A un rendimiento del 82.4%, principalmente por las pérdidas de conmutación y de conducción. Si bien se considera dentro de un rango aceptable, este podría mejorarse bajando los niveles de corriente que pasan por diodos e interruptores, utilizando una topología multinivel o una intercalada (*interleaved*, en inglés).
- Sobre la distorsión armónica en la red, se obtuvo un THD del 14.6%, casi tres veces del impuesto por la normativa internacional. Se identificaron dos fuentes de

generación de armónicos: el gran nivel de tensión solicitada por la batería y las altas frecuencias de conmutación del PWM. Para la disminución de THD podría utilizarse un filtro más complejo o utilizar una topología intercalada que permitiría trabajar a los interruptores a menores frecuencias y con menores pérdidas, puesto que disminuirían cuadráticamente con respecto al aumento de tensión posible.

- Sobre el diseño en general, se trabajó en la construcción por partes de los tramos involucrados en el cargador. En primera instancia permitió un desarrollo ordenado y versátil al momento de plantear cambios e identificar errores, sin embargo, obligaba a tratar como lineales a elementos que no lo son, perdiendo alguna representación a la hora de querer variar los parámetros de salida.

# Capítulo 6

## Modelamiento del cargador Modelo B

En este capítulo, el objeto base de estudio es el cargador rápido *Porsche Modular Fast Charging Park B*, cuyo modelo físico es similar al descrito en el capítulo anterior en la Figura 5.1. Este modelo será conocido desde ahora como Modelo B.

La diferencia entre el Modelo A y el Modelo B, radica en el convertidor AC/DC. Para el Modelo A se aplicó un rectificador trifásico de onda completa no controlado, mientras que para el Modelo B se plantea controlar el rectificador, además de eliminar el convertidor elevador ya que el control PFC se realizará en el proceso de conversión AC/DC.

El convertidor reductor DC/DC y la batería no tendrán modificaciones respecto al diseño de los capítulos anteriores.

### 6.1. Rectificador activo

En la Figura 6.1 se observa el diagrama del Modelo B. Tal como se definió en la introducción, su principal diferencia con respecto al Modelo A radica en el reemplazo de convertidor AC/DC y el controlador PFC por un rectificador activo.

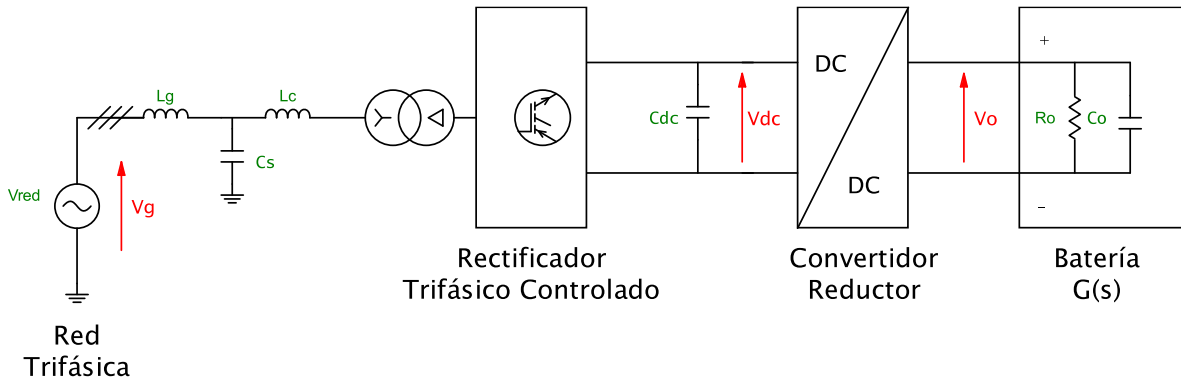


Figura 6.1: Diagrama del modelo B con rectificador activo.

Además, producto del alto THD del Modelo A, se modificó la topología del filtro de entrada por uno de tipo LCL, añadiendo un banco trifásico de capacitores  $C_s$  en paralelo a la línea y un inductor trifásico  $L_c$  en la línea entre el banco de capacitores y el convertidor AC/DC.

Las variables por controlar son la tensión  $V_{dc}$  y la corriente de la red  $I_g$ . La Figura 6.2 es el diagrama del control propuesto para el rectificador activo, el cual está compuesto por un control de lazo de seguimiento de fase (PLL, de inglés *Phase-Locked-Loop*), los lazos de

tensión y de corriente y un control PWM de espacios vectoriales, los cuales se desarrollarán en los siguientes incisos.

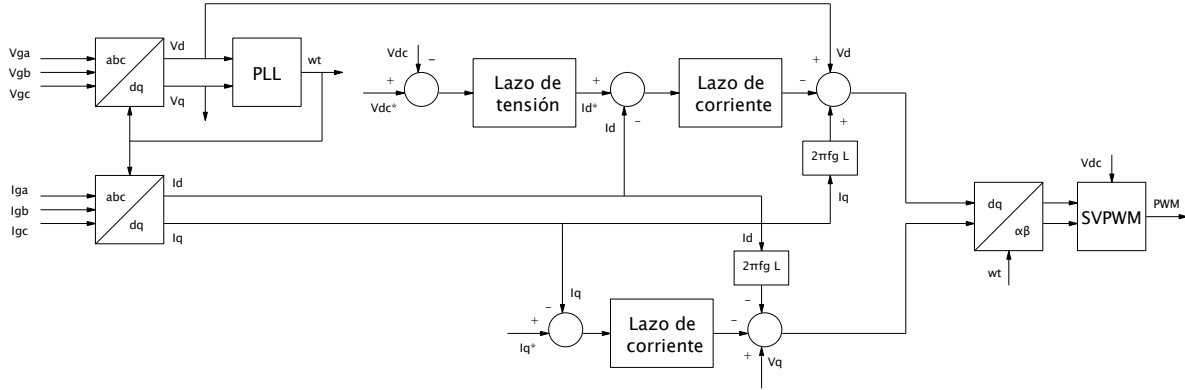


Figura 6.2: Diagrama del control del rectificador activo

El rectificador activo se diferencia del rectificador pasivo (no controlado) en su capacidad de controlar la cantidad de energía durante la conversión AC/DC. Para ello se compone de tiristores o transistores que tienen capacidad de control sobre sus períodos de encendido y apagado.

Tal como los IGBT de los convertidores, el control puede ser PWM o PFM teniendo las mismas ventajas y desventajas mencionadas en el inciso 5.2.1. Por esas mismas razones, en este trabajo se decidió utilizar control PWM para otorgar el ángulo de disparo  $\alpha$  [40].

En la Figura 6.3 se observa el rectificador activo alimentado desde el secundario del transformador de aislamiento hasta el capacitor  $C_{dc}$ , que funciona como enlace entre el convertidor AC/DC y el convertidor DC/DC que es modelado como una carga equivalente. La secuencia de conducción es T1-T2, T2-T3, T3-T4, T4-T5, T5-T6 y T6-T1 [35].

La tensión  $V_{dc}$  promedio viene dada por:

$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\alpha} \sqrt{3} \sqrt{2} V_p \sin\left(\frac{\omega t + 2\pi}{3}\right) d(\omega t) \quad (6.1)$$

Al resolver la ecuación (6.1):

$$V_{dc} = \frac{3 \sqrt{3}}{\pi} \sqrt{2} V_p \cos(\alpha) = 2.34 V_p \cos(\alpha) \quad (6.2)$$

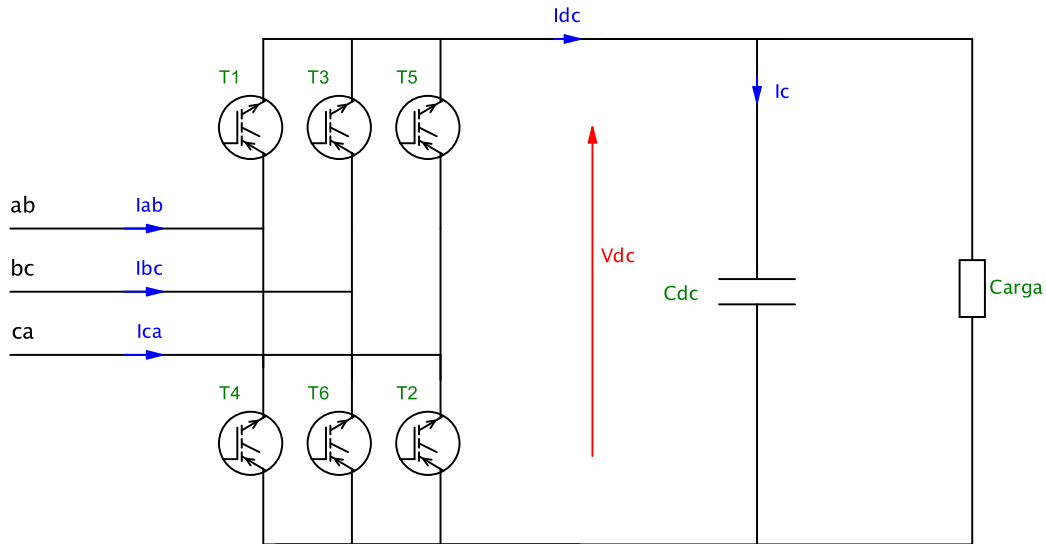


Figura 6.3: Rectificador activo.

En la Figura 6.4 se muestran las formas de onda del rectificador activo, pudiendo graficar lo expresado en (6.2). Notar que  $V_{dc}$  es positiva para  $\alpha < \pi/2$  y negativa para  $\alpha > \pi/2$ . Sin embargo, la corriente  $I_{dc}$  siempre es positiva, independiente de la polaridad de  $V_{dc}$  [35]. Este fenómeno le otorga una propiedad bidireccional al rectificador, pudiendo la batería suministrar energía a la red.

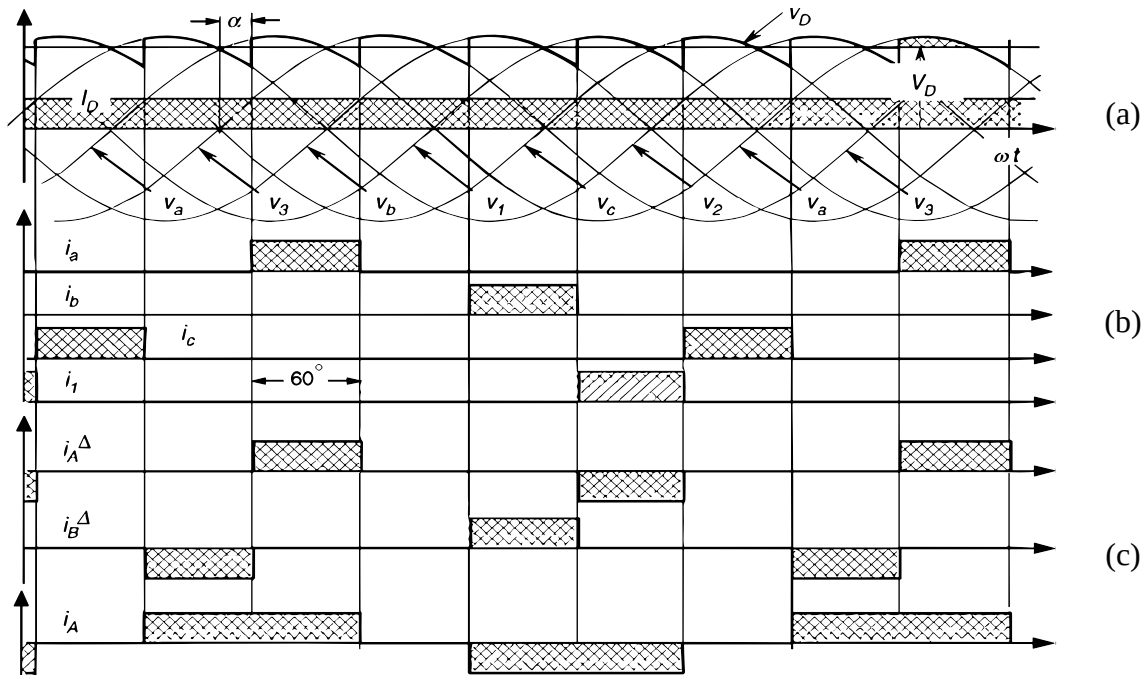


Figura 6.4: (a) Forma de onda de la tensión del rectificador activo. (b) Corriente de fase del rectificador trifásico. (c) Corriente del secundario del transformador [41].

El valor rms de la  $V_{dc}$  está dado por:

$$V_{dc_{rms}} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\alpha} \left( \sqrt{3} \sqrt{2} V_p \sin\left(\frac{\omega t + 2\pi}{3}\right) \right)^2 d(\omega t)} \quad (6.3)$$

Al resolver (6.3):

$$V_{dc_{rms}} = \sqrt{2} \sqrt{6} \left( \frac{1}{4} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos(2\alpha) \right)^2 \quad (6.4)$$

## 6.2. Diseño de filtro LCL

En primer lugar, se plantean las ecuaciones del sistema. Tomando como referencia el circuito de la Figura 6.1, se obtiene que:

$$L_g^k \frac{di_g^k}{dt} = V_g^k - v_c^k \quad (6.5)$$

$$L_c^k \frac{di_c^k}{dt} = v_c^k - u_k \quad (6.6)$$

$$C_s^k \frac{dv_c^k}{dt} = i_g^k - i_c^k \quad (6.7)$$

Donde,  $i_g$  corresponde a la corriente de  $L_g$ ,  $i_c$  a la corriente de  $L_c$ ,  $v_c$  la tensión del capacitor  $C_s$ ,  $u_k$  la tensión del transistor y el superíndice  $k$  corresponde a la fase a, b o c.

Considerando que  $u_k = 0$ , pueden relacionarse la corriente  $i_c$  con la corriente rectificada  $I_{dc}$ :

$$I_{dc} = S_1 i_c^a + S_2 i_c^b + S_3 i_c^c \quad (6.8)$$

Por último, representando el convertidor DC/DC y la batería como una carga equivalente  $R_{eq}$ , se tiene que:

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{dc} - \frac{V_{dc}}{R_{eq}} \quad (6.9)$$

El capacitor  $C_s$  es utilizado para filtrar grandes armónicas y puede despreciarse del análisis cuando se analiza en la onda fundamental [42], [43]. En este caso, se procede a modelar la inductancia como inductancia equivalente  $L$ , tal que  $L = L_g + L_c$ .

Las ecuaciones (6.5), (6.6), (6.7) están expresadas para una fase genérica. En este caso, representan realmente nueve ecuaciones que se pueden simplificar mediante el uso de la Transformación de Clarke y la Transformación de Park.

La Transformación de Clarke (también conocida como  $abc-\alpha\beta 0$ ) proyecta un vector trifásico en un plano de eje fijo. Viene dada por:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

Para sistemas balanceados, se considerar  $V_0 = 0$ , por lo que la matriz de (6.10) puede simplificarse.

La Transformada de Park (también conocida como  $\alpha\beta 0-dq$ ) utiliza un plano de ejes móviles que realiza un seguimiento de las componentes alternas emulando una señal continua. Por esta razón, el control en el plano  $dq$  se le conoce como control PLL.

La Transformada de Park viene dada por:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

La transformada para pasar del dominio  $abc$  al dominio  $dq$  es conocida como Transformada de Clarke-Park y viene dada por:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Las transformadas presentadas son invertibles y son de potencia invariable, es decir, una vez trabajada la señal en el plano  $dq$  pueden volver a interpretarse como señales trifásicas sin que eso signifique una variación en la potencia base.

Aplicando (6.12) en (6.5), (6.6) y (6.9):

$$L \frac{di_d}{dt} = v_d - u_d + \omega L i_q \quad (6.13)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = v_q - u_q + \omega L i_d \quad (6.14)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{4} (s_d i_d + s_q i_q) - \frac{V_{dc}}{R_{eq}} \quad (6.15)$$

Las variables  $u_d$  y  $u_q$  de (6.13) y (6.14) son las de control. Las variables  $v_d$ ,  $v_q$  y la expresión  $V_{dc}/R_{eq}$  son perturbaciones. Los parámetros mínimos para  $L_g$ ,  $L_c$  y  $C_s$  se determinan a través de las siguientes expresiones [43]:

$$L_c = \frac{V_{dc}}{25\% I_g (8f_{sa})} \quad (6.16)$$

$$C_s < \frac{5\% P_o}{(2\pi f_g) V_{dc}^2} \quad (6.17)$$

$$L_g = \frac{L_c}{3.5} \quad (6.18)$$

De (6.16), se considera que la corriente puede tener un *ripple* admisible dentro de un rango del 15 al 25%. De (6.17), se considera que la potencia reactiva máxima absorbida por  $C_s$  está limitada al 5% de  $P_o$ . De (6.18), el inductor  $L_g$  se escoge a raíz del coeficiente de atenuación de *ripple* entre las corrientes de  $L_c$  y  $L_g$  a un factor de 3.5.

Se pueden añadir resistencias de amortiguamiento para los parámetros del filtro. Las resistencias no se considerarán en la simulación, pero permiten determinar los parámetros del control PI. Para la resistencia  $R_L$  de los inductores se escogió una resistencia de 21 mΩ, mientras que para la resistencia  $R_d$  de la capacitancia depende de la frecuencia de resonancia  $\omega_{res}$  del filtro [44]:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_c L_g C_s}} \quad (6.19)$$

$$R_d = \frac{2}{\sqrt{2} \omega_{res} C_s} \quad (6.20)$$

El factor  $2/\sqrt{2}$  de (6.20) corresponde a un factor de amortiguamiento de 0.707. En la Tabla 6.1 figuran los valores de los parámetros para el diseño de filtro LCL.

Tabla 6.1: Parámetros del filtro LCL

| Parámetro                            | Símbolo       | Valor |
|--------------------------------------|---------------|-------|
| Inductancia del filtro (red)         | $L_g$ [mH]    | 0.057 |
| Inductancia del filtro (convertidor) | $L_c$ [mF]    | 0.2   |
| Capacitor del filtro                 | $C_s$ [μF]    | 450   |
| Capacitor de enlace                  | $C_{dc}$ [μF] | 5000  |
| Resistencia de los inductores        | $R_L$ [mΩ]    | 21    |
| Resistencia de amortiguación         | $R_d$ [mΩ]    | 220   |
| Frecuencia de conmutación            | $f_{sa}$ [Hz] | 5000  |

### 6.3. Diseño del control

#### 6.3.1. PLL

El control PLL permite mantener una sincronización de fase entre la tensión y corriente de la red trifásica con la salida en DC, logrando un control más simple y preciso ya que en vez de plantear un control para cada fase, se controla las variables d y q.

La Figura 6.5 es el diagrama de implementación del control PLL. La señal de salida es  $\omega t$  que refleja el seguimiento de la fase en el tiempo. Al mismo tiempo, se busca controlar la señal  $v_q$  para que sea 0. La operación del PLL inicia para la frecuencia inicial del sistema.

Los parámetros del control PI se determinan de la siguiente manera [43]:

$$k_{i_{PLL}} = \frac{(\omega_g/2)^2}{V_g} \quad (6.21)$$

$$k_{p_{PLL}} = \frac{2}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{k_{i_{PLL}}}{V_g}} \quad (6.22)$$

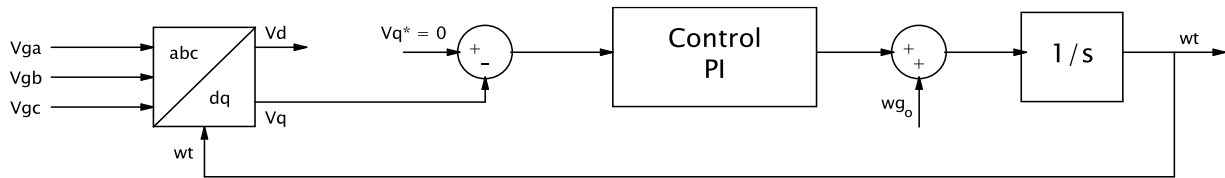


Figura 6.5: Diagrama del control PLL.

En la Tabla 6.2 se muestran los parámetros del controlador PI del PLL. En Figura 6.6 se muestran las formas de onda de  $V_g$  e  $I_g$  en el dominio dq.

Tabla 6.2: Parámetros del controlador PI del PLL.

| Parámetro              | Símbolo                 | Valor |
|------------------------|-------------------------|-------|
| Constante proporcional | $K_{p_{PLL}}$ [V s/rad] | 0.71  |
| Constante integral     | $K_{i_{PLL}}$ [V/rad]   | 79.3  |

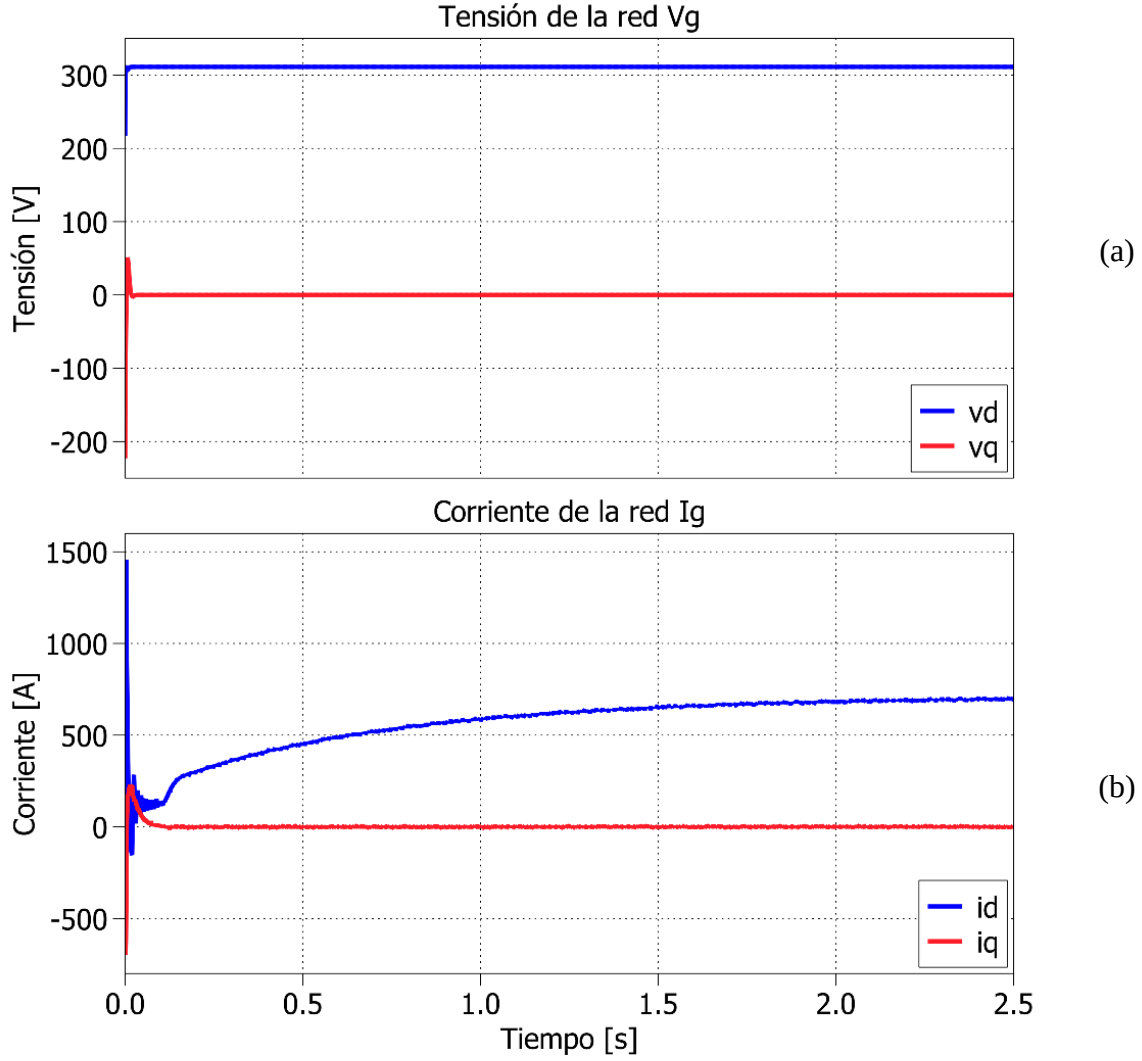


Figura 6.6: (a) Tensión de la red  $V_g$  en  $dq$ . (b) Corriente de la red  $I_g$  en  $dq$ .

### 6.3.2. Control de tensión y de corriente

El control de rectificador activo tiene como objetivo generar las señales de control de  $v_d$  y  $v_q$ . En primer lugar, se diseña el lazo de corriente del control señalado en la Figura 6.2. En la Figura 6.7 se muestra el diagrama simplificado respectivo. El bloque  $F_1(s)$  corresponde a la planta,  $ret(s)$  refleja al PWM, y el controlador es del tipo PI.

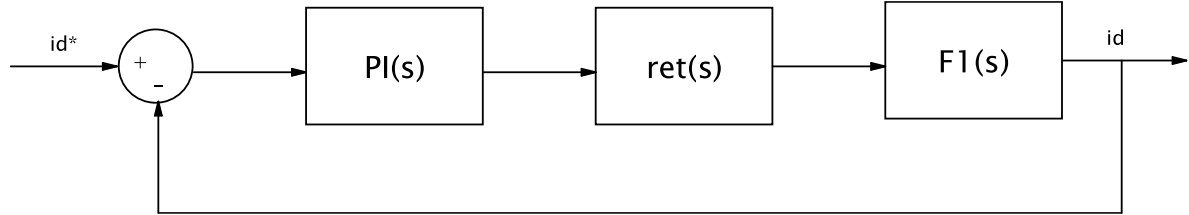


Figura 6.7: Lazo de corriente del control del rectificador activo.

La planta  $F_1(s)$  viene dada por (6.13) para el control de  $v_d$  y (6.14) para el control de  $v_q$ . Por lo tanto:

$$F_1(s) = \frac{1/R}{s \left( \frac{L}{R} \right) + 1} \quad (6.23)$$

$$ret(s) = \frac{K_{PWM}}{1,5 T_s s + 1} \quad (6.24)$$

Donde  $R = 2 R_L$  y  $K_{PWM} = 1$ . La variable  $T_s$  corresponde a la constante de tiempo de la planta  $F_1$ , que para este caso es  $L/R$ .

Las constantes  $K_{p_i}$  y  $K_{i_i}$  vienen dada por [43]:

$$K_{p_i} = \frac{L}{3 T_s K_{PWM}} \quad (6.25)$$

$$K_{i_i} = \frac{R}{3 T_s K_{PWM}} \quad (6.26)$$

El lazo de tensión viene dado por una estructura similar al lazo de corriente y se muestra en la Figura 6.8. La planta  $F_1(s)$  viene dada por (6.13) para el control de  $v_d$  y (6.14) para el control de  $v_q$ . Por lo tanto:

$$F_2(s) = \frac{1}{s C_s} \quad (6.27)$$

$$ret(s) = \frac{0.75}{T_{\Sigma} s + 1} \quad (6.28)$$

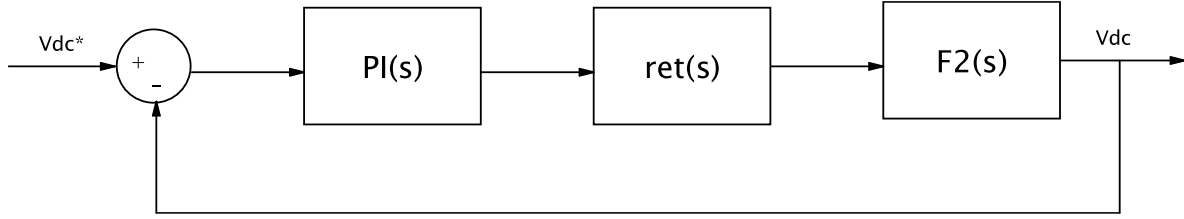


Figura 6.8: Lazo de tensión del control de rectificador activo.

Donde  $T_{\Sigma} = 3 T_s + 1,5/f_{sa}$ . Las constantes  $K_{pv}$  y  $K_{iv}$  vienen dada por [43]:

$$K_{pv} = \frac{C_s}{1.25 T_{\Sigma}} \quad (6.29)$$

$$K_{pi} = \frac{C_s}{6.25 T_{\Sigma}^2} \quad (6.30)$$

Utilizando (6.25), (6.26), (6.29) y (6.30) se construye la Tabla 6.3 que resumen los parámetros utilizados para el diseño del lazo de control de corriente y de tensión.

Tabla 6.3: Parámetros de los lazos de control del rectificador activo.

| Parámetro                                | Símbolo           | Valor |
|------------------------------------------|-------------------|-------|
| Constante de tiempo lazo de corriente    | $T_s$ [ms]        | 1.78  |
| Constante proporcional lazo de corriente | $K_{pi}$ [A]      | 0.014 |
| Constante integral lazo de corriente     | $K_{ii}$ [A]      | 2.28  |
| Constante de tiempo lazo de tensión      | $T_{\Sigma}$ [ms] | 1.8   |
| Constante proporcional lazo de tensión   | $K_{pv}$ [V]      | 0.2   |
| Constante integral lazo de tensión       | $K_{vi}$ [V]      | 2.3   |

### 6.3.3. SVPWM

A diferencia de la modulación PWM revisada en 5.2.1, el SVPWM (del inglés, *Space Vector Pulse Width Modulation*) permite representar en seis sectores el funcionamiento de cada uno de los transistores, tal como se muestra en la Figura 6.9, asegurando que el transistor superior e inferior de cada vez no se activen simultáneamente.

Las señales de control generadas en  $dq$  se transforman en  $\alpha\beta$  para generar el vector de referencia  $\mathbf{V}_r = V_{\alpha}^* + jV_{\beta}^*$ .

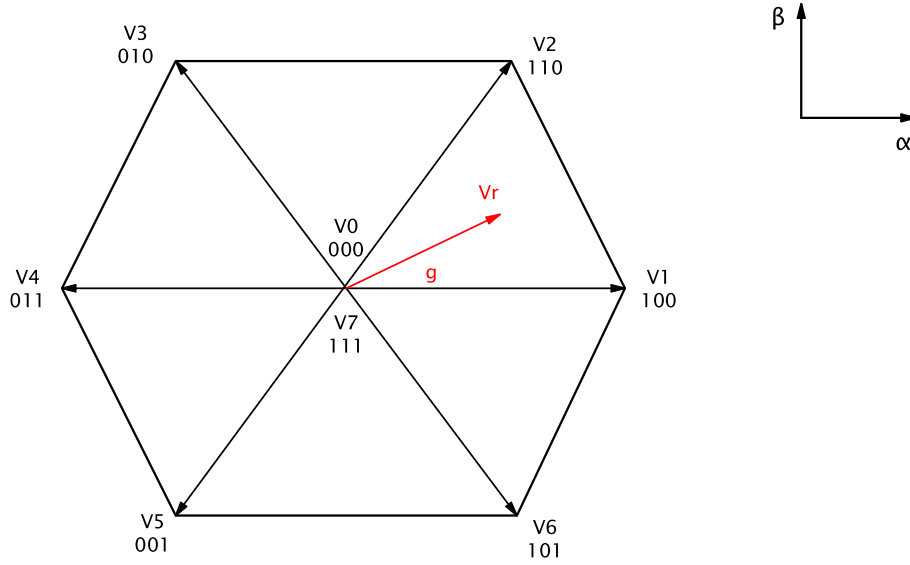


Figura 6.9: Diagrama del SVPWM.

Con (6.10), se puede descomponer el vector  $\mathbf{V}_r$ :

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{V}_a + \mathbf{V}_b + \mathbf{V}_0 \quad (6.31)$$

Sea  $T_{sr}$  el período de conmutación y  $t_i$  el período de conmutación del interruptor  $a, b, 0$ :

$$V_r = \frac{t_a}{T_{sr}} V_a + \frac{t_b}{T_{sr}} V_b + \frac{t_0}{T_{sr}} V_0 \quad (6.32)$$

Considerando que  $\|\mathbf{V}_a\| = \|\mathbf{V}_b\| = \frac{2}{3} V_{dc}$ , por lo tanto, se pueden reescribir las constantes  $t_i/t_s$  como:

$$\tau_a = \frac{\sqrt{3} \|\mathbf{V}_r\|}{V_{dc}} \sen\left(\frac{\pi}{3} - g\right) \quad (6.33)$$

$$\tau_b = \frac{\sqrt{3} \|\mathbf{V}_r\|}{V_{dc}} \sen(g) \quad (6.34)$$

$$\tau_0 = 1 - \tau_a + \tau_b \quad (6.35)$$

Con  $g$  como el ángulo entre el vector de referencia  $\mathbf{V}_r$  y el vector espacial inferior del sector en el que se encuentra. Se ajustaron los valores de  $\tau_a$ ,  $\tau_b$  y  $\tau_0$  de forma simétrica.

Con los valores de  $\tau_a$ ,  $\tau_b$  y  $\tau_0$  se pueden encontrar los ciclos de trabajo de disparo  $d_a$ ,  $d_b$  y  $d_0$  que posteriormente se compararán con una señal triangular para generar los pulsos  $S_1$ ,  $S_2$  y  $S_3$  [45]–[47]. En la Tabla 6.4 se presentan la combinación de los estados de

encendido/apagado para los interruptores del rectificador activo para generar el hexágono de la Figura 6.9.

Tabla 6.4: Combinación de estados de los interruptores que generar los vectores  $V_0 - V_7$

| Vector | $S_1$ | $S_2$ | $S_3$ |
|--------|-------|-------|-------|
| $V_1$  | 1     | 0     | 0     |
| $V_2$  | 1     | 1     | 0     |
| $V_3$  | 0     | 1     | 0     |
| $V_4$  | 0     | 1     | 1     |
| $V_5$  | 0     | 0     | 1     |
| $V_6$  | 1     | 0     | 1     |
| $V_7$  | 0     | 0     | 0     |
| $V_0$  | 1     | 1     | 1     |

#### 6.4. Resultados y conclusiones

Similar a lo realizado en el capítulo anterior, se procedió a acoplar las partes que componen el Modelo B en *PLECS*, tal que se conforme el circuito de la Figura 6.1.

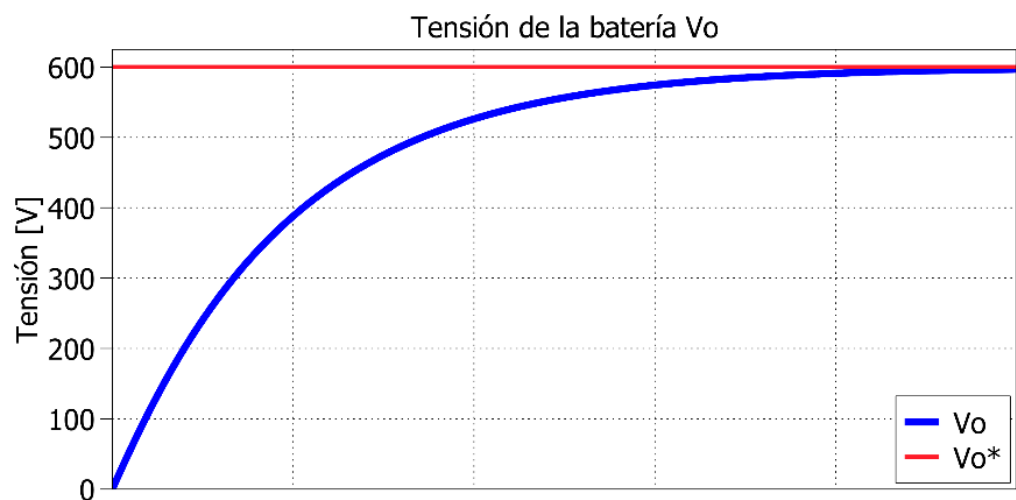
Las mediciones de interés son:

- Tensión  $V_o$  y corriente  $I_o$  de salida, con sus respectivas referencias, las cuales se midieron directamente desde la batería.
- Corriente  $I_g$  de entrada, con sus respectivas referencias, las cuales se midieron directamente desde la red trifásica.
- Tensión de enlace  $V_{dc}$  y corriente  $I_{L_c}$  del inductor del lado del convertidor para poder comprobar el desempeño de filtro LCL.
- Impacto de los armónicos en la red, mediante el muestreo del espectro FFT y la determinación del THD de la señal de corriente.
- Balance de potencias y rendimiento del cargador, por medio de un análisis térmico que indique las pérdidas de conmutación y de conducción en cada tramo.

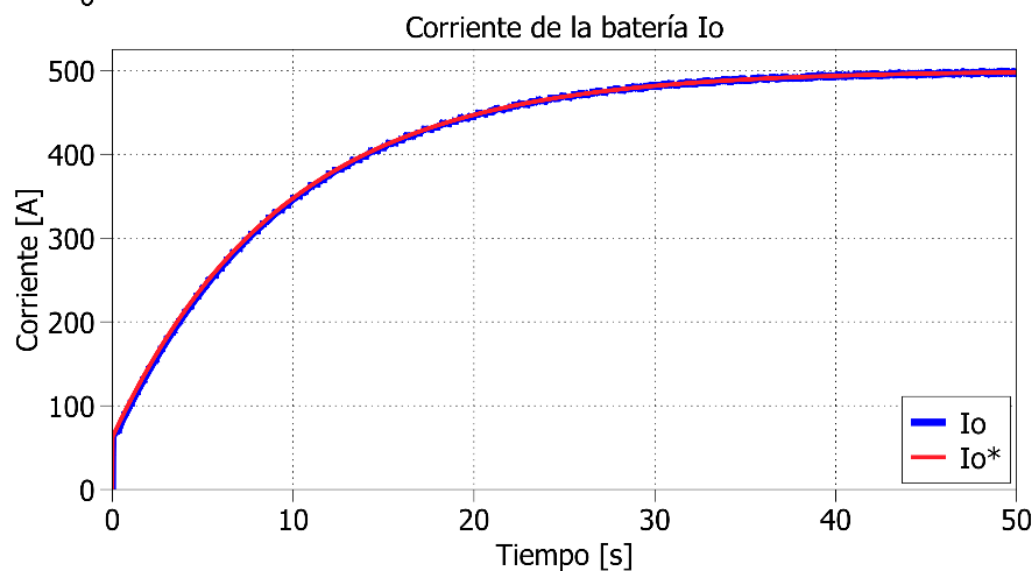
##### 6.4.1. Gráficas de tensión y de corriente

Una vez diseñado las componentes del control para el rectificador activo y habiendo probado el buen funcionamiento y desempeño de este mediante simulación en *PLECS*, se conectó a al convertidor DC/DC y la batería. Las Figura 6.10,

Figura 6.11 y Figura 6.12 representan las señales de salida, de enlace y, de entrada, respectivamente.



(a)



(b)

Figura 6.10: (a) Tensión de la batería  $V_o$ . (b) Corriente de la batería  $I_o$ .

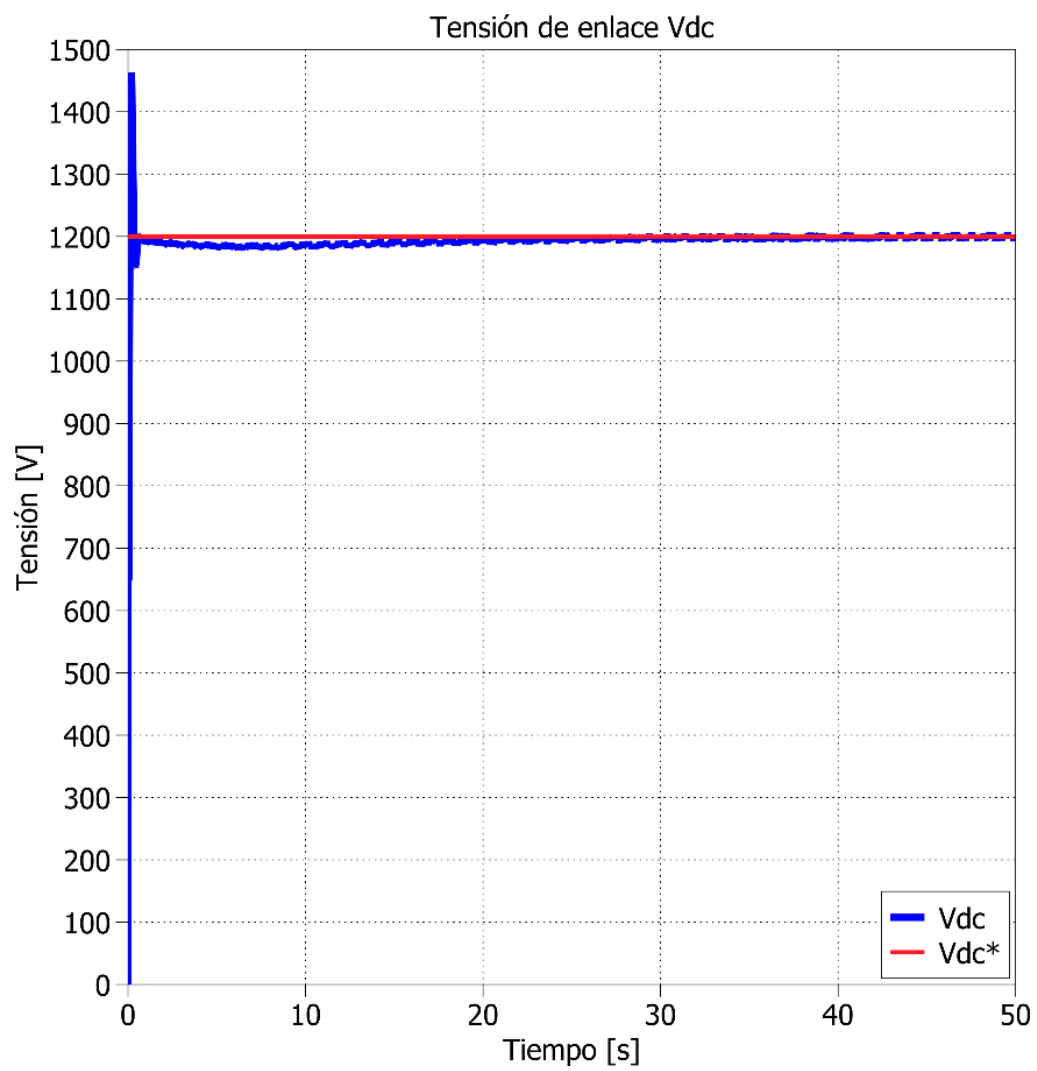


Figura 6.11: Tensión de enlace.

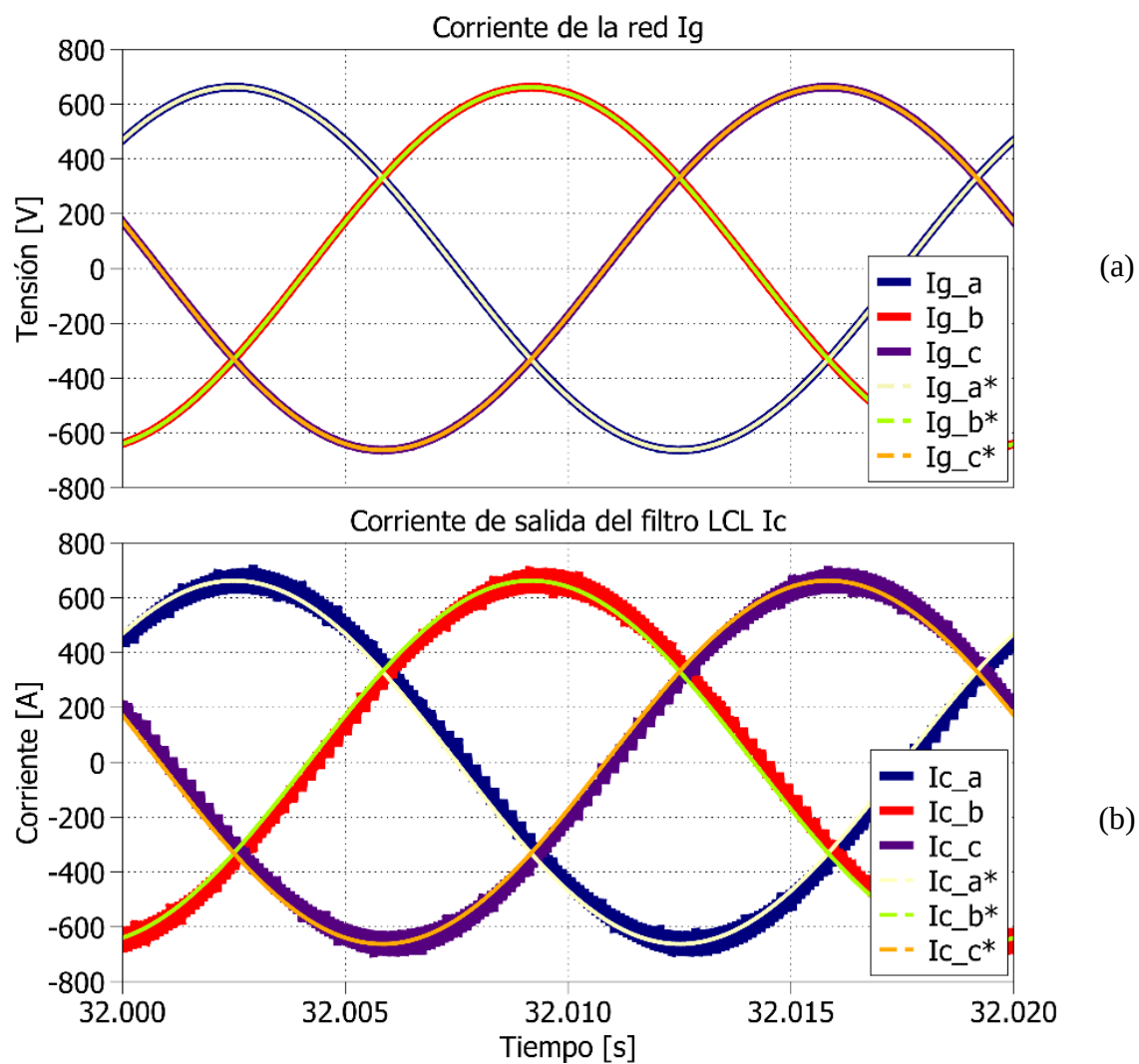


Figura 6.12: (a) Corriente de la red  $I_g$  con su referencia. (b) Corriente de salida del filtro LCL  $I_c$  con su referencia.

A diferencia del Modelo A, el tiempo de carga del condensador aumenta levemente, sin embargo, no existe diferencia en la forma de onda.

El cambio sustancial ocurre en la tensión de enlace, que para el Modelo A el valor de  $V_{dc}$  dependía del valor de la tensión  $V_o$ , mientras que para el Modelo B logra llegar rápidamente a un valor cercano a los 1,200 V y emular una fuente de corriente continua, lo que otorga independencia total a los convertidores AC/DC y DC/DC.

Finalmente, en la Figura 6.12 se puede observar la actuación del filtro LCL entre el convertidor AC/DC y la red. La corriente  $I_c$  posee *ripple* considerable y se encuentra desfasada con respecto a la referencia en aproximadamente  $7^\circ$ , mientras que la corriente  $I_g$  posee un *ripple* despreciable, reflejándose en el Espectro Fourier de la Figura 6.13 y se encuentra prácticamente alineada con la referencia, logrando una corrección del FP ideal.

Utilizando (5.77) se determina que la THD de la red con los valores de la Tabla 6.5 y considerando las primeras veinte armónicas, es de 0,04% para  $I_{g_a}$  e  $I_{g_c}$  y del 1.03% para  $I_{g_b}$ . Estos valores están bajo el 5% indicado por la norma IEC 62196-3.

Tabla 6.5: Armónicos de la corriente de la red trifásica.

| $f_g$<br>[Hz] | $I_{g_a}$<br>[A] | $I_{g_b}$<br>[A] | $I_{g_c}$<br>[A] | $f_g$<br>[Hz] | $I_{g_a}$<br>[A] | $I_{g_b}$<br>[A] | $I_{g_c}$<br>[A] |
|---------------|------------------|------------------|------------------|---------------|------------------|------------------|------------------|
| <b>50</b>     | 705.959          | 705.959          | 705.957          | <b>550</b>    | 0.003            | 0.003            | 0.003            |
| <b>100</b>    | 0.091            | 0.094            | 0.094            | <b>600</b>    | 0.001            | 0.001            | 0.000            |
| <b>150</b>    | 0.002            | 0.001            | 0.001            | <b>650</b>    | 0.002            | 0.002            | 0.002            |
| <b>200</b>    | 0.238            | 0.237            | 0.238            | <b>700</b>    | 0.032            | 0.030            | 0.032            |
| <b>250</b>    | 0.022            | 0.021            | 0.021            | <b>750</b>    | 0.000            | 7.300            | 0.000            |
| <b>300</b>    | 0.001            | 0.001            | 0.000            | <b>800</b>    | 0.054            | 0.053            | 0.053            |
| <b>350</b>    | 0.006            | 0.006            | 0.006            | <b>850</b>    | 0.002            | 0.002            | 0.002            |
| <b>400</b>    | 0.041            | 0.040            | 0.040            | <b>900</b>    | 0.002            | 0.003            | 0.002            |
| <b>450</b>    | 0.000            | 0.000            | 0.000            | <b>950</b>    | 0.002            | 0.002            | 0.002            |
| <b>500</b>    | 0.056            | 0.056            | 0.056            | <b>1000</b>   | 0.064            | 0.056            | 0.061            |

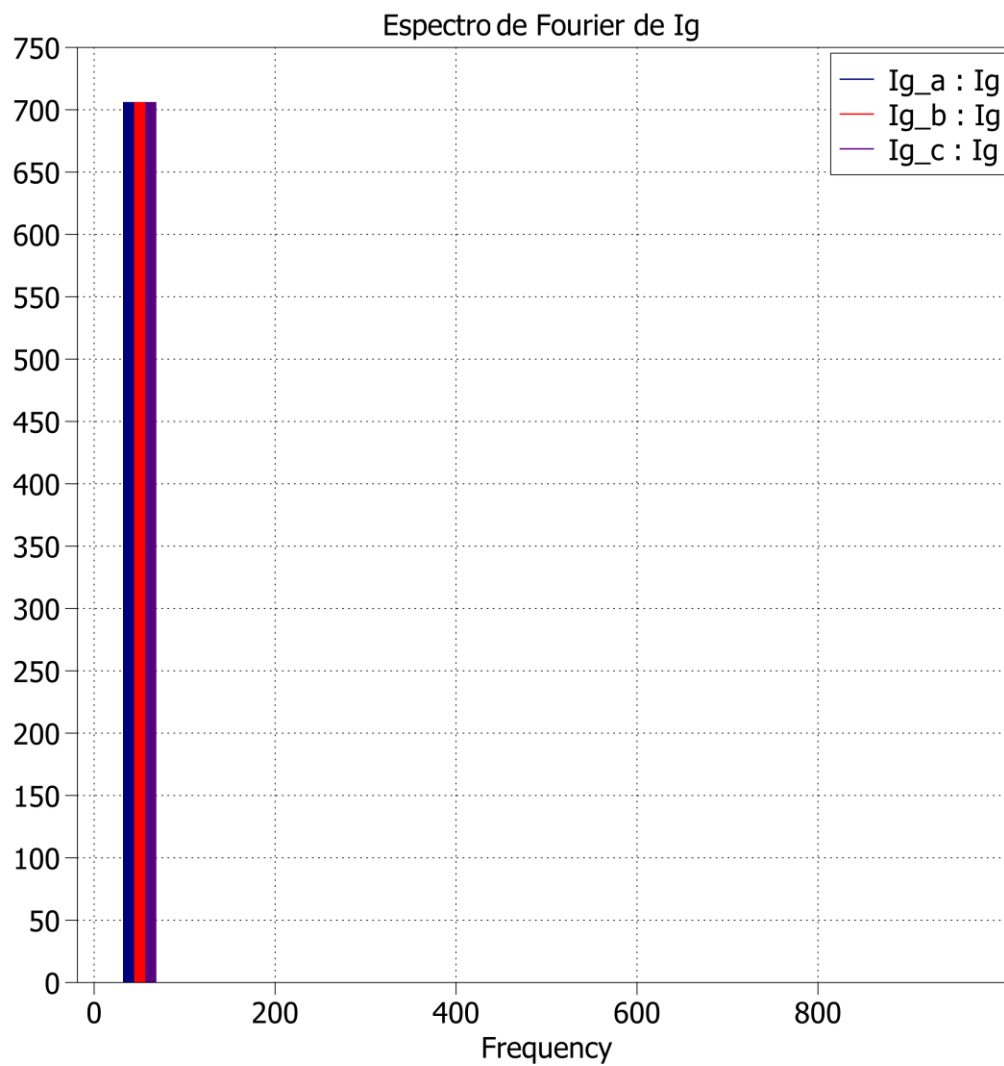


Figura 6.13: Espectro de Fourier de la corriente de la red.

#### 6.4.2. Balance de potencia y rendimiento

Finalmente, se repite el análisis de potencia y rendimiento con el mismo procedimiento utilizado en 5.4.2. Considerando una temperatura ambiente de 25°C, se utilizaron los componentes especificados en la Tabla 6.6.

Tabla 6.6: Semiconductores del Modelo B, con rectificador activo.

| Tramo | Componente | Cantidad | Fabricante | Modelo            |
|-------|------------|----------|------------|-------------------|
| AC/DC | IGBT+Diodo | 6        | DYNEX      | DIM1600ECM17-A000 |
| Buck  | IGBT+Diodo | 1        | DYNEX      | DIM1600ECM17-A000 |
| Buck  | Diodo      | 1        | DYNEX      | DIM1600FSS12-A000 |

La Tabla 6.7 muestra las pérdidas de conducción y de conmutación de los transistores y diodos. Por tanto, aplicando (5.79) y (5.80), con los valores de la Tabla 6.7, se determina que la red trifásica suministra 335 kW y un rendimiento de 89.5%.

Tabla 6.7: Pérdidas del Modelo B, con rectificador activo.

| Tramo | Pérdidas totales [kW] | Pérdidas conducción [kW] | Pérdidas conmutación [kW] |
|-------|-----------------------|--------------------------|---------------------------|
| AC/DC | 6.96                  | 1.66                     | 5.30                      |
| Buck  | 28.2                  | 0.95                     | 27.2                      |

Finalmente, se analizará el comportamiento del cargador frente a variaciones de la tensión  $V_o$  solicitada para 240, 360, 480 y 750 V, a potencia constante, considerando sus pérdidas, rendimiento y la distorsión de la señal de la red, cuyos resultados respectivos aparecen en las Tabla 6.8 y Tabla 6.9.

Tabla 6.8: Pérdidas del Modelo B, rectificador activo para diferentes  $V_o$

| Tensión $V_o$ [V] | Tramo | Pérdidas totales [kW] | Pérdidas conducción [kW] | Pérdidas conmutación [kW] |
|-------------------|-------|-----------------------|--------------------------|---------------------------|
| 750               | AC/DC | 7.16                  | 1.22                     | 5.94                      |
|                   | Buck  | 30.6                  | 0.55                     | 30.0                      |
| 600               | AC/DC | 6.96                  | 1.66                     | 5.30                      |
|                   | Buck  | 28.2                  | 0.95                     | 27.2                      |
| 480               | AC/DC | 12.3                  | 2.32                     | 10.0                      |
|                   | Buck  | 26.5                  | 0.99                     | 25.5                      |
| 360               | AC/DC | 17.8                  | 3.62                     | 14.2                      |
|                   | Buck  | 23.6                  | 1.35                     | 22.3                      |
| 240               | AC/DC | 31.6                  | 7.25                     | 24.3                      |
|                   | Buck  | 24.3                  | 2.83                     | 21.5                      |

Tabla 6.9: Rendimiento y THD del Modelo B, rectificador activo para diferentes  $V_o$

| Tensión<br>$V_o$ [V] | Pérdidas<br>totales [kW] | Rendimiento<br>[%] | THD red<br>[%] |
|----------------------|--------------------------|--------------------|----------------|
| 750                  | 37.8                     | 88.8               | 0.4            |
| 600                  | 35.2                     | 89.5               | 0.4            |
| 480                  | 38.8                     | 88.5               | 0.4            |
| 360                  | 41.4                     | 87.9               | 1.8            |
| 240                  | 55.9                     | 84.3               | 6.2            |

La Figura 6.14 corresponde al gráfico de las pérdidas del cargador frente a diferentes valores de tensión  $V_o$  en por unidad.

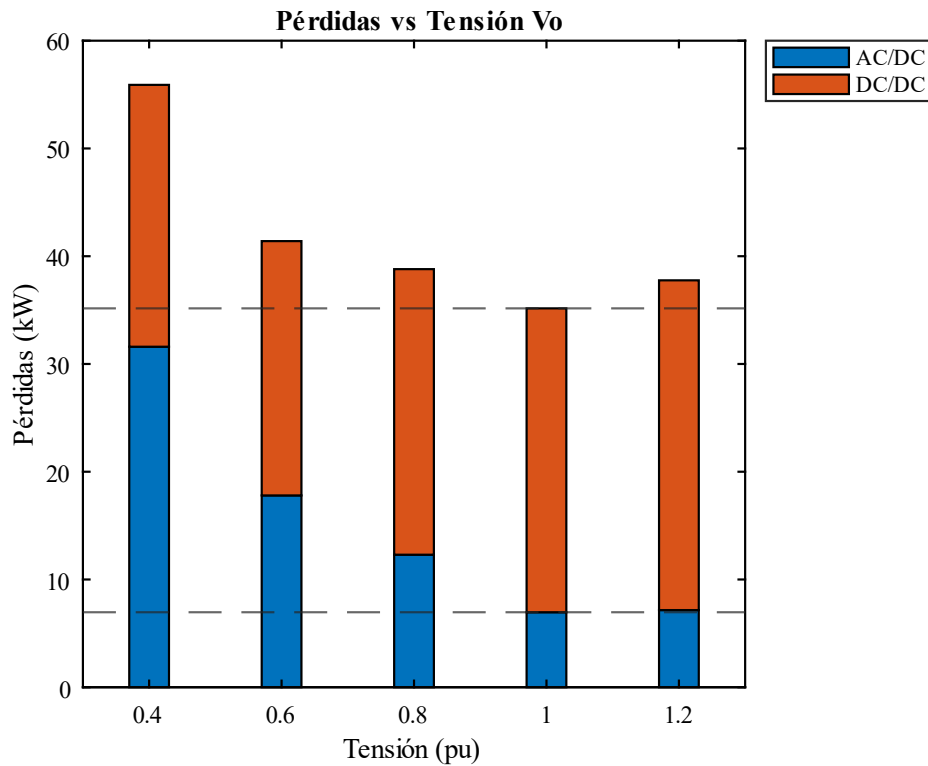


Figura 6.14: Pérdidas del Modelo B, rectificador activo frente a diferentes solicitaciones de tensión  $V_o$

Las pérdidas por conducción disminuyen cuadráticamente con la disminución de corriente. La independencia de los sistemas se manifiesta en que las pérdidas totales en el convertidor DC/DC poseen un comportamiento similar en el Modelo A y el Modelo B, presentando menores pérdidas en este último producto de una tensión  $V_{dc}$  con menor ruido y *ripple*.

Para el rectificador activo, variar la tensión en la batería no supone una variación en la tensión de enlace, el balance de potencia es compensado variando la corriente  $I_g$ , lo que explica que, frente a un rectificador de diodos, existe mayor variación en las pérdidas de los IGBT.

Igual que para el Modelo A, en el Modelo B al bajar la tensión  $V_o$  a 240 V se presentaron señales con mayor distorsión armónica por una mayor sollicitación de  $I_o$  para el cual los elementos de filtrado no estaban diseñados.

#### **6.4.3. Conclusiones del capítulo**

Del Modelo B del cargador se puede decir:

- Para conseguir el valor de  $V_o$  se mantuvo el convertidor reductor del Modelo A. Aparentemente no existe cambio significativo en las señales de  $V_o$  y  $I_o$ , salvo al comienzo de proceso de carga por la estabilidad propia del control. Además, se observa un leve aumento de las pérdidas por conducción y conmutación asociadas a la conmutación del proceso anterior.
- Se incluyó un filtro LCL para mejorar la calidad de la señal  $I_g$ . Este filtro es fundamental para el control del rectificador activo puesto que es el encargado de atenuar las componentes de alta frecuencia producto de la conmutación de los transistores del rectificador AC/DC. El capacitor  $C_s$  permite mejorar el PF del sistema sin la necesidad del PFC, “absorbiendo” los reactivos. La elección de los valores de los parámetros del filtro LCL se realiza en base a la frecuencia de conmutación del rectificador. Comparando las señales de  $I_g$  e  $I_c$  se observa el funcionamiento del filtro.
- El control del rectificador AC/DC es de tipo vectorial. Se consiguió tener una señal  $V_{dc}$  de 1200 V sin perturbar la calidad de la señal de entrada  $I_g$ . Las componentes del control fueron: el PLL, encargado de determinar el parámetro  $\omega t$  que es utilizado para las transformaciones en  $dq$ , el control de tensión y de corriente que permiten generar las señales de control en  $dq$  y la modulación SVPWM, típica para un convertidor de dos niveles para obtener las señales de activación de los transistores del convertidor AC/DC.
- El rendimiento del Modelo B fue del 89.5%, con un THD del 0.4%, encontrándose dentro de las normativas descritas en el Capítulo 3 para operar en las condiciones existentes para el sistema eléctrico chileno.

# Capítulo 7

## Conclusiones y proyecciones

De este trabajo:

- Se examinó la topología de dos cargadores rápidos de baterías de automóviles eléctricos en DC que se rigen con los estándares CHAdeMO, CCS y GB/T mediante la simulación de dos modelos en *PLECS*. Los parámetros de entrada correspondieron a la red trifásica del sistema eléctrico chileno (220 Vrms, 50 Hz), mientras que los parámetros de salida se obtuvieron a partir de la ficha técnica de un autobús *Volvo 7900* (300 kW, 600 V).
- De los estándares internacionales, se destaca la diferenciación entre niveles de carga y un *ripple* en las señales de salida menor al 5%. La distorsión armónica de la red también debía ser inferior al 5% según las normas SAE J1772, IEC 61851-23 y IEC 62196-3.
- Del Modelo A, se diseñó el cargador con un rectificador no controlado, un convertidor elevador cuya función era mejorar el factor de potencia y un convertidor reductor que otorga el valor de potencia deseado mediante control anidado. Este modelo tuvo un rendimiento del 82.4% y un THD del 14.6%. Este modelo debe revisarse para poder entrar en funcionamiento en el mercado chileno.
- Del Modelo B se eliminó el convertidor elevador y se utilizó un filtro LCL para el mejoramiento del factor de potencia. El rectificador fue cambiado por un convertidor AC/DC de IGBTs, en el cual se utilizó control vectorial y modulación SVPWM. Tuvo un rendimiento del 89.5% y un THD del 0.4%. La calidad de las señales en etapas intermedias mejoró considerablemente. Este modelo podría funcionar dentro de los estándares en el mercado chileno.

De las proyecciones y trabajos futuros:

- Profundizar en el estudio de topologías de convertidores novedosas como los rectificadores de Viena y convertidores trifásicos en tres niveles en general, filtros LLC y unificar todas las etapas del cargador en un único sistema de control mediante estrategias avanzadas como el control predictivo.
- Revisar nuevos tipos de conexión tal que se aumente el rendimiento de los cargadores. Se plantea como hipótesis que, al estar las pérdidas en función de la corriente al

cuadrado, se pueden reducir mediante una conexión intercalada o *interleaved*, ya que la corriente de cada rama aporta linealmente al resultado final.

- Situar en problemáticas prácticas asociadas al proceso de carga en electrolineras reales como, por ejemplo, conseguir modelos de cargadores que puedan funcionar para diferentes tipos de automóviles o modelos que simulen una electrolinera con múltiples estaciones de carga.

# Referencias

- [1] ‘Anyos jedlik, an inventor of the dynamo-electric principle | IET Journals & Magazine | IEEE Xplore’. Accessed: Feb. 03, 2023. [Online]. Available: <https://ieeexplore-ieee-org.usm.idm.oclc.org/document/5179831>
- [2] C. D. Anderson and J. Anderson, *Electric and Hybrid Cars: A History*, 2d ed. McFarland, Incorporated, Publishers, 2010.
- [3] M. H. Westbrook, *The Electric Car: Development and Future of Battery, Hybrid and Fuel-cell Cars*. IET, 2001.
- [4] J. T. Warner, *The Handbook of Lithium-Ion Battery Pack Design: Chemistry, Components, Types and Terminology*. Elsevier, 2015.
- [5] I. Buchmann, *Batteries in a portable world: A Handbook on Rechargeable Batteries for Non-engineers...* CADEX ELECTRONICS Incorporated, 2016.
- [6] ‘¿Por qué terminamos usando gasolina si ya teníamos autos eléctricos y de vapor?’, BBC News Mundo. Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: [https://www.bbc.com/mundo/noticias/2016/02/160225\\_autos\\_electrico\\_vapor\\_gasolina\\_hidrogeno\\_finde\\_dv](https://www.bbc.com/mundo/noticias/2016/02/160225_autos_electrico_vapor_gasolina_hidrogeno_finde_dv)
- [7] ‘Alternative Fuels Data Center: Electric Vehicle Charging Station Locations’. Accessed: Feb. 03, 2023. [Online]. Available: [https://afdc.energy.gov/fuels/electricity\\_locations.html#/find/nearest?fuel=ELEC&ev\\_levels=all](https://afdc.energy.gov/fuels/electricity_locations.html#/find/nearest?fuel=ELEC&ev_levels=all)
- [8] S. Rivera, S. Kouro, S. Vazquez, S. M. Goetz, R. Lizana, and E. Romero-Cadaval, ‘Electric Vehicle Charging Infrastructure: From Grid to Battery’, *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 15, no. 2, pp. 37–51, Jun. 2021, doi: 10.1109/MIE.2020.3039039.
- [9] ‘Nissan Leaf’, *Wikipedia, la enciclopedia libre*. Feb. 06, 2023. Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: [https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Nissan\\_Leaf&oldid=149106210](https://es.wikipedia.org/w/index.php?title=Nissan_Leaf&oldid=149106210)
- [10] ‘Morrison, Allen - Memoria Chilena, Biblioteca Nacional de Chile’. Accessed: Feb. 03, 2023. [Online]. Available: <https://www.memoriachilena.cl/602/w3-propertyvalue-142568.html>
- [11] ‘Fotos históricas de Chile - Tranvía por avenida España de Valparaíso, año 1927. | Facebook’. Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: <https://es-la.facebook.com/FotosHistoricasDeChile/photos/a.209224165897991/1175797845907280/>
- [12] ‘Plataforma de Electromovilidad’. Accessed: Feb. 03, 2023. [Online]. Available: <https://energia.gob.cl/electromovilidad>
- [13] ‘Volvo comienza las pruebas de su bus eléctrico 7900 en Chile | Busworld Latin America 2023’. Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: <https://busworldlatinamerica.org/es/news/volvo-comienza-las-pruebas-de-su-bus-electrico-7900-en-chile>
- [14] T. Bohn and H. Chaudhry, ‘Overview of SAE standards for plug-in electric vehicle’, in *2012 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies (ISGT)*, Jan. 2012, pp. 1–7. doi: 10.1109/ISGT.2012.6175597.

- [15] M. Yilmaz and P. T. Krein, 'Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, May 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2212917.
- [16] '200A CCS Combo 1 SAE J1772 Charging Inlet Socket'. Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: <https://www.fiverevse.com/product/200A-CCS-Combo-1-SAE-J1772-Charging-Inlet-Socket.html>
- [17] 'Bibliographic Info :: BSOL British Standards Online'. Accessed: Feb. 03, 2023. [Online]. Available: <https://bsol-bsigroup-com.usm.idm.oclc.org/Bibliographic/BibliographicInfoData/000000000030343862>
- [18] 'Bibliographic Info :: BSOL British Standards Online'. Accessed: Feb. 03, 2023. [Online]. Available: <https://bsol-bsigroup-com.usm.idm.oclc.org/Bibliographic/BibliographicInfoData/000000000030327084>
- [19] 'Bibliographic Info :: BSOL British Standards Online'. Accessed: Feb. 06, 2023. [Online]. Available: <https://bsol-bsigroup-com.usm.idm.oclc.org/Bibliographic/BibliographicInfoData/000000000030356863>
- [20] 'CHAdEMO', *Wikipedia*. Mar. 11, 2023. Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: <https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=CHAdEMO&oldid=1143981305>
- [21] 'J1772\_(CCS1).svg.png (PNG Imagen, 800 × 1185 pixeles) - Escalado (54 %)' . Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/b/b2/J1772\\_%28CCS1%29.svg/800px-J1772\\_%28CCS1%29.svg.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/b/b2/J1772_%28CCS1%29.svg/800px-J1772_%28CCS1%29.svg.png)
- [22] 'IEC\_62196\_Type\_2\_(M,\_DC,\_CCS\_Combo\_2).svg.png (PNG Imagen, 800 × 1166 pixeles) - Escalado (55 %)' . Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/2/2c/IEC\\_62196\\_Type\\_2\\_%28M%2C\\_DC%2C\\_CCS\\_Combo\\_2%29.svg/800px-IEC\\_62196\\_Type\\_2\\_%28M%2C\\_DC%2C\\_CCS\\_Combo\\_2%29.svg.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/2/2c/IEC_62196_Type_2_%28M%2C_DC%2C_CCS_Combo_2%29.svg/800px-IEC_62196_Type_2_%28M%2C_DC%2C_CCS_Combo_2%29.svg.png)
- [23] J. Boyd, 'China and Japan drive a global EV charging effort: The new standard will be backward compatible with select charging stations - [News]', *IEEE Spectr.*, vol. 56, no. 2, pp. 12–13, Feb. 2019, doi: 10.1109/MSPEC.2019.8635804.
- [24] 'GB/T charging standard', *Wikipedia*. Jan. 29, 2023. Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=GB/T\\_charging\\_standard&oldid=1136277602](https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=GB/T_charging_standard&oldid=1136277602)
- [25] 'ChaoJi\_connector.svg.png (PNG Imagen, 1024 × 683 pixeles) - Escalado (94 %)' . Accessed: Mar. 14, 2023. [Online]. Available: [https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/2/25/ChaoJi\\_connector.svg/1024px-ChaoJi\\_connector.svg.png](https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/2/25/ChaoJi_connector.svg/1024px-ChaoJi_connector.svg.png)
- [26] P. Bauer, N. Stembridge, J. Doppler, and P. Kumar, 'Battery modeling and fast charging of EV', in *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, Sep. 2010, pp. S11-39-S11-45. doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606530.
- [27] N. Jantharamin and L. Zhang, 'A new dynamic model for lead-acid batteries', in *2008 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, Apr. 2008, pp. 86–90. doi: 10.1049/cp:20080488.

- [28] A. A. Abdullah Al-Karakchi, G. Putrus, and R. Das, 'Smart EV charging profiles to extend battery life', in *2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Aug. 2017, pp. 1–4. doi: 10.1109/UPEC.2017.8231961.
- [29] G. Angelov, M. Andreev, and N. Hinov, 'Modelling of Electric Vehicle Charging Station for DC Fast Charging', in *2018 41st International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*, May 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/ISSE.2018.8443663.
- [30] O. Tremblay, L.-A. Dessaint, and A.-I. Dekkiche, 'A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles', in *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Sep. 2007, pp. 284–289. doi: 10.1109/VPPC.2007.4544139.
- [31] A. Damiano, C. Musio, and I. Marongiu, 'Experimental validation of a dynamic energy model of a battery electric vehicle', in *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Nov. 2015, pp. 803–808. doi: 10.1109/ICRERA.2015.7418523.
- [32] J. Karunarathna, U. Madawala, C. Baguley, F. Blaabjerg, and M. Sandelic, 'Battery Reliability of Fast Electric Vehicle Charging Systems', in *2021 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Dec. 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/SPEC52827.2021.9709461.
- [33] 'Free download | Electric vehicle Battery charger Charging station ABB Group CHAdeMO, Charging Station, vehicle, business png | PNGEgg'. Accessed: Oct. 16, 2023. [Online]. Available: <https://www.pngegg.com/en/png-txyvo/download>
- [34] M. H. Rashid, *Electrónica de potencia*. Pearson Educación, 2015.
- [35] F. L. Luo and H. Ye, *Power Electronics: Advanced Conversion Technologies*. CRC Press, 2010.
- [36] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications*. Elsevier, 2010.
- [37] *Power Factor Correction (PFC) Handbook: Choosing the Right Power Factor Controller Solution*. Semiconductor Components Industries, LLC, 2004.
- [38] B. McDonald and B. Lough, 'Power Factor Correction (PFC) Circuit Basics'.
- [39] R. L. Ozenbaugh and T. M. Pullen, *EMI Filter Design*. CRC Press, 2017.
- [40] D. W. Hart, *Power Electronics*. McGraw-Hill, 2011.
- [41] J. W. Dixon, '12 - Three-phase Controlled Rectifiers', in *Power Electronics Handbook (Third Edition)*, M. H. Rashid, Ed., Boston: Butterworth-Heinemann, 2011, pp. 205–247. doi: 10.1016/B978-0-12-382036-5.00012-4.
- [42] C. Hisar, I. Sefa, and N. Altin, 'Fixed-Frequency Sliding Mode Control in Synchronous Reference Frame for Three-Phase LCL Filtered Active Front-End Converter', in *2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, Sep. 2022, pp. 295–300. doi: 10.1109/PEMC51159.2022.9962883.
- [43] L. Hui, X. Chao, C. Chen, and W. Yibing, 'Simulation of Three-Phase Voltage-Source PWM Rectifier with LCL Filter', in *Advances in Computer Science and its Applications*, H. Y. Jeong, M. S. Obaidat, N. Y. Yen, and J. J. (Jong H. Park, Eds., in *Lecture Notes in Electrical Engineering*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2014, pp. 901–909. doi: 10.1007/978-3-642-41674-3\_127.
- [44] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, 'Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier', *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, Sep. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853373.

- [45] R. Cordero and J. Pinto, 'A new simplified SVPWM algorithm based on modified carrier signal', *Sba Controle Autom. Soc. Bras. Autom.*, vol. 22, pp. 545–557, Oct. 2011, doi: 10.1590/S0103-17592011000500009.
  - [46] L. Chengwu, Z. Xiaomin, and J. Qiguang, 'Research on SVPWM Inverter Output Control Technology', in *2013 Fifth International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, Jan. 2013, pp. 927–929. doi: 10.1109/ICMTMA.2013.230.
  - [47] W. Zhang, Y. Chen, Y. Xing, and J. Wang, 'A Three-level SVPWM Control Algorithm', in *2018 IEEE 3rd International Conference on Integrated Circuits and Microsystems (ICICM)*, Nov. 2018, pp. 217–220. doi: 10.1109/ICAM.2018.8596429.
-