



# Diseño de Cargador Off-Board para Conexión Domiciliaria de Vehículos Eléctricos a Nivel Nacional y Control del Fenómeno de Burbujeo en Inversores Electrónicos de Potencia

Anderson Fabian Abella Ángel

Universidad Nacional de Colombia  
Facultad de Ingeniería y Arquitectura  
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación  
Manizales, Colombia  
2021



# Design of an Off-Board Charger for Domestic Connection of Electric Vehicles at National Level and Control of the Bubbling Phenomenon in Electronic Power Inverters

Anderson Fabian Abella Angel

National University of Colombia  
Faculty of Engineering and Architecture  
Electrical, Electronic, and Computer Engineering Department  
Manizales, Colombia  
2021

# Diseño de Cargador Off-Board para Conexión Domiciliaria de Vehículos Eléctricos a Nivel Nacional y Control del Fenómeno de Burbujeo en Inversores Electrónicos de Potencia

Anderson Fabian Abella Ángel

Tesis presentada como requisito parcial para optar al título de:  
**Magíster en Ingeniería - Automatización Industrial**

Directora:

Ph.D. Fabiola Angulo García

Co-Director:

Ph.D. José Daniel Morcillo Bastidas

Línea de Investigación:

Análisis de Sistemas Dinámicos, Análisis Numérico y Electrónica de Potencia

Grupo de Investigación:

Percepción y Control Inteligente (PCI)

Universidad Nacional de Colombia

Facultad de Ingeniería y Arquitectura

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

Manizales, Colombia

2021



A mis grandiosos padres, mi hermosa novia y  
mis hermanos, los amo mucho.

“One must be sane to think clearly, but  
one can think deeply and be quite insane.”

–Nikola Tesla



# Agradecimientos

Agradezco a Dios por permitirme superar cada obstáculo en mi vida, a mis padres por todo su amor y entrega en cada momento, luchando siempre juntos y recordándome que lo puedo lograr.

Deseo agradecerle a mi novia por apoyarme, amarme y recordarme lo difícil que puede ser todo; sin embargo, tenemos que seguir siempre adelante.

Profe Fabiola mi directora de tesis, gracias por cada motivación y crítica. José mi codirector, gracias por cada consejo. A ambos les agradezco su paciencia, su confianza, su apoyo, el haberme ayudado a enriquecer mi conocimiento y demostrarme que siempre es mejor lo que uno mismo logra hacer.

Gracias a muchos compañeros y profesores del grupo PCI, por su apoyo, asesoría y compañerismo, mis mejores deseos.

Fabian Abella



# Resumen

En esta tesis de maestría se realizan 2 estudios, en el primero de ellos se plantea el diseño de un cargador off-board para vehículos eléctricos afianzado al nivel eléctrico residencial de 120 V en Colombia. Este permite realizar la carga de la batería de alta tensión del vehículo con corriente directa, logrando de esta manera un tiempo de carga menor y una potencia de carga más alta estando desde casa. Para desarrollar esta propuesta se realiza una metodología que va desde el diseño de la inductancia, hasta la selección del capacitor y demás dispositivos de la electrónica de potencia. Los resultados permiten destacar el cumplimiento de los requerimientos internacionales para este tipo de aplicaciones, como lo son: factor de potencia, eficiencia del cargador y distorsión armónica total de la corriente de entrada, sin considerar la inductancia de la red eléctrica y considerándola. El segundo estudio está relacionado con un fenómeno conocido como burbujeo, el cual ha afectado a los convertidores de potencia en general; no obstante, se presenta una estrategia de control que elimina el fenómeno y no requiere un cambio físico del sistema, comprobada en varios inversores de potencia monofásicos, aislados y de puente completo, la cual funciona aumentando la frecuencia de conmutación a un nivel establecido por medio de análisis de señales temporales. En medio de las pruebas se detecta un comportamiento oscilatorio en los diagramas de bifurcaciones donde se varía la frecuencia de conmutación, relacionado con el punto de muestreo establecido en cada sistema y el periodo de la señal de referencia.

**Palabras clave:** cargador off-board, vehículos eléctricos, factor de potencia, eficiencia, distorsión armónica total, fenómeno de burbujeo, inversores de potencia, frecuencia de conmutación, comportamiento oscilatorio.

# Abstract

In this work 2 studies are carried out, in the first one, the design of an off-board charger for electric vehicles is proposed, anchored to the residential electric level of 120 V in Colombia. This allows charging the high voltage battery of the vehicle with direct current, thus achieving a shorter charging time and a higher charging power being from home. In order to develop this proposal, a methodology that goes from the design of the inductance to the selection of the capacitor and other devices of the power electronics is carried out. The results allow highlighting the compliance with international requirements for this type of applications, such as: power factor, charger efficiency, and total harmonic distortion of the input current, without considering the inductance of the electrical network and considering it. The second study is related to a phenomenon known as bubbling, which has affected power converters in general; however, a control strategy is presented that eliminates the phenomenon and does not require a physical change of the system, tested in several single-phase, isolated, and full-bridge power inverters, which works by increasing the switching frequency to a set level by means of time signal analysis. In the middle of the tests, an oscillatory behavior is detected in the bifurcation diagrams where the switching frequency is varied, related to the sampling point established in each system and the period of the reference signal.

**Keywords:** off-board charger, electric vehicles, power factor, efficiency, total harmonic distortion, bubbling phenomenon, power inverters, switching frequency, oscillatory behavior.

# Lista de Figuras

2-1	Diagrama unifilar domiciliario para la instalación del punto de recarga del EV.	8
3-1	El OBC dentro del sistema de propulsión del EV.	10
3-2	APM integrado en el OBC de un EV.	11
4-1	Estándares establecidos en el proceso de carga del EV.	14
4-2	Modos de carga permitidos en el EV.	15
4-3	Estructura general del EV.	17
4-4	Esquema generalizado de carga en el EV.	18
4-5	Estrategia de control para la regularización del $PF$ .	20
4-6	Características generales de la batería de Li-ion.	21
4-7	Estrategia CC–CV para la carga de baterías de Li-ion.	23
4-8	Estrategia CP–CV para la carga de baterías de Li-ion.	23
4-9	Estrategia CP–EP para la carga de baterías de Li-ion.	24
4-10	Convertidor boost PFC convencional.	24
4-11	Convertidor boost PFC sin puente.	25
4-12	Convertidor doble boost PFC con semi-puente.	26
4-13	Convertidor totem-pole boost PFC sin puente.	26
4-14	Estados del BPFC en el semiciclo positivo de $V_{in}(t)$ .	27
4-15	Estados del BPFC en el semiciclo negativo de $V_{in}(t)$ .	28
4-16	Convertidor BPFC en DCM, estado 5.	28
5-1	Diagrama de flujo para el método de optimización del inductor.	32
5-2	Efecto <i>skin</i> en conductores.	34
5-3	Trenzado de conductores para efectos de alta frecuencia.	35
5-4	Cuadro de diálogo mostrado al finalizar el modelo satisfactoriamente.	37
5-5	Cuadro de diálogo expuesto al finalizar el modelo sin ningún núcleo seleccionado.	38
5-6	Cuadro de diálogo exhibido al finalizar el modelo por una $f_s$ fuera de rango.	38
5-7	Cuadro de diálogo presentado al finalizar el modelo por causa de inconsistencias al buscar el calibre solicitado.	38
5-8	En (a) se muestra la zona de $I_L(t)$ y en (b) la respuesta del núcleo en la curva de magnetización.	39
5-9	Comportamiento de las pérdidas de potencia en el núcleo.	40

5-10	Configuraciones propuestas para el capacitor electrolítico, en (a) un solo condensador y en (b) un banco capacitivo. . . . .	41
5-11	Comportamiento del tiempo de vida estimado, en las dos configuraciones propuestas para el condensador. . . . .	42
5-12	Circuito serie de la impedancia de $C$ . . . . .	43
5-13	Convertidor BPFC. . . . .	44
5-14	Interpretación de la conmutación complementaria y formas de onda de las corrientes de los dispositivos $D_{1,4}$ y $S_1$ durante un periodo de $V_{in}(t)$ . . . . .	44
5-15	Modelado de un diodo en conducción. . . . .	45
5-16	Desarrollo de $P_{Dcond}$ ante el aumento de $T_j$ . . . . .	46
5-17	Comparación de los tiempos de conmutación entre transistores de tipo SiC y GaN–GaN Systems. . . . .	47
5-18	Curvas características del transistor GaN y estados de conducción. . . . .	47
5-19	Convertidor BPFC con transistores GaN. . . . .	48
5-20	Forma de onda de $I_{S_1}(t)$ durante un periodo de fase. . . . .	48
6-1	Proceso de detección de la señal fundamental de $V_{in}(t)$ y la permanencia en cada uno de los semiciclos de $V_{in_F}(t)$ . . . . .	52
6-2	Estrategia de control MCP y PWM en los transistores. . . . .	53
6-3	Control de potencia en la carga de la HVB. . . . .	53
6-4	Comportamiento de $P_{ref}(t)$ ante el aumento del $SOC(t)$ en la estrategia CP-EP. . . . .	54
6-5	Control de precarga en la conexión HVB–Inversor. . . . .	55
6-6	Control de precarga adaptado al BPFC propuesto. . . . .	55
6-7	Variación propuesta de $t_1$ con respecto al $SOC_i$ de la HVB. . . . .	56
6-8	Esquemático del BPFC y cada una de las etapas del control. . . . .	57
6-9	Comportamiento del sistema BPFC durante la precarga ante distintos valores de $SOC_i$ . . . . .	58
6-10	Comportamientos del $SOC(t)$ en (a) y $V_{out}$ en (b) durante el proceso de carga. . . . .	59
6-11	Dinámicas de $I_L - I_{out}$ en (a) y $P_{in} - P_{out}$ en (b) durante el proceso de carga. . . . .	59
6-12	Comportamiento de $n_g$ durante el proceso de carga. . . . .	60
6-13	Señales temporales de $V_{in}(t)$ e $I_L(t)$ para distintos valores de $SOC(t)$ . . . . .	60
6-14	Variación de $THD_{i,50\%}$ y $THD_{i,99\%}$ al considerar distintos valores de $L_g$ . . . . .	61
6-15	Señales temporales de $V_{in}(t)$ e $I_L(t)$ considerando $L_g$ , para distintos valores de $SOC(t)$ . . . . .	61
8-1	Inversor con carga tipo buck. . . . .	65
8-2	Esquemático de la estrategia de control de [Avrutin et al., 2017]. . . . .	67
8-3	Señales temporales de [Zhusubaliyev et al., 2014]. . . . .	68
8-4	Esquemático de la estrategia de control de [Shankar et al., 2013]. . . . .	68
8-5	Señales temporales de [Shankar et al., 2013]. . . . .	69
8-6	Esquemático de la estrategia de control de [Li et al., 2008]. . . . .	69

<b>8-7</b>	Señales temporales de [Li et al., 2008]. . . . .	70
<b>8-8</b>	Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $E_0 = 10$ V en [Avrutin et al., 2017]. . . . .	71
<b>8-9</b>	Señales temporales de [Avrutin et al., 2017]. Comportamiento obtenido para $\alpha = 14,05$ y $E_0 = 10$ V. . . . .	72
<b>8-10</b>	Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $E_0 = 8,6$ V en [Avrutin et al., 2017]. . . . .	72
<b>8-11</b>	Formas de onda de la señal rampa de tipo bipolar y unipolar. . . . .	73
<b>8-12</b>	Esquemático de la estrategia de control unipolar. . . . .	73
<b>8-13</b>	Diagrama de bifurcación siguiendo el atractor con control unipolar. Comportamiento obtenido para $E_0 = 10$ V y $f_s = 20$ kHz. . . . .	74
<b>8-14</b>	Señales temporales con control unipolar. Comportamiento obtenido para $\alpha = 14,05$ , $E_0 = 10$ V y $f_s = 20$ kHz. . . . .	75
<b>8-15</b>	Diagrama de bifurcación siguiendo el atractor con control unipolar. Comportamiento obtenido para $E_0 = 8,6$ V y $f_s = 20$ kHz. . . . .	75
<b>8-16</b>	Señales temporales con control unipolar. Comportamiento obtenido para $\alpha = 16,59$ , $E_0 = 8,6$ V y $f_s = 20$ kHz. . . . .	75
<b>8-17</b>	Diagrama de flujo utilizado para calcular $d$ en cada estado. . . . .	76
<b>8-18</b>	Formas de onda del ciclo útil en distintos casos de [Avrutin et al., 2017]. . . . .	77
<b>8-19</b>	Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $\alpha = 16,59$ y $E_0 = 8,6$ V en [Avrutin et al., 2017]. . . . .	79
<b>8-20</b>	Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $E_0 = 10$ V y $f_s = 20$ kHz en [Avrutin et al., 2017]. . . . .	80
<b>8-21</b>	Comparación de señales temporales en [Avrutin et al., 2017] con y sin burbujeo. Comportamiento obtenido para $\alpha = 14,05$ y $E_0 = 10$ V. . . . .	80
<b>8-22</b>	Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $E_0 = 8,6$ V y $f_s = 20$ kHz en [Avrutin et al., 2017]. . . . .	81
<b>8-23</b>	Comparación de señales temporales en [Avrutin et al., 2017] con burbujeo en distintos casos y sin burbujeo. Comportamientos obtenidos para $E_0 = 8,6$ V. . . . .	82
<b>8-24</b>	Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $\alpha = 6,22$ y $E_0 = 37,1$ V en [Zhusubaliyev et al., 2014]. . . . .	83
<b>8-25</b>	Comparación de señales temporales en [Zhusubaliyev et al., 2014] con y sin burbujeo. Comportamiento obtenido para $\alpha = 6,22$ y $E_0 = 37,1$ V. . . . .	84
<b>8-26</b>	Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $k = 0,8$ y $E_0 = 36$ V en [Shankar et al., 2013]. . . . .	85
<b>8-27</b>	Comparación de señales temporales en [Shankar et al., 2013] con y sin burbujeo. Comportamiento obtenido para $k = 0,8$ y $E_0 = 36$ V. . . . .	87
<b>8-28</b>	Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $k = 5,4054$ y $E_0 = 24$ V en [Li et al., 2008]. . . . .	88

---

<b>8-29</b> Comparación de señales temporales en [Li et al., 2008] con y sin burbujeo. Comportamiento obtenido para $k = 5,4054$ y $E_0 = 24$ V. . . . .	90
<b>8-30</b> Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor. Comportamiento obtenido para $\alpha = 14,05$ y $E_0 = 10$ V en el sistema unipolar. . . . .	91
<b>8-31</b> Comparación de señales temporales en el sistema unipolar con y sin burbujeo. Comportamiento obtenido para $\alpha \in [14,05, 16,59]$ y $E_0 \in [10, 8,6]$ V. . . . .	93

# Lista de Tablas

4-1	Clasificación de niveles de potencia en la carga del EV y tipos de conectores para cada uno de los niveles. . . . .	16
4-2	Principales diferencias entre los cargadores más conocidos del EV. . . . .	18
5-1	Características generales del cargador propuesto. . . . .	29
5-2	Base de datos de núcleos AmoFlux. . . . .	31
5-3	Parámetros estimados y constantes de diseño. . . . .	36
5-4	Parámetros del vector de salida. . . . .	37
8-1	Valores de los parámetros del sistema [Zhusubaliyev et al., 2014]. . . . .	68
8-2	Valores de los parámetros del sistema [Shankar et al., 2013]. . . . .	69
8-3	Valores de los parámetros del sistema [Li et al., 2008]. . . . .	70
8-4	Valores de los parámetros del sistema [Avrutin et al., 2017]. . . . .	71

# Contenido

	Página
<b>Agradecimientos</b>	VII
<b>Resumen</b>	IX
<b>Lista de Figuras</b>	XI
<b>Lista de Tablas</b>	XV
<b>Lista de Símbolos</b>	XIX
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
<b>I Diseño de Cargador Off-Board AC/DC para Conexión Domiciliaria de Vehículos Eléctricos a Nivel Nacional</b>	<b>5</b>
<b>2 Motivación</b>	<b>6</b>
<b>3 Estado del Arte</b>	<b>9</b>
3.1 Cargador OBC . . . . .	9
3.2 Cargador off-board . . . . .	12
<b>4 Marco Teórico</b>	<b>14</b>
4.1 Normas . . . . .	14
4.2 Modos de Carga . . . . .	15
4.3 Niveles de Potencia . . . . .	15
4.4 Estructura . . . . .	16
4.5 Tipos de Cargadores . . . . .	17
4.6 Flujos de Potencia . . . . .	18
4.6.1 Carga Unidireccional . . . . .	19
4.6.2 Carga Bidireccional . . . . .	19
4.7 Control PFC . . . . .	19
4.8 Batería . . . . .	20

---

4.8.1	Modelado de la Batería . . . . .	21
4.8.2	Estrategia de Control para la Carga de la Batería . . . . .	22
4.9	Topologías . . . . .	24
4.9.1	Boost PFC sin Puente . . . . .	25
4.9.2	Doble Boost PFC con Semi-Puente . . . . .	25
4.9.3	Totem-Pole Boost PFC sin Puente . . . . .	25
4.10	Modelado del Convertidor Bajo Estudio . . . . .	26
<b>5</b>	<b>Diseño del Convertidor BPFC</b>	<b>29</b>
5.1	Cálculo de la Inductancia y Capacitancia . . . . .	29
5.2	Modelo de Optimización para el Diseño del Inductor . . . . .	30
5.2.1	Parámetros y Recomendaciones . . . . .	36
5.2.2	Resultados y Cuadros de Diálogo . . . . .	37
5.2.3	Verificación del Comportamiento del Núcleo ante Transitorios de Corriente . . . . .	38
5.2.4	Análisis de las Pérdidas de Potencia en el Núcleo . . . . .	39
5.3	Criterio de Selección Utilizado para el Capacitor . . . . .	40
5.3.1	Pérdidas de Potencia en el Banco Capacitivo . . . . .	43
5.4	Selección de Diodos y Transistores de Potencia . . . . .	43
5.4.1	Diodos . . . . .	45
5.4.2	Transistores de Potencia . . . . .	46
5.4.3	Eficiencia del convertidor BPFC . . . . .	50
<b>6</b>	<b>Control y Resultados del BPFC</b>	<b>51</b>
6.1	Requerimientos de la HVB . . . . .	51
6.2	Control BPFC . . . . .	52
6.2.1	PFC . . . . .	52
6.2.2	Modo Corriente Pico (MCP) . . . . .	52
6.2.3	Control de Potencia en la Carga de la Batería . . . . .	53
6.3	Control de Precarga y Protecciones Adicionales . . . . .	54
6.4	Resultados del BPFC . . . . .	56
6.4.1	Precarga . . . . .	56
6.4.2	Carga Total . . . . .	57
6.4.3	Consideraciones de la Red Eléctrica . . . . .	60
<b>7</b>	<b>Conclusiones y Trabajo Futuro</b>	<b>62</b>
7.1	Conclusiones . . . . .	62
7.2	Trabajo Futuro . . . . .	63

<b>II Fenómeno de Burbujeo en Inversores Electrónicos de Potencia: Simulación, Análisis y Control</b>	<b>64</b>
<b>8 Fenómeno de Burbujeo</b>	<b>65</b>
8.1 Definición . . . . .	65
8.2 Inversor . . . . .	65
8.3 Zonas Afectadas por Burbujeo . . . . .	67
8.3.1 Casos de [Zhusubaliyev et al., 2014, Avrutin et al., 2017] . . . . .	67
8.3.2 Caso de [Shankar et al., 2013] . . . . .	68
8.3.3 Caso de [Li et al., 2008] . . . . .	69
8.4 Comportamiento del Sistema Propuesto por [Avrutin et al., 2017] . . . . .	70
8.4.1 Dinámicas no Lineales . . . . .	71
8.5 Efecto del Cambio en el Esquema de Conmutación . . . . .	72
8.5.1 Análisis de Bifurcaciones . . . . .	73
8.6 Interpretación de las Dinámicas desde el Ciclo Útil . . . . .	76
8.7 Hipótesis . . . . .	77
8.8 Control del Fenómeno de Burbujeo . . . . .	78
8.8.1 Burbujeo Analizado por [Avrutin et al., 2017] . . . . .	78
8.8.2 Burbujeo Analizado por [Zhusubaliyev et al., 2014] . . . . .	82
8.8.3 Burbujeo Analizado por [Shankar et al., 2013] . . . . .	84
8.8.4 Burbujeo Analizado por [Li et al., 2008] . . . . .	87
8.8.5 Burbujeo Detectado en el Esquema Unipolar . . . . .	90
8.9 Conclusiones y Trabajo Futuro . . . . .	94
8.9.1 Conclusiones . . . . .	94
8.9.2 Trabajo Futuro . . . . .	96
<b>Bibliografía</b>	<b>103</b>

# Lista de Símbolos

## Letras Latinas

Símbolo	Término	Unidad SI
A	Ánodo del diodo y área de conducción del transistor	–
A	Amplitud del área exponencial	V
$A_{cu}$	Área del conductor de la bobina	cm <sup>2</sup>
$A_L$	Coefficiente de inductancia o inductancia específica	nH
$A_s$	Área de la superficie del núcleo	cm <sup>2</sup>
$A_w$	Área de la ventana del núcleo	cm <sup>2</sup>
B	Área de conducción inversa del transistor	–
B	Densidad de flujo magnético	T
$B_{max}$	Densidad de flujo magnético máxima	T
$B_{min}$	Densidad de flujo magnético mínima	T
$B_{pico}$	Variación pico de la Densidad de flujo magnético	T
$B_{sat}$	Densidad de flujo magnético límite	T
$B_{sat}^*$	Límite seguro de $B_{sat}$	T
C	Área de conducción inversa del transistor como diodo	–
$c_{1,2}$	Contactores	–
C	Condensador	mF
CLK	Señal de reloj	V
$C_{bat}$	Capacidad de la batería	kW·h
$C_{eq}$	Capacitor equivalente	mF
d	Ciclo útil	–
$d_{AV}$	Ciclo útil promedio del transistor	–
D	Terminal drenaje del transistor, nodo PWM	–, V
$D_{1,2,3,4}$	Diodos	–
DF	Factor de disipación	–
e	Error de potencia	W
E	Nodo PWM complementario a D	V

Símbolo	Término	Unidad SI
$E_{off}$	Energía consumida durante el apagado del transistor	$\mu\text{J}$
$E_{on}$	Energía consumida durante el encendido	$\mu\text{J}$
$E_{max}$	Voltaje máximo permitido en $C$	V
$E_{R_p}$	Energía que disipa $R_p$	J
$E_0$	Voltaje DC	V
$f$	Frecuencia de las sinusoides	Hz
Factor	Límite que establece el $A_w$ efectivo para bobinar	—
$F_{AV}$	Factor de aprovechamiento volumétrico	$\text{W}\cdot\text{cm}^{-3}$
$f_s$	Frecuencia de conmutación	kHz
G	Terminal puerta del transistor	—
$G$	Inversa de la carga eléctrica exponencial	$(\text{A}\cdot\text{h})^{-1}$
H	Filtro pasa bajo	—
$H$	Intensidad de campo magnético	Oe, $\approx 79,58 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$
$H_{max}$	Intensidad de campo magnético máxima	Oe
$H_{min}$	Intensidad de campo magnético mínima	Oe
$I_{bat}$	Corriente de la batería	A
$I_C$	Corriente de $C$	A
$I_F$	Corriente DC del diodo	A
$I_G$	Corriente DC estimada en el terminal G	mA
$I_{in}$	Corriente de entrada AC	A
$I_D$	Corriente RMS del diodo	A
$I_L$	Corriente del inductor	A
$I_{Lmax}$	Valor máximo de $I_L$ por semiciclo	A
$I_{Lmin}$	Valor mínimo de $I_L$ por semiciclo	A
$I_{max}$	Corriente máxima de la batería	A
$I_{os}$	Índice de oscilación periódica	—
$I_{out}$	Corriente de salida	A
$I_{ref}$	Corriente de referencia	A
$I_{R_p}$	Corriente de $R_p$	A
$I_S$	Corriente RMS del transistor	A
$I_{S_P}$	Corriente RMS del transistor en $S_P$	A
$I_{S_N}$	Corriente RMS del transistor en $S_N$	A
$i^*$	Dinámica a baja frecuencia de $I_{bat}$	A
K	Cátodo del diodo	—
$k$	Ganancia de H y PI	—
$K$	Constante de polarización	$\text{V}\cdot(\text{A}\cdot\text{h})^{-1}$

<b>Símbolo</b>	<b>Término</b>	<b>Unidad SI</b>
$k_a$	Constante ajustable	–
$k_i$	Constante integral	–
$k_p$	Constante proporcional	–
$k_{SD}$	Factor del efecto piel	–
$L$	Inductor	$\mu\text{H}$
$L_g$	Inductancia de la red	$\mu\text{H}$
$l_c$	Longitud efectiva del núcleo	cm
$m$	Número de periodos de $v$ en T	–
$MLT$	Longitud media por vuelta del nucleo	cm
$n$	Incrementos de T para que $I_{os} \in \mathbb{N}$	–
$N$	Número de vueltas a bobinar en el núcleo	espira
$N_c$	Número de conductores a trenzar	–
$N_{cap}$	Número de condensadores en serie	–
$P$	Potencia activa	W
$P_c$	Pérdida de potencia del núcleo	W
$P_C$	Pérdida de potencia de $C$	W
$P_{cu}$	Pérdida de potencia del cobre	W
$P_D$	Pérdida de potencia total del diodo	W
$P_{Dcond}$	Pérdida de potencia del diodo por conducción	W
$P_{in}$	Potencia de entrada	kW
$PF$	Factor de potencia	–
$P_L$	Pérdida de potencia total de $L$	W
$P_{Lmax}$	Valor máximo de $P_L$	W
$P_{out}$	Potencia de salida	kW
$P_{ref}$	Potencia de referencia	kW
$P_{Rp}$	Potencia promedio de $R_p$	W
$P_S$	Pérdida de potencia total del transistor	W
$P_{Sact}$	Pérdida de potencia del transistor por activación	W
$P_{Scond}$	Pérdida de potencia del transistor por conducción	W
$P_{Scomm}$	Pérdida de potencia del transistor por conmutación	W
$P_{SN}$	Pérdida de potencia del transistor para $S_N$	W
$P_{SP}$	Pérdida de potencia del transistor para $S_P$	W
$Q$	Carga eléctrica	A·h
$Q$	Potencia reactiva	var
$Q_G$	Carga eléctrica total en G	nC
$Q_{max}$	Carga eléctrica máxima de la batería	A·h

Símbolo	Término	Unidad SI
$Q_{nom}$	Capacidad de corriente nominal de la batería	A·h
$Q_F$	Salida del flip-flop	—
$!Q_F$	Salida negada del flip-flop	—
$R$	Resistencia parásita del sistema	$\Omega$
$R_{bat}$	Resistencia interna de la batería	$\Omega$
$r_{cu}$	Radio del conductor determinado para $R_{cu}$	mm
$R_{cu}$	Resistencia DC de $L$	m $\Omega$
$R_D$	Resistencia dinámica del diodo	m $\Omega$
$R_{DS}$	Resistencia de encendido del transistor	m $\Omega$
$R_F$	Entrada de reloj del flip-flop	—
$R_g$	Resistencia de la red	$\Omega$
$R_G$	Resistencia DC de $L$	$\Omega$
$R_L$	Resistencia de carga	$\Omega$
$R_p$	Resistencia del circuito de precarga	$\Omega$
$r_1$	Relé de precarga	—
S	Terminal fuente del transistor	—
$S$	Potencia aparente	V·A
$S_F$	Entrada de reinicio del flip-flop	—
$S_N$	Señal del semiciclo negativo	—
$SOC$	Estado de carga	%
$SOC_i$	SOC inicial	%
$SOC_{max}$	SOC máximo de la batería	%
$SOC_{Lim}$	SOC límite donde comienza la etapa EP	%
$S_P$	Señal del semiciclo positivo	—
$S/H$	Retenedor de orden cero	—
$S_{1,2,3,4}$	Interruptores	—
$t$	Tiempo	s, h
$t_0$	Tiempo inicial	s
$t_1$	Tiempo de precarga	s
$\Delta T$	Diferencia entre $t_1$ e instante de desconexión de $R_p$	s
$T$	Periodo de las sinusoides	s
$T_a$	Temperatura ambiente	$^{\circ}\text{C}$
$THD_{i,50\%}$	THD de $I_L$ en SOC = 50%	%
$THD_{i,99\%}$	THD de $I_L$ en SOC = 99%	%
$T_j$	Temperatura de operación del diodo	$^{\circ}\text{C}$
$T_{jmax}$	Temperatura máxima de operación del diodo	$^{\circ}\text{C}$

<b>Símbolo</b>	<b>Término</b>	<b>Unidad SI</b>
$T_m$	Tiempo de muestreo en $V_{out}$ e $I_L$	s
$T_{max}$	Temperatura máxima de operación del núcleo	°C
$T_{Cmax}$	Temperatura máxima de operación de $C$	°C
$T_{op}$	Temperatura de operación estimada de $L$	°C
$t_r$	Tiempo de respuesta de la batería	s
$T_{VE}$	Tiempo de vida estimado de $C$	año
$u$	Ley de control	—
$v$	Periodo de conmutación	s
$V_{bat}$	Voltaje de la batería	V
$V_c$	Volumen del núcleo	cm <sup>3</sup>
$V_C$	Voltaje de $C$	V
$V_{Cmax}$	Voltaje máximo del capacitor	V
$V_{cut}$	Voltaje de corte de la batería	V
$V_{DS}$	Voltaje entre D y S	V
$V_{exp}$	Voltaje exponencial de la batería	V
$V_F$	Caída de tensión del diodo y el transistor en área C	V
$V_{GS}$	Voltaje entre G y S	V
$V_{in}$	Voltaje de entrada AC	V
$V_{inF}$	Señal fundamental de $V_{in}$	V
$V_m$	Voltaje pico de una senoide	V
$V_{max}$	Voltaje máximo de la batería	V
$V_{nom}$	Voltaje nominal de la batería	V
$V_{oc}$	Voltaje en circuito abierto de la batería	V
$V_{out}$	Voltaje de salida	V
$V_R$	Voltaje DC inverso en el diodo	V
$V_{rampa}$	Señal de rampa	V
$V_{ref}$	Señal de referencia	V
$V_{reloj}$	Señal de reloj	V
$V_{ret}$	Señal del retenedor	V
$V_s$	Señal del sensor de $V_{out}$	V
$V_U$	Voltaje umbral del diodo y el transistor	V
$V_{ug}$	Vida útil garantizada para $C$ a una $T_{Cmax}$	h
$V_0$	Voltaje pico de $V_{rampa}$	V
$x$	Vector de variables de estado	—
$x_1, x_2$	$V_{out}, I_L$	V, A
$Z_g$	Impedancia de la red eléctrica	—

## Letras Griegas

Símbolo	Término	Unidad SI
$\alpha$	Ganancia del control proporcional	—
$\alpha_a$	Coefficiente de temperatura para $T_a$	$^{\circ}\text{C}^{-1}$
$\beta$	Ganancia del sensor $V_s$	—
$\delta$	Medida de profundidad en la piel	mm
$\Delta B$	Variación de la densidad de flujo magnético	T
$\Delta I_{Lmax}$	Rizo de corriente máximo de $L$	A
$\Delta V_{out}$	Rizo de tensión máximo de $C$	V
$\eta$	Eficiencia propuesta	%
$\eta_g$	Eficiencia general del convertidor	%
$\xi$	Señal de error	V
$\mu_0$	Permeabilidad magnética del vacío	$\text{T}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1}$
$\Pi_1$	Solución 1T-Periódica	—
$\Pi_2$	Solución 2T-Periódica	—
$\Pi_4$	Solución 4T-Periódica	—
$\Pi_5$	Solución 5T-Periódica	—
$\Pi_{10}$	Solución 10T-Periódica	—
$\Pi_{25}$	Solución 25T-Periódica	—
$\Pi_{50}$	Solución 50T-Periódica	—
$\Pi_{\infty}$	Solución cuasi-periódica	—
$\Pi_{\infty\text{NS}}$	Solución cuasi-periódica producto de NS	—
$\Pi_{\infty^*}$	Solución caótica	—
$\tau$	Constante de tiempo	s
$\tau_z$	Constante de tiempo del PI	$\mu\text{s}$
$\phi$	Sistema monofásico	—
$3\phi$	Sistema trifásico	—
$n\phi$	Sistema con más de 3 fases	—
$\rho$	Resistividad del conductor a un calibre dado	$\Omega \cdot \text{m}^{-1}$
$\sigma$	Conductividad del cobre	$\text{S}\cdot\text{m}^{-1}$
$\omega$	Velocidad angular	$\text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$

## Acrónimos

AC	Corriente Alterna
AC/DC	Convertidor de AC a DC (Rectificador)
APM	Módulo auxiliar de potencia
BEV	Vehículo eléctrico de batería
BMS	Sistema de gestión de batería
BPFC	Convertidor boost PFC sin puente
CC	Corriente constante
CCM	Modo de conducción continua
CP	Potencia constante
CV	Voltaje constante
DC	Corriente Directa y valor medio de una señal
DCM	Modo de conducción discontinua
DC/DC	Convertidor de DC a DC
EMI	Interferencia electromagnética
EP	Potencia exponencial
EPM	Empresas públicas de Medellín
ESL	Inductancia serie equivalente
ESR	Resistencia serie equivalente
EV	Vehículo eléctrico
EVSE	Estaciones de carga para vehículos eléctricos
FA	Análisis de Fourier
GaN	Nitruro de Galio
G2V	Conexión de red eléctrica a vehículo
HVB	Batería de alta tensión
LVB	Batería de baja tensión
Li-ion	Batería de iones de litio
MCP	Modo corriente pico
NS	Bifurcación Neimark-Sacker
OBC	Cargador incluido en el vehículo
PEV	Vehículo eléctrico enchufable
PFC	Corrección del factor de potencia
PHEV	Vehículo eléctrico híbrido enchufable
PI	Controlador proporcional-integral

PWM	Modulación de ancho de pulso
RMS	Valor cuadrático medio o valor eficaz
SH	Casa inteligente
SI	Sistema Internacional
SiC	Carburo de Silicio
SPWM	Modulación de ancho de pulso sinusoidal
THD	Distorsión armónica total
V2G	Conexión de vehículo a red eléctrica
V2H	Conexión de vehículo a casa
V2L	Conexión de vehículo a carga externa
V2V	Conexión de vehículo a vehículo
V2X	Conjunto de conexiones V2G, V2H, V2L y V2V
ZCD	Detección del cruce por cero

# 1 Introducción

Es ampliamente conocido el uso indispensable de la energía eléctrica para el desarrollo de las sociedades a nivel mundial. Su generación se ha dado, en gran parte, mediante fuentes de energía convencionales. Sin embargo, varios países (China, EE.UU., India, Alemania, España, Irlanda, etc.) ya han hecho uso de otras fuentes de generación eléctrica, como es el caso de las energías renovables, con las que se ha llegado a suplir, en algunas situaciones, hasta más del 50 % de la demanda [Pérez, 2017], permitiendo de esta forma disminuir la afectación medio ambiental, causada en gran medida por el uso de combustibles fósiles [Iberdrola, 2018].

Las energías renovables están siendo adaptadas para el abastecimiento de viviendas, redes inteligentes, vehículos eléctricos (en inglés: electric vehicles, EVs), entre otros [IEA, 2020]. Por lo cual, en este trabajo se desarrolla una investigación basada en el diseño de un cargador off-board para la conexión de vehículos eléctricos a nivel nacional y una propuesta de control ante el fenómeno de burbujeo en inversores electrónicos de potencia (llamado en adelante inversor). Para cada estudio se presenta una introducción a continuación:

## Cargador para Vehículos Eléctricos

El EV es aquel medio de transporte que necesita total o parcialmente de la energía eléctrica para desplazarse [Rodrigues et al., 2014]. Existen diferentes tipos de EVs, entre los cuales se destacan aquellos vehículos que presentan un sistema completamente eléctrico (battery electric vehicle, BEV) y los híbridos enchufables (plug-in hybrid electric vehicle, PHEV) [Khaligh and Antonio, 2019]. Ambos tipos de EVs necesitan principalmente de la alimentación externa para la recarga de sus baterías.

La Organización de las Naciones Unidas, en su agenda de desarrollo sostenible, ha planteado 17 objetivos, dentro de los cuales la estrategia del transporte sostenible es clave para el cumplimiento de las metas propuestas para el año 2030 [ONU, 2016]. El transporte sostenible promueve principalmente la movilidad eléctrica debido a que el transporte convencional (de combustión interna) es aproximadamente 4 veces menos eficiente, y produce gran parte de las emisiones de gases que incrementan el calentamiento global [Celsia, 2020].

Colombia ha logrado importantes avances en su contribución con la tendencia mundial de movilidad sostenible, entre estos la Ley 1964 del año 2019, la cual promueve el uso de EVs

(vehículos sin motores convencionales dentro de su sistema, definición tomada de la Ley 1964) y vehículos de cero emisiones (vehículo con motor de cualquier tecnología, no emite gases de efecto invernadero ni emisiones contaminantes, definición tomada de la Ley 1964), mediante descuentos tributarios y preferencias de movilidad y parqueo. Además, se reglamentan en ella diferentes cambios en el futuro del transporte público y masivo, al igual que en la infraestructura eléctrica, para la instalación de estaciones de carga rápida (potencia de salida superior a 50 kW, definición tomada de la Ley 1964) y adecuación de acometidas en edificios residenciales y comerciales [Congreso de Colombia, 2019]. La Asociación Nacional de Movilidad Sostenible, registró una venta a nivel nacional de 923 BEVs durante el año 2019, posicionando de esta forma a Colombia en el primer puesto de ventas a nivel de América Latina [ANDEMOS, 2020].

Particularmente en el país, empresas como EPM, Celsia, Enel-Codensa, Terpel, etc., han contribuido en la mejora de la infraestructura eléctrica en busca de aumentar la instalación de estaciones de carga para vehículos eléctricos (electric vehicle supply equipment, EVSE) [NeI, 2019]. Así mismo, la Unidad de Planeación Minero Energética UPME se encuentra desarrollando un proyecto con USAENE-SUMATORIA, para la instalación de EVSEs en algunos municipios y ciudades a nivel nacional [UPME, 2019].

Pese a que el trabajo es constante en materia de infraestructura eléctrica para la instalación de EVSEs, son pocas las estaciones existentes y la posibilidad de carga en el hogar se ha convertido en un problema, debido a que las construcciones no están diseñadas para este tipo de necesidades [Dinero, 2019]. La carga domiciliaria de los vehículos eléctricos enchufables (plug-in electric vehicles, PEVs) puede darse mediante 2 niveles, en el primer nivel el EVSE se encarga de establecer la conexión del PEV a la alimentación AC de 110-120 V (Voltaje RMS), tardando por este medio aproximadamente 17 horas (h) en la carga de un paquete de baterías de 24 kW·h; de otro lado, en el segundo nivel y para la misma capacidad de batería, se reduce el tiempo de carga a aproximadamente 8 h, siempre y cuando el EVSE se encuentre alimentado con 220-240 V [Ramakrishnan and Rangaraju, 2020]. Por tal motivo, en la primera parte de este documento se propone el diseño de un cargador que permita obtener un mejor aprovechamiento de la red eléctrica domiciliaria, al nivel de tensión usualmente contratado en Colombia (120 V) y cargando al EV por medio de DC. Para el desarrollo de esta temática se trabajará con el BEV (perteneciente a el grupo de PEVs) y por simplicidad será nombrado en adelante como EV.

## Fenómeno de Burbujeo

El tratamiento de la energía generada por fuentes distribuidas es un proceso en donde ha sido necesaria la participación de los convertidores de potencia, entre estos el inversor, el cual tiene como finalidad proporcionar una salida en AC, a partir de una alimentación en

---

DC [Rashid et al., 2018].

Dada la importancia del inversor, se hace necesario que este mantenga un comportamiento adecuado sin distorsiones en la forma de onda de la salida, con respecto a la calidad de la potencia eléctrica (en función de tensión, corriente y frecuencia). Sin embargo, análisis realizados al respecto, han demostrado que pueden llegar a ocurrir efectos indeseados. Un ejemplo de ellos es el fenómeno de burbujeo, el cual se presenta como oscilaciones de alta frecuencia y baja amplitud que distorsionan la forma de onda sinusoidal, en configuraciones de tipo inversor puente completo (también llamado inversor puente H), monofásico, con control por modulación de ancho de pulso sinusoidal (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM) y en modo isla [Li et al., 2008, Shankar et al., 2013, Zhusubaliyev et al., 2014, Avrutin et al., 2017].

Las distorsiones en la forma de onda sinusoidal influyen negativamente en el aprovechamiento de la potencia eléctrica, ya que aumentan las pérdidas por efecto Joule, los problemas en el funcionamiento de dispositivos electrónicos sensibles, las vibraciones en motores y los efectos de resonancia [Ramírez, 2008].

Teniendo en cuenta lo anterior, se plantea en la segunda parte de este documento el estudio de varios casos de burbujeo, con el propósito de encontrar una estrategia de control que permita eliminar el fenómeno.

## Difusión de Resultados

Durante el desarrollo de este trabajo se obtuvieron los siguientes resultados:

- A. F. Abella, J. D. Morcillo and F. Angulo, “Bubbling phenomenon in a unipolar SPWM inverter,” *2021 IEEE 5th Colombian Conference on Automatic Control (CCAC)*, 2021, pp. 169–173, doi: 10.1109/CCAC51819.2021.9633285.
- A. F. Abella, J. D. Morcillo and F. Angulo, “Control of Bubbling Phenomenon in Bipolar SPWM Inverters,” *16th International Conference on Dynamical Systems – Theory and Applications (DSTA)*, December 6–9, 2021.

La versión final del paper ha sido sometida a revisión y su publicación será en: Springer Proceedings in Mathematics & Statistics.

## Estructura del Documento

Los temas desarrollados en la presente tesis se dividen principalmente en 2 partes, las cuales se componen de los capítulos descritos a continuación:

- Parte **I**, en el Capítulo **2** se expone inicialmente la problemática a abordar, luego se describe en el Capítulo **3** la historia del EV y los avances tecnológicos que han surgido

en los cargadores de EVs. Adicionalmente, en el Capítulo 4 se presentan los conceptos previos de esta área, las normativas, su estructura, los tipos de cargadores y baterías, las estrategias de control, las topologías más conocidas del convertidor AC/DC y el modelado de la topología seleccionada para este estudio.

De otro lado, en el Capítulo 5 se exponen las metodologías de diseño y selección para los dispositivos del convertidor, además, se realizan los análisis de pérdidas de potencia en los elementos y con estos se calcula una estimación de la eficiencia. Luego en el Capítulo 6 se definen las características de la batería a utilizar, se presentan cada una de las secciones que componen la estrategia de control del sistema y se muestran los resultados de las simulaciones realizadas en MATLAB/Simulink®, desde el proceso de precarga hasta el de carga completa y el impacto de la inductancia de la red eléctrica en el sistema. Por último, en el Capítulo 7 se dan las conclusiones del trabajo realizado y se proponen algunas ideas para trabajos futuros.

- Parte II - Capítulo 8, en este capítulo se presenta el convertidor inversor y sus esquemas de conmutación, se describe el fenómeno de burbujeo, los casos en donde se ha presentado y sus dinámicas no lineales. Además, se realiza el estudio del comportamiento del sistema bajo un esquema de conmutación diferente al propuesto y algunas dinámicas no lineales son expuestas desde el enfoque de la forma de onda del ciclo útil. Luego se plantea la hipótesis a comprobar en cada uno de los casos, con sus respectivos análisis dinámicos y comparaciones. Finalmente y de acuerdo con los resultados obtenidos en MATLAB sobre el control del burbujeo, se dan las conclusiones y el trabajo futuro.

## **Parte I**

# **Diseño de Cargador Off-Board AC/DC para Conexión Domiciliaria de Vehículos Eléctricos a Nivel Nacional**

## 2 Motivación

El EV es considerado actualmente como un equipo amigable con el medio ambiente, debido a que no produce emisiones y su mecanismo es altamente silencioso. En general, al EV se le atribuyen una serie de ventajas, resaltando entre estas el ahorro aproximado del 75 % en cuanto a gastos por mantenimiento, operación y combustible [Celsia, 2020], ya que se tiene una mayor simplicidad técnica y el consumo eléctrico presenta la posibilidad de conexión en el hogar (tarifa de menor costo), todo esto de la mano con la reducción en el uso de productos derivados del petróleo [Ford, 2019].

En Colombia se obtienen los siguientes beneficios para el EV: descuento en la revisión técnico-mecánica, en el Seguro Obligatorio de Accidentes de Tránsito y en el impuesto vehicular, además, tiene exención de pico y placa, día sin carro y otras medidas de restricción [Congreso de Colombia, 2019]. Todo lo descrito anteriormente posiciona al EV como una buena opción de compra; sin embargo, desde otro punto de vista, se debe considerar que a nivel nacional el consumo residencial se encuentra alimentado en gran parte por 120 V. Este nivel de alimentación, resulta ser un problema para el consumidor en el momento que desee adquirir un EV, dado que al querer realizar la carga en su hogar, tardaría demasiado tiempo y no bastaría el horario nocturno para cargar gran parte de la capacidad de la batería del EV.

Los límites en AC para la carga del EV son controlados por el sistema del cargador incluido (en inglés: on-board charger, OBC). Este establece el consumo de potencia de acuerdo al nivel de alimentación, permitiendo para el caso de 120 V un consumo de 1,92 kW (estándar SAE J1772). Por ejemplo, el EV Nissan Leaf modelo 2018 viene equipado con un OBC de 6,6 kW y una capacidad en la batería de 40 kW·h [Nissan, 2018]. Si el domicilio se encuentra alimentado con 240 V, el OBC permitiría aprovechar toda su capacidad, lo que resultaría en un tiempo estimado de 6 h el proceso de carga, idealmente; por otra parte, si la alimentación disponible solo es de 120 V, el proceso de carga duraría aproximadamente 21 h (idealmente). Estos resultados permiten concluir que el uso a diario del EV con esa capacidad de carga (1,92 kW) no sería una opción. De igual forma, la conexión de otros aparatos en el hogar estaría acotada prácticamente todo el día.

Teniendo en cuenta lo anterior, se propone en esta parte del documento el diseño de un cargador no incluido (off-board charger) para la batería de alta tensión (high-voltage battery, HVB) del EV, conformado por un convertidor rectificador-elevador, con corrección del factor

de potencia (power factor correction, PFC) y de tipo no aislado, encargado de generar un nivel típico DC de 400 V [Khaligh and Antonio, 2019], con una potencia de salida en régimen estacionario de 3,6 kW ( $P_{out}$ ) y un flujo unidireccional para no afectar la vida útil de la HVB [Habib et al., 2018]. Este cargador permitirá tener un mejor aprovechamiento del tiempo nocturno domiciliario, comparado con la carga estándar de 1,92 kW, logrando de esta forma un buen porcentaje de carga en una batería de 40 kWh. Esta capacidad en el caso del Nissan leaf, proporciona una autonomía estimada de 242 km y en el caso del Renault Zoe modelo 2018 de 300 km [Nissan, 2018, Renault, 2018]. De acuerdo con estas autonomías, se podría decir que un usuario estándar no necesitaría la recarga total de un EV de esta capacidad a diario.

## Consideraciones Eléctricas Domiciliarias

Empresas públicas de Medellín (EPM) en el sistema monofásico bifilar de 120 V, maneja a nivel nacional en la instalación de acometidas domiciliarias un calibre mínimo N°8 AWG de cobre, con especificaciones de 4,8 kV·A y una protección recomendada de 40 A (Corriente RMS) [EPM, 2012]. De acuerdo con estas características se puede afirmar que el dispositivo propuesto aprovecharía gran parte de la capacidad contratada (demandando alrededor de 30 A), por tal motivo el consumo eléctrico en el hogar estaría limitado por completo, permitiendo solamente su uso simultaneo con algunos electrodomésticos prioritarios y en horario nocturno. La mejor recomendación con respecto a este tema, es realizar un cuadro de cargas para evaluar la situación, ya que en cada vivienda se tienen diferentes necesidades. Además, es necesario inspeccionar el estado de las instalaciones y las protecciones del hogar completamente.

El cargador off-board debe tener para su correcto funcionamiento un tomacorriente dedicado, lo que se traduce a que debe llevar una acometida directa del tablero de distribución de la vivienda unifamiliar, al tomacorriente asignado para el cargador. Esta acometida según [EPM, 2019] debe llevar un conductor regido por la [ICONTEC, 1998], en donde de acuerdo a las especificaciones del cargador sería un calibre N°8 AWG. Además, la instalación debe contar con una protección diferencial  $\leq 30$  mA (debe instalarse lo mas cercana al cargador) y una protección contra sobrecorriente, de capacidad no menor al 125 % de la exigencia del equipo especial (cargador off-board), lo que corresponde a una protección de 40 A ( $\approx 133$  %), ver Fig. 2-1. Esto se realiza con el fin de no afectar la seguridad de la instalación domiciliaria en general, las personas y los equipos [EPM, 2019].

Las especificaciones mencionadas anteriormente, aplican para una conexión dentro de la vivienda con alimentación típica de 120 V, para cualquier otra situación, como el caso de un punto de carga en la intemperie o una conexión independiente a la vivienda, se debe revisar

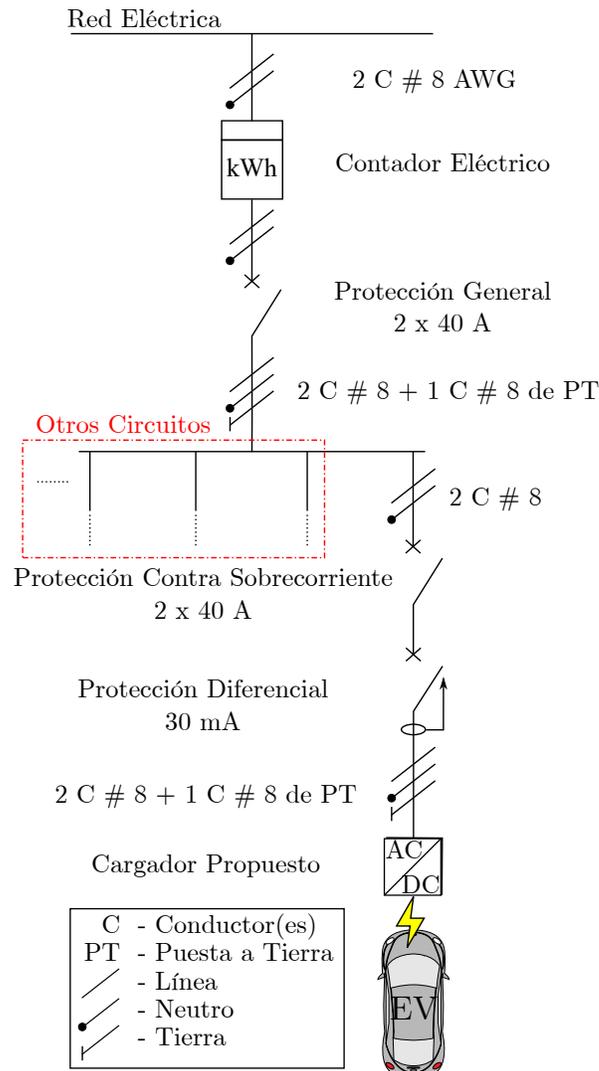


Fig. 2-1: Diagrama unifilar domiciliario para la instalación del punto de recarga del EV. Elaboración propia.

la norma técnica, teniendo en cuenta que EPM maneja para estos tipos de conexión una alimentación reglamentada de 208 V en adelante.

La recarga del EV en el hogar resulta ser una inclinación bastante habitual en el consumidor [Marmaras et al., 2017]; sin embargo, esta tendencia sería un problema para la gran mayoría de usuarios a nivel nacional, debido a que el tiempo de carga varía según el nivel de alimentación domiciliario. El dispositivo propuesto pretende mejorar el tiempo de carga domiciliario estimado, con el mismo servicio de energía contratado de 120 V. Cargando al EV por medio de DC, a un nivel de potencia activa ( $P$ ) mayor que el reglamentado en el nivel típico domiciliario. Permitiendo de esta forma que el usuario confíe en su medio de carga domiciliario y pueda considerar al EV como su medio de transporte predeterminado.

## 3 Estado del Arte

La historia del EV surgió años atrás de la invención del vehículo a combustible fósil. Fue entre los años 1832 y 1839 cuando el inventor escocés Robert Anderson creó el primer EV. En esa época, el precio del combustible de la gasolina no era asequible, causando que en un principio la cantidad de EVs fuera mayor que la de vehículos a gasolina [Chan, 2013].

En el año 1907 la Detroit Electric Car Company comenzó a construir EVs con baterías de Plomo-Ácido, Thomas Edison apoyó la compañía y poco tiempo después incorporó sus baterías de Níquel-Hierro en la producción (1911). Sin embargo, el EV comenzó su decaimiento en la época de la primera guerra mundial (1914–1918), en conjunto con el bajo precio del petróleo, la popularidad del Ford modelo T y demás situaciones [Martínez-Lao et al., 2017].

De acuerdo con lo anterior, se menciona que a pesar de todos los obstáculos presentados en la historia del EV, la investigación en esta área se ha visto fortalecida principalmente por la conciencia medioambiental, el incremento del precio de los combustibles fósiles por su escasez y la ley de cero emisiones, impuesta en 1990 por el estado de California-U.S. a las compañías automotrices [Khaligh and Antonio, 2019].

### 3.1 Cargador OBC

Un área importante de innovación para cualquier compañía que comercialice EVs (Tesla, Renault, Nissan, BYD, BMW, etc.) ha sido el cargador de la HVB. Esto es debido a que aunque existe la posibilidad de carga rápida DC, es la manera más costosa y menos accesible en puntos de recarga para el usuario [Habib et al., 2018]. Bajo esta cuestión, se ha adecuado en los EVs el cargador OBC, siendo este un dispositivo usualmente de baja potencia (comparado con la carga rápida), con el que se ha propuesto superar las barreras de volumen, peso, costo y potencia, en diferentes alternativas como se presenta a continuación:

- **OBC integrado en el sistema de propulsión:** Esta estrategia fue creada por [Thimmesch, 1985] para una alimentación monofásica, utilizando el sistema de propulsión del EV, conformado por el inversor (conmutado por medio de rectificadores controlados de Silicio) y el motor trifásico. Las patentes de [Rippel and Cocconi, 1992, Cocconi, 1994], consideraron la implementación de este sistema para alimentaciones

monofásicas y trifásicas ( $\phi$  y  $3\phi$ ), con casos de motores  $3\phi$  en cada lado de la tracción delantera y de un solo motor con más de 3 fases, llamado polifásico ( $n\phi$ ). En [Yilmaz and Krein, 2013] se menciona que esta configuración es apta para la carga de alta potencia, colocando en evidencia una clara competencia para la carga rápida DC. Bajo este proceso circula corriente en los devanados del motor, no obstante, ningún par es generado, solo se utilizan las bobinas como filtro. Para hacer realidad esta propuesta, hay que rediseñar el sistema de propulsión en general, llegando a productos como el cargador llamado Chameleon presentado por Renault en su modelo ZOE y patentado por [Briane and Loudot, 2011, Loudot et al., 2012]. El cargador Chameleon acepta una potencia de hasta 43 kW, su conexión puede ser hasta  $3\phi$  (con la disponibilidad del neutro) y circuitalmente se encuentra conformado por una etapa rectificadora y otra inversora, en conjunto con un control dedicado de corriente. El esquema general del OBC integrado en el sistema de propulsión se muestra en la Fig. 3-1.

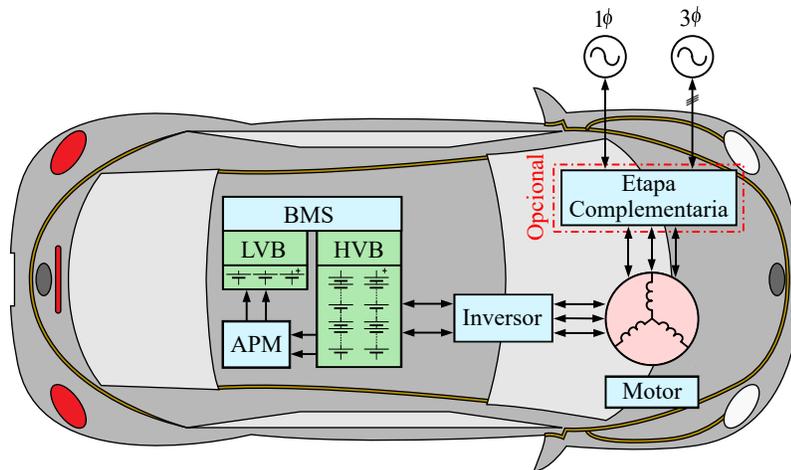


Fig. 3-1: El OBC dentro del sistema de propulsión del EV. Modificado de [Khaligh and Antonio, 2019].

En [Shi et al., 2018] se ha desarrollado otro tipo de OBC integrado de 3,3 kW (motor síncrono  $3\phi$ ), en donde no hay modificaciones físicas con respecto al sistema de propulsión, solo se añade una etapa  $3\phi$  conformada por un filtro de interferencia electromagnética (en inglés: electromagnetic interference, EMI) y una rama de interruptores antes de la conexión con el sistema de propulsión.

El OBC integrado con motores  $n\phi$  ha sido un área de amplio interés, principalmente por los retos técnicos y limitaciones que aún existen [Metwly et al., 2020]. Gran parte de las aplicaciones de este sistema se encuentran enfocadas en el flujo de potencia bidireccional (tecnologías de carga de red eléctrica a vehículo (grid-to-vehicle, G2V) y de vehículo a cualquier carga AC (V2X), ver sección 4.1) y puntualmente, se ha implementado en motores de inducción simétricos y asimétricos bajo alimentación  $\phi$

en [Subotic et al., 2016a] y alimentación  $3\phi$  y  $n\phi$  en [Subotic et al., 2016b], logrando en general un factor de potencia (power factor,  $PF$ ) aproximado a 1.

- Módulo auxiliar de potencia (auxiliary power module, APM) integrado en el OBC:** El APM es un dispositivo que tiene la función de cargar la batería de baja tensión (low-voltage battery, LVB), alimentándose y regulando los niveles de potencia de la HVB. Recientemente se ha desarrollado el conjunto del OBC y el APM, con el fin de reducir el peso, espacio y conexiones en el EV. Un producto de esta categoría es ofertado por Delta Electronics, en donde el OBC tiene disponible una potencia de 22 kW y el APM una de 3,5 kW [Delta Electronics, 2019]. En la literatura se encuentra el diseño y comprobación experimental de un convertidor DC-DC resonante de 3,3 kW [Tang et al., 2018], el cual presenta un transformador de 3 devanados, 1 en el primario y 2 en el secundario destinados para la HVB y la LVB. Este estudio permite la tecnología V2X y la carga de la HVB a la LVB, además, fue patentado por [Khaligh and Tang, 2018] y el transformador fue optimizado en [Zou et al., 2018]. El esquema general del APM integrado con el OBC se muestra en la Fig. 3-2.

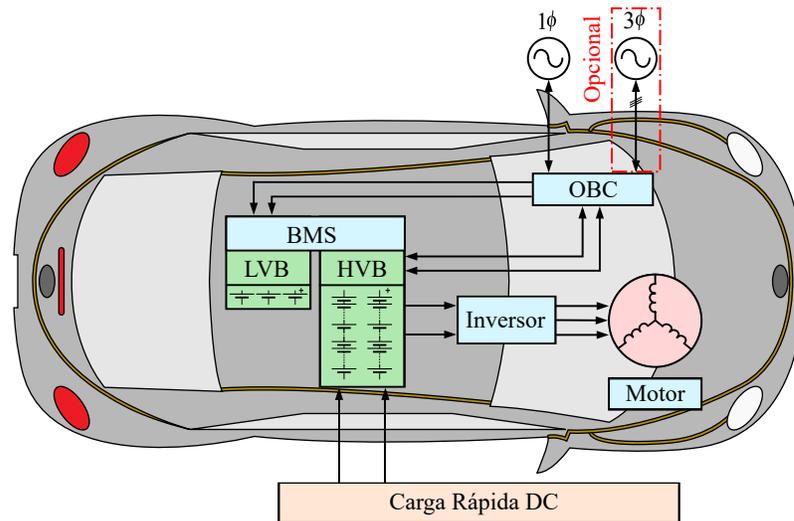


Fig. 3-2: APM integrado en el OBC de un EV. Modificado de [Khaligh and Antonio, 2019].

Las diferentes alternativas de OBCs mencionadas, ya han evidenciado su puesta en marcha en algunos productos para EVs; sin embargo, gran parte de las empresas que comercializan este tipo de vehículos (Hyundai, Kia, Nissan, Tesla, Ford, etc.), aún continúan implementando el OBC independiente, mejorando en él los niveles de potencia para cumplir con las exigencias ante el tendiente aumento de la capacidad de almacenamiento en la HVB. Otros medios de carga existentes, como el caso de la carga inalámbrica, no serán considerados en el presente estudio.

## 3.2 Cargador off-board

Por otra parte, la innovación tecnológica y el uso de energías renovables, ha causado que los típicos cargadores off-board de estaciones de carga rápida, también estén siendo adaptados en otros casos, algunos de ellos presentados a continuación:

- Cargador unidireccional con PFC y alimentación  $\phi$ . En [Zhang et al., 2016], el convertidor tiene una etapa AC/DC y otra DC/DC, la rectificación es controlada por SCRs y la topología propuesta es modulable, de tal forma que el circuito se configura en serie o paralelo, dependiendo de la tensión en la HVB. Además, este sistema realiza la carga en 3 modos, primero se aplican pulsos variables de corriente constante (constant current, CC), luego se mantiene un voltaje constante (constant voltage, CV) y por último se produce único pulso de CC.
- Cargador bidireccional de 2 etapas (AD/DC y DC/DC), con compensación de potencia reactiva ( $Q$ ) y alimentación  $\phi$ . La etapa DC/DC funciona como buck para G2V y como boost para el proceso de vehículo a red eléctrica (vehicle-to-grid, V2G). En [Ota et al., 2012], la prueba experimental fue soportada por Mitsubishi Motors – banco de baterías, NICHICON Corporation – control V2G y CHAdeMO – comunicación del EV con el cargador. Otro estudio es el de [Monteiro et al., 2018b], donde la aplicabilidad del sistema esta dada para una casa inteligente (en inglés: smart home, SH). Además, en la etapa DC/DC se presenta una configuración innovadora, la cual maneja tres niveles de carga explicados en [Monteiro et al., 2019]. Por último, otro trabajo relacionado con la SH es el de [Gohari et al., 2020], donde se modifica el convertidor boost PFC intercalado, en la etapa DC/DC.
- En [Yong et al., 2017] se presenta un cargador unidireccional de 2 etapas (AC/DC y DC/DC), con alimentación  $3\phi$  y compensaciones de  $Q$  y voltaje de entrada. En este estudio, la corriente de carga inicial es controlada por el paralelo de una resistencia y un interruptor, configurados en serie a la HVB.
- En [Kesler et al., 2014] se presenta un cargador bidireccional de una etapa (AC/DC), con alimentación  $3\phi$  y compensación de  $Q$ .
- Cargador bidireccional de 2 etapas (AC/DC y DC/DC), con alimentación  $3\phi$  y compensación de  $Q$ . La etapa DC/DC funciona nuevamente como buck/boost en G2V/V2G. Este sistema presenta 8 modos de funcionamiento, expuestos en [Seth and Singh, 2021]. En [Monteiro et al., 2018a], se utilizó la misma etapa DC/DC mencionada anteriormente. Por otro lado, en [Verma and Singh, 2017, Lenka et al., 2021] la etapa DC/DC es un buck/boost tradicional.

- En [Verma and Singh, 2019] se presenta un cargador bidireccional de 3 etapas (AC/DC y DC/DC x 2), adecuado para una SH, con alimentación  $3\phi$  y compensación de  $Q$ . La tercera etapa es un boost, conectado a un arreglo fotovoltaico.

De acuerdo con lo anterior, las investigaciones en cargadores off-board y OBCs, han revolucionado las posibilidades de expansión comercial del EV, dado que ofrecen mayores servicios para el usuario y permiten su adaptación ante los distintos avances tecnológicos. Particularmente, este proyecto está enfocado en características de ambos cargadores, es nombrado off-board por el hecho de que no forma parte del EV y en general, este cargador permite una alimentación  $\phi$ , es unidireccional y realiza el proceso del PFC, la rectificación y el control de carga en una sola etapa (AC/DC).

## 4 Marco Teórico

En este capítulo se presentan los conocimientos generales del EV, en cuanto a normas, modos de carga, niveles y flujos de potencia, estructura, tipos de cargadores, batería seleccionada, control de carga y PFC, topologías de convertidores elevadores AC/DC y modelado de la topología seleccionada para el diseño del cargador off-board propuesto.

### 4.1 Normas

En la mayoría de los sistemas de carga para el EV, es necesaria la conexión con la red eléctrica y su demanda cada vez es mayor, debido a su impactante aceptación a nivel mundial; por lo tanto, la innovación en los procesos de carga y suministro de energía ha llegado a niveles de conexión de vehículo a vehículo (en inglés: vehicle-to-vehicle, V2V), vehículo a casa (vehicle-to-home, V2H), V2G, vehículo a carga externa (vehicle-to-external load, V2L), G2V, carga inalámbrica, entre otras [Rodríguez-Licea et al., 2019]. Teniendo en cuenta que la innovación en estos procesos conlleva a un aumento de la electrónica de potencia, los agentes internacionales están en continua actualización de los niveles de potencia, armónicos,  $PF$ , entre otros, que puedan llegar a afectar la red eléctrica. Un ejemplo de normas dedicadas a la seguridad, conectores, comunicaciones y topologías en el proceso de carga del EV, se muestra en la Fig. 4-1.

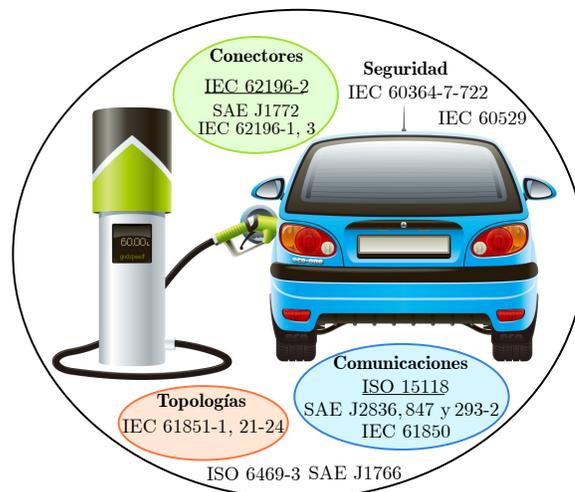


Fig. 4-1: Estándares establecidos en el proceso de carga del EV. Modificado de [Rubino et al., 2017].

## 4.2 Modos de Carga

Los modos de carga son definidos por el estándar IEC 61851-1 [Lunz and Sauer, 2015] y su clasificación es descrita de la siguiente forma:

- **Modo 1:** Carga directa entre el dispositivo eléctrico y el enchufe doméstico sin ningún tipo de seguridad, con riesgo de sobrecalentamiento. Este modo de carga no es permitido en la recarga del EV.
- **Modo 2:** No es carga directa entre el EV y el enchufe doméstico. La conexión se encuentra equipada con un EVSE que realiza la supervisión, el control y la protección contra alguna descarga eléctrica. La comunicación entre el EVSE y el EV se realiza por medio de modulación de ancho de pulso (Pulse Width Modulation, PWM).
- **Modo 3:** No es carga directa entre el EV y el tomacorriente estándar domiciliario. El EVSE en este caso determina la potencia de carga del EV de acuerdo al nivel de alimentación en la instalación eléctrica ( $\phi$  o  $3\phi$ ) y la capacidad en la HVB. La comunicación entre el EVSE y el EV se realiza por PWM (IEC 61851-1) o por comunicación en línea de potencia (ISO/IEC 15118).
- **Modo 4:** Carga indirecta, debido a que el EVSE se encuentra equipado con un convertidor AC/DC ( $\phi$ ,  $3\phi$ ). El EV es quien controla el proceso de carga, indicándole al EVSE el nivel de tensión y corriente de carga.

De acuerdo con los modos de carga permitidos en el EV, se presenta un esquemático de estos a continuación.

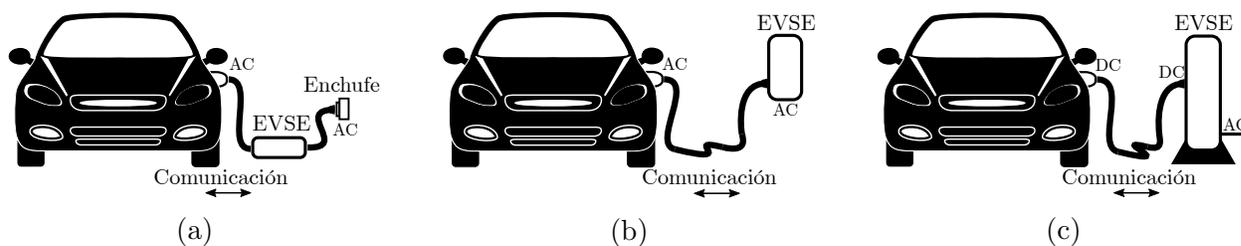


Fig. 4-2: Modos de carga permitidos en el EV, (a) modo 2, (b) modo 3 y (c) modo 4. Modificado de [Martínez-Lao et al., 2017].

## 4.3 Niveles de Potencia

Los niveles de potencia son reglamentados por los estándares IEC 61851-1 y SAE J1772, según el tipo de alimentación en la carga del EV, tal como se muestra en la Tabla 4-1.

Tabla 4-1: Clasificación de niveles de potencia en la carga del EV y tipos de conectores para cada uno de los niveles. Adaptado de [Mwasilu et al., 2014, Raff et al., 2019].

Niveles	Potencia Max. IEC 61851-1 (kW)	Exigencias Max. de Tensión y Corriente	Potencia Max. SAE J1772 (kW)	Exigencias Max. de Tensión y Corriente	Tipo de conector
Nivel 1 - $\phi$ AC RMS	3,7	230 V y 16 A	1,92	120 V y 16 A	Tipo 1
Nivel 2 - $\phi, 3\phi$ AC RMS	22	400 V y 32 A	19,2	240 V y 80 A	Tipo 1, 2 y Tesla
Nivel 3 - $3\phi$ AC RMS	44	63 A	> 20	-	Tipo 2 y SAE J3068
Nivel 1 - DC	-	-	36	450 V y 80 A	CCS Combo 1
Nivel 2 - DC	-	-	90	450 V y 200 A	Tesla Super-charger
Nivel 3 - DC	$\approx 200$	400 A	240	600 V y 400 A	CHADeMo, Combo 2

La idea de cargar al EV en casa, resulta ser cada vez más atractiva, debido a que el propietario solo tiene que enchufarlo a un tomacorriente domiciliario adecuado para esta acción. La recarga domiciliaria de un EV con capacidad de 20 kWh, a una tasa de 3,7 kW y en horario nocturno, permite obtener una autonomía de 100 – 150 km [Chau, 2014, Lunz and Sauer, 2015].

## 4.4 Estructura

En la Fig. 4-3 se muestra la estructura generalizada del EV. De acuerdo con la literatura, son descritas a continuación cada una de sus partes:

- OBC:** Dispositivo encargado de establecer la comunicación entre el sistema de gestión de batería (battery management system, BMS) y el EVSE, con el propósito de determinar la demanda de potencia en la carga de la HVB. El OBC es fabricado usualmente para uso bidireccional, por lo tanto se puede utilizar como cargador o generador de AC. En caso de requerir que el EV funcione en V2X (cualquier conexión en la que el EV trabaje como fuente [Thompson and Perez, 2019]), el OBC dispone de conexiones:  $1\phi, \dots, 3\phi$ .
- HVB:** Arreglo de baterías con el objetivo de llegar a almacenar gran capacidad de kWh. Los niveles de tensión DC en la HVB oscilan entre 100 y 600 V, pero los más típicos en la industria automotriz, están entre 300 y 450 V [Hauser and Kuhn, 2015].

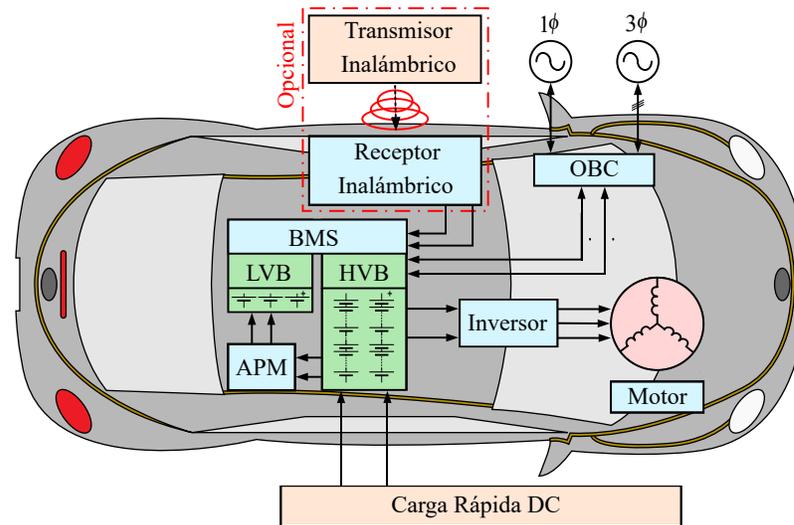


Fig. 4-3: Estructura general del EV. Modificado de [Khaligh and Antonio, 2019].

- **APM:** Dispositivo que se encarga de regular los niveles de potencia de la HVB, para la carga de la LVB.
- **LVB:** Batería utilizada para la alimentación de los componentes electrónicos del sistema de baja potencia.
- **Inversor:** Convertidor encargado de transformar la energía DC proveniente de la HVB, en energía AC para alimentar y manejar el motor eléctrico del EV.
- **Motor:** Elemento eléctrico encargado de transformar la energía eléctrica en mecánica para el desplazamiento del EV. Usualmente es fabricado para soportar conexión 3 $\phi$ .
- **Cargador inalámbrico:** Cargador de tipo inductivo que consta de un transmisor y un receptor, es opcional en un EV y va conectado directamente a la HVB.
- **Carga rápida DC:** Dispositivo encargado de establecer una comunicación con el BMS, para determinar los niveles de potencia DC en la carga de la HVB. En [Rubino et al., 2017] se menciona que el objetivo de estos cargadores, es llegar a un 80 % del estado de carga (state of charge, *SOC*), en un tiempo < 10 minutos, tratando de hacer similitud al tiempo que tarda un usuario en tanquear su vehículo convencional.

## 4.5 Tipos de Cargadores

En las anteriores secciones se ha mencionado la existencia de varios tipos de cargadores para el EV; sin embargo, dado que el OBC y el cargador off-board son los más conocidos, se entrará en detalle sobre ellos en esta sección, presentando en la Tabla 4-2 sus diferencias más relevantes.

Tabla 4-2: Principales diferencias entre los cargadores más conocidos del EV. Adaptado de [Habib et al., 2018].

Características	OBC	Cargador Off-Board
Flexibilidad de conexión en varios lugares	Si	No
Causa peso en el vehículo	Si	No
Realiza carga rápida	No	Si
Tiene restricción en cuanto a tamaño	Si	No
Interés en abordar el calentamiento de la HVB	Bajo	Alto
Costo del consumo	Razonable	Alto

De acuerdo con las diferencias expuestas en la Tabla 4-2, el OBC presenta una capacidad de potencia menor que la disponible en un cargador off-board. Esto se debe a que una mayor capacidad de potencia en el OBC, implicaría en el EV un mayor peso y costo [Haghbin et al., 2010]. De otro lado, aunque el cargador off-board presenta alta capacidad de potencia, es en realidad el EV quien establece los niveles máximos de potencia permitidos en la carga.

En [Habib et al., 2018] se menciona que la instalación de un cargador off-board es más compleja y costosa, comparada con la de un OBC, dado que el off-board incluye usualmente un BMS propio, por los altos niveles de potencia que maneja, los cuales pueden llegar a causar una sobrecarga en la HVB.

## 4.6 Flujos de Potencia

En las anteriores secciones se establecieron 2 tipos de cargadores teniendo en cuenta su inclusión dentro del EV (OBC y off-board). Sin embargo, estos cargadores pueden realizar la transferencia de potencia en el sentido unidireccional o bidireccional. Dado esto, se presenta en la Fig. 4-4 los elementos que intervienen usualmente en el proceso de carga y sus respectivos sentidos en la transferencia de potencia.

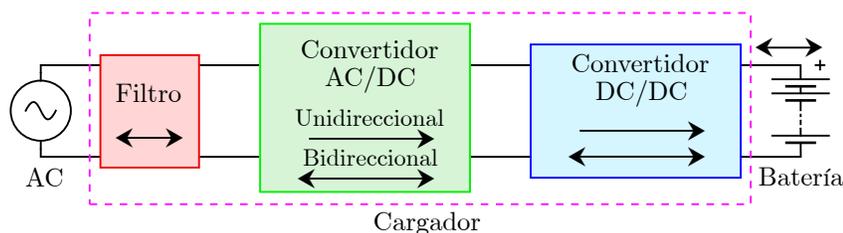


Fig. 4-4: Esquema generalizado de carga en el EV. Modificado de [Yilmaz and Krein, 2013].

De acuerdo con la literatura, se expone a continuación una breve descripción de los sentidos de carga unidireccional y bidireccional.

### 4.6.1 Carga Unidireccional

El flujo de potencia unidireccional, se encuentra relacionado exclusivamente con la tecnología G2V, evitando de esta manera, el aumento de la degradación de la batería (problema relacionado en parte con el incremento en la cantidad de ciclos de carga y descarga). En cargadores unidireccionales es común encontrarse con un puente de diodos en el proceso de rectificación (AC/DC), dado que se reduce la complejidad del sistema y de este modo el costo del cargador. Las empresas eléctricas de servicio público consideran este medio de carga el más sencillo para controlar, y además, su funcionamiento contribuye con la red eléctrica, en el servicio auxiliar de regulación de frecuencia y tensión [Mwasilu et al., 2014].

### 4.6.2 Carga Bidireccional

El flujo de potencia bidireccional permite el uso de las tecnologías G2V y V2X. El EV en el modo V2X respalda la red eléctrica, regulando los niveles de las potencias  $P$  y  $Q$ . Siendo esto posible, siempre y cuando no se esté usando el EV [Monteiro et al., 2018a].

Los cargadores bidireccionales usualmente utilizan un convertidor AC/DC con PFC y un convertidor DC/DC encargado de regular la potencia en la carga de la HVB [Yong et al., 2017]. El avance de las redes inteligentes genera una mayor aceptación de los cargadores bidireccionales; sin embargo, las empresas eléctricas de servicio público y las industrias de automotores consideran esta tecnología compleja y de alto costo [Yilmaz and Krein, 2013]. Además, el problema de la degradación de la batería aumenta en este caso y puede que el usuario exija que se le garantice un  $SOC$  alto cuando él necesite el EV.

## 4.7 Control PFC

En circuitos AC existen 3 tipos de potencias, las cuales se describen a continuación en términos generales. La potencia aparente ( $S$ ) es la potencia total que consume el sistema,  $P$  es la potencia real que necesita el sistema, siendo esta la que facturan las empresas de servicio eléctrico a los usuarios; y por último se encuentra  $Q$ , esta potencia es propia de los campos magnéticos y eléctricos de los elementos almacenadores de energía, además, las empresas de servicio eléctrico no cobran a los usuarios por este tipo de potencia, siempre y cuando, el sistema del usuario cumpla en Colombia con el  $PF$  establecido por la Comisión de Regulación de Energía y Gas [CREG, 2005]. El  $PF$  mide la utilización real del consumo

de  $S$  en el sistema [Lyon, 1933], tal como se muestra en la ecuación 4-1.

$$PF = \frac{P}{S} \quad (4-1)$$

La importancia de mantener el  $PF$  lo más cercano al valor de 1, es porque  $Q$  incrementa el consumo de  $S$  y por consiguiente las pérdidas de potencia en las líneas (caídas de tensión), desestabilizando al mismo tiempo la red [Bolognani and Zampieri, 2013]. De otro lado, el  $PF$  es equivalente al  $\cos(\varphi)$ , donde  $\varphi$  es el ángulo de desfase existente entre las señales de voltaje y corriente en la entrada del sistema. Dado que el sistema en este estudio es un convertidor de potencia, se ajusta el valor de  $\varphi$  mediante el control PFC, tal como se muestra en la Fig. 4-5. Este control detecta los cruces por cero del voltaje de entrada ( $V_{in}(t)$ ), para mantener sincronizada la corriente de entrada ( $I_{in}(t)$ ) y lograr el objetivo de control [Ware, 2006].

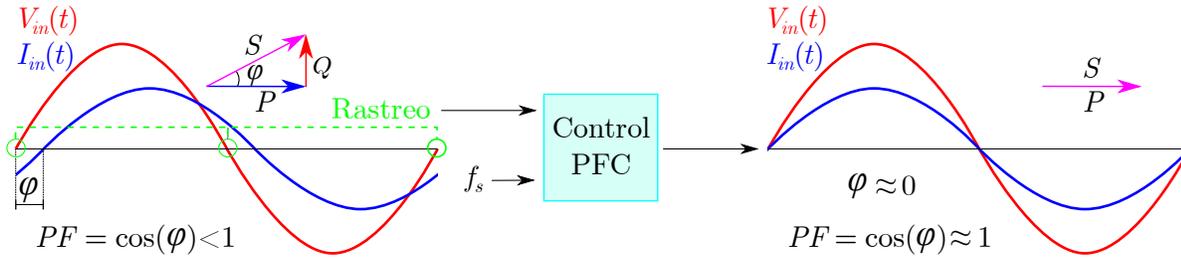


Fig. 4-5: Estrategia de control para la regularización del  $PF$ . Elaboración propia.

## 4.8 Batería

En la trayectoria de los avances tecnológicos del EV la batería ha sido un factor muy importante, debido a que es su principal fuente de energía. Diferentes tipos de baterías han sido partícipes de estos cambios, por ejemplo las de Plomo-Ácido, Niquel-Metal Hidruro y Litio, siendo esta última la de mayor preferencia actualmente en la industria de EVs, dado que presenta una alta densidad de potencia y energía, carga rápida, poco peso y volumen, elevado número de ciclos de vida, amplio rango de temperatura, efecto memoria insignificante, libre de mantenimiento y tasa de autodescarga baja [Chau, 2014, Zhang et al., 2016].

Algunas investigaciones en materia de innovación tecnológica para las baterías de Litio, promueven el aumento de su seguridad, eficiencia ( $\eta$ ) y un menor coste, permitiendo de esta forma, que el precio del EV llegue a ser competitivo en un futuro cercano con respecto al precio de un vehículo convencional [Schmidt et al., 2020]. Una de las presentaciones más recientes de estos avances tecnológicos, fue realizada por Tesla en el Battery Day del 2020, donde se expresó la importancia del Silicio con respecto al Grafito en el proceso de almacenamiento de Litio, lo cual causaría un impactante aumento de la densidad de energía almacenada en la batería. Además, informaron sobre la adquisición de importantes reservas

de Litio en los Estados Unidos, garantizando su disponibilidad para ese país en el curso de los años [Tesla, 2020].

### 4.8.1 Modelado de la Batería

De acuerdo con lo anterior, en este trabajo se tomará la batería con tecnología de iones de Litio (Lithium-ion, Li-ion) y particularmente en la simulación de la HVB se utilizará el bloque de Simulink llamado Battery, ubicado en la librería: Simscape/Power Systems/Specialized Technology/Electric Drives/Extra Sources.

Las baterías de Li-ion presentan una curva típica de descarga, mostrada en la Fig. 4-6(a) con color rojo. En esta figura se observa una zona de color azul en el rango de  $t \in [0, t_1]$  h, llamada área exponencial, donde el voltaje máximo de la batería ( $V_{max}$ ) decae rápidamente hasta el voltaje exponencial final ( $V_{exp}$ ). En este punto, el voltaje de la batería ( $V_{bat}(t)$ ) entra en el área nominal, zona en la que se extrae la mayor parte de la carga almacenada en la batería, representada con color verde y delimitada por  $t \in [t_1, t_2]$  h. Siguiendo la curva de descarga, se encuentra el voltaje nominal de la batería ( $V_{nom}$ ) y es justo en este punto que  $V_{bat}(t)$  entra en la última área de este proceso, en donde es descargada totalmente la batería, llegando al límite de tensión conocido como voltaje de corte ( $V_{cut}$ ), ubicado en  $t_3$ , límite en el que la batería es desconectada por seguridad [Baboselac et al., 2017].

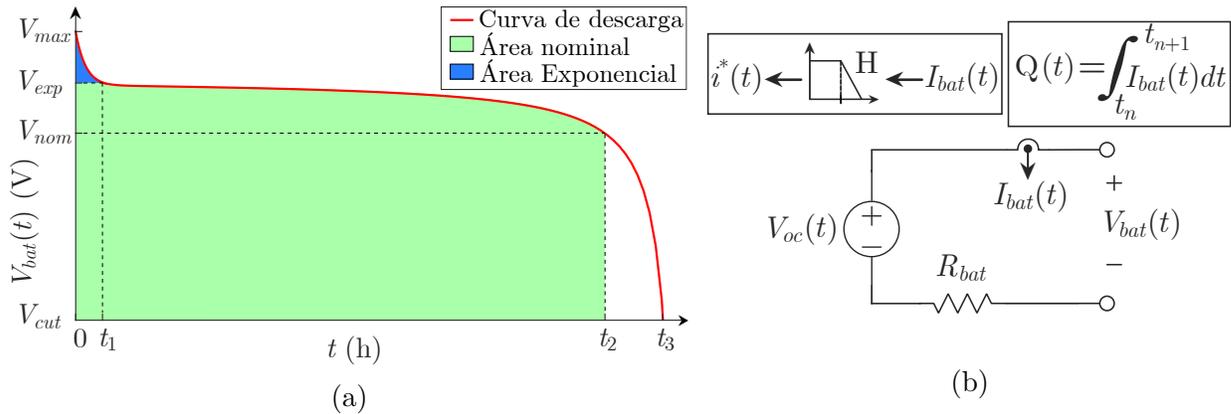


Fig. 4-6: Características generales de la batería de Li-ion. En (a) se muestra la típica curva de descarga y en (b) el esquema circuital utilizado para simular la HVB. Modificado de [MathWorks, 2017].

De acuerdo con esto, el comportamiento dinámico evidenciado en la batería resulta de un modelo genérico [MathWorks, 2017], conformado circuitalmente por una resistencia y una fuente de tensión DC controlada, conocidas en la literatura como resistencia interna ( $R_{bat}$ ) y voltaje en circuito abierto ( $V_{oc}(t)$ ), tal como se muestra en la Fig. 4-6(b). El  $V_{oc}(t)$  es el encargado de la dinámica no lineal y puede darse en 2 casos, el primer caso es el de descarga, determinado mediante la ecuación 4-2, donde  $E_0$  es el voltaje constante en la batería,  $K$

es la pendiente de la curva de polarización o la resistencia de polarización [Shepherd, 1963],  $Q(t)$  es la carga eléctrica de la batería,  $Q_{max}$  es la carga eléctrica máxima de la batería,  $i^*(t)$  es la dinámica a baja frecuencia de la corriente de la batería ( $I_{bat}(t)$ ),  $A$  es la amplitud del área exponencial y  $G$  es la inversa de la carga eléctrica exponencial.

$$V_{oc}(t) = E_0 - \frac{K \cdot Q_{max}}{Q_{max} - Q(t)} \cdot (i^*(t) + Q(t)) + A \cdot \exp(-G \cdot Q(t)) \quad (\text{V}) \quad (4-2)$$

El segundo caso que presenta el  $V_{oc}(t)$  es el de carga, este es determinado por la ecuación 4-3 y puntualmente, será el caso en que trabajará el modelo de la batería, debido a que en esta parte del documento se tiene la finalidad de cargar una HVB.

$$V_{oc}(t) = E_0 - \frac{K \cdot Q_{max} \cdot i^*(t)}{0,1 \cdot Q_{max} + Q(t)} - \frac{K \cdot Q_{max} \cdot Q(t)}{Q_{max} - Q(t)} + A \cdot \exp(-G \cdot Q(t)) \quad (\text{V}) \quad (4-3)$$

En concordancia con las ecuaciones 4-2 y 4-3, el valor de  $V_{bat}(t)$  varía según el caso en que se encuentre la batería, tal como se muestra en la ecuación 4-4. Por ley pasiva de signos, el término  $R_{bat} \cdot I_{bat}(t)$  será positivo si el sistema está en el caso de carga y negativo si está en el caso de descarga.

$$V_{bat}(t) = V_{oc}(t) \pm R_{bat} \cdot I_{bat}(t) \quad (\text{V}) \quad (4-4)$$

De otro lado, el  $SOC(t)$  es una medida ampliamente utilizada, puesto que permite conocer el nivel de capacidad disponible en la batería, relacionando las variables de  $Q(t)$  y  $Q_{max}$ , como se muestra a continuación.

$$SOC(t) = \left(1 - \frac{Q(t)}{Q_{max}}\right) \cdot 100 \quad (\%) \quad (4-5)$$

## 4.8.2 Estrategia de Control para la Carga de la Batería

Por simplicidad solo se tendrán en cuenta las estrategias de control utilizadas en el proceso de carga de las baterías de Li-ion. En la literatura han sido propuestas diferentes estrategias de control, buscando principalmente la reducción del tiempo que demanda este proceso, independientemente de la potencia disponible en el cargador. La estrategia más conocida ha sido la de CC-CV, ver Fig. 4-7. Este método mantiene a  $I_{bat}(t)$  en el nivel máximo establecido ( $I_{max}$ ), hasta que  $V_{bat}(t)$  llegue a  $V_{max}$ , en el rango de  $t \in [0, t_1]$  h; de ahí en adelante, en el intervalo de  $t \in [t_1, t_2]$  h se mantiene  $V_{bat}(t)$  al nivel de  $V_{max}$ , mientras que  $I_{bat}(t)$  disminuye exponencialmente, hasta que el  $SOC(t)$  alcanza el  $SOC$  máximo ( $SOC_{max}$ ), correspondiente al valor del 100 % [Tomaszewska et al., 2019]. Según [Poon et al., 2003], este método de carga tiene puntos críticos relacionados con el aumento de la temperatura, además, en [Battery University, 2018] se menciona que el aumento del nivel de  $I_{bat}(t)$  en la etapa CC, permite que  $V_{bat}(t)$  alcance a  $V_{max}$  más rápido; no obstante, cuando se satura la batería en la etapa CV el sistema tarda más tiempo en completar el  $SOC_{max}$ .

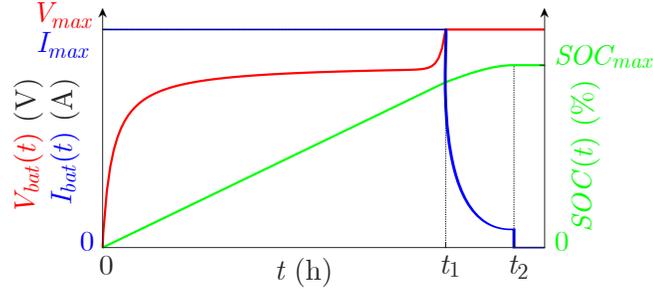


Fig. 4-7: Estrategia CC–CV para la carga de baterías de Li-ion. Modificado de [Tomaszewska et al., 2019].

Por otra parte, una estrategia de control que reduce los problemas expuestos en el anterior párrafo, es la de potencia constante–voltaje constante (constant power–constant voltage, CP–CV), ver Fig. 4-8. En este método se mantiene una potencia constante en el intervalo de  $t \in [0, t_1]$  h [Huang et al., 2020], mientras que  $V_{bat}(t)$  alcanza a  $V_{max}$ . Al cumplirse esta condición, en el rango de  $t \in [t_1, t_2]$  h,  $I_{bat}(t)$  disminuye exponencialmente hasta que el  $SOC(t)$  alcanza el  $SOC_{max}$ . La etapa de CP reduce gradualmente el nivel de corriente, favoreciendo de esta forma el comportamiento interno de este tipo de baterías, además, permite que la batería almacene y conserve de manera eficiente la capacidad cargada [Zhang, 2006]; en cambio, la etapa CV aumenta el riesgo de sobrecarga, estresa la batería y disminuye su vida útil [Battery University, 2018].

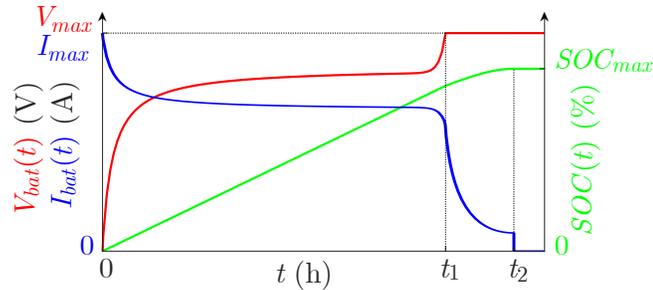


Fig. 4-8: Estrategia CP–CV para la carga de baterías de Li-ion. Modificado de [Tomaszewska et al., 2019].

Analizando los puntos negativos que presenta la etapa CV en la carga de este tipo de baterías, se propone en este estudio una estrategia de control donde la batería no esté expuesta a saturaciones y la carga se almacene de forma eficiente, como sucede en la etapa CP. En la Fig. 4-9 se muestra el esquemático del control propuesto, en el intervalo de  $t \in [0, t_1]$  h se encuentra la primera etapa de tipo CP, este proceso finaliza cuando  $SOC(t)$  alcance un límite ( $SOC_{Lim}$ ) asociado a la potencia de carga disponible, dado que el aumento de  $I_{bat}(t)$  causa que el  $V_{max}$  se obtenga más rápido y no es lo que se propone con este cambio. Al cumplirse  $SOC(t) \geq SOC_{Lim}$  comienza la etapa de potencia exponencial (exponential power, EP), donde no se fijan valores de  $I_{bat}(t)$  o  $V_{bat}(t)$ , solo se dispone de una potencia que

decrece exponencialmente, la cual utiliza la batería de la manera más eficiente en su carga. Esta última etapa se da en el intervalo de  $t \in [t_1, t_2]$  h, finalizando cuando  $SOC(t)$  alcance el  $SOC_{max}$ . En la literatura se ha acordado que un  $SOC(t) > 90\%$  durante la carga de estas baterías conlleva a diferentes desventajas, muy similares a las mencionadas sobre la etapa CV [Hannan et al., 2018]. Por esta razón se especifica de antemano que el  $SOC_{Lim}$  no debe ser mayor al 90% en ningún caso.

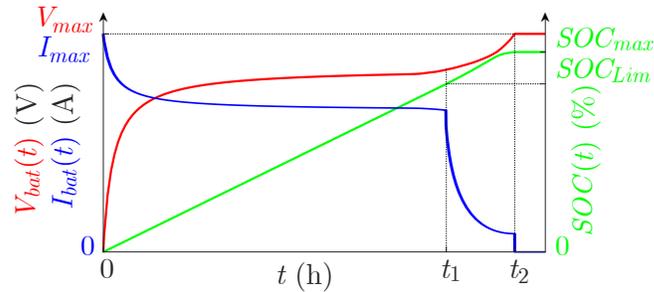


Fig. 4-9: Estrategia CP-EP para la carga de baterías de Li-ion. Elaboración propia.

## 4.9 Topologías

En la Fig. 4-10 se presenta una topología convencional que cumple con los requisitos generales de este estudio. Tal como se mencionó en la sección 4.6.2, este convertidor presenta en el proceso AC/DC un puente rectificador de diodos, y en serie a este, se encuentra usualmente en el DC/DC un convertidor boost, encargado de elevar el nivel de tensión para la carga del EV [Rubino et al., 2017].

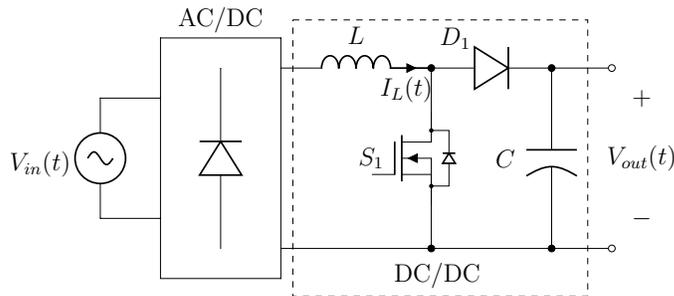


Fig. 4-10: Convertidor boost PFC convencional. Adaptado de [Rubino et al., 2017].

En esta topología, la pérdida de potencia por causa de la recuperación inversa del diodo  $D_1$ , fue un tema importante en el momento de considerar su aplicación [Figueiredo et al., 2010]. Sin embargo, este panorama cambió totalmente con la tecnología de Carburo de Silicio (Silicon carbide, SiC), tal como se expone en [Kerr, 2014]. De otro lado, este convertidor presenta ruido EMI y las pérdidas por conducción en el puente rectificador aún siguen siendo significativas [Abdel-rahman and Persson, 2019], afectando directamente a  $\eta$ . Debido a esto,

se han propuesto diferentes topologías derivadas de este convertidor, las más conocidas son presentadas a continuación:

### 4.9.1 Boost PFC sin Puente

En la Fig. 4-11 se presenta el convertidor boost PFC sin puente, topología que simplifica en una misma estructura circuital los procesos AC/DC y DC/DC vistos anteriormente [Wood, 2006], reduciendo el número de elementos y por lo tanto su costo, volumen y peso.

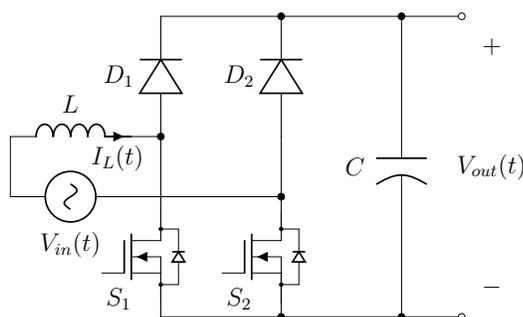


Fig. 4-11: Convertidor boost PFC sin puente. Adaptado de [Wood, 2006].

En este convertidor se reducen las pérdidas por conducción, comparado con las pérdidas que presenta el anterior caso, mejorando de esta forma la  $\eta$ . Además, el control de la conmutación de los interruptores  $S_1$  y  $S_2$  no es complejo, menciona [Sujitha and Krithiga, 2017]. Por otra parte, esta topología presenta nuevamente ruido EMI, sin embargo, al estar el inductor ( $L$ ) en serie con la entrada AC, se realiza una acción de filtrado adicional, disminuyendo estas interferencias y el costo de un filtro EMI adicional [Soldano, 2005].

### 4.9.2 Doble Boost PFC con Semi-Puente

La topología del doble boost PFC con semi-puente, se muestra en la Fig. 4-12. Esta ha sido una de las más populares y puede resolver el problema del ruido EMI. No obstante, [Chellappan, 2018] expresa que circuitalmente tiene un inductor por cada semi-ciclo de línea ( $L_1$  y  $L_2$ ) y un puente rectificador de diodos adicional, lo que resulta ser una adaptación que aumenta el costo de implementación.

### 4.9.3 Totem-Pole Boost PFC sin Puente

La topología totem-pole mostrada en la Fig 4-13, es prácticamente la misma topología del boost PFC sin puente, solo cambian de posición el diodo  $D_1$  y el interruptor  $S_2$ . Según [Wei, 2018], este convertidor presenta un rizado en la corriente de entrada considerablemente alto, requiriendo de esta forma un filtrado adicional u otras topologías derivadas de esta. De otro lado, el problema del ruido EMI en modo común no está resuelto y las pérdidas

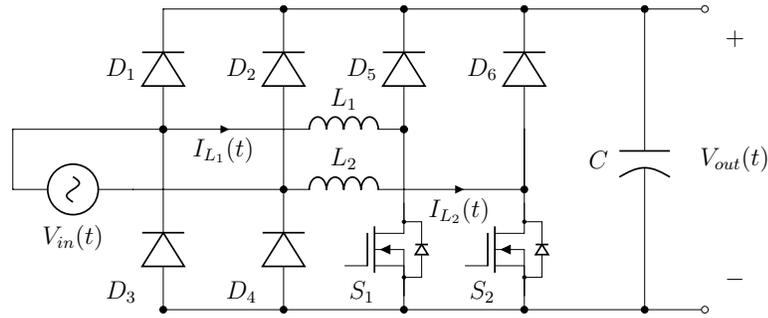


Fig. 4-12: Convertidor doble boost PFC con semi-puente. Adaptado de [Chellappan, 2018].

de potencia por causa de la recuperación inversa de los diodos, en modo de conducción continua (Continuous Conduction Mode, CCM), son menores con la implementación de las tecnologías SiC y Nitruro de Galio (Gallium Nitride, GaN) [Tao, 2017]. Si el convertidor trabaja en CCM, significa que el valor de la corriente del inductor ( $I_L(t)$ ) no será equivalente a cero durante un periodo de conmutación ( $v$ ) [TI, 1999].

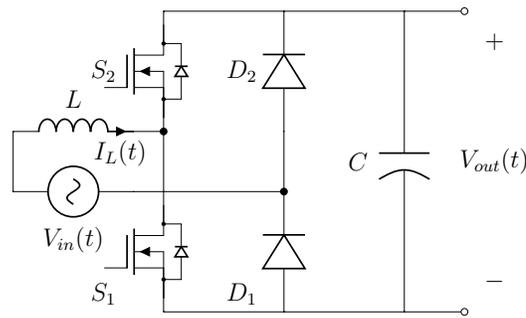


Fig. 4-13: Convertidor totem-pole boost PFC sin puente. Adaptado de [Chellappan, 2018].

Considerando las descripciones de las topologías presentadas en esta sección y lo expresado en [Nassary et al., 2020], se hace notar que en el presente estudio se trabajará con el convertidor boost PFC sin puente (llamado en adelante como boost PFC, BPFC), dado que puede llegar a obtener alta  $\eta$ , con un cantidad baja de elementos, sin una estructura circuital compleja, ni un control complejo y a un bajo costo [Sujitha and Krithiga, 2017].

## 4.10 Modelado del Convertidor Bajo Estudio

El convertidor BPFC en CCM presenta 4 estados dinámicos [Cheng et al., 2018], estos serán agrupados en 2 casos y representados por medio de variables de estado, como se expone a continuación:

- Carga del inductor:** En este caso el sistema se define por medio de la ecuación  $\dot{x} = A_1 \cdot x + B \cdot u$ , con  $A_1$ ,  $B$  y  $x$  expuestas en 4-6, donde  $R_L$  es la resistencia de carga,

$C$  es el condensador,  $V_{in}(t)$  es el voltaje de entrada dado por  $V_{in}(t) = V_m \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t)$ ,  $x_1$  es el voltaje del condensador y corresponde a  $V_{out}(t)$  y  $x_2$  es  $I_L(t)$ . Además, se hace notar que la ley de control ( $u$ ) para ambos casos (carga y descarga) es  $u = 1$ . Con respecto a la señal de entrada  $V_{in}(t)$ , al ser una senoide, durante su semiciclo positivo el convertidor entra en el estado 1, mostrado en la Fig. 4-14(a), de otro lado, en el semiciclo negativo el convertidor entra en el estado 3, mostrado en la Fig. 4-15(a).

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C \cdot R_L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{in}(t)}{L} \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} x_1 \rightarrow V_{out}(t) \\ x_2 \rightarrow I_L(t) \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

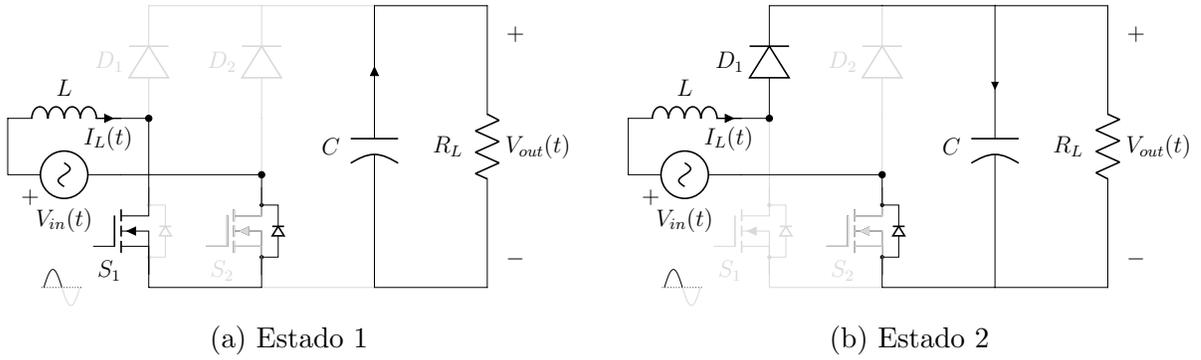


Fig. 4-14: Estados del BPFC en el semiciclo positivo de  $V_{in}(t)$ , (a) carga y (b) descarga del inductor. Modificado de [Cheng et al., 2018].

- Descarga del inductor:** En este caso el sistema se encuentra representado por la ecuación  $\dot{x} = A_2 \cdot x + B \cdot u$  y por simplicidad solo se expone  $A_2$  en 4-7. Durante el semiciclo positivo de  $V_{in}(t)$  el convertidor entra en el estado 2, mostrado en la Fig. 4-14(b). Por otra parte, para el semiciclo negativo de  $V_{in}(t)$  el convertidor entra el estado 4, mostrado en la Fig. 4-15(b).

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C \cdot R_L} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

Durante la transición entre los semiciclos positivos y negativos de  $V_{in}(t)$  ocurren cruces por cero, causando de esta forma que algún  $v$  cercano a estos puntos críticos exponga en el proceso de descarga del inductor un valor de  $I_L(t) = 0$  [Zehendner and Ulmann, 2016], ver estado 5 en la Fig. 4-16. Esta situación es conocida en la literatura como modo de conducción

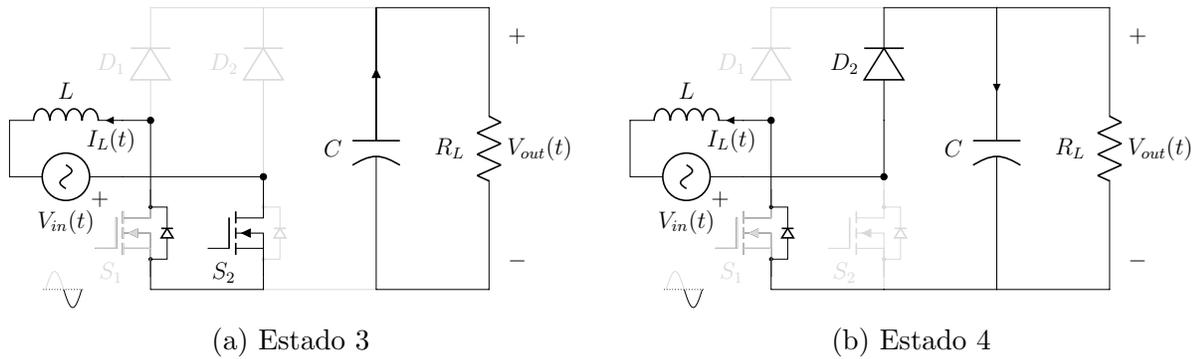


Fig. 4-15: Estados del BPFC en el semiciclo negativo de  $V_{in}(t)$ , (a) carga y (b) descarga del inductor. Modificado de [Cheng et al., 2018].

discontinua (Discontinuous Conduction Mode, DCM) y se define en este sistema tanto para el semiciclo positivo como negativo por medio de la ecuación  $\dot{x} = A_1 \cdot x$ , donde  $u = 0$ .

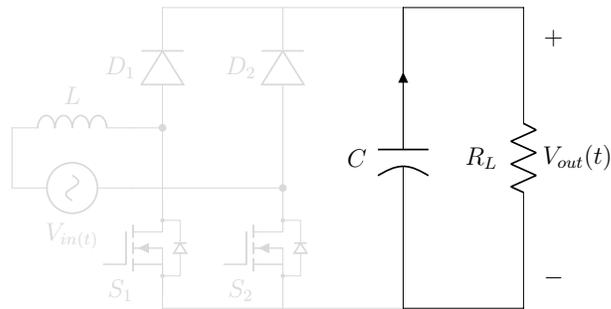


Fig. 4-16: Convertidor BPFC en DCM, estado 5. Modificado de [Cheng et al., 2018].

# 5 Diseño del Convertidor BPFC

En este capítulo se presenta la metodología utilizada en el diseño del filtro inductivo y la selección de los demás elementos que conforman el convertidor BPFC. Además, se determinan las pérdidas de potencia y la eficiencia del sistema.

## 5.1 Cálculo de la Inductancia y Capacitancia

Los valores de  $L$  y  $C$  en el convertidor BPFC están dados por las ecuaciones 5-1 a 5-5 [Fincan et al., 2017, Jappe et al., 2019]. Estas dependen de los parámetros generales del sistema, estipulados en la Tabla 5-1.

Tabla 5-1: Características generales del cargador propuesto. Elaboración propia.

Parámetros	Valor
$V_{out}$	400 V
Frecuencia de conmutación ( $f_s$ )	60 kHz
$V_{in}$	120 V
$P_{out}$	3,6 kW
Frecuencia de la red ( $f$ )	60 Hz
$PF$	0,99
$\eta$	97 %

### Filtro Inductivo

En la ecuación 5-1, el rizado máximo de corriente en el inductor ( $\Delta I_{Lmax}$ ), es calculado entre el 10–35 % del valor máximo de  $I_L(t)$  ( $I_{Lmax}$ ). Particularmente, en este proyecto se utilizará como el 10 % de  $I_{Lmax}$  [TI, 2020].

$$L = \frac{V_{out}}{4 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lmax}} \quad (\mu\text{H}) \quad (5-1)$$

El valor de  $I_{Lmax}$  se calcula por medio de la ecuación 5-2 y de acuerdo con lo mencionado en el anterior párrafo, se obtiene el  $\Delta I_{Lmax}$  mediante la ecuación 5-3 [Dávila Márquez, 2014].

$$I_{Lmax} = \frac{\sqrt{2} \cdot P_{out}}{V_{in} \cdot PF \cdot \eta} = 44,180 \text{ A} \quad (5-2)$$

$$\Delta I_{Lmax} = 10\% \cdot I_{Lmax} = 4,418 \text{ A} \quad (5-3)$$

Con  $\Delta I_{Lmax}$  se evalúa la ecuación 5-1, obteniendo que  $L = 377,241 \mu\text{H}$ .

### Filtro Capacitivo

En la ecuación 5-4, el rizo máximo de voltaje en el capacitor ( $\Delta V_{out}$ ), es calculado entre el 5–6 % de  $V_{out}$ . En este proyecto se trabajará con un 5 % de  $V_{out}$  [Zhou et al., 2014], tal como se muestra en la ecuación 5-5.

$$C = \frac{P_{out}}{\omega \cdot V_{out} \cdot \Delta V_{out}} \quad (\text{mF}) \quad (5-4)$$

$$\Delta V_{out} = 5\% \cdot V_{out} = 20 \text{ V} \quad (5-5)$$

Teniendo el  $\Delta V_{out}$  y considerando la velocidad angular ( $\omega$ ) como  $2\pi \cdot f$ , se evalúa la ecuación 5-4, encontrando que  $C = 1,1936 \text{ mF}$ .

## 5.2 Modelo de Optimización para el Diseño del Inductor

El método de optimización se realiza de forma secuencial, tal como se muestra en el diagrama de flujo expuesto en la Fig. 5-1. La estrategia del diagrama fue planteada con base a los procedimientos y consideraciones de diseño expuestos en [Pressman et al., 2009, Hurley and Wölfle, 2013, Jappe et al., 2019].

Para comenzar el proceso, se realiza una búsqueda del valor de  $I_{Lmax}$ ,  $\Delta I_{Lmax}$  y  $L$ , determinados en la anterior sección. Posteriormente, se debe realizar una base de datos, en donde se encuentren los núcleos seleccionados para este tipo de aplicación. En particular, para la exigencia de potencia y la estrategia de control a desarrollar en este proyecto, se seleccionan 6 núcleos toroidales de tipo AmoFlux, creados por la empresa Magnetics. Estos núcleos de polvo amorfo, son una aleación que cuenta con un entrehierro distribuido, ideal para un circuito PFC, con baja pérdida en el núcleo, alta polarización DC y una temperatura máxima operable de  $155^\circ\text{C}$ . Estas características posicionan al núcleo AmoFlux en una excelente opción para fuentes de alimentación que requieran inductores de alta capacidad de corriente y con una eficiencia superior [Magnetics, 2019].

Cada uno de los núcleos que se encuentran en la base de datos (ver Tabla 5-2) deben pasar por las condiciones expuestas en el diagrama de flujo de la Fig. 5-1. La metodología de diseño general se describe a continuación:

- **Número de vueltas a bobinar en el núcleo ( $N$ ):** este parámetro se calcula por medio de la ecuación 5-6, donde  $A_L$  es el coeficiente de inductancia o la inductancia

Tabla 5-2: Base de datos de núcleos AmoFlux. Elaborada con datos de [Magnetics, 2019].

Parámetros $B_{sat} = 1,5 \text{ T}$	Núcleos					
	88351A7	88894A7	88192A7	88083A7	88439A7	88071A7
$A_L$ (nH)	51	75	138	81	135	61
$l_c$ (cm)	5,88	6,35	12,50	9,84	10,70	8,14
$V_c$ (cm <sup>3</sup> )	2,28	4,15	28,60	10,60	21,30	5,34
$A_w$ (cm <sup>2</sup> )	1,49	1,56	5,14	4,27	4,27	2,97
$MLT$ (cm)	3,69	4,46	7,78	6,02	7,41	4,72
$A_s$ (cm <sup>2</sup> )	26,30	33,80	120,00	71,60	94,20	48,00

específica del núcleo (ver Tabla 5-2).

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (\text{espira}) \quad (5-6)$$

- **Variación de la densidad de flujo magnético ( $\Delta B$ ):** este parámetro depende de la variación tomada en  $\Delta I_{Lmax}$  y se obtiene mediante la ecuación 5-7. Donde  $B_{min}$  y  $B_{max}$  son las densidades de flujo magnético mínima y máxima, dependientes de las intensidades de campo magnético mínima ( $H_{min}$ ) y máxima ( $H_{max}$ ). El campo magnético es representado en general por ambos parámetros,  $B$  y  $H$ .

$$\Delta B = B_{max} - B_{min} \quad (T) \quad (5-7)$$

Los valores de  $B_{min}$  y  $B_{max}$  se determinan a través de la ecuación 5-8. Donde  $H_{min}$  depende de la corriente mínima que se llega a obtener en la entrada del sistema a nte la variación de  $\Delta I_{Lmax}$  en  $I_{Lmax}$  ( $I_{Lmin}$ , ecuación 5-9), y  $H_{max}$  depende de  $I_{Lmax}$ .

$$B_{(min, max)} = \left( \frac{a + b \cdot H_{(min, max)} + c \cdot H_{(min, max)}^2}{1 + H_{(min, max)} + e \cdot H_{(min, max)}^2} \right)^2 \quad (T) \quad (5-8)$$

$$a = 0,08252, \quad b = 0,1236, \quad c = 0,02017, \quad e = 0,01689$$

$$I_{Lmin} = I_{Lmax} - \Delta I_{Lmax} \quad (A) \quad (5-9)$$

Los valores de  $H_{min}$  y  $H_{max}$  se definen con la ayuda de la ecuación 5-10, en donde  $l_c$  es la longitud efectiva del núcleo (ver Tabla 5-2).

$$H_{(min, max)} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{L(min, max)}}{l_c} \quad (\text{Oe}) \quad (5-10)$$

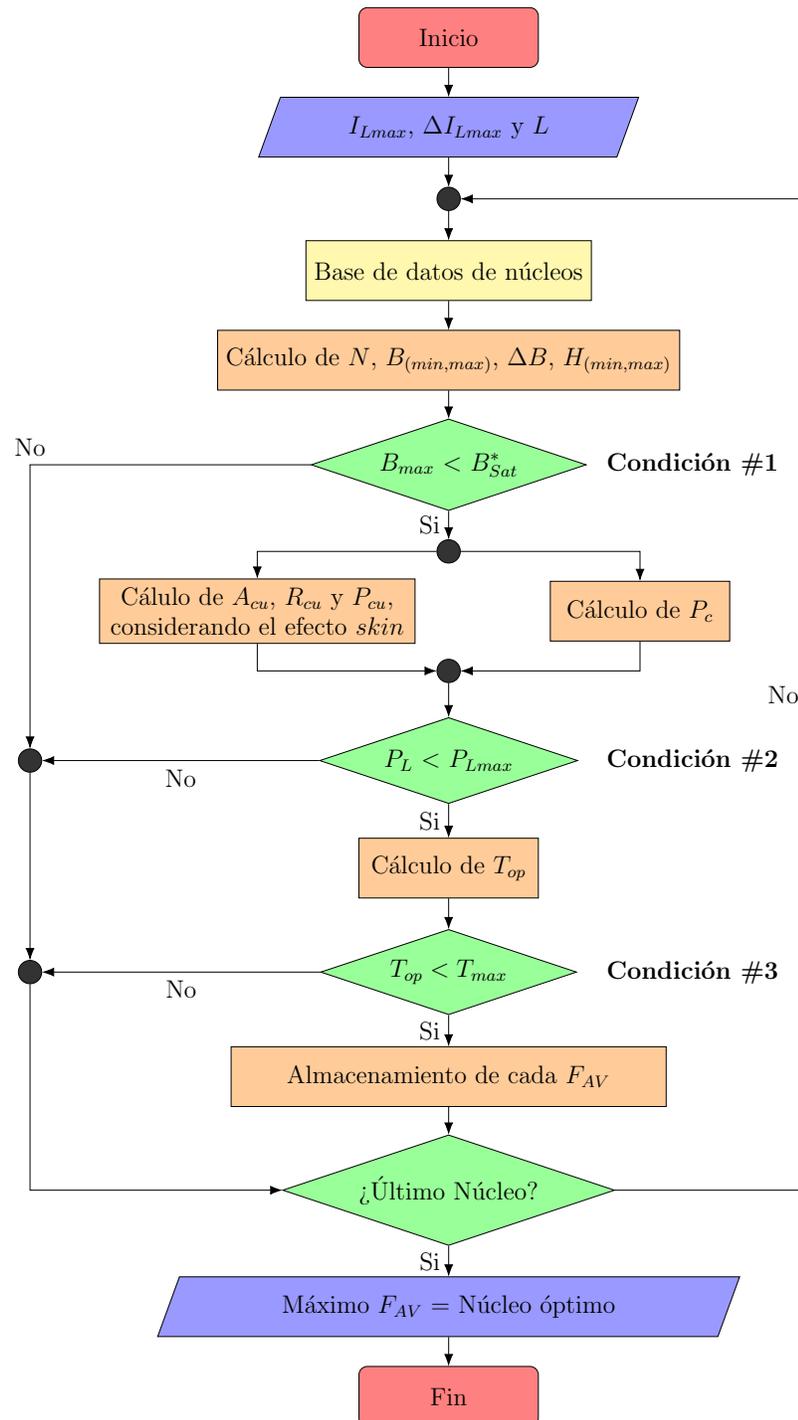


Fig. 5-1: Diagrama de flujo para el método de optimización del inductor. Elaboración propia.

Por seguridad se establece un  $B_{sat}^*$  menor al  $B_{sat}$  dado por el fabricante (ver Tabla 5-2), como se muestra en la ecuación 5-11.

$$B_{sat}^* = B_{sat} - 0,1 \quad (T) \quad (5-11)$$

- **Pérdidas en el núcleo ( $P_c$ ):** este parámetro se calcula por medio de la ecuación **5-12**, donde  $B_{pico}$  es la densidad de flujo magnético pico en el  $\Delta B$  (ver ecuación **5-13**) y  $V_c$  el volumen del núcleo (ver Tabla **5-2**). El fabricante establece diferentes ecuaciones para  $P_c$ , de acuerdo con rangos de  $f_s$  dados en [Magnetics, 2019]. Para este modelo se considera un nivel máximo de  $f_s = 250$  kHz, y la ecuación **5-12** corresponde solamente a un rango dado de  $f_s \in [50, 100)$  kHz.

$$P_c = 55,6 \cdot B_{pico}^{2,2} \cdot \left(\frac{f_s}{1000}\right)^{1,65} \cdot \frac{V_c}{1000} \quad (\text{W}) \quad (\mathbf{5-12})$$

$$B_{pico} = \frac{\Delta B}{2} \quad (\text{T}) \quad (\mathbf{5-13})$$

- **Pérdidas en el cobre ( $P_{cu}$ ):** este parámetro se obtiene mediante la ecuación **5-14**, de acuerdo con la ley de Ohm y asumiendo a  $I_{L(t)}$  de forma sinusoidal. La  $R_{cu}$  es la resistencia DC de  $L$ , esta depende de varios factores, como se muestra adelante.

$$P_{cu} = R_{cu} \cdot \left(\frac{I_{Lmax}}{\sqrt{2}}\right)^2 \quad (\text{W}) \quad (\mathbf{5-14})$$

La  $R_{cu}$  se determina a través de la ecuación **5-15**, donde  $T_{max}$  es la temperatura máxima estimada para el diseño,  $T_a$  la temperatura ambiente,  $\alpha_a$  el coeficiente de temperatura a  $T_a$  (parámetros dados en la Tabla **5-3**),  $\rho$  la resistividad del conductor a un calibre dado (fabricante seleccionado en la sección **5.2.1**) y  $MLT$  la longitud media por vuelta (en inglés: Mean Length Turn,  $MLT$ ) de cada núcleo en la Tabla **5-2**.

$$R_{cu} = \rho \cdot (1 + \alpha_a \cdot (T_{max} - T_a)) \cdot (MLT \cdot N) \quad (\text{m}\Omega) \quad (\mathbf{5-15})$$

Como se mencionó en el anterior párrafo, para hallar el parámetro  $\rho$  es necesario conocer el calibre del conductor y este depende del área del conductor ( $A_{cu}$ ), calculada con la ecuación **5-16**, donde la variable Factor es un porcentaje que limita el área de la ventana ( $A_w$ ) de cada núcleo toroidal en la Tabla **5-2**, a un área efectiva para bobinar.

$$A_{cu} = \frac{A_w \cdot \text{Factor}}{N} \quad (\text{cm}^2) \quad (\mathbf{5-16})$$

En este proyecto se utilizará en el parámetro Factor un valor recomendado de diseño para núcleos toroidales (ver Tabla **5-3**). De acuerdo con este parámetro, se selecciona el valor de  $MLT$  en la hoja de datos del fabricante

### Efecto *skin*

El efecto piel (*skin*) es un fenómeno que limita el área transversal de un conductor, de modo que, entre más alta sea la frecuencia de la corriente que pasa a través del conductor, más cerca se posiciona este flujo a la superficie (piel) del mismo, aprovechando de esta forma solo una pequeña parte de la sección transversal del conductor, siendo esta medida conocida como profundidad en la piel (*skin depth*,  $\delta$ ), ver Fig.5-2. Este comportamiento es debido a la existencia de corrientes parásitas en el conductor, las cuales se desplazan en sentido contrario al flujo de la corriente e incrementan con la frecuencia, causando un aumento de las pérdidas de la bobina y provocando a su vez, un decremento en la eficiencia del sistema. En circuitos DC que no incluyan electrónica de potencia, este efecto es despreciable.

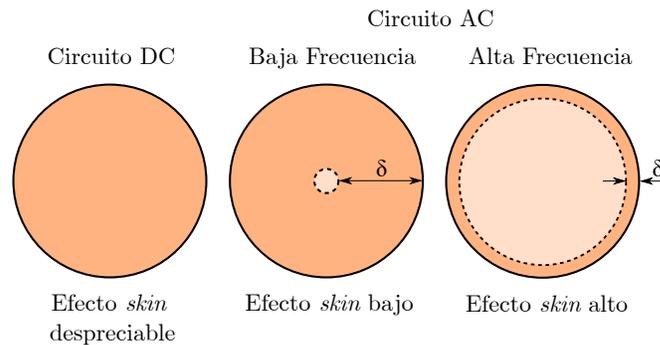


Fig. 5-2: Efecto *skin* en conductores. Elaboración propia.

El factor  $k_{SD}$  determina si se debe realizar el análisis del efecto *skin* en el sistema. La ecuación que lo define es la 5-17, donde  $r_{cu}$  es el radio del calibre seleccionado anteriormente. Para asegurar un buen aprovechamiento del área transversal del conductor, recomiendan establecer  $k_{SD} < 1,5$ .

$$k_{SD} = \frac{r_{cu}}{\delta} \quad (5-17)$$

El parámetro  $\delta$  se calcula por medio de la ecuación 5-18, donde  $\mu_0$  es la permeabilidad magnética del vacío y  $\sigma$  la conductividad del cobre (parámetros dados en la Tabla 5-3). Retomando lo mencionado, la relación de  $f_s$  y  $\delta$  es inversa.

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f_s \cdot \mu_0 \cdot \sigma}} \quad (m) \quad (5-18)$$

Si la variable  $k_{SD}$  no cumple con la condición dada se inicia el proceso de análisis del efecto *skin* en el sistema. El primer paso es obtener un calibre que satisfaga la condición, seguido a esto, se determina el número de conductores, tales que la suma de sus áreas sea  $\approx A_{cu}$ . Cumplidos estos pasos, se determina  $P_{cu}$  y se continúa con el modelo

de optimización.

Entre las recomendaciones al momento de implementar este tipo de inductancia es común encontrar que el número de conductores obtenidos para contrarrestar el efecto *skin*, deben ser trenzados para mitigarlo de una forma más efectiva y al mismo tiempo eliminar otro problema de alta frecuencia conocido como efecto de proximidad, en donde las pérdidas aumentan al interrumpir el campo magnético de un conductor con el de otro que este próximo. El trenzado con respecto a este último fenómeno ocasiona que cada uno de los conductores estén expuestos de igual forma al campo magnético (ver Fig. 5-3), manteniendo además, el mismo valor de inductancia a lo largo del embobinado.

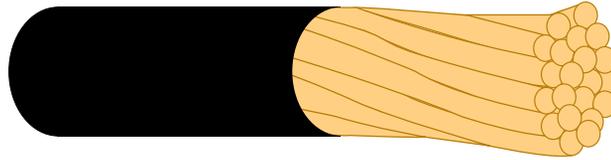


Fig. 5-3: Trenzado de conductores para efectos de alta frecuencia. Adaptado de [Martínez, 2019].

Este sistema cuenta con dos frecuencias, una determinada por el voltaje de la red ( $V_{in}(t)$  a 60 Hz) y otra dada por la conmutación de los interruptores ( $f_s$  a 60 kHz). Por simplicidad solo se considera el efecto *skin* para  $f_s$ , debido a que es la frecuencia que más afecta al flujo de corriente en el conductor de la bobina.

- **Pérdidas totales de  $L$  ( $P_L$ ):** este parámetro se obtiene mediante la ecuación 5-19 y su valor máximo ( $P_{Lmax}$ ) es estimado según el criterio del diseñador. Para este caso en particular, se estima a  $P_{Lmax}$  como el 0,75 % de  $P_{out}$ , tal como se observa en la ecuación 5-20.

$$P_L = P_c + P_{cu} \quad (\text{W}) \quad (5-19)$$

$$P_{Lmax} = 0,75 \% \cdot P_{out} \quad (\text{W}) \quad (5-20)$$

- **Temperatura estimada de operación ( $T_{op}$ ):** el aumento de la temperatura en el núcleo es dado por el incremento de  $P_L$ . La predicción de este parámetro no es sencilla, enuncia [Herrmann and Bucksch, 2015]; sin embargo, en la ecuación 5-21 se presenta una aproximación apropiada para esta variable, donde  $A_s$  es el área de la superficie del núcleo (ver Tabla 5-2) y debe ser tomada de acuerdo con el valor establecido en Factor.

$$T_{op} = \left( \frac{P_L \cdot 1000}{A_s} \right)^{0,833} + T_a \quad (^\circ\text{C}) \quad (5-21)$$

- **Factor de Aprovechamiento Volumétrico ( $F_{AV}$ ):** en la literatura existe el enfoque del volumen mínimo, sin embargo, en el presente documento se relaciona a  $V_c$  con  $P_L$ , tal como se observa en la ecuación 5-22. Las pérdidas son tenidas en cuenta debido a que afectan el desempeño de la bobina en general y esta relación da a entender la cantidad de pérdidas por espacio volumétrico.

$$F_{AV} = \frac{P_L}{V_c} \quad (\text{W}\cdot\text{cm}^{-3}) \quad (5-22)$$

Al terminar de analizar todos los núcleos de la base de datos, solo resta dar por finalizado el método de optimización de la inductancia mediante la selección del máximo  $F_{AV}$ , siendo el núcleo seleccionado el más adecuado para el propósito establecido.

### 5.2.1 Parámetros y Recomendaciones

De acuerdo con el modelo de optimización, los parámetros que son dados por estimaciones de diseño y las constantes ya establecidas en la literatura, son presentadas en la Tabla 5-3.

Tabla 5-3: Parámetros estimados y constantes de diseño. Elaboración propia con algunos datos propuestos en el diseño y otros de la literatura.

Parámetros	Valor
$B_{sat}^*$	1,4 T
$T_{max}$	120 °C
$T_a$	20 °C
$\alpha_a$	0,00393 °C <sup>-1</sup>
Factor	40 %
$\mu_0$	$0,4\pi \mu\text{T}\cdot\text{m}\cdot\text{A}^{-1}$
$\sigma$	59,6 MS·m <sup>-1</sup>
$P_{Lmax}$	27 W

Para la implementación de este diseño se recomienda el uso de alambres Magneto de la empresa Centelsa debido a que permiten operar a 200 °C con una capa doble de aislamiento. Además, presentan facilidad de embobinado, resistencia a la abrasión, hidrocarburos y choques térmicos [Centelsa, 2021].

Existen algunas propuestas para regular la temperatura en este tipo de inductancias, como lo son el pin y el tubo disipador de calor; sin embargo, se ha expuesto que este tipo de medidas aumentan las pérdidas de potencia con respecto a una bobina convencional sin disipador [Nussbaumer et al., 2009], tal como se expone en este proyecto y se ha utilizado en diferentes propuestas de empresas como Texas Instruments, Infineon Technologies, entre otras.

## 5.2.2 Resultados y Cuadros de Diálogo

Este modelo de optimización fue implementando en Matlab, programa del cual se obtiene como respuesta al finalizar satisfactoriamente la búsqueda del núcleo óptimo, un cuadro de diálogo de carácter informativo, donde se menciona que en el entorno de trabajo existe un vector llamado Nucleo, el cual contiene la referencia del núcleo,  $N$ ,  $L$ , calibre en AWG del conductor sin considerar el efecto *skin*, el calibre en AWG\* del conductor considerando el efecto *skin*, el número de conductores a trenzar para efectos de alta frecuencia ( $N_c$ ),  $P_L$ ,  $R_{cu}$ ,  $B_{max}$  y  $T_{op}$ , tal como se puede apreciar a continuación:

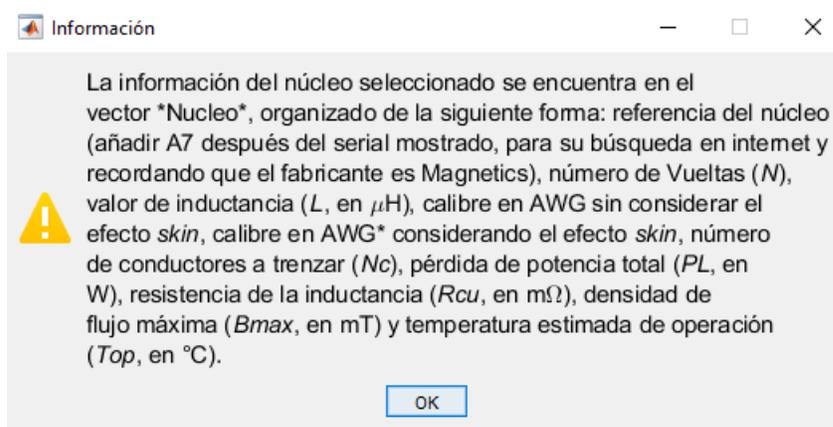


Fig. 5-4: Cuadro de diálogo mostrado al finalizar el modelo satisfactoriamente. Elaboración propia.

Para este proyecto en particular, la información que guarda el vector Nucleo se muestra a continuación:

Tabla 5-4: Parámetros del vector de salida. Elaboración propia.

Referencia	$N$	$L$	AWG	AWG <sup>1</sup>	$N_c$	$P_L$	$R_{cu}$	$B_{max}$	$T_{op}$
88192A7	52	377,241 $\mu$ H	11	23	16	23,06 W	23,4 m $\Omega$	950,5 mT	100 °C

<sup>1</sup> Calibre del conductor considerando el efecto *skin*.

De otro lado, si al finalizar la búsqueda del núcleo óptimo, ninguno culmina satisfactoriamente el modelo, entonces aparece un cuadro de diálogo como el expuesto en la Fig. 5-5.

Para terminar, existen 2 casos adicionales, uno de ellos es la respuesta del modelo ante una  $f_s$  que no se encuentra en el rango establecido (ver Fig. 5-6) y otro es la salida del sistema al detectar que el calibre solicitado no se encuentra dentro de la base de datos realizada, ver Fig. 5-7.

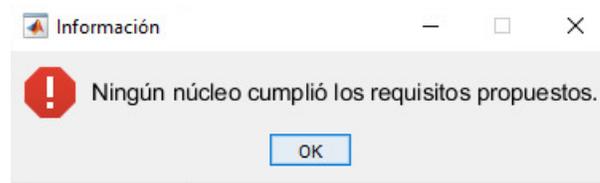


Fig. 5-5: Cuadro de diálogo expuesto al finalizar el modelo sin ningún núcleo seleccionado. Elaboración propia.

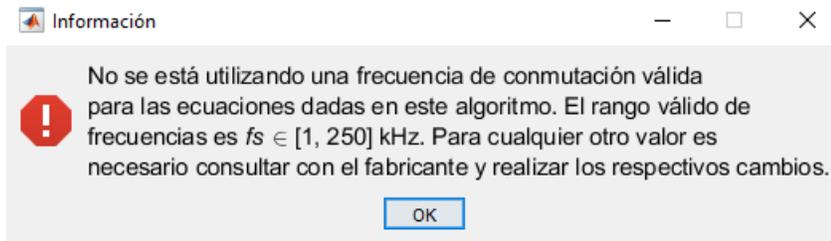
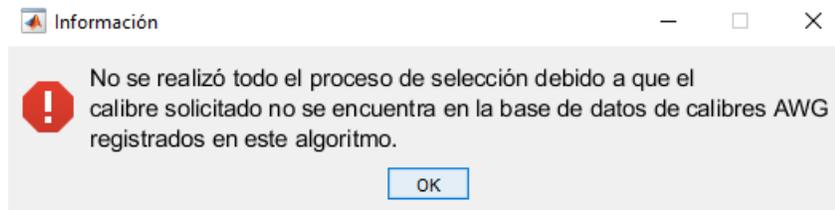
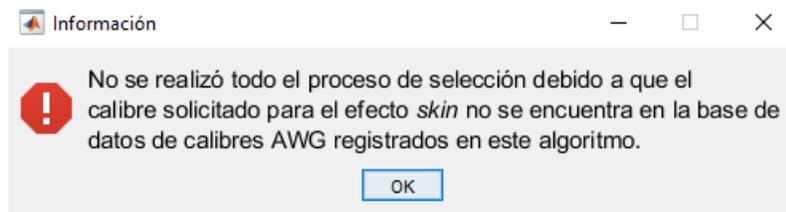


Fig. 5-6: Cuadro de diálogo exhibido al finalizar el modelo por una  $f_s$  fuera de rango. Elaboración propia.



(a)



(b)

Fig. 5-7: Cuadro de diálogo presentado al finalizar el modelo por causa de inconsistencias al buscar el calibre solicitado, en (a) sin considerar el efecto *skin* y en (b) considerándolo. Elaboración propia.

### 5.2.3 Verificación del Comportamiento del Núcleo ante Transitorios de Corriente

Teniendo en cuenta que el núcleo seleccionado cumple con un  $B_{max}$  menor a  $B_{sat}^*$ , se procede a realizar la verificación del nivel de  $B$  ante posibles transitorios de  $I_L(t)$ . Por comodidad, se menciona nuevamente que  $I_L(t)$  es tomada de forma sinusoidal y de acuerdo con esto, una

señal tipo seno tiene sus máximos a  $1/4$  y  $3/4$  de  $T$ , por lo tanto, para el presente estudio solo se tomará en cuenta la señal en el rango de  $t \in [0, 1/4 \cdot T]$  s, con variaciones de  $10 \mu\text{s}$ , tal como se muestra en la Fig. 5-8(a).

La variación de la amplitud de  $I_L(t)$ , se realiza en el rango de  $I_L(t) \in [I_{Lmax}, I_{Lmax}+90]$  A, con variaciones de 10 A. Para cada uno de los valores de  $I_L(t)$  es calculado  $H$  y al obtener este parámetro, se procede a evaluar la función de  $B$  y a graficar la curva de magnetización, que es la relación de  $B$  contra  $H$ , tal como se muestra en la Fig. 5-8(b).

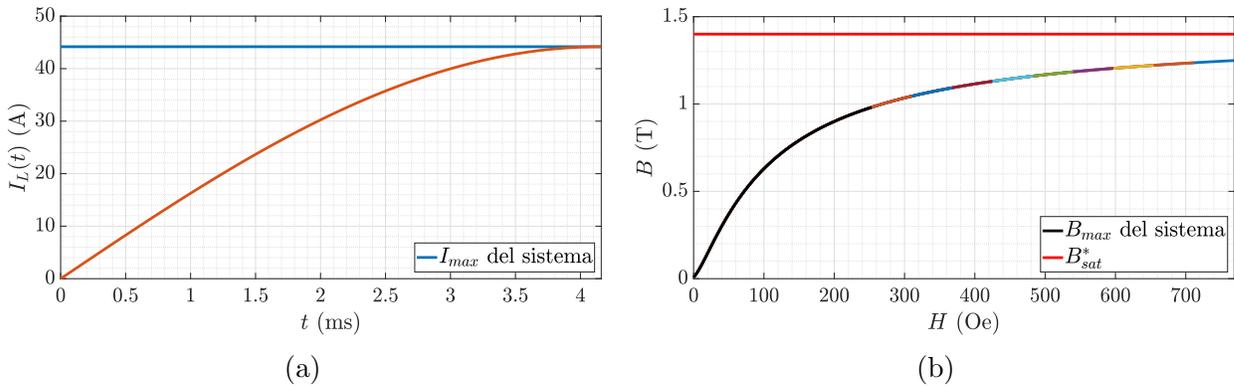


Fig. 5-8: En (a) se muestra la zona considerada para la señal  $I_L(t)$  y en (b) la respuesta del núcleo en la curva de magnetización, ante distintos valores máximos de corriente dados para  $I_L(t)$ . Elaboración propia.

El resultado expuesto permite evidenciar el buen desempeño del núcleo ante distintos transitorios de corriente, debido a que el nivel de  $B_{sat}^*$  estimado no es alcanzado por alguna de las variaciones realizadas.

### 5.2.4 Análisis de las Pérdidas de Potencia en el Núcleo

El comportamiento de  $P_c(t)$  en el tiempo se expone en la Fig. 5-9, el rango utilizado en el parámetro variado es  $t \in [0, 1/2 \cdot T]$  s, con variación de  $10 \mu\text{s}$ . Analizando el resultado, los niveles mínimos de  $P_c(t)$  corresponden a los cruces por cero de la señal sinusoidal, no obstante, los niveles de  $P_c(t)$  incrementan para corrientes menores a  $I_{Lmax}$ . De esta forma, las corrientes cercanas a  $I_{Lmax}$  representan una zona estable para  $P_c(t)$ , dado que  $I_{Lmax}$  es básicamente el valor sobre el cual se realiza el diseño. El valor promedio de  $P_c(t)$  en el tiempo considerado es  $P_c \approx 0,217$  W.

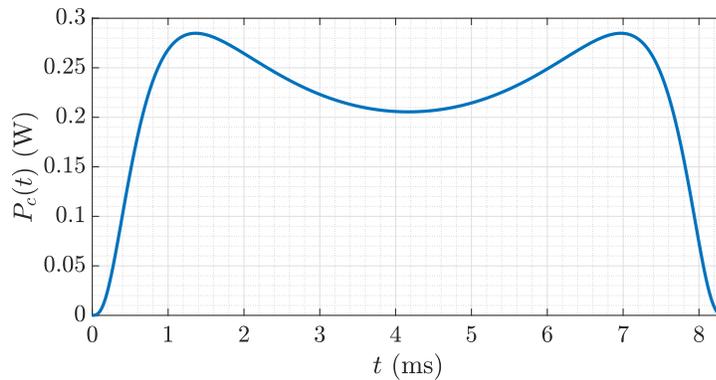


Fig. 5-9: Comportamiento de las pérdidas de potencia en el núcleo. Elaboración propia.

### 5.3 Criterio de Selección Utilizado para el Capacitor

Las ecuaciones presentadas en esta sección, son tomadas de los estudios realizados por las empresas [TDK, 2016, Rubycon Corporation, 2017].

En la literatura, los capacitores CeraLink son llamados los capacitores del futuro debido a que presentan un comportamiento robusto ante variaciones de temperatura, llegando hasta incrementos de 150 °C. Además, esta gama puede operar a una tasa alta de  $f_s$  y los sobrepulsos de tensión generados son extremadamente bajos, gracias a sus características de mínima inductancia y resistencia serie equivalente (equivalent series inductance and resistance, ESL - ESR) [Konrad et al., 2014]. De acuerdo con lo descrito, los CeraLink son una excelente opción casi que para cualquier aplicación; sin embargo, para este proyecto en particular el valor del filtro capacitivo encontrado en la sección 5.1, se aproxima a un valor comercial de  $C = 1,2$  mF, dejando de esta forma en desventaja a este tipo de capacitores, puesto que aún presentan productos con una alta tensión pero a baja capacitancia y viceversa [AG, 2018]. Aunque su propuesta es modulable, deben ser evaluados los temas de dimensionamiento, peso y demás aspectos, para realizar un análisis más profundo.

De otro lado, una solución más convencional que abarca los problemas del nivel de capacitancia y tensión requeridos para este proyecto, es el capacitor electrolítico de aluminio, logrando con su alta capacitancia manejar la componente de baja frecuencia, dada por  $V_{in}$  [Dreipelcher, 2014]. Según [Wang, 2016], el diseño de capacitores para un circuito de potencia en aplicaciones automovilísticas debe tener un tiempo de vida típico de 15 años, 300000 km o 10000 h de servicio a una temperatura máxima de operación ( $T_{Cmax}$ ). El tiempo de vida estimado ( $T_{VE}$ ) se calcula por medio de la ecuación 5-23, donde  $V_{ug}$  es la vida útil garantizada a una  $T_{Cmax}$  dada por el fabricante. El único parámetro que depende del área de trabajo es  $T_a$ , por consiguiente, se debe ubicar estratégicamente el filtro capacitivo dentro de la placa

circuital, para garantizar una longevidad cercana a la típica.

$$T_{VE} = V_{ug} \cdot 2^{\frac{T_{Cmax} - T_a}{10}} \quad (\text{año}) \quad (5-23)$$

A continuación se exponen 2 tipos de configuraciones implementables para el capacitor electrolítico de aluminio, desde el punto de vista comercial:

- En primera instancia se propone solo un condensador, como se muestra en la Fig. 5-10(a). Las características ideales para este capacitor son  $C = 1,2 \text{ mF}$ ,  $V_{ug} = 10000 \text{ h}$ ,  $T_{Cmax} = 105 \text{ }^\circ\text{C}$  y un voltaje DC máximo en el capacitor de  $500 \text{ V}$  ( $V_{Cmax}$ ). No obstante, comercialmente la referencia que cumple casi todos los requisitos es ALF40G122KP500, excepto  $V_{ug} = 9000 \text{ h}$ . Teniendo los datos del fabricante, se evalúa la ecuación 5-23, variando el parámetro  $T_a$  en el rango de  $T_a \in [60, 105] \text{ }^\circ\text{C}$ , con un paso de  $1 \text{ }^\circ\text{C}$ . El resultado se muestra en la Fig. 5-11, donde se aprecia que en  $T_a = 66 \text{ }^\circ\text{C}$ , el capacitor alcanza un  $T_{VE} \approx 15$  años.

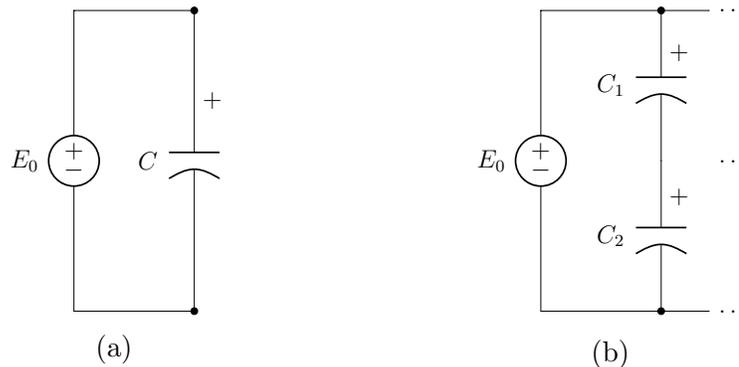


Fig. 5-10: Configuraciones propuestas para el capacitor electrolítico, en (a) un solo condensador y en (b) un banco capacitivo. Elaboración propia.

- La segunda opción propuesta es la de un banco capacitivo (ver Fig. 5-10(b)), compuesto por 11 ramas en paralelo y cada rama contiene 2 capacitores en serie, cada uno con  $C = 220 \text{ } \mu\text{F}$  y un mismo nivel de  $V_{Cmax}$ , para formar una capacitancia equivalente de  $1,21 \text{ mF}$  ( $C_{eq}$ ). Este arreglo se realiza en base al producto presentado por [TI, 2020], en donde se obtienen resultados térmicos muy satisfactorios en los condensadores, de  $\approx 35 \text{ }^\circ\text{C}$ . Esto es posible gracias a que toda la  $Q$ , el almacenamiento de energía y la pérdida de potencia ( $P_C$ ), no están sobre un solo capacitor. Sin embargo, esta distribución causa un desbalance de tensión en los capacitores en serie, problema que ha sido abarcado por los fabricantes, quienes bajo su experiencia han establecido la ecuación 5-24, donde  $N_{cap}$  es el número de capacitores en serie y  $E_{max}$  es el voltaje máximo de  $E_0$ . Aunque esta ecuación no corrige el desbalance, establece un margen de seguridad

en donde los capacitores no se verán afectados, omitiendo mediante esta práctica gastos adicionales.

$$E_{max} = 0,8 \cdot N_{cap} \cdot V_{Cmax} \quad (V) \quad (5-24)$$

De acuerdo con lo establecido, se evalúa la ecuación **5-24**, con  $N_{cap} = 2$  y  $V_{Cmax} = 300$  V, obteniendo de esta forma un  $E_{max} = 480$  V, el cual es aceptable considerando que en estado estacionario se tendría un  $V_{out} \approx 400$  V y que además, dispone de un margen de tensión para los transitorios. Teniendo en cuenta los valores de  $C$  y  $V_{Cmax}$ , se propone idealmente un capacitor con  $C = 220$   $\mu$ F,  $V_{ug} = 10000$  h,  $T_{Cmax} = 105$  °C y  $V_{Cmax} = 300$  V. No obstante, la referencia que mejor cumple los requisitos propuestos es 350BXW220MEFR18X40, variando en  $V_{ug} = 12000$  h y  $V_{Cmax} = 350$  V. Este último, establece un nivel de seguridad aún más óptimo,  $E_{max} = 560$  V. Una vez que se tienen los datos del fabricante, se reemplazan en la ecuación **5-23**, variando nuevamente a  $T_a \in [60, 105]$  °C, con variaciones de 1 °C. El resultado se muestra en la Fig. **5-11** y en comparación con el anterior caso, el valor de  $T_{VE} \approx 15$  años, se logra con  $T_a = 70$  °C.

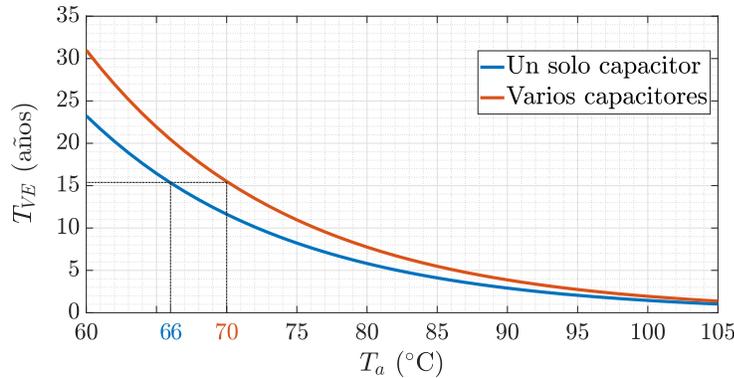


Fig. **5-11**: Comportamiento del tiempo de vida estimado, en las dos configuraciones propuestas para el condensador. Elaboración propia.

Aunque en ambos casos se puede estimar un  $T_{VE} > 15$  años, los fabricantes recomiendan no extender más de ese periodo de tiempo la vida útil de este tipo de capacitores. Las 2 propuestas desde el punto de vista comercial son viables; sin embargo, para este proyecto se selecciona la opción del banco capacitivo debido a que si ocurre alguna falla en el capacitor del primer caso, es inevitable su cambio para garantizar el funcionamiento del cargador; de otro lado, en caso de que algún capacitor falle en la segunda propuesta, solamente quedaría descartada una rama del banco, mientras que las demás podrían seguir funcionando sin sufrir algún daño, menciona [TDK, 2016].

### 5.3.1 Pérdidas de Potencia en el Banco Capacitivo

En este arreglo de capacitores el parámetro  $P_C$  se obtiene mediante la ecuación 5-25, donde  $I_C$  es la corriente RMS del  $C_{eq}$ .

$$P_C = I_C^2 \cdot \text{ESR} \quad (\text{W}) \quad (5-25)$$

La  $I_C$  se determina a través de la ecuación 5-26 [Abdel-rahman and Persson, 2019], evaluada con  $P_{out} = 3,6 \text{ kW}$ ,  $V_{in} = 120 \text{ V}$  y  $V_{out} = 400 \text{ V}$ .

$$I_C = \sqrt{\frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot P_{out}^2}{3 \cdot \pi \cdot V_{in} \cdot V_{out}} - \frac{P_{out}^2}{V_{out}^2}} \approx 15,6 \text{ A} \quad (5-26)$$

La impedancia del capacitor electrolítico está determinada por un circuito serie, conformado por  $C$ , ESR y ESL, ver Fig. 5-12. En baja frecuencia se desprecia a ESL [Nichicon, 2015], como es el caso de este diseño, donde el parámetro  $C$  depende de la componente de baja frecuencia en  $V_{in}$  (ver ecuación 5-4). Por lo tanto, la variable ESR se define con la ecuación 5-27 [Rubycon, 2008], donde  $DF$  es el Factor de Disipación, parámetro tomado de la hoja de datos del fabricante. La ecuación de ESR se evalúa con  $DF = 0,2 \text{ rad}$ ,  $\omega = 120\pi \text{ rad}\cdot\text{s}^{-1}$  y  $C_{eq} = 1,21 \text{ mF}$ .

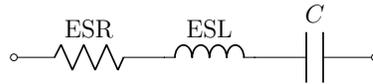


Fig. 5-12: Circuito serie de la impedancia de  $C$ . Adaptado de [Rubycon, 2008].

$$\text{ESR} = \frac{DF}{2 \cdot \omega \cdot C_{eq}} \approx 0,219 \Omega \quad (5-27)$$

Habiendo calculado a  $I_C$  y ESR, se evalúa la ecuación 5-25, obteniendo a  $P_C = 53,3 \text{ W}$ .

## 5.4 Selección de Diodos y Transistores de Potencia

Por comodidad se muestra nuevamente el convertidor BPFC en la Fig. 5-13, además, se describe el funcionamiento del esquema de conmutación teniendo en cuenta los dos casos mencionados en la sección 4.10. Para comenzar el análisis se toma como ejemplo el comportamiento del sistema durante el semiciclo positivo. En el proceso de carga de  $L$ ,  $S_1$  y  $D_4$  permanecen en ON, mientras que  $D_{1,2,3}$  y  $S_2$  permanecen en OFF. De otro lado, en el proceso de descarga  $D_1$  y  $D_4$  permanecen en ON, mientras que  $D_{2,3}$  y  $S_{1,2}$  permanecen en OFF.

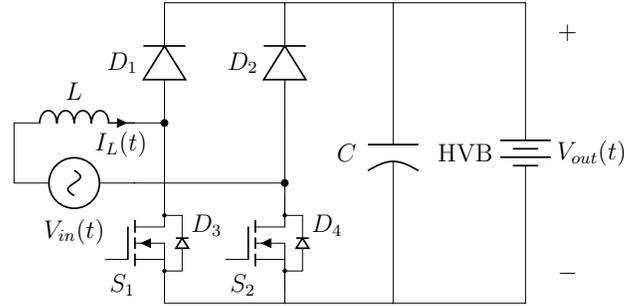


Fig. 5-13: Convertidor BPFC. Modificado de [Cheng et al., 2018].

De acuerdo con lo anterior, se deduce que  $S_1$  y  $D_1$  funcionan de forma complementaria, relacionando el tiempo en que  $S_1$  permanece en ON con  $d \cdot v$  ( $d$  es el ciclo útil) y en el caso de  $D_1$  con  $(1-d) \cdot v$ , siendo el periodo de conmutación  $v := 1/f_s$ . El diodo  $D_4$  conduce en ambos casos y su funcionamiento es complementario con  $D_3$ , diodo que conduce en el semiciclo negativo de  $V_{in}(t)$ . La interpretación de  $d$  y las formas de onda de las corrientes de  $D_{1,4}$  y  $S_1$ , son esquematizadas en la Fig. 5-14. Nótese que aunque solo se analiza el semiciclo positivo, durante el semiciclo negativo varían simplemente los elementos que conducen en el esquema de conmutación ( $D_{2,3}$  y  $S_2$ ).

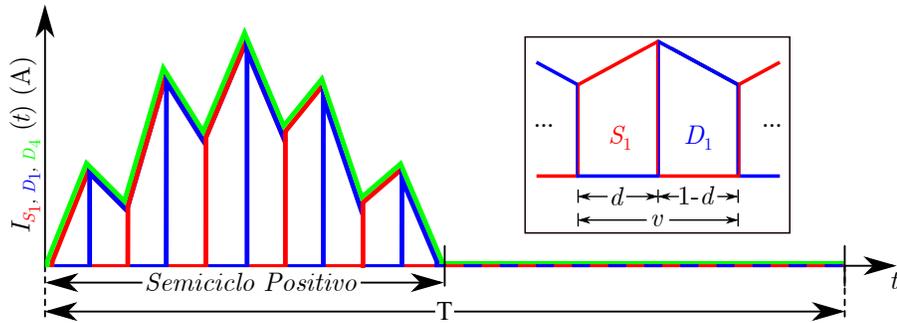


Fig. 5-14: Interpretación de la conmutación complementaria y formas de onda de las corrientes de los dispositivos  $D_{1,4}$  y  $S_1$  durante un periodo de  $V_{in}(t)$ . Elaboración propia.

El parámetro  $d$  se calcula por medio de la ecuación 5-28 [Abdel-rahman and Persson, 2019], evaluada con  $V_{in} = 120$  V y  $V_{out} = 400$  V.

$$d = 1 - \frac{8 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in}}{3 \cdot \pi \cdot V_{out}} \approx 0,64 \quad (5-28)$$

Calculado  $d$ , se determina el valor del ciclo útil complementario, siendo  $1 - d = 0,36$ .

### 5.4.1 Diodos

Las características internas del diodo Schottky, le permiten desempeñarse como un rectificador de onda no controlado de alta  $f_s$  y con una caída de tensión ( $V_F$ ) baja [Liu et al., 2019]. Particularmente en este estudio se selecciona para los dispositivos  $D_1$  y  $D_2$  el diodo Schottky CoolSiC de Infineon Technologies, debido a que presenta un desempeño térmico innovador, alta eficiencia sin recuperación inversa o directa, baja EMI y certificación de uso en el campo automovilístico [IT, 2020].

Los valores DC y RMS de las corrientes  $I_{D_1}(t)$  o  $I_{D_2}(t)$  son estimados mediante las ecuaciones presentadas en 5-29 [Graovac et al., 2006], asumiendo una forma de onda aproximada a una senoide rectificada y conmutada a un ancho de pulso de  $(1-d) \cdot v$ . Estas ecuaciones son evaluadas con  $P_{out} = 3,6$  kW y  $\eta = 0,97$ . De acuerdo con lo anterior, se establecen como requerimientos mínimos una  $I_F > 5$  A y un voltaje DC inverso o de bloqueo mayor a 560 V ( $V_R$ ), por similitud al  $E_{max}$  calculado en la anterior sección.

$$\text{DC} \rightarrow I_F = \frac{P_{out}}{V_{in} \cdot \eta} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot (1-d) \approx 5 \text{ A}; \text{ RMS} \rightarrow I_D = \frac{P_{out}}{V_{in} \cdot \eta} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{1-d} \approx 13,12 \text{ A} \quad (5-29)$$

La referencia seleccionada para este estudio es AIDW40S65C5, entre sus características se encuentran  $V_R = 650$  V,  $I_F = 40$  A y una temperatura de operación máxima ( $T_{jmax}$ ) de 175 °C. Por seguridad, se escogió un nivel de  $I_F$  equivalente a las protecciones del sistema (Ver Fig. 2-1). Nótese que en este tipo de dispositivos se desprecian las pérdidas de potencia por recuperación inversa y directa [ST, 2012], de modo que solo se tomará en cuenta la pérdida de potencia por conducción del diodo ( $P_{Dcond}$ ).

Cuando el diodo conduce se genera un voltaje  $V_F$ , modelado por medio de un voltaje umbral ( $V_U$ ) en serie a una resistencia conocida como resistencia dinámica ( $R_D$ ), tal como se observa en la Fig. 5-15. Las ecuaciones de estos parámetros son tomadas de la hoja de datos del dispositivo y expuestas en 5-30. De acuerdo con lo anterior, se presenta en 5-31 la ecuación que define a  $P_{Dcond}$  [ST, 2011].

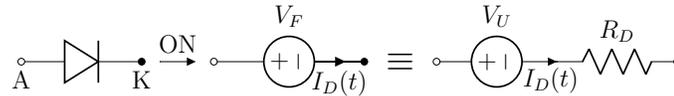


Fig. 5-15: Modelado de un diodo en conducción. Modificado de [ST, 2011].

$$V_F = V_U + R_D \cdot I_F \quad (\text{V}); \quad V_U = a \cdot T_j + b \quad (\text{V}); \quad R_D = c \cdot (T_j)^2 + e \cdot T_j + g \quad (\text{m}\Omega) \quad (5-30)$$

$$a = -0,92 \text{ mV} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}, \quad b = 1 \text{ V}, \quad c = 0,32 \text{ }\mu\Omega \cdot ^\circ\text{C}^{-2}, \quad e = 18 \text{ }\mu\Omega \cdot ^\circ\text{C}^{-1}, \quad g = 0,01 \text{ }\Omega$$

$$P_{Dcond} = V_U \cdot I_F + R_D \cdot I_D^2 \quad (\text{W}) \quad (5-31)$$

Obsérvese que el parámetro  $T_j$  afecta en gran medida el desempeño del dispositivo. Para determinar el valor de esta variable, usualmente se realiza el sensado de la temperatura en la superficie del dispositivo y se evalúan las ecuaciones del modelo térmico con los datos proporcionados por el fabricante, tal como se presenta en [Chen, 2019]. No obstante, en el presente estudio se evalúa el incremento de  $P_{Dcond}$  en el rango de  $T_j \in [T_a, T_{jmax}]$  °C, con variaciones de 0,01 °C y  $T_a = 20$  °C. El resultado se muestra en la Fig. 5-16 y se considera el máximo valor de  $P_{Dcond}$  como la pérdida de potencia total en el diodo ( $P_D$ ), de tal forma que  $P_D \approx 8,16$  W,  $R_D = 22,95$  mΩ,  $V_U = 0,839$  V y  $V_F \approx 0,954$  V.

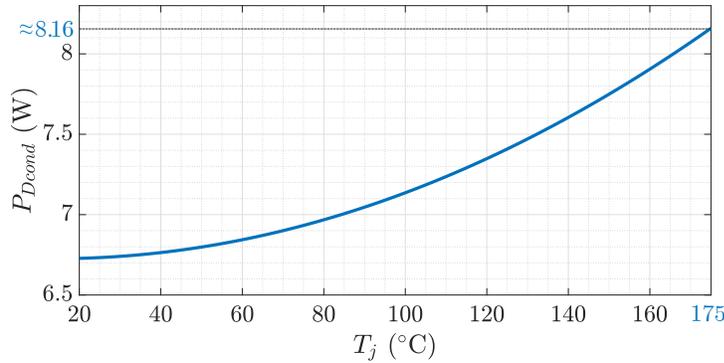


Fig. 5-16: Desarrollo de  $P_{Dcond}$  ante el aumento de  $T_j$ . Elaboración propia.

### 5.4.2 Transistores de Potencia

La implementación de la tecnología SiC en los transistores de potencia redujo de manera significativa la pérdida de potencia por conmutación ( $P_{Scomm}$ ), sin embargo, la pérdida de potencia por recuperación inversa causada por el diodo de rueda libre en el cuerpo del transistor, aún continúa siendo considerable [Styles, 2019]. De otro lado, la tecnología GaN ha demostrado versatilidad frente a otras tecnologías (incluida la SiC), principalmente en la estabilidad de la pérdida de potencia total ( $P_S$ ) ante el aumento de  $f_s$ ,  $P_{out}$  o la temperatura del disipador de calor [Gurpinar and Castellazzi, 2016]. En este estudio se ha seleccionado para los dispositivos  $S_1$  y  $S_2$  una versión mejorada del transistor GaN de alta movilidad de electrones, fabricado por la empresa GaN Systems. Este producto tiene baja inductancia parásita en sus terminales, es bidireccional, no tiene pérdida de potencia por recuperación inversa, es robusto a transitorios, cuenta con baja EMI y su respuesta ante el encendido o el apagado es rápida, permitiendo de esta forma que  $P_{Scomm}$  sea mínima [Li et al., 2016], ver comparación en la Fig. 5-17.

Los transistores de la tecnología seleccionada manejan 3 áreas de funcionamiento, ver Fig. 5-18. En el área A el transistor conduce la corriente eléctrica ( $I_S(t)$ ) del terminal drenaje (D) al terminal fuente (S) y su modelo equivalente es una resistencia conocida como resistencia de

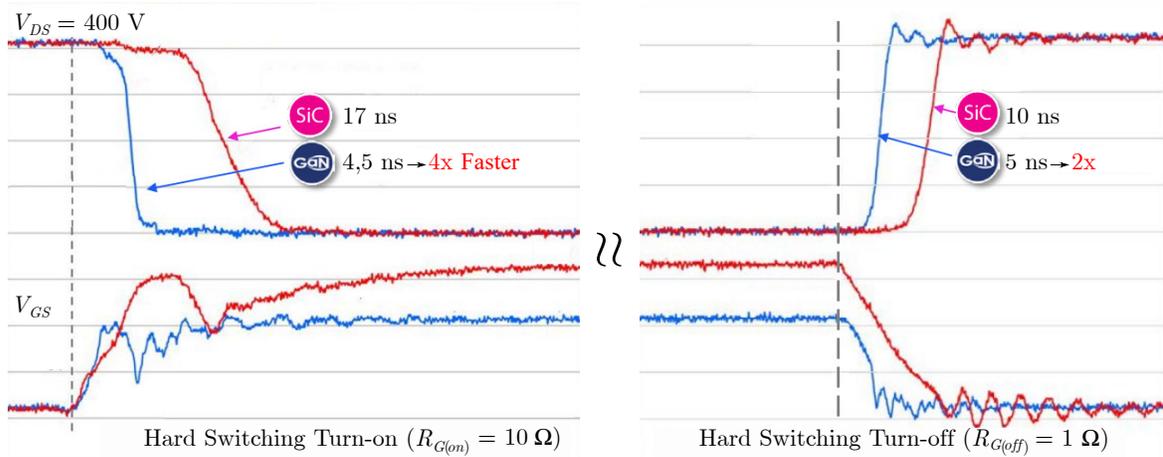


Fig. 5-17: Comparación de los tiempos de conmutación entre transistores de tipo SiC y GaN–GaN Systems. Adaptado de [GaN, 2018].

encendido ( $R_{DS}$ ). Este mismo modelo describe el área B donde ocurre la conducción inversa del transistor, de modo que  $I_S(t)$  circula del terminal S al D. En ambas áreas no existe un

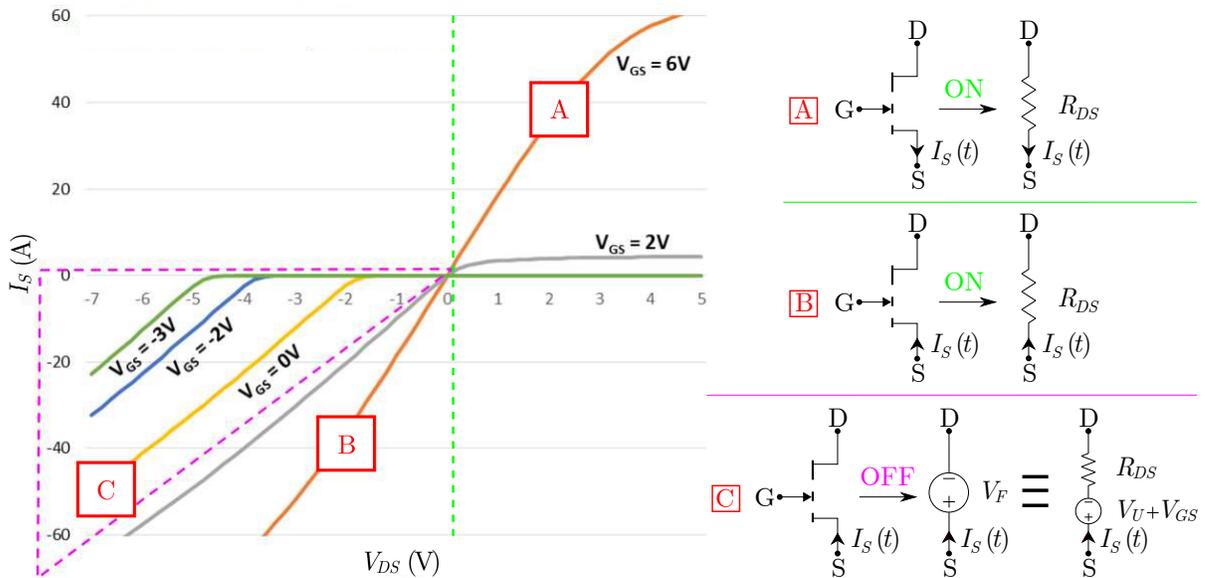


Fig. 5-18: Curvas características del transistor GaN y estados de conducción. Modificado de [GaN, 2020].

cambio en el pulso de activación entre compuerta (G) y S ( $V_{GS}$ ), manteniendo el transistor en estado ON con un  $V_{GS}$  típico de 6 V. En el área C ocurre de nuevo la conducción inversa, no obstante, esta es conocida como estado OFF, dado que ocurre un cambio en el pulso de  $V_{GS}$  a un nivel típico de 0 V. Durante el estado OFF el transistor mantiene un modelo equivalente similar al modelo del diodo mostrado en la Fig. 5-15, con la diferencia de que ahora la resistencia en serie es la misma  $R_{DS}$  y la fuente de tensión es la suma entre  $V_U$  y  $V_{GS}$ .

El esquema del convertidor BPFC con transistores GaN en  $S_1$  y  $S_2$  se muestra en la Fig. 5-19. Teniendo en cuenta que el transistor  $S_1$  conduce en ambos sentidos, se actualiza la forma

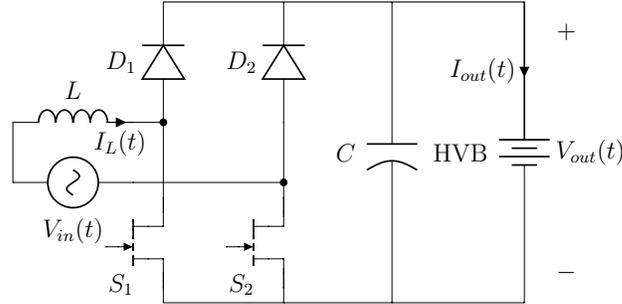


Fig. 5-19: Convertidor BPFC con transistores GaN. Modificado de [Cheng et al., 2018].

de onda de  $I_{S_1}(t)$  en la Fig. 5-20, de la cual se interpreta que el transistor  $S_1$  opera entre las áreas A y C durante el semiciclo positivo; de otro lado, durante el semiciclo negativo el transistor permanece en el área B. Con base en este análisis se deduce que  $P_{S_{conm}}$  será

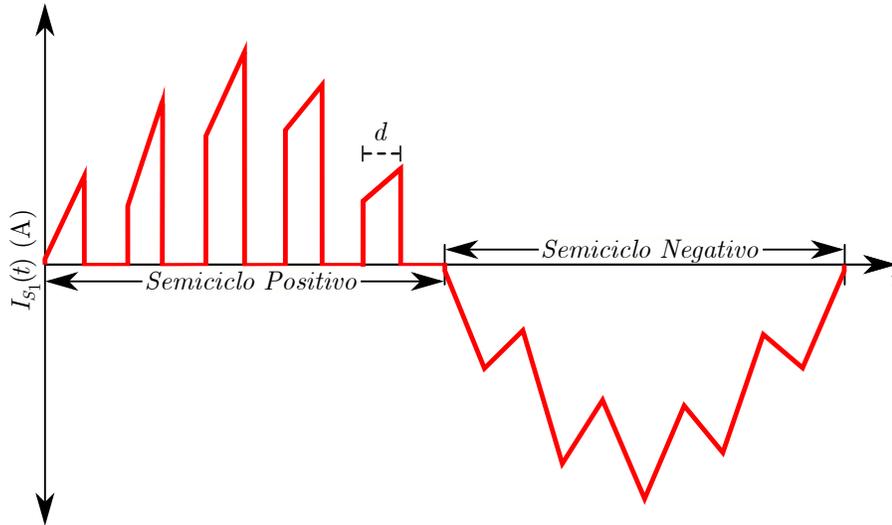


Fig. 5-20: Forma de onda de  $I_{S_1}(t)$  durante un periodo de fase. Elaboración propia.

más elevada en el semiciclo positivo, en cambio, para el semiciclo negativo será mayor la pérdida de potencia relacionada con la conducción de  $S_1$  ( $P_{S_{cond}}$ ). En 5-32 se exponen las ecuaciones de  $P_{S_{cond}}$ ,  $P_{S_{conm}}$  y la pérdida de potencia asociada a la activación del transistor ( $P_{S_{act}}$ ) [Abdel-rahman and Persson, 2019].

$$P_{S_{cond}} = I_S^2 \cdot R_{DS}; P_{S_{conm}} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_s; P_{S_{act}} = V_{GS} \cdot Q_G \cdot f_s + I_G \cdot V_{GS} \cdot d_{AV} \quad (W) \quad (5-32)$$

Algunos de los parámetros establecidos en estas ecuaciones dependen directamente del dispositivo; por lo tanto, se determina el valor RMS por semiciclo de  $I_{S_1}(t)$  en la ecuación 5-33

( $I_{SP}$  para el semiciclo positivo e  $I_{SN}$  para el semiciclo negativo), con  $d = 0,64$ ,  $P_{out} = 3,6$  kW,  $\eta = 0,97$  y  $V_{in} = 120$  V [Graovac et al., 2006].

$$I_{SP} = \frac{P_{out}}{V_{in} \cdot \eta} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{d} \approx 17,5 \text{ A}; \quad I_{SN} = \frac{P_{out}}{V_{in} \cdot \eta} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \approx 21,87 \text{ A} \quad (5-33)$$

De acuerdo con el requerimiento mínimo de corriente dado por  $I_{SN}$ , se selecciona la referencia GS66516T. Este dispositivo presenta una  $R_{DS} = 25$  m $\Omega$ , además, permite una  $I_S = 60$  A y un voltaje entre drenaje y fuente ( $V_{DS}$ ) de 650 V. Los parámetros  $E_{on}$  y  $E_{off}$  representan la energía consumida en la conmutación durante el encendido y el apagado del transistor, en este estudio se seleccionan los valores dados en la hoja de datos del fabricante ( $E_{on} = 134,1$   $\mu$ J y  $E_{off} = 17$   $\mu$ J) debido a que se obtienen con  $I_S = 20$  A y  $V_{DS} = 400$  V.

En el semiciclo positivo la interacción entre las áreas A y C causan que el nivel de tensión en  $V_{GS}$  se de entre valores típicos de 6 y 0 V, resultando de esta forma una carga total en el terminal G ( $Q_G$ ) equivalente a 14,2 nC, para un  $V_{DS} = 400$  V (tomado de la hoja de datos del transistor). El parámetro  $d_{AV}$  es el ciclo útil promedio en la conmutación del transistor y para este semiciclo se determina por medio de la ecuación 5-34, donde  $V_{out} = 400$  V.

$$d_{AV} = 1 - \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in}}{\pi \cdot V_{out}} \approx 0,73 \quad (5-34)$$

La corriente de activación en el terminal G ( $I_G$ ) se estima en el orden de mA, por lo tanto en este caso se asume que  $I_G = 10$  mA [Abdel-rahman and Persson, 2019]. Recordando que  $f_s = 60$  kHz y utilizando los parámetros definidos anteriormente, se evalúan las ecuaciones planteadas en 5-32 obteniendo una pérdida de potencia en el semiciclo positivo ( $P_{SP}$ ) de aproximadamente 16,76 W, siendo este el resultado de la sumatoria de  $P_{Scond} \approx 7,65$  W,  $P_{Scomm} \approx 9,06$  W y  $P_{Sact} \approx 0,0489$  W.

De otro lado en el semiciclo negativo la conmutación se da solo al inicio y al final del semiciclo, por lo tanto  $f_s = 120$  Hz y  $d_{AV} = 1$ . Al evaluar las ecuaciones con los parámetros actualizados, se determinan las pérdidas de  $P_{Scond} \approx 11,95$  W,  $P_{Scomm} \approx 0,018$  W y  $P_{Sact} \approx 0,06$  W, resultando en una pérdida de potencia total ( $P_{SN}$ ) de 12,03 W.

Las pérdidas de potencia se han tomado por semiciclos, sin embargo, para determinar la pérdida de potencia total del transistor en un ciclo de fase, se calcula el promedio entre  $P_{SP}$  y  $P_{SN}$  [Abdel-rahman and Persson, 2019], tal como se realiza en la ecuación 5-35.

$$P_S = \frac{P_{SP} + P_{SN}}{2} \approx 14,4 \text{ W} \quad (5-35)$$

### 5.4.3 Eficiencia del convertidor BPFC

Terminado el diseño y la selección de los elementos que conforman el convertidor BPFC, se determina en la ecuación **5-36** la eficiencia general del convertidor ( $\eta_g$ ), donde  $P_L = 23,06$  W,  $P_C = 53,3$  W y  $P_D = 8,16$  W.

$$\eta_g = \left( 1 - \frac{P_L + P_C + P_D \cdot 2 + P_S \cdot 2}{P_{out}/\eta} \right) \cdot 100 \approx 96,73 \% \quad (5-36)$$

La eficiencia general del convertidor resultó ser menor que la propuesta inicialmente, no obstante, el valor obtenido en  $\eta_g$  cumple con el nivel mínimo establecido para cargadores de EVs [Gong and Rangaraju, 2020].

# 6 Control y Resultados del BPFC

En este capítulo se describen los requerimientos del modelo utilizado para simular la HVB en Simulink, además, se presentan cada una de las etapas del control propuesto y los resultados obtenidos al simular el sistema completo durante la precarga y la carga total de la HVB.

## 6.1 Requerimientos de la HVB

En la sección 4.8.1 se realizó la descripción de los límites de tensión en la curva típica de descarga de la HVB de tipo Li-ion, además, se expuso el modelado del bloque de Simulink seleccionado para simular el comportamiento de la batería durante el proceso de carga. De acuerdo con lo descrito y recordando que la batería al estar completamente cargada presenta un nivel de tensión en  $V_{out} \approx 400$  V ( $V_{out}$  es el valor DC de  $V_{out}(t) := V_{bat}(t)$ ), se definen a continuación los parámetros que se configuran en el bloque de la HVB:

- Tiempo de respuesta de la batería ( $t_r$ ): Este parámetro es la duración del comportamiento exponencial (también conocido como relajación) que presenta la HVB ante el inicio de un proceso de carga o descarga. Teniendo en cuenta la recomendación dada en el modelo, se utiliza un valor típico de  $t_r = 30$  s, el cual representa un avance del 95 % en la dinámica con respecto al valor final.
- $SOC$  inicial ( $SOC_i$ ): El  $SOC_i$  se establece en 0 %.
- $V_{nom}$ : Dado que el modelo calcula los parámetros de descarga a partir de los parámetros nominales configurados aquí. Se fija  $V_{nom} = 344$  V, estimando de esta forma a  $V_{max} \approx 400$  V.
- Capacidad de corriente nominal ( $Q_{nom}$ ): El conjunto de  $V_{nom}$  y  $Q_{nom}$  definen la capacidad de la batería ( $C_{bat}$ ), ver ecuación 6-1. Por esta razón se utiliza un  $Q_{nom} = 52,5$  A·h, con el propósito de simular una batería con  $C_{bat} \approx 18$  kW·h, teniendo en cuenta distintos valores comerciales dados en [EVSpecifications, 2021, Mobility House, 2021], y además, esta capacidad ofrece una autonomía promedio de 150 km [EVCompare, 2021b].

$$C_{bat} = Q_{nom} \cdot V_{nom} \quad (\text{kW}\cdot\text{h}) \quad (6-1)$$

## 6.2 Control BPFC

El funcionamiento del BPFC depende de diferentes estrategias de control, las cuales se presentan a continuación:

### 6.2.1 PFC

De acuerdo con lo descrito en la sección 4.7, la señal  $V_{in}(t)$  es usada para sincronizar en fase la señal  $I_L(t)$  y así mantener un  $PF \approx 1$ . Sin embargo,  $V_{in}(t)$  puede verse afectada por armónicos o algún desfase, por lo tanto en este estudio se utiliza un bloque de Simulink llamado Fourier y ubicado en la librería: Simscape/Electrical/Specialized Power Systems/Sensors and Measurements; este bloque obtiene por medio del análisis de Fourier (en inglés: Fourier analysis, FA) la magnitud y fase de la señal fundamental de  $V_{in}(t)$  ( $V_{in_F}(t)$ ). Con ambos parámetros se determina la forma de onda de  $V_{in_F}(t)$  y con esta señal la transición entre el semiciclo positivo ( $S_P$ ) y negativo ( $S_N$ ), a través de la detección del cruce por cero (zero crossing detection, ZCD), como se expone a continuación.

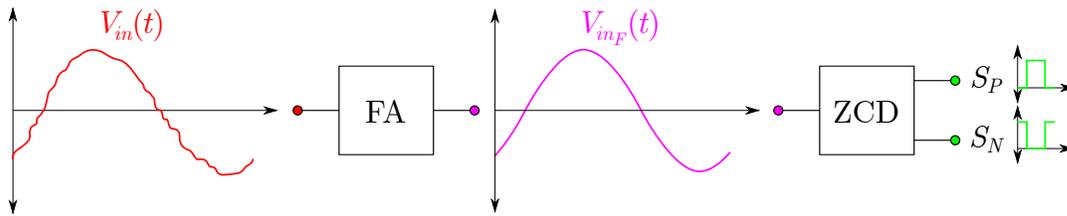


Fig. 6-1: Proceso de detección de la señal fundamental de  $V_{in}(t)$  y la permanencia en cada uno de los semiciclos de  $V_{in_F}(t)$ . Elaboración propia.

### 6.2.2 Modo Corriente Pico (MCP)

El MCP es una técnica de control clásica en convertidores de potencia, la cual consiste en regular el nivel de corriente conmutando los interruptores ( $S_1$  y  $S_2$ ) por medio de un biestable asíncrono de tipo ajuste-reinicio (set-reset flip-flop) [Gegner and Lee, 1996], sus entradas son  $S_F - R_F$  y sus salidas son  $Q_F - !Q_F$ , de acuerdo con lo expresado en el bloque de Simulink llamado S-R Flip Flop y ubicado en la librería: Simulink Extras/Flip Flops. El esquemático de esta estrategia es mostrado en la Fig. 6-2; por el lado del flip-flop se observa en el terminal  $S_F$  una señal de reloj ( $CLK$ ) cuya frecuencia es equivalente a  $f_s$ , además, el terminal  $R_F$  se encuentra conectado a la salida del comparador, el cual tiene como entradas a  $I_L(t)$  y la corriente de referencia ( $I_{ref}(t)$ ). El proceso de comparación está dado como sigue, si  $I_L(t) > I_{ref}(t)$  en el semiciclo positivo de  $V_{in_F}(t)$ , entonces la salida del comparador se mantiene en un nivel lógico alto; de forma contraria ocurre en el semiciclo negativo, dado que si  $I_L(t) > I_{ref}(t)$  la salida se establece en un nivel lógico bajo. Como se mencionó en la

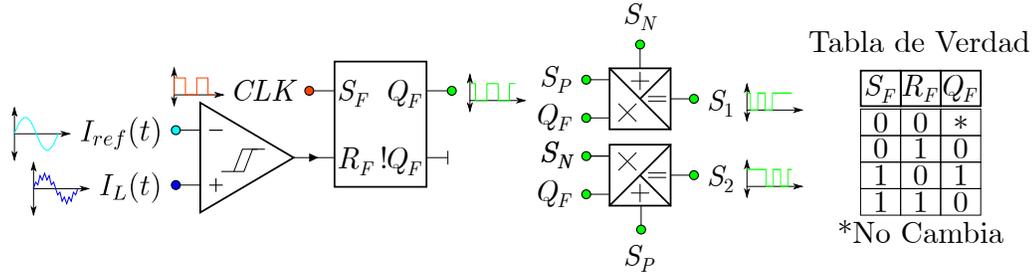


Fig. 6-2: Estrategia de control MCP y PWM en los transistores. Elaboración propia.

sección 4.9.1, el control de los interruptores no es complejo, debido a que solo es necesario una señal PWM (señal del terminal  $Q_F$ , obtenida mediante la tabla de verdad del bloque [MathWorks, 2008]) para coordinar la operación de cada interruptor, teniendo en cuenta que la conmutación de  $S_1$  es de alta frecuencia en el semiciclo positivo y para  $S_2$  en el negativo. Además, al ser bidireccionales los transistores, estos operan en sus semiciclos opuestos a baja frecuencia, por lo que se requiere una señal de control adicional, siendo en el caso de  $S_1$  la señal  $S_N$  para el semiciclo negativo y en el de  $S_2$  la señal  $S_P$  para el semiciclo positivo. De esto se deduce que el PWM en  $S_1$  estaría dado por  $S_P \cdot Q_F + S_N$  y en  $S_2$  por  $S_N \cdot Q_F + S_P$ .

### 6.2.3 Control de Potencia en la Carga de la Batería

En el MCP se mencionó a  $I_{ref}(t)$  en el proceso de comparación, sin embargo, esta variable es controlada mediante el proceso de carga descrito en la sección 4.8.2. La señal  $I_{ref}(t)$  se obtiene al multiplicar la señal  $V_{inF}(t)$  y una constante ajustable ( $k_a(t)$ ). El parámetro  $k_a(t)$  es la salida del control proporcional-integral (PI) y se encarga de modificar la amplitud de  $I_{ref}(t)$ , como se observa en la Fig. 6-3. El control PI es descrito por medio de la ecuación 6-

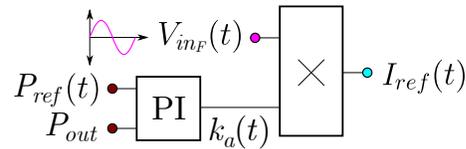


Fig. 6-3: Control de potencia en la carga de la HVB. Elaboración propia.

2, donde  $k_p$  y  $k_i$  son las constantes proporcional e integral y  $e(t)$  es el error definido como:  $e(t) = P_{ref}(t) - P_{out}$  [Ogata, 2010], siendo  $P_{ref}(t)$  la potencia de referencia y  $P_{out}$  la potencia DC en la salida dada por:  $P_{out} = V_{out} \cdot I_{out}$  ( $I_{out}$  es el valor DC de  $I_{out}(t) := I_{bat}(t)$ ).

$$k_a(t) = k_p \cdot e(t) + k_i \int_0^t e(t) dt \quad (6-2)$$

Las constantes del PI son:  $k_p = 45 \mu$  y  $k_i = 1,5$  m, estas fueron obtenidas mediante el método heurístico de prueba y error, y además, teniendo en cuenta que el error inicial se

encuentra en el orden de kW. El comportamiento del parámetro  $P_{ref}(t)$  varía según la etapa de carga en la que se encuentre el sistema, ver Fig. 6-4. En la etapa CP el nivel de  $P_{ref}(t)$

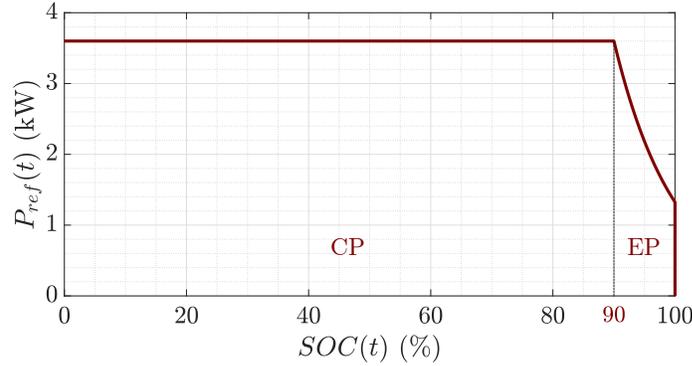


Fig. 6-4: Comportamiento de  $P_{ref}(t)$  ante el aumento del  $SOC(t)$  en la estrategia CP-EP. Elaboración propia.

se mantiene en 3,6 kW, este valor representa un 10% del nivel 1 - DC en la Tabla 4-1. En este estudio se analizó el comportamiento de la HVB de 18 kW·h durante la etapa CP, llegando a delimitar un umbral en  $SOC_{Lim} = 90\%$ , nuevamente por prueba y error. En la literatura se ha estimado que al finalizar la carga de la HVB el parámetro  $I_{out}(t)$  es cercano al 5% de  $Q_{nom}$ . Considerando lo anterior, se presenta en 6-3 la ecuación que describe el comportamiento de  $P_{ref}(t)$  durante la etapa EP, estableciendo en  $SOC_{Lim}$  un  $P_{ref} = 3,6$  kW y en  $SOC_{max}$  un  $P_{ref} \approx 1,32$  kW.

$$P_{ref}(t) = 3,6 \cdot \exp\left(\frac{SOC_{Lim} - SOC(t)}{10}\right) \quad (\text{kW}) \quad (6-3)$$

### 6.3 Control de Precarga y Protecciones Adicionales

Entre la conexión de la HVB y el capacitor de enlace ( $C$ ) en la entrada del inversor del EV se encuentra un circuito de potencia conocido como circuito de precarga, encargado de transferir la energía de la HVB a  $C$  de manera limitada, por medio de una resistencia de potencia ( $R_p$ ), evitando un sobrepulso de corriente demasiado alto en un tiempo inicial de conexión, el cual provocaría la destrucción del sistema de conmutación [Brandt et al., 2019]. En el circuito de precarga se encuentra un relé ( $r_1$ ) aparte de  $R_p$  y como complemento a estos componentes se adecúan 2 contactores ( $c_1$  y  $c_2$ ) que garantizan el aislamiento galvánico y un fusible que protege la batería ante algún fallo, ver Fig. 6-5. Este conjunto de elementos funcionan de la siguiente forma: en  $t_0$  se accionan  $r_1$  y  $c_2$ , dando inicio al proceso de precarga; cuando el capacitor alcanza una tensión aproximada a HVB finaliza este proceso ( $t_1$ ) [Wei et al., 2010], accionando a  $c_1$  y desactivando a  $r_1$  después de un  $\Delta t$  para evitar un arco eléctrico, dejando que la corriente disminuya efectivamente por el circuito de precarga

antes de la desconexión. Actualmente se han presentado dispositivos con semiconductores [ETA, 2020], y además, ha sido aceptada la propuesta del uso de un solo contactor para aislar la HVB [Brandt et al., 2019].

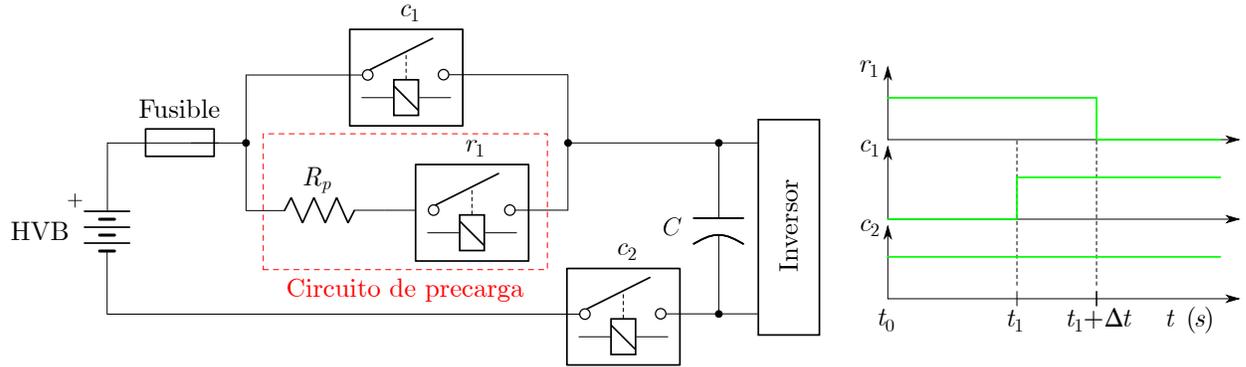


Fig. 6-5: Control de precarga en la conexión HVB-Inversor. Modificado de [Brandt et al., 2019].

Teniendo en cuenta lo descrito en el anterior párrafo, se realiza en este estudio una adaptación del circuito de precarga al BPFC, manteniendo una carga unidireccional después del proceso de precarga, al añadir un diodo ( $D_3$ ) en serie a  $c_1$ , ver Fig. 6-6. El contactor  $c_2$  es trasladado

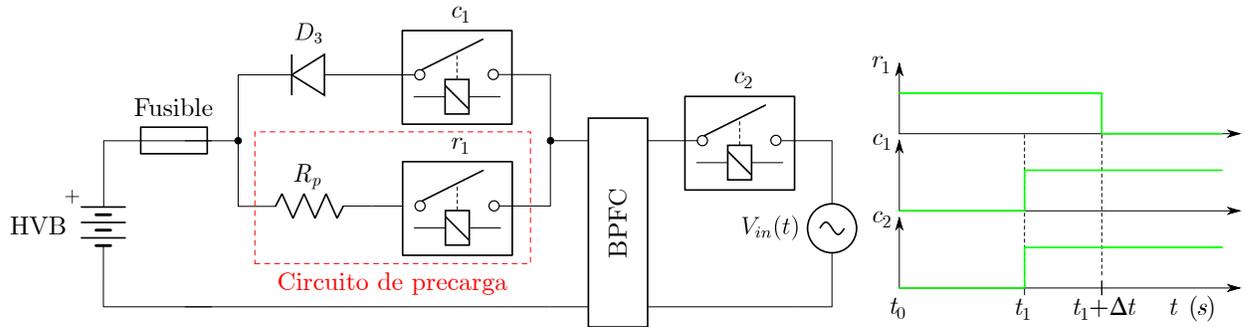


Fig. 6-6: Control de precarga adaptado al BPFC propuesto. Elaboración propia.

a la entrada del convertidor para asegurar que el funcionamiento del BPFC se dé cuando  $C$  se haya cargado en el rango de  $t \in [t_0, t_1]$  s. Nótese que en  $t = t_1$  comienza el control descrito en la anterior sección. El valor de  $R_p$  es  $330 \Omega$  [Yong et al., 2017]. Esta resistencia y  $C$  forman un circuito RC durante la precarga (descartando a ESR, debido a que  $ESR \ll R_p$ ), el tiempo necesario para alcanzar una carga aproximadamente completa en  $C$  está dado por  $t_1 = 5\tau$  ( $\tau$  es la constante de tiempo,  $\tau := R_p \cdot C$ ), siendo en este caso  $t_1 \approx 2$  s, con  $C = 1,21$  mF (el rango de tiempos para este tipo de aplicaciones se encuentra entre 1 y 3 s). Como el tiempo de precarga considerado es mayor a  $3\tau$ , la energía total que disipa  $R_p$  ( $E_{R_p}$ ) se define por medio de la ecuación 6-4, donde  $V_{out} = 400$  V.

$$E_{R_p} = \frac{C \cdot V_{out}^2}{2} = 96,8 \text{ J} \quad (6-4)$$

La potencia promedio disipada por la resistencia ( $P_{R_p}$ ) se determina simplemente dividiendo  $E_{R_p}$  entre  $5\tau$ , resultando  $P_{R_p} \approx 48,5$  W. Los cálculos realizados en esta sección, el rango dado de  $t_1$  y algunos de los dispositivos necesarios para esta aplicación son expuestos en [Munari and Schneer, 2020]. Aunque el tiempo de precarga generalmente sea constante, durante el proceso de descarga la batería se estresa al trabajar con un  $SOC(t) \leq 20\%$ , por lo tanto en el presente estudio se propone una variación escalonada de  $t_1$  (ver Fig. 6-7), comenzando para cualquier  $SOC_i \leq 20\%$  un  $t_1 = 0,25$  s y para cualquier otro valor de  $SOC_i$  un  $t_1 = 2$  s.

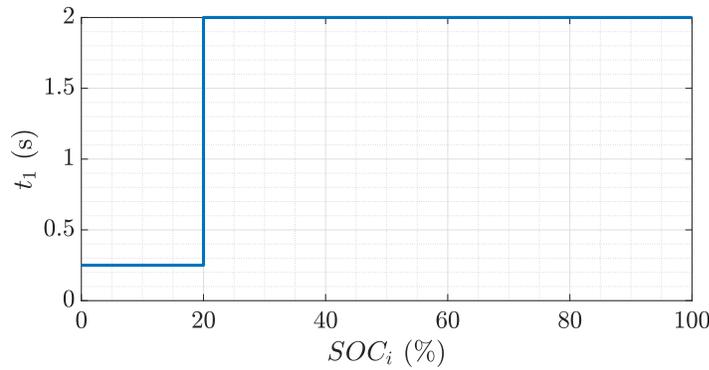


Fig. 6-7: Variación propuesta de  $t_1$  con respecto al  $SOC_i$  de la HVB. Elaboración propia.

Al disminuir la corriente del circuito de precarga ( $I_{R_p}(t)$ ) en el orden de unidades de mA, se expresa en la literatura que es el momento indicado para la desconexión del mismo, por lo tanto se estima un  $\Delta t = 0,05$  s, al cumplirse que el voltaje ( $V_C(t)$ ) y la corriente del capacitor ( $I_C(t)$ ) en  $t = 5\tau$  sean:

$$V_C(5\tau) \approx 99,33\% \cdot V_{out} \quad (\text{V}); \quad I_C(5\tau) = \frac{V_{out} - V_C(5\tau)}{R_p} \approx 8,17 \text{ mA} \quad (6-5)$$

El fusible está relacionado con las características de la batería y típicamente se encuentra dentro de esta [Brandt et al., 2019], por lo cual no se especifica algún valor en el presente estudio.

## 6.4 Resultados del BPFC

Los resultados de este sistema se exponen por secciones y el esquemático del BPFC con su respectivo control se muestra en la Fig. 6-8.

### 6.4.1 Precarga

Teniendo en cuenta la variación de  $t_1$  con respecto al valor de  $SOC_i$ , en el presente estudio se disponen de 3 estados de carga iniciales para evaluar el desempeño del sistema duran-

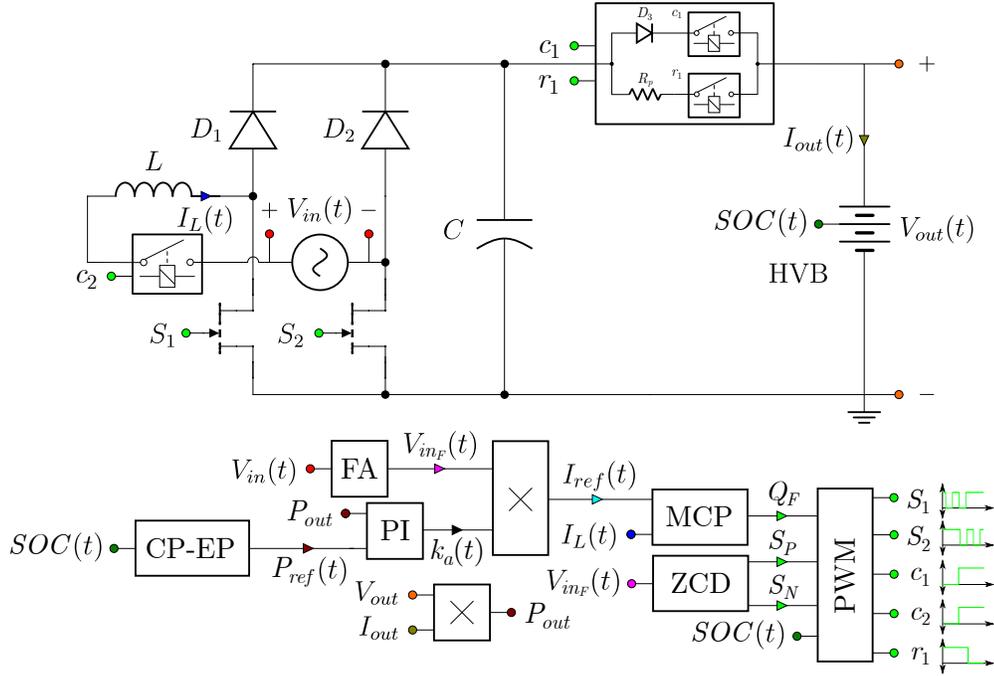


Fig. 6-8: Esquemático del BPFC y cada una de las etapas del control. Elaboración propia.

te la precarga, ver Fig. 6-9. El primer resultado se expone en las Figs. 6-9(a) y (b) con  $SOC_i = 1 \cdot 10^{-4} \%$ , los comportamientos exponenciales de  $V_C(t)$  e  $I_{R_p}(t)$  en (a) finalizan para  $t = 0,25$  s ( $t_1$ ), momento donde  $C$  empieza a recibir carga del convertidor, tal como se observa en el incremento de la corriente RMS de  $I_L(t)$  ( $I_L$ ) en (b), llegando rápidamente  $V_C(t)$  al nivel de tensión de la HVB. Cuando esto ocurre comienza el proceso de carga,  $I_{R_p}(t)$  toma valores positivos cercanos a 3 mA y el  $SOC(t)$  comienza a incrementar en (b). En  $t = 0,3$  s ( $t_1 + \Delta t$ ) se desconecta el circuito de precarga, quedando  $I_{R_p}(t) = 0$  A (los valores negativos de esta señal indican el proceso de precarga y los positivos el de carga). Este mismo comportamiento se observa en las Figs. 6-9(c) y (d) con  $SOC_i = 50 \%$  y en las Figs. 6-9(e) y (f) con  $SOC_i = 99 \%$ . Estos resultados permiten evidenciar que el sistema responde satisfactoriamente ante cualquier  $SOC_i$  que disponga la batería al conectarse al cargador.

## 6.4.2 Carga Total

El tiempo de carga estimado para EVs en la literatura varía de acuerdo a distintas consideraciones, no obstante, este proceso en el VW e-Up! con capacidad de 18,7 kWh demanda un tiempo  $t \approx 9,73$  h ( $t_{90\%}$ ) para finalizar la etapa CP ( $SOC(t) \in [0, SOC_{Lim} := 90 \%]$ ), con requerimientos de corriente y tensión dados en el nivel 1 AC del SAE J1772 (ver Tabla 4-1) y  $\eta_g = 90 \%$ , esta eficiencia es estimada desde el tomacorriente hasta los bornes de la batería [EVCompare, 2021a]. Por lo anterior y debido a algunos requerimientos computacionales se

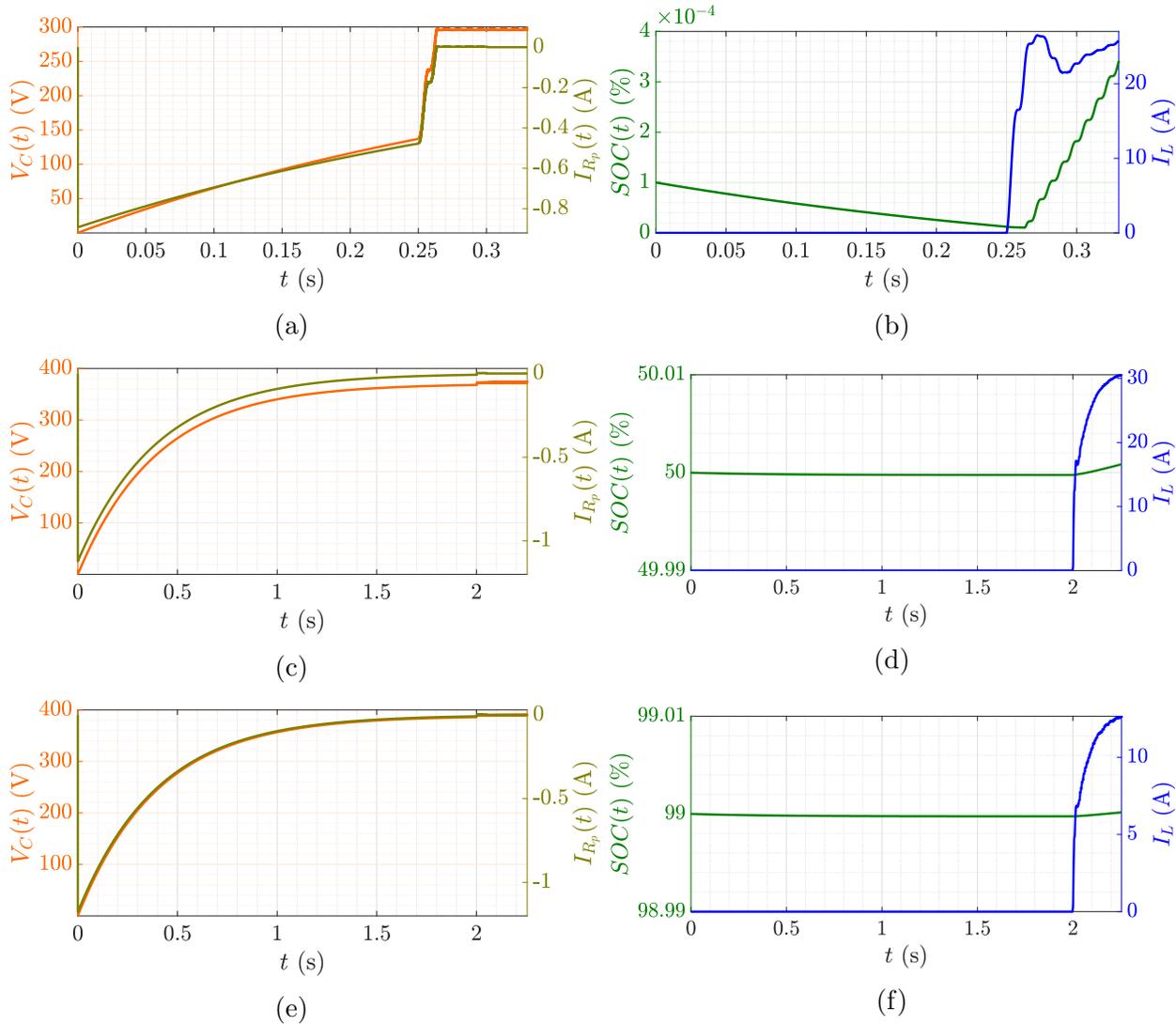


Fig. 6-9: Comportamiento del sistema BPFC durante la precarga ante distintos valores de  $SOC_i$ . En (a) y (b)  $SOC_i = 1 \cdot 10^{-4} \%$ , para (c) y (d)  $SOC_i = 50 \%$  y en (e) y (f)  $SOC_i = 99 \%$ . Elaboración propia.

realiza en el presente estudio una simulación a tramos, en total son 22 iteraciones de 1000 s cada una, conformando un tiempo total de simulación  $t \approx 6,1$  h.

El comportamiento de  $SOC(t)$  se muestra en la Fig. 6-10(a), este alcanza el  $SOC_{Lim}$  en  $t_{90\%} \approx 4,83$  h, momento donde comienza el crecimiento no lineal hasta terminar la carga en  $SOC_{max}$  para  $t_{100\%} \approx 5,786$  h. En la Fig. 6-10(b) se encuentra el desarrollo de  $V_{out}$ , donde se observa el proceso de relajación al inicio de cada iteración y al finalizar el proceso de carga. Como se mencionó, el avance esta dinámica al 95% tiene una duración equivalente a  $t_r$  y además, cuando finaliza la carga se estabiliza la tensión en  $V_{out} \approx 401,9$  V.

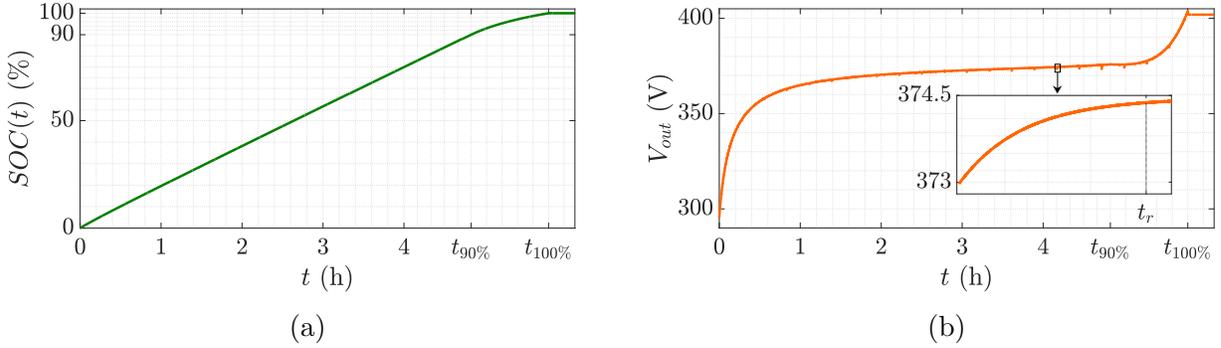


Fig. 6-10: Comportamientos del  $SOC(t)$  en (a) y  $V_{out}$  en (b) durante el proceso de carga. Elaboración propia.

En la Fig. 6-11(a) se observa en  $I_L$  un comportamiento constante para  $t \in [0, t_{90\%}]$ , caso contrario de  $I_{out}$ , quien presenta un desempeño variable y descendente en ese rango; durante el tiempo restante de carga ambas señales descienden exponencialmente de acuerdo con lo descrito en la etapa EP. Los resultados de las potencias de entrada ( $P_{in}$ ) y  $P_{out}$  expuestos en la Fig. 6-11(b) cumplen con lo propuesto en las secciones 4.8.2 y 6.2.3.

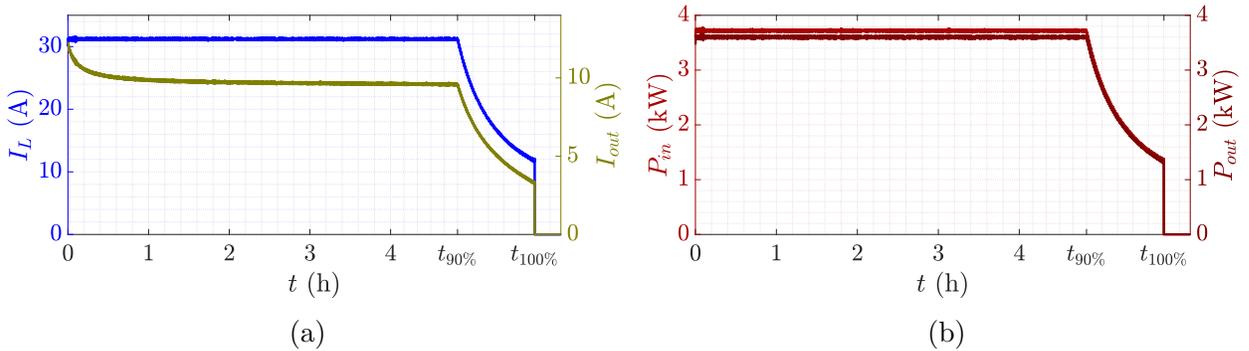


Fig. 6-11: Dinámicas de  $I_L - I_{out}$  en (a) y  $P_{in} - P_{out}$  en (b) durante el proceso de carga. Elaboración propia.

Teniendo en cuenta los resultados expuestos se presenta en la Fig. 6-12 el comportamiento de  $\eta_g$ . Durante la etapa CP esta señal presenta valores cercanos a la estimación dada en la sección 5.4.3, no obstante, durante la etapa EP logra un incremento cercano al 98,5%. Este crecimiento es el resultado de disminuir los requerimientos de potencia, reduciendo de igual forma los niveles de corriente en el BPFC y por lo tanto, las pérdidas de potencia analizadas en el capítulo 5.

Durante el proceso de carga el  $PF$  se mantiene aproximado a uno. En la Fig. 6-13 se observan las señales temporales de  $V_{in}(t)$  e  $I_L(t)$  en un periodo de fase, en la Fig. 6-13(a) la distorsión

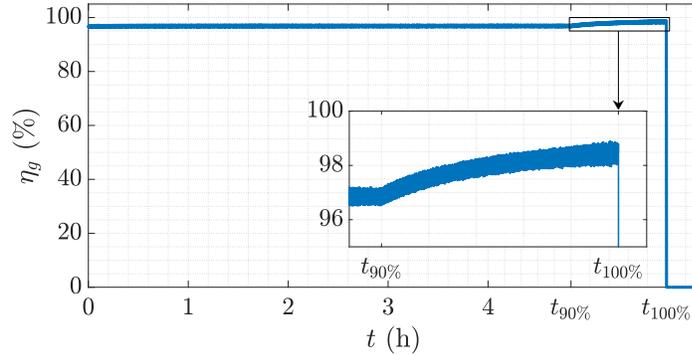


Fig. 6-12: Comportamiento de  $\eta_g$  durante el proceso de carga. Elaboración propia.

armónica total (THD) de  $I_L(t)$  es 10,15 % para un  $SOC(t) \approx 50\%$  ( $THD_{i,50\%}$ ), mientras que en la Fig. 6-13(b) su THD es 23,40 % para un  $SOC(t) \approx 99\%$  ( $THD_{i,99\%}$ ). En ambos casos el THD de  $V_{in}(t)$  es 0 %. Los niveles de THD en  $I_L(t)$  son mayores a lo establecido para este tipo de aplicaciones [Gong and Rangaraju, 2020]. Esto se debe a que el control implementado no regula a  $I_L(t)$  durante la descarga de  $L$ .

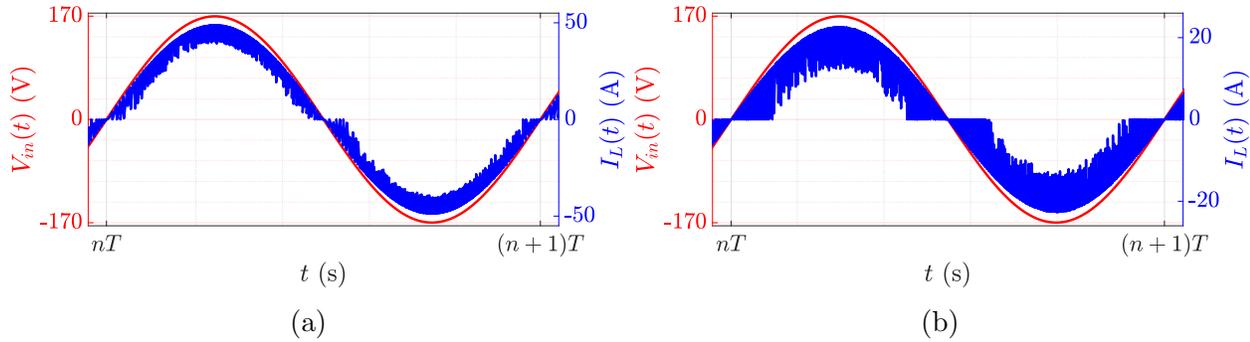


Fig. 6-13: Señales temporales de  $V_{in}(t)$  e  $I_L(t)$ , en (a)  $SOC(t) \approx 50\%$  y en (b)  $SOC(t) \approx 99\%$ . Elaboración propia.

### 6.4.3 Consideraciones de la Red Eléctrica

Los resultados expuestos hasta ahora fueron obtenidos sin considerar la impedancia de la red eléctrica ( $Z_g$ ),  $Z_g$  se modela usualmente como un circuito serie RL, por ejemplo  $R_g$  y  $L_g$ . El valor de  $L_g$  puede causar un impacto en la estabilidad del BPFC [Kaufhold et al., 2020], y además, esta inductancia mejora el THD de  $I_L(t)$  al quedar en serie a  $L$  [Hussein et al., 2020]. Por lo anterior y teniendo en cuenta ambos casos de la Fig. 6-13, se agrega  $L_g$  al sistema y se evalúa el desempeño del BPFC al variar  $L_g \in [100, 1500] \mu\text{H}$  con incrementos de  $100 \mu\text{H}$ . Al terminar la variación se determinó que esta inductancia no desestabiliza el sistema con efectos de resonancia (aún con valores más altos de  $L_g$ ), además, el THD de  $I_L(t)$  mejoró

considerablemente para ambos casos, como se muestra en la Fig. 6-14.

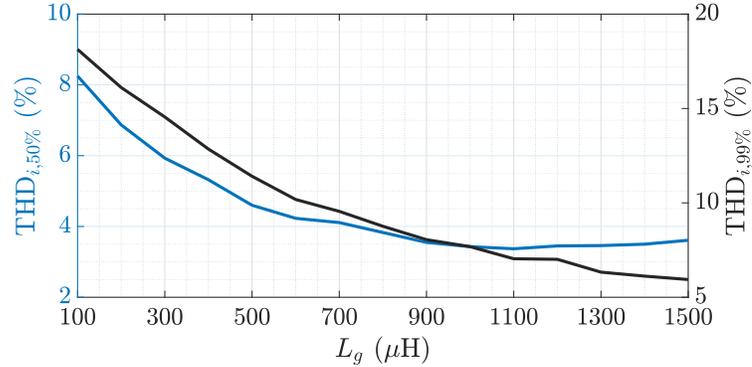


Fig. 6-14: Variación de  $\text{THD}_{i,50\%}$  y  $\text{THD}_{i,99\%}$  al considerar distintos valores de  $L_g$ . Elaboración propia.

Al establecer  $L_g = 1300 \mu\text{H}$  el sistema cumple con el nivel de THD reglamentado, siendo  $\text{THD}_{i,50\%} = 3,46\%$  y  $\text{THD}_{i,99\%} = 6,33\%$ . Las señales temporales de estos casos son expuestas a continuación:

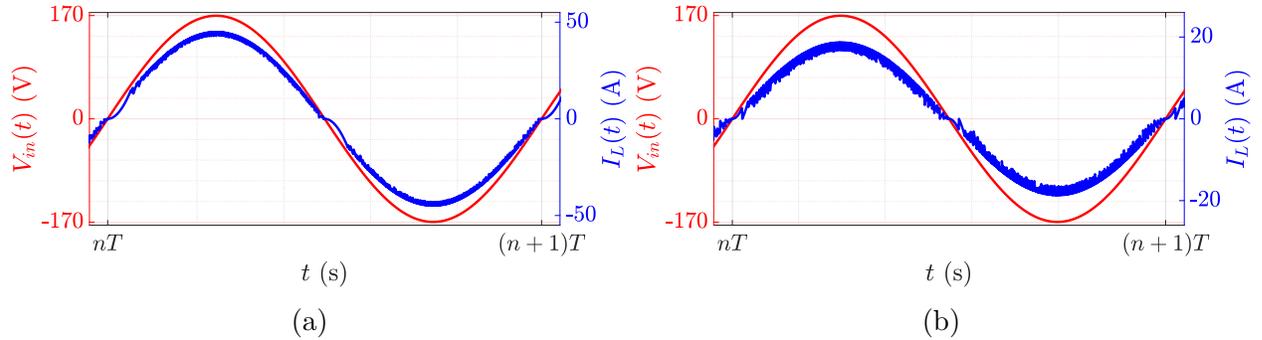


Fig. 6-15: Señales temporales de  $V_{in}(t)$  e  $I_L(t)$  considerando  $L_g$ , en (a)  $\text{SOC}(t) \approx 50\%$  y en (b)  $\text{SOC}(t) \approx 99\%$ . Elaboración propia.

# 7 Conclusiones y Trabajo Futuro

## 7.1 Conclusiones

- En el análisis de pérdidas de potencia el parámetro  $P_C$  fue el mayor valor, debido a que  $C$  es un dispositivo que cuenta con una ESR alta, comparada con las resistencias internas de los otros dispositivos (cerca de 10 veces más alta).
- Debido al alto requerimiento de  $I_L$  el nivel de  $\eta_g$  resultó ser menor al propuesto inicialmente, dado que las pérdidas de potencia se incrementaron considerablemente.
- El MCP contribuyó al crecimiento de la distorsión armónica de  $I_L(t)$  al no controlar la descarga de  $L$ .
- Durante la etapa EP el parámetro  $\eta_g$  aumentó, sin embargo, al establecer un valor pico más bajo en  $I_L(t)$  y no contar con un control de rizado, su THD subió en gran proporción.
- El tiempo de simulación necesario para un completo desarrollo del proceso de carga de la HVB utilizada, resultó ser menor que el tiempo estimado de carga AC para una HVB con capacidad similar y en el rango de  $SOC(t) \in [0, SOC_{Lim}]$ , tal como se esperaba, sin embargo, se debe evaluar el desempeño del sistema en un caso real doméstico.
- El sobreimpulso de  $I_L(t)$  al iniciar el proceso de carga fue eliminado satisfactoriamente mediante el uso de la precarga, siendo esto comprobado para distintos niveles de  $SOC_i$ .
- El BPFC propuesto en este estudio garantiza valores de  $PF$  y  $\eta_g$  dentro de lo reglamentado sin considerar a  $L_g$ , no obstante, al incluir esta inductancia el THD de  $I_L(t)$  cumple con los requerimientos de la IEEE 519.
- Al incrementar el valor de  $L_g$  se redujo considerablemente el THD de  $I_L(t)$ , sin embargo, se observó que a partir de  $1200 \mu\text{H}$  el  $\text{THD}_{i,50\%}$  comenzó a aumentar nuevamente, ya que una inductancia más alta genera una constante de tiempo mayor en su carga.
- El cargador off-board propuesto en este estudio a diferencia de los cargadores ofertados en el mercado, elimina la barrera de la indisponibilidad diaria del EV para un usuario que cuente con una alimentación típica residencial  $1\phi$  de 120 V, al permitir que la potencia de carga sea más alta que la reglamentada para ese nivel eléctrico contratado.

Otra ventaja es la estrategia de carga EP propuesta, dado que permite que la HVB aproveche la potencia de carga de la mejor forma, con respecto al manejo de  $V_{out}$  e  $I_{out}$ .

## 7.2 Trabajo Futuro

- Adecuar una estrategia de control adicional que se encargue de definir ante cualquier  $SOC_i \leq 10\%$  un nivel de potencia constante menor al definido en este estudio, hasta que se cumpla un  $SOC(t) > 10\%$  [Zhang, 2006].
- Utilizar un control similar al de histéresis, donde se pueda regular el rizo y mejorar el THD de  $I_L(t)$ .
- Simular el BPFC en un entorno residencial, para evaluar su impacto al trabajar en conjunto con otras cargas y autoregular su potencia dando prioridad a otras necesidades del hogar.
- Estudiar el protocolo de comunicación entre el cargador y el EV, para realizar un análisis más real.
- Incluir otro tipo de tecnología para  $C$ , con el propósito de reducir  $P_C$  y aumentar  $\eta_g$ .
- Cambiar la topología del BPFC para evaluar su impacto en  $\eta_g$ .

## **Parte II**

# **Fenómeno de Burbujeo en Inversores Electrónicos de Potencia: Simulación, Análisis y Control**

# 8 Fenómeno de Burbujeo

En este capítulo se presenta la definición del burbujeo, fenómeno detectado en convertidores de potencia. Asimismo, se muestra el diagrama esquemático del sistema, las ecuaciones que lo describen y cómo se desarrolla la dinámica no deseada en cada uno de los casos a conocer. Diversos análisis son realizados a lo largo del capítulo (periodicidad, esquemas de control, etc.), con el objetivo de mostrar la magnitud de afectación en el sistema y cómo la estrategia de control propuesta responde en cada una de las situaciones.

## 8.1 Definición

El burbujeo se define como un fenómeno que distorsiona la forma de onda de una señal que oscila a baja frecuencia, presentándose como oscilaciones de alta frecuencia y baja amplitud (diferentes a las de conmutación), en uno o varios intervalos de fase y no existiendo (o tal vez no siendo visible) en otra parte de la señal [Avrutin et al., 2017].

## 8.2 Inversor

Teniendo en cuenta que el burbujeo es el objeto de estudio del presente capítulo, se analizará el inversor puente completo en modo isla con carga tipo buck mostrado en la Fig. 8-1, tal como se reporta en [Li et al., 2008, Shankar et al., 2013, Zhusubaliyev et al., 2014, Avrutin et al., 2017].

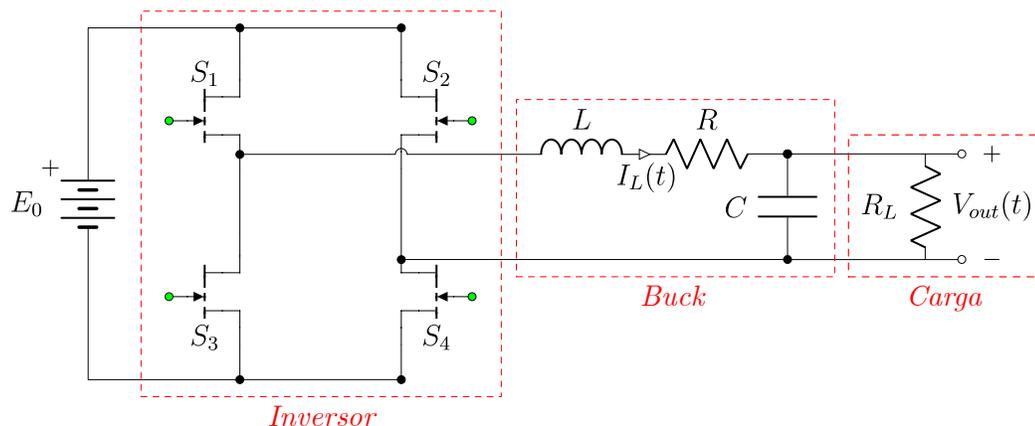


Fig. 8-1: Inversor con carga tipo buck. Modificado de [Avrutin et al., 2017].

Algunas aplicaciones típicas del inversor están relacionadas con el tratamiento de energía generada por fuentes renovables, sistemas de transmisión flexible en AC, variadores de velocidad, carros eléctricos e híbridos, filtros activos, compensadores de voltaje, suministro de potencia ininterrumpida y equipos hospitalarios [Rashid et al., 2018].

De acuerdo a como se configuren los interruptores  $S_{1,2,3,4}$  en la Fig. 8-1, se puede hablar de un esquema de conmutación bipolar o unipolar. El esquema bipolar maneja por pares la conmutación de los 4 interruptores, de forma que mientras  $S_1 - S_4$  están en *ON*,  $S_2 - S_3$  permanecen en *OFF* (conocido como estado 1) y viceversa (conocido como estado -1). El esquema unipolar presenta la misma dinámica anteriormente mencionada y además, cuenta con un tercer estado (conocido como estado 0), el cual consiste en mantener a  $S_1 - S_2$  en *ON*, mientras  $S_3 - S_4$  permanecen en *OFF* y viceversa [Hart, 2010].

Las ecuaciones diferenciales que definen el sistema mostrado en la Fig. 8-1, serán dadas en variables de estado. Así la ecuación general es  $\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u$ , con  $A$ ,  $B$  y  $x$  expuestas en 8-1, donde  $R$  es la resistencia parásita general del sistema,  $R_L$  es la resistencia de carga,  $C$  es el condensador,  $L$  es el inductor,  $E_0$  es la fuente DC de entrada,  $x_1$  es el voltaje del condensador y corresponde a  $V_{out}(t)$  y  $x_2$  es a la corriente del inductor ( $I_L(t)$ ).

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C \cdot R_L} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E_0}{L} \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} x_1 \rightarrow V_{out}(t) \\ x_2 \rightarrow I_L(t) \end{bmatrix} \quad (8-1)$$

La ley de control establece los estados en cada esquema de conmutación, siendo en el esquema bipolar  $u \in [1, -1]$  y en el unipolar  $u \in [0, 1, -1]$ .

- **Esquema bipolar**

Estado 1:

$$\dot{x} = A \cdot x + B \quad (8-2)$$

Estado -1:

$$\dot{x} = A \cdot x - B \quad (8-3)$$

- **Esquema unipolar**

Estado 0:

$$\dot{x} = A \cdot x \quad (8-4)$$

Como se mencionó anteriormente, este esquema presenta los estados de las ecuaciones 8-2, 8-3 y además el estado 0.

## 8.3 Zonas Afectadas por Burbujeo

Dependiendo de los valores asignados en los parámetros del inversor y el control, se obtienen diferentes burbujes en las señales sinusoidales del sistema ( $V_{out}(t)$ ,  $I_L(t)$  y señal(es) de control), como se observa en distintos casos del esquema bipolar presentados a continuación:

### 8.3.1 Casos de [Zhusubaliyev et al., 2014, Avrutin et al., 2017]

El esquema de control de estos sistemas se muestra en la Fig. 8-2, donde  $V_s(t)$  es la respuesta del sensor que mide a  $V_{out}(t)$  con ganancia  $\beta$ . La señal  $V_s(t)$  en conjunto con la señal de referencia ( $V_{ref}(t)$ ) conforman las entradas del restador operacional con control proporcional ( $\alpha$ ), calculando a la salida de este la señal de error ( $\xi(t)$ ). El retenedor de orden cero (en inglés: sample and hold,  $S/H$ ) muestrea a  $\xi(t)$ , obteniendo en su salida la señal  $V_{ret}$ . Por último la señal de rampa ( $V_{rampa}(t)$ , señal sincronizada con el S/H) y  $V_{ret}$  entran al comparador, quien realiza el SPWM, identificando en la salida de este al nodo D, encargado de excitar los interruptores  $S_1 - S_4$  cuando el  $V_{ret} > V_{rampa}(t)$  (estado 1) y al nodo E quien maneja los pulsos complementarios a D, encargados de excitar a los interruptores  $S_2 - S_3$  cuando el  $V_{ret} \leq V_{rampa}(t)$  (estado -1).

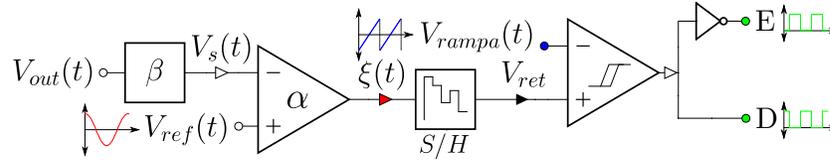


Fig. 8-2: Esquemático de la estrategia de control. Modificado de [Avrutin et al., 2017].

Las ecuaciones referentes al control se muestran a continuación:

- $V_s(t) = \beta \cdot V_{out}(t)$  (V).
- $V_{ref}(t) = V_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot t}{T}\right)$  (V), donde  $V_m$  y  $T$  son el voltaje pico y el periodo de la señal de referencia, para [Avrutin et al., 2017]  $V_{ref}(t) = V_m \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot t}{T}\right)$  (V).
- $\xi(t) = \alpha \cdot (V_{ref}(t) - \beta \cdot V_{out}(t))$  (V), donde  $\alpha$  es la constante del control proporcional.
- $V_{rampa}(t) = 2V_0 \cdot \left(\frac{t}{t/v} - \left\lfloor \frac{t}{t/v} \right\rfloor - \frac{1}{2}\right)$  (V), donde  $v$  es el periodo de rampa,  $\left\lfloor \frac{t}{t/v} \right\rfloor$  denota la parte entera que no es mayor a  $\frac{t}{t/v}$  y  $V_0$  el voltaje pico de la señal de rampa.

En las Figs. 8-3, 8-5, 8-7 y 8-9 se muestra la respuesta en el tiempo de las señales encargadas de generar la conmutación bipolar del sistema, identificadas con los siguientes colores (para la lectura en versión digital): señal de rampa - color azul, señal de error - color rojo y

señal del retenedor - color negro.

El burbujeo en este caso está presente en la pendiente descendente de las señales sinusoidales, ver Fig. 8-3. Las señales de control están dadas por la señal de error y la señal del retenedor.

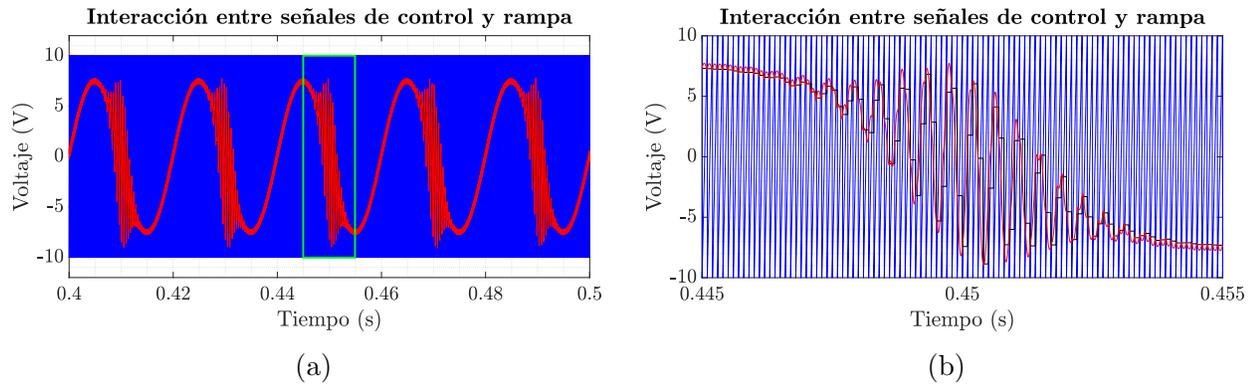


Fig. 8-3: En (a) se muestran las señales encargadas de la conmutación del sistema [Zhusubaliyev et al., 2014]. (b) Es un acercamiento de (a) en la zona de burbujeo (señalado con un rectángulo verde). Reproducción de resultados.

Los parámetros del sistema se muestran en la Tabla 8-1.

Tabla 8-1: Valores de los parámetros del sistema [Zhusubaliyev et al., 2014].

$L$	$C$	$R_L$	$E_0$	$R$	$f_s^1$	$f^2$	$\alpha$	$\beta$	$V_m$	$V_0$
4 mH	3,5 $\mu$ F	45 $\Omega$	37,1 V	1 $\Omega$	10 kHz	50 Hz	6,22	0,105	4 V	10 V

<sup>1</sup> Frecuencia de conmutación ( $f_s = 1/v$ ), <sup>2</sup> Frecuencia de fase ( $f = 1/T$ ).

### 8.3.2 Caso de [Shankar et al., 2013]

El esquema de control de este sistema se expone en la Fig. 8-4, donde  $V_s(t)$  es la respuesta del sensor que mide a  $V_{out}(t)$  con ganancia  $\beta$ . La señal  $V_s(t)$  en conjunto con  $V_{ref}(t)$  conforman las entradas del restador operacional adecuado con filtro pasa bajo (H), dando a la salida de este a  $\xi(t)$ . Por último,  $V_{rampa}(t)$  y  $\xi(t)$  entran al comparador, quien realiza el SPWM identificando en la salida de este la misma dinámica antes expresada.

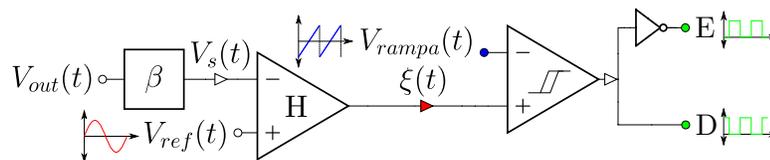


Fig. 8-4: Esquemático de la estrategia de control. Modificado de [Shankar et al., 2013].

Por simplicidad solo se mostrarán a continuación las ecuaciones que difieran del anterior caso.

- $V_{ref}(t) = V_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot t}{T}\right)$  (V).
- $\xi(t) = \frac{k}{1 + s \cdot \tau} \cdot (V_{ref}(t) - \beta \cdot V_{out}(t))$  (V), donde  $\tau$  y  $k$  son la constante de tiempo y la ganancia del filtro pasa bajo, la inversa de  $\tau$  es la frecuencia de corte del filtro.

El burbujeo en este caso está presente en los puntos máximos - mínimos (cresta - valle) y zonas cercanas a estos, ver Fig. 8-5. La señal de control se genera con la señal de error.

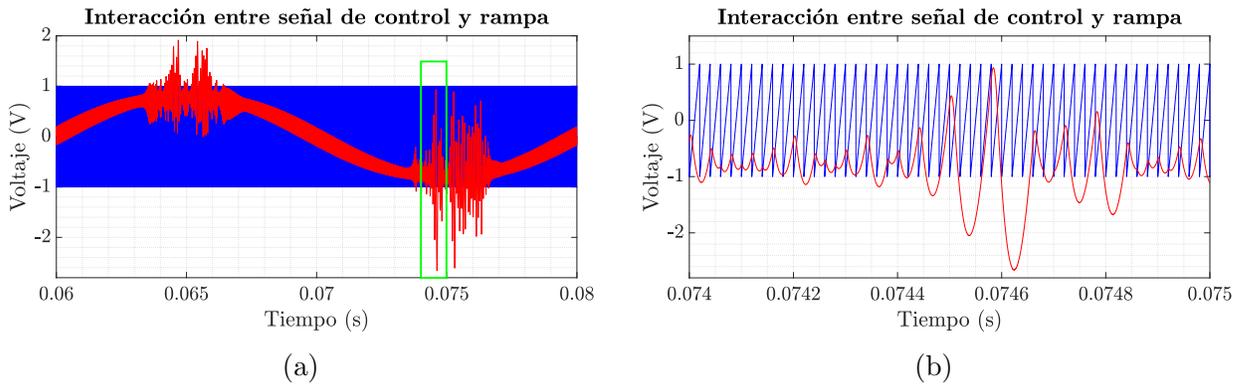


Fig. 8-5: En (a) se exponen las señales encargadas de la conmutación del sistema [Shankar et al., 2013]. (b) Es un acercamiento de (a) en la zona de burbujeo. Reproducción de resultados.

Los parámetros del sistema se muestran en la Tabla 8-2.

Tabla 8-2: Valores de los parámetros del sistema [Shankar et al., 2013].

$L$	$C$	$R_L$	$E_0$	$R$	$f_s$	$f$	$k$	$\beta$	$V_m$	$V_0$	$\tau$
200 $\mu$ H	10 $\mu$ F	5 $\Omega$	36 V	0 $\Omega$	50 kHz	50 Hz	0,8	1	28 V	1 V	0,1 $\mu$ s

### 8.3.3 Caso de [Li et al., 2008]

El esquema de control de este sistema se exhibe en la Fig. 8-6 y se comprende casi de igual forma que en el anterior caso. La única diferencia es que ahora el restador operacional está enlazado con el controlador proporcional-integral (PI).

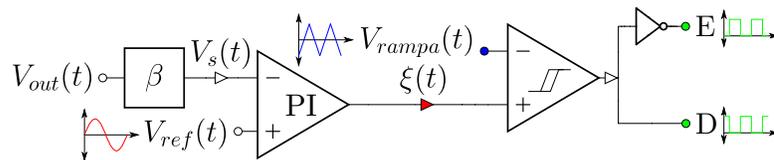


Fig. 8-6: Esquemático de la estrategia de control. Modificado de [Li et al., 2008].

Nuevamente, se tomarán en cuenta solo las ecuaciones que difieran del anterior caso.

- $V_{rampa}(t) = \begin{cases} -V_0 + 4V_0 \cdot \frac{t}{v} & , 0 < t \leq \frac{v}{2} \\ -V_0 + 4V_0 \cdot \frac{v-t}{v} & , \frac{v}{2} < t \leq v \end{cases} \quad (\text{V})$
- $\xi(t) = -k \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau_z \cdot s}\right) \cdot (V_{ref}(t) - \beta \cdot V_{out}(t)) \quad (\text{V})$ , donde  $\tau_z$  y  $k$  son el tiempo integral y la ganancia del controlador PI.

El burbujeo en este caso está presente en los puntos máximos - mínimos en conjunto con pendiente descendente y ascendente, ver Fig. 8-7. La señal de control está relacionada con la señal de error.

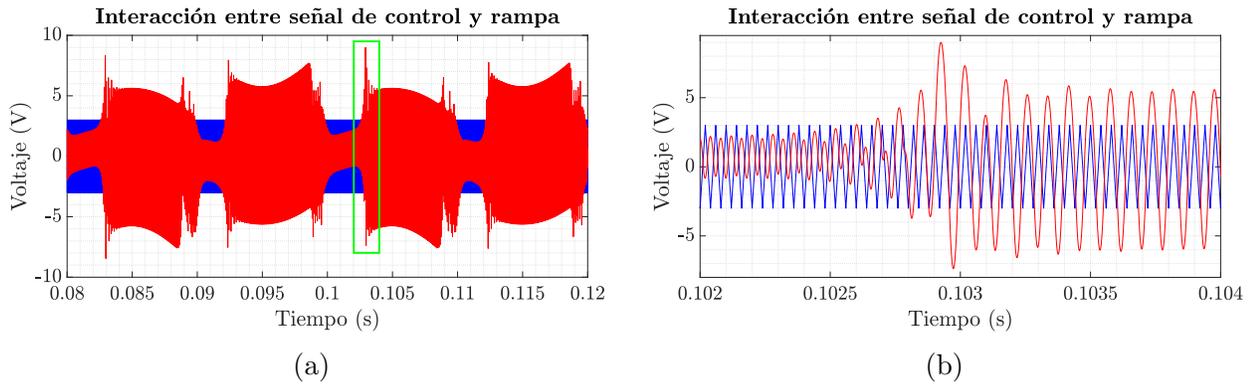


Fig. 8-7: En (a) se exhiben las señales encargadas de la conmutación del sistema [Li et al., 2008]. (b) Es un acercamiento de (a) en la zona de burbujeo. Reproducción de resultados.

Los parámetros del sistema se muestran en la Tabla 8-3.

Tabla 8-3: Valores de los parámetros del sistema [Li et al., 2008].

$L$	$C$	$R_L$	$E_0$	$R$	$f_s$	$f$	$k$	$\beta$	$V_m$	$V_0$	$\tau_z$
220 $\mu\text{H}$	20 $\mu\text{F}$	5 $\Omega$	24 V	0 $\Omega$	25 kHz	50 Hz	5,4054	1/3	2 V	3 V	440 $\mu\text{s}$

## 8.4 Comportamiento del Sistema Propuesto por [Avrutin et al., 2017]

Los demás artículos mostrados anteriormente, son considerados para la verificación de la estrategia de control propuesta en la hipótesis, tal como se muestra en la sección 8.8. Los parámetros de este sistema se muestran en la Tabla 8-4, excepto  $E_0$  y  $\alpha$  debido a que estos varían según el análisis dinámico que se realice.

Tabla 8-4: Valores de los parámetros del sistema [Avrutin et al., 2017].

$L$	$C$	$R_L$	$R$	$f_s$	$f$	$\beta$	$V_m$	$V_0$
0,1 H	1 $\mu$ F	100 $\Omega$	10,6 $\Omega$	10 kHz	100 Hz	1	5 V	5 V

### 8.4.1 Dinámicas no Lineales

El primer surgimiento del fenómeno se sitúa en la transición de la solución  $1T$ -periódica ( $\prod_1$ ) sin burbujeo, a la cuasi-periódica producto de una bifurcación Neimark-Sacker ( $\prod_{\infty NS}$ , a partir de  $\alpha \approx 14,021$ ) con burbujeo, ver Fig. 8-8 ( $E_0 = 10$  V y  $\alpha \in [14, 14,06]$ ).

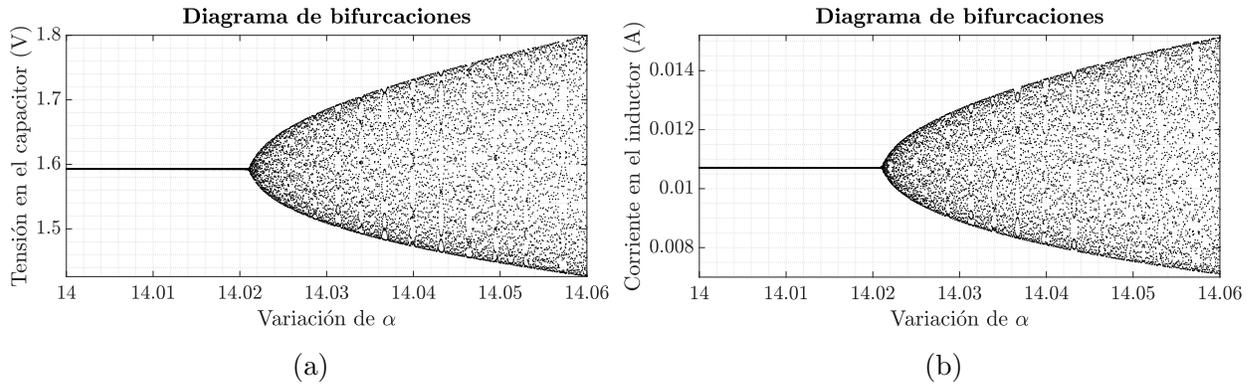


Fig. 8-8: Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor, en donde se logra evidenciar el camino de  $\prod_1$  a  $\prod_{\infty NS}$ , (a) voltaje en el capacitor y (b) corriente en el inductor. Comportamiento obtenido para  $E_0 = 10$  V. Reproducción de resultados.

Como se puede observar en la anterior figura solo existe un punto de bifurcación, correspondiente a la solución  $\prod_{\infty NS}$  donde se evidencia burbujeo. En la Fig. 8-9 se muestra el comportamiento temporal para  $\alpha = 14,05$  y  $E_0 = 10$  V.

En la Fig. 8-10 se presenta otro diagrama de bifurcaciones, con  $E_0 = 8,6$  V y  $\alpha \in [16,52, 16,67]$ . En este se identificaron coexistencias de soluciones y otras situaciones de burbujeo mencionadas a continuación:

- Coexistencia entre solución  $4T$ -periódica ( $\prod_4$ , a partir de  $\alpha \approx 16,532$ ) con burbujeo y  $\prod_1$  sin burbujeo.
- Coexistencia entre solución  $\prod_{\infty NS}$  (a partir de  $\alpha \approx 16,564$ ) y  $\prod_4$  ambas con burbujeo.
- Coexistencia entre solución cuasi-periódica ( $\prod_{\infty}$ , a partir de  $\alpha \approx 16,601$ ) y  $\prod_4$  ambas con burbujeo.

Nótese que el burbujeo existe en distintos comportamientos dinámicos, por lo que su presencia no se debe a ninguna bifurcación en particular.

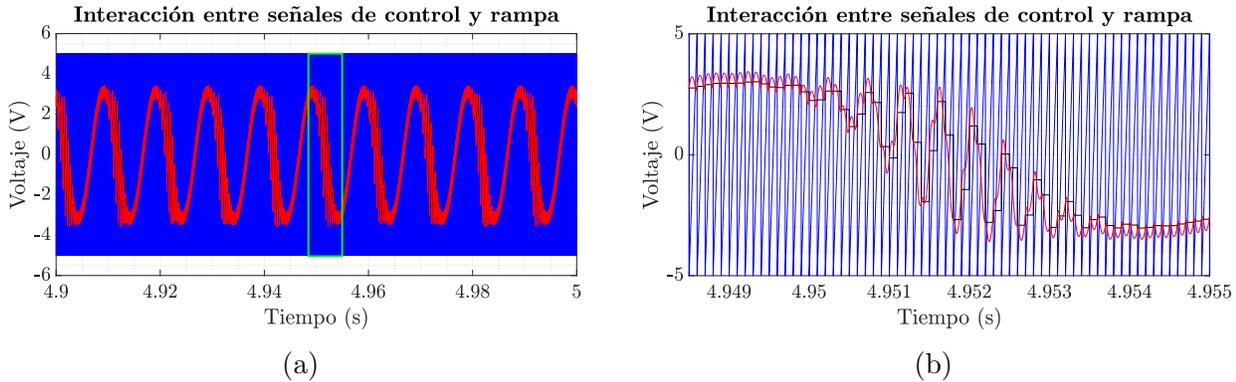


Fig. 8-9: En (a) se muestran las señales encargadas de la conmutación del sistema, comportamiento obtenido para  $\alpha = 14,05$  y  $E_0 = 10$  V. (b) Es un acercamiento de (a) en la zona de burbujeo. Reproducción de resultados.

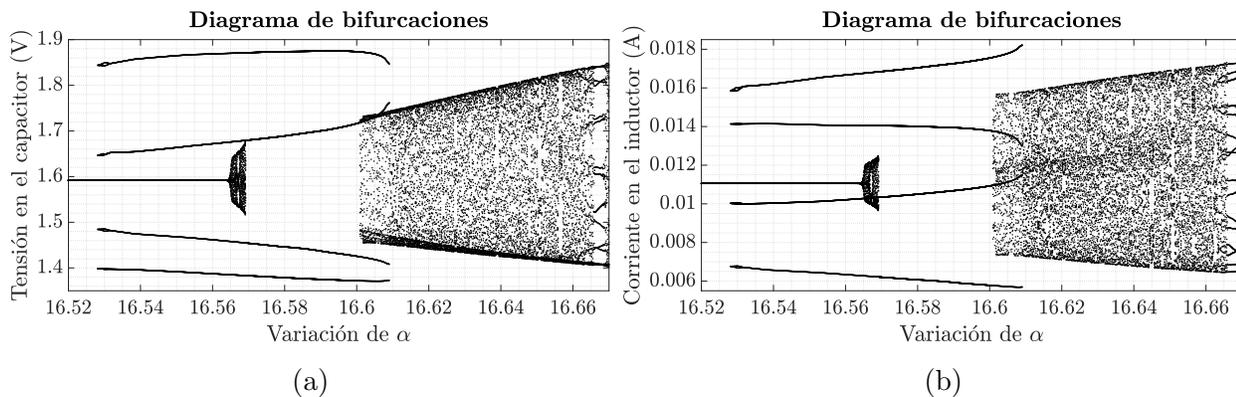


Fig. 8-10: Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor, en dónde se logra evidenciar coexistencias con y sin burbujeo entre las soluciones  $\Pi_1$ ,  $\Pi_4$ ,  $\Pi_\infty$  y  $\Pi_{\infty NS}$ , (a) voltaje en el capacitor y (b) corriente en el inductor. Comportamiento obtenido para  $E_0 = 8,6$  V. Reproducción de resultados.

## 8.5 Efecto del Cambio en el Esquema de Conmutación

El objetivo de esta sección es evaluar si el sistema analizado anteriormente, continúa presentando el fenómeno de burbujeo al cambiar el esquema de conmutación a unipolar.

La rampa bipolar maneja la conmutación del sistema entre los estados 1 y -1, manteniendo en su forma de onda valores negativos y positivos dentro de un mismo periodo, ver Fig. 8-11(a). Por otro lado, la rampa unipolar propuesta maneja la conmutación de los 3 estados en 2 tiempos: el primero es entre el estado 1 y 0, donde  $V_{rampa}(t) \geq 0$  y el segundo es entre el estado 0 y -1, donde  $V_{rampa}(t) \leq 0$ . De modo que, los cambios entre valores positivos y negativos de rampa se encuentran clasificados para diferentes situaciones, permitiendo que el periodo de rampa unipolar sea la mitad (20 kHz en términos de frecuencia) del asignado

en la rampa bipolar, ver Fig. 8-11(b).

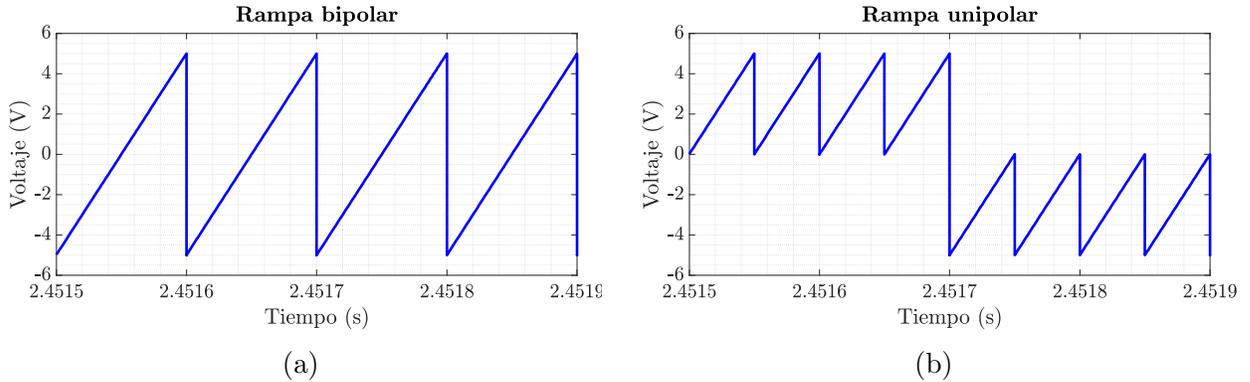


Fig. 8-11: En (a) se expone la forma de onda de la rampa bipolar a 10 kHz y en (b) la forma de onda de la rampa unipolar a 20 kHz. Elaboración propia.

El esquemático del control se muestra en la Fig. 8-12. Recuerde que la señal  $\xi(t)$  es muestreada por el  $S/H$  a una frecuencia dada por  $V_{reloj}(t)$ . La señal  $V_{rampa}(t)$  y el SPWM del comparador son conmutadas de acuerdo al valor de  $V_{ret}$ , tal como se expresa a continuación:

- Si  $V_{ret} > 0$ , entonces se define a  $V_{rampa}(t) \geq 0$  y el SPWM se encarga de excitar por el canal D a los interruptores  $S_1 - S_4$ , siempre y cuando  $V_{ret} > V_{rampa}(t)$  (estado 1). El nodo E maneja los pulsos complementarios a D, excitando a los interruptores  $S_1 - S_2$ , siempre y cuando  $V_{ret} \leq V_{rampa}(t)$  (estado 0).
- Si  $V_{ret} \leq 0$ , entonces se define a  $V_{rampa}(t) \leq 0$  y el SPWM se encarga de excitar por el canal D a los interruptores  $S_3 - S_4$ , siempre y cuando  $V_{ret} > V_{rampa}(t)$  (estado 0). El nodo E (complementario a D) excita a los interruptores  $S_2 - S_3$ , siempre y cuando  $V_{ret} \leq V_{rampa}(t)$  (estado -1).

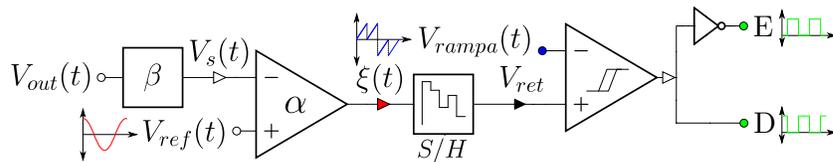


Fig. 8-12: Esquemático de la estrategia de control unipolar. Elaboración propia.

### 8.5.1 Análisis de Bifurcaciones

Para el análisis dinámico del inversor bajo esquema unipolar, se realiza en primera instancia un diagrama de bifurcaciones, casi que con las mismas características utilizadas en el sistema del caso de la Fig. 8-8 ( $E_0 = 10$  V), excepto  $f_s$  y el rango de variación del parámetro  $\alpha$ , los

cuales anteriormente fueron  $f_s = 10$  kHz y  $\alpha \in [14, 14,06]$ . Ahora se establece a  $f_s = 20$  kHz y  $\alpha \in [12, 16,2]$ , esto se realiza con el objeto de verificar que no haya desplazamiento de las bifurcaciones detectadas. El resultado se muestra en la Fig. 8-13, donde se puede apreciar que solo existe solución  $\prod_1$ .

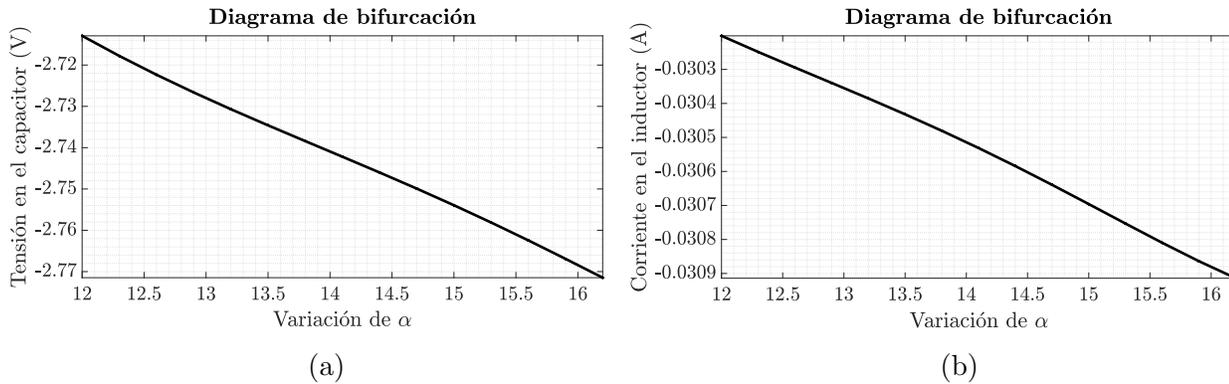


Fig. 8-13: Diagrama de bifurcación siguiendo el atractor, en donde se evidencia solución  $\prod_1$ , (a) voltaje en el capacitor y (b) corriente en el inductor. Comportamiento obtenido para  $E_0 = 10$  V y  $f_s = 20$  kHz. Elaboración propia.

En las Figs. 8-14 y 8-16 se identifican las señales de rampa, error, retenedor y PWM - color verde (para la lectura en versión digital). Las señales que no se les mencionó un color continúan con la convención tomada en la sección 8.3.

Obsérvese que con este esquema de control, no se dan bifurcaciones ni coexistencias, sin embargo, el fenómeno de burbujeo puede persistir. Para esto se analiza la respuesta temporal mostrada en la Fig. 8-14, donde se observa que el sistema presenta burbujeo en la pendiente descendente de las señales sinusoidales.

De otro lado, se procede a analizar el comportamiento del sistema ante la variación de  $\alpha \in [15, 19,2]$  y un voltaje de entrada menor ( $E_0 = 8,6$  V). El resultado se muestra en la Fig. 8-15, donde se puede observar que solo existe solución  $\prod_1$ , tal como se presentó anteriormente.

Nótese que para esta situación no se evidencian bifurcaciones o coexistencias presentadas anteriormente en los diagramas de bifurcaciones de la Fig. 8-10, no obstante, se evalúa si el fenómeno continúa en el sistema, para ello se considera la respuesta temporal mostrada en la Fig. 8-16, donde se observa de igual forma la presencia de burbujeo en la pendiente des-

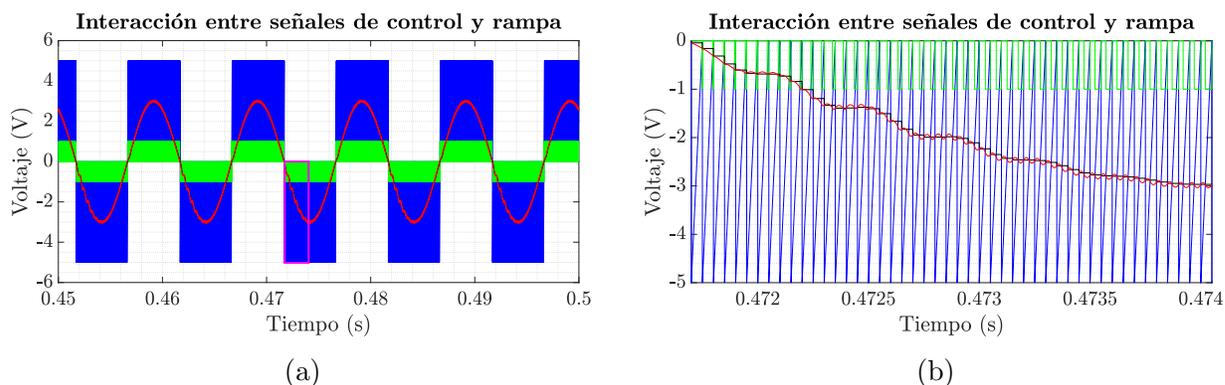


Fig. 8-14: En (a) se exhiben las señales encargadas de la conmutación del sistema y el PWM, comportamiento obtenido para  $\alpha = 14,05$ ,  $E_0 = 10$  V y  $f_s = 20$  kHz. (b) Es un acercamiento de (a) en la zona de burbujeo (señalado con un rectángulo magenta). Elaboración propia.

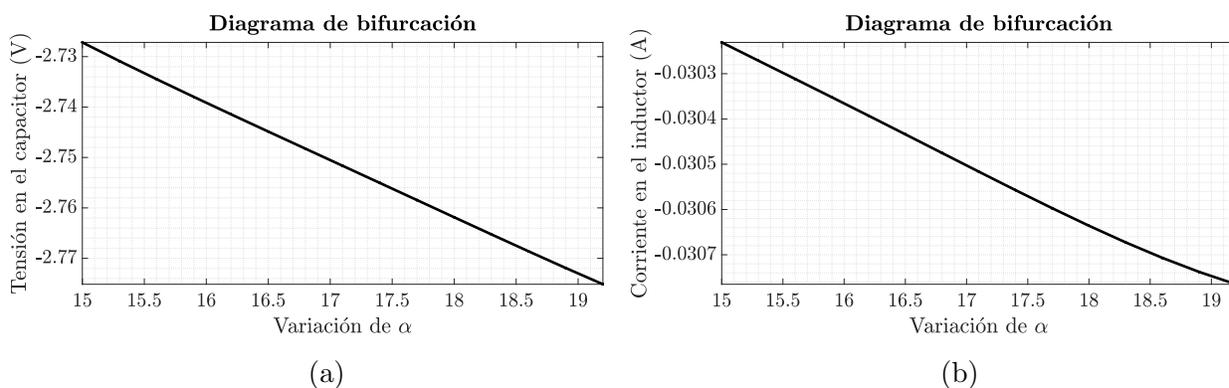


Fig. 8-15: Diagrama de bifurcación siguiendo el atractor, en donde se evidencia solución  $\Pi_1$ , (a) voltaje en el capacitor y (b) corriente en el inductor. Comportamiento obtenido para  $E_0 = 8,6$  V y  $f_s = 20$  kHz. Elaboración propia.

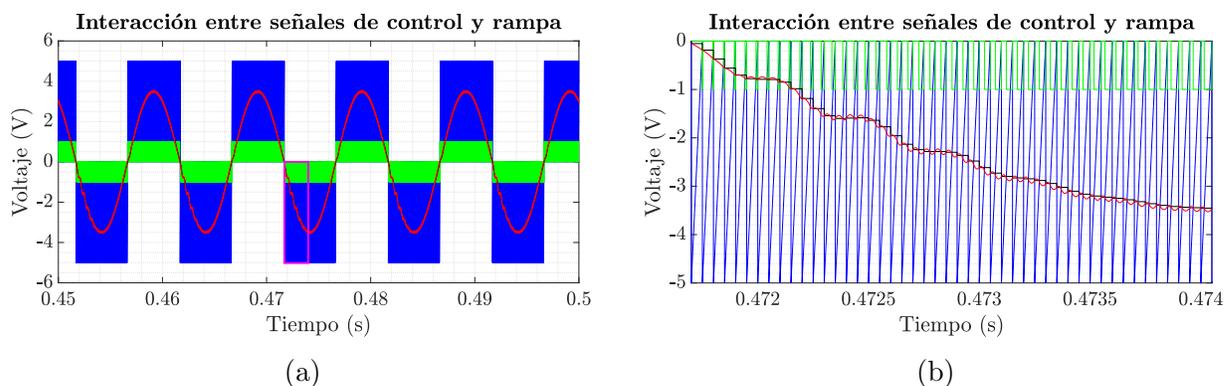


Fig. 8-16: En (a) se muestran las señales encargadas de la conmutación del sistema y el PWM, comportamiento obtenido para  $\alpha = 16,59$ ,  $E_0 = 8,6$  V y  $f_s = 20$  kHz. (b) Es un acercamiento de (a) en la zona de burbujeo. Elaboración propia.

cendente de las señales sinusoidales.

Teniendo en cuenta los resultados obtenidos hasta el momento, se puede concluir que aunque se realizó el cambio del esquema de conmutación en el sistema de la sección 8.4, el burbujeo sigue presente. Sin embargo, este fenómeno se exhibe con menos amplitud, frecuencia y extensión, comparado con los diferentes casos de burbujeo expuestos anteriormente, logrando con esto una menor distorsión en la forma de onda de las señales sinusoidales.

## 8.6 Interpretación de las Dinámicas Anteriormente Descritas desde el Ciclo Útil

El ciclo útil  $d$  es definido como una fracción del periodo de conmutación, donde los interruptores correspondientes a cada estado (1, 0 y -1) permanecen activos de acuerdo al esquema de conmutación del sistema [Hart, 2010]. El algoritmo usado para calcular  $d$  se muestra a continuación:

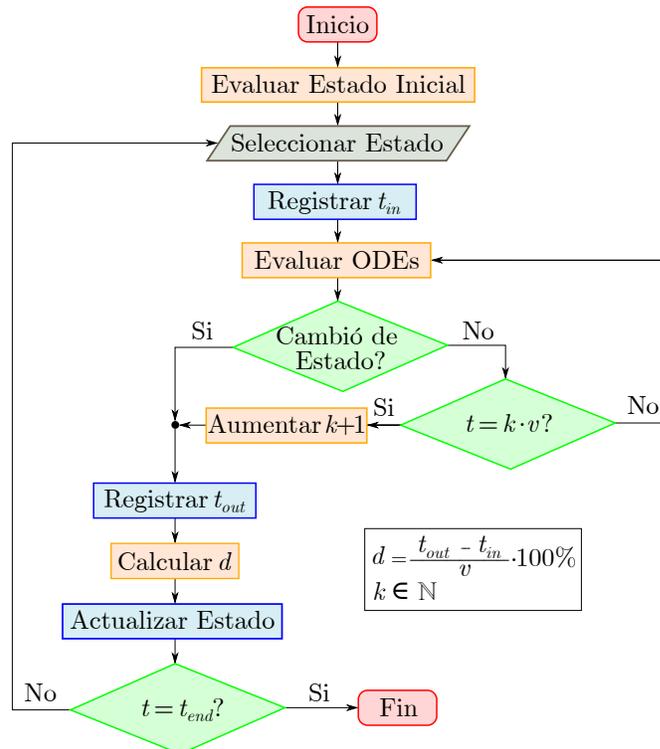


Fig. 8-17: Diagrama de flujo utilizado para calcular  $d$  en cada estado. Elaboración propia.

En la Fig. 8-18 se normaliza  $d$  de tal forma que en el eje vertical **-1** corresponda a un 0% y **1** a un 100% del periodo de conmutación; el eje horizontal corresponde a cada periodo de conmutación ( $m \in \mathbb{N}_0$ ), para este caso en particular  $m \in [0, 1, \dots, 99]$  debido a que  $T = 0,01$  s

y  $v = 1 \cdot 10^{-4}$  s [Avrutin et al., 2017]. Para esta figura, en el mismo rango de  $m$  se realizaron un sucesivo de iteraciones, con el objeto de exponer la dinámica del burbujeo en cada caso.

De acuerdo al análisis realizado en la sección 8.4 ( $f_s = 10$  kHz), se determinó que  $d$  oscila sinusoidalmente dependiendo de la dinámica existente en el sistema y del fenómeno de burbujeo. En la Fig. 8-18(a) se muestra la forma de onda de  $d$ , correspondiente a la solución  $\Pi_1$  sin burbujeo ( $E_0 = 8,6$  V y  $\alpha = 16,52$ ), en las Figs. 8-18(b) y (c) se muestra la forma de onda de  $d$ , correspondiente a la solución  $\Pi_4$  ( $E_0 = 8,6$  V y  $\alpha = 16,59$ ) y  $\Pi_{\infty NS}$  ( $E_0 = 10$  V y  $\alpha = 14,05$ ) ambas con burbujeo.

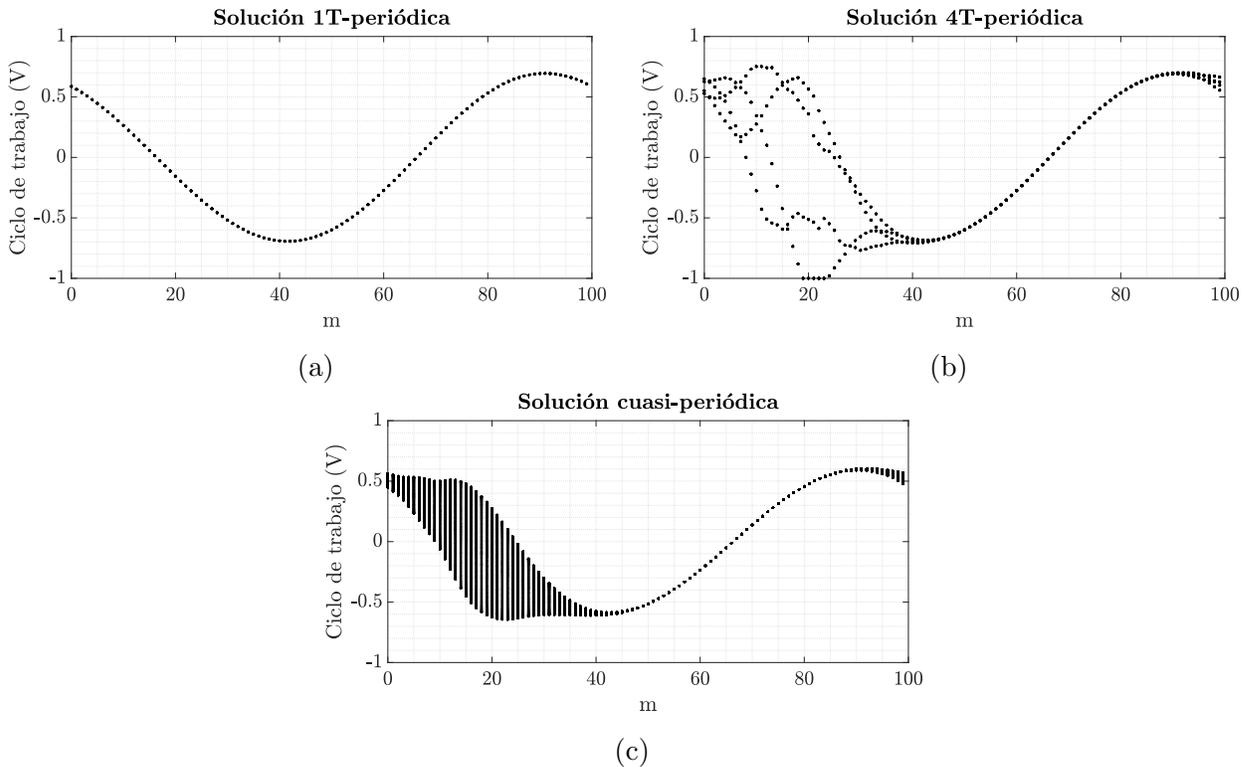


Fig. 8-18: En (a) se expone  $d$  para  $\alpha = 16,52$  (Fig. 8-10), en (b) para  $\alpha = 16,59$  (Fig. 8-10) y en (c) para  $\alpha = 14,05$  (Fig. 8-8). Elaboración propia.

## 8.7 Hipótesis

En principio, una contribución importante en el análisis del fenómeno de burbujeo fue el trabajo realizado en la simulación del modelo natural del sistema, ya que gracias a este se planteó un estudio más profundo entre la(s) señal(es) de control y la señal de rampa, encargadas de generar la conmutación del inversor. Dado que la velocidad de conmutación en teoría es manejada por la frecuencia de rampa (en este sistema), se podría enunciar

hipotéticamente que el fenómeno estaría surgiendo debido a que la respuesta del control es de menor frecuencia, comparada con el avance o desarrollo del burbujeo.

## 8.8 Control del Fenómeno de Burbujeo

En esta sección se presenta el proceso para determinar la veracidad de la hipótesis planteada, esto se realiza para los artículos del esquema bipolar [Li et al., 2008, Shankar et al., 2013, Zhusubaliyev et al., 2014, Avrutin et al., 2017] y para el esquema unipolar propuesto en la sección 8.5.

### 8.8.1 Burbujeo Analizado por [Avrutin et al., 2017]

Teniendo en cuenta la hipótesis planteada y considerando el sistema bajo solución  $\prod_4$  con burbujeo ( $\alpha = 16,59$ ,  $E_0 = 8,6$  V y  $f_s = 10$  kHz), se propone realizar, en primera instancia, un diagrama de bifurcaciones variando el parámetro  $f_s$ , de acuerdo con la teoría del PWM síncrono, la cual consiste en que  $f_s$  debe ser múltiplo de  $f$ , con el fin de evitar subarmónicos e interarmónicos que afecten el desempeño del sistema [Mohan et al., 2003]. El  $f_s$  se varía de tal manera que  $f_s \in [5, 20]$  kHz, con variaciones de 0,1 kHz, tal como se muestra en las Figs. 8-19(a) y (c). De acuerdo a las figuras, se hace notar que para cualquier  $f_s > 20$  kHz el resultado es previsible, en cambio, para cualquier  $f_s < 10$  kHz el sistema no se comporta de la manera esperada.

Debido a que en el diagrama de bifurcaciones no se puede determinar la presencia de burbujeo, se procedió a hacer las simulaciones correspondientes para cada uno de los valores del parámetro  $f_s$  y se encontró que en algunos valores de este parámetro no existía burbujeo, identificados en las Figs. 8-19(a) y (c) con puntos de color negro. Aquí el fenómeno es eliminado a partir de la primera variación realizada, hacia arriba, es decir valores superiores a la frecuencia original del sistema ( $f_s = 10$  kHz), exactamente en  $f_s = 10,1$  kHz.

Desde el punto de vista geométrico, en las Figs. 8-19(b) y (d) se observa un desplazamiento tipo oscilatorio en la solución  $\prod_1$ , en la medida en que el parámetro se mueve, delimitado por 2 envolventes (envolvente decreciente en la parte superior y creciente en la parte inferior). Esta oscilación presenta un comportamiento  $5T$ -periódico ( $\prod_5$ ,  $f_{os} = 500$  Hz) y su periodicidad es determinada mediante el índice de oscilación ( $I_{os} \in \mathbb{N}$ ), el cual relaciona  $T$  y el tiempo de muestreo ( $T_m$ ) propuesto en las señales de salida para el diagrama de bifurcaciones, como se muestra en la ecuación 8-5. El valor de  $T_m$  varía según la ubicación del fenómeno de burbujeo en las señales sinusoidales.

$$I_{os} = \frac{T}{T_m} = \frac{0,01 \text{ s}}{0,002 \text{ s}} = 5T\text{-periódico} \quad (8-5)$$

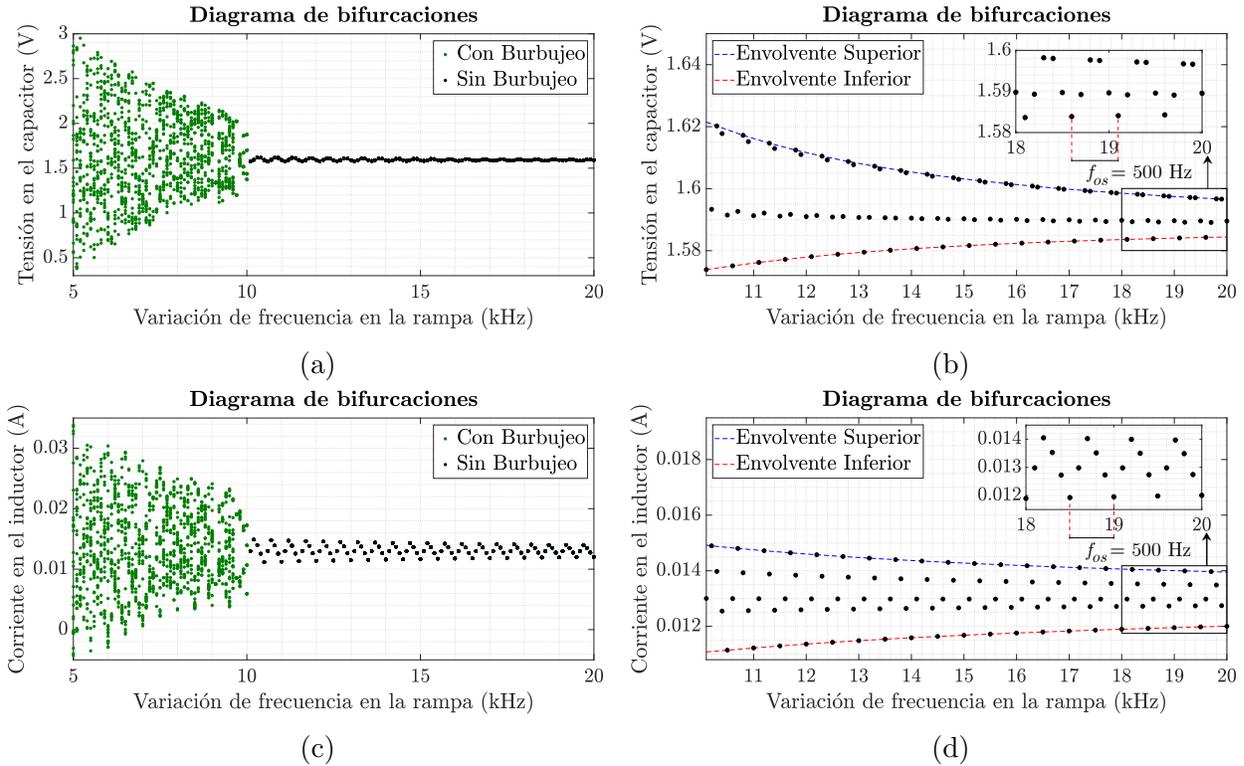


Fig. 8-19: Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor, en (a) se muestra el voltaje en el capacitor y en (c) la corriente en el inductor, (b) y (d) son acercamientos de (a) y (c) en la zona sin burbujeo. Comportamiento obtenido para  $\alpha = 16,59$  y  $E_0 = 8,6$  V. Elaboración propia.

Nótese que en este diagrama de bifurcaciones coincide la solución estable con la zona sin burbujeo, pero no es una situación global entre los casos. De acuerdo con el intervalo de frecuencias detectado sin burbujeo, se actualiza el valor de la frecuencia de rampa a 20 kHz. Esto se realiza con el propósito de verificar si las dinámicas no lineales expuestas en la sección 8.4.1, persisten en el mismo intervalo de  $\alpha$ , se desplazan en el mismo rango de  $\alpha$  pero diferente intervalo (detectable siempre y cuando el rango de variación sea mayor al utilizado originalmente) o simplemente se eliminan.

El primer diagrama de bifurcaciones con  $f_s = 20$  kHz, se realiza para  $E_0 = 10$  V y  $\alpha \in (13, 15)$  (variación tomada anteriormente para  $\alpha \in [14, 14,06]$ , ver Fig. 8-8), tal como se muestra en la Fig. 8-20. De este resultado se puede concluir que la bifurcación Neimark-Sacker fue eliminada, presentándose a lo largo del diagrama una solución  $\prod_1$  sin burbujeo, lo cual se verificó simulando en el tiempo cada variación del parámetro  $\alpha$ , dado que como el lector puede recordar, el burbujeo no se percibe en el diagrama de bifurcaciones.

Una vez realizado el análisis de las señales temporales, se presenta en la Fig. 8-21 la com-

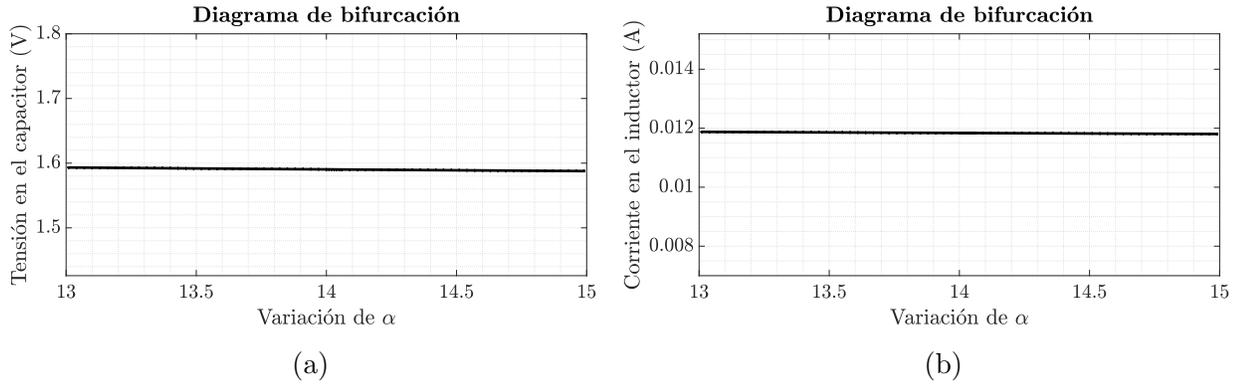


Fig. 8-20: Diagrama de bifurcación siguiendo el atractor, en donde se evidencia solución  $\prod_1$ , en (a) se muestra el voltaje en el capacitor y en (b) la corriente en el inductor. Comportamiento obtenido para  $E_0 = 10$  V y  $f_s = 20$  kHz. Elaboración propia.

paración del caso, dada por simplicidad solo para  $\alpha = 14,05$  y  $E_0 = 10$  V. En esta figura se muestra la respuesta del sistema con burbujeo bajo solución  $\prod_{\infty NS}$  ( $f_s = 10$  kHz) y sin burbujeo bajo solución  $\prod_1$  ( $f_s = 20$  kHz).

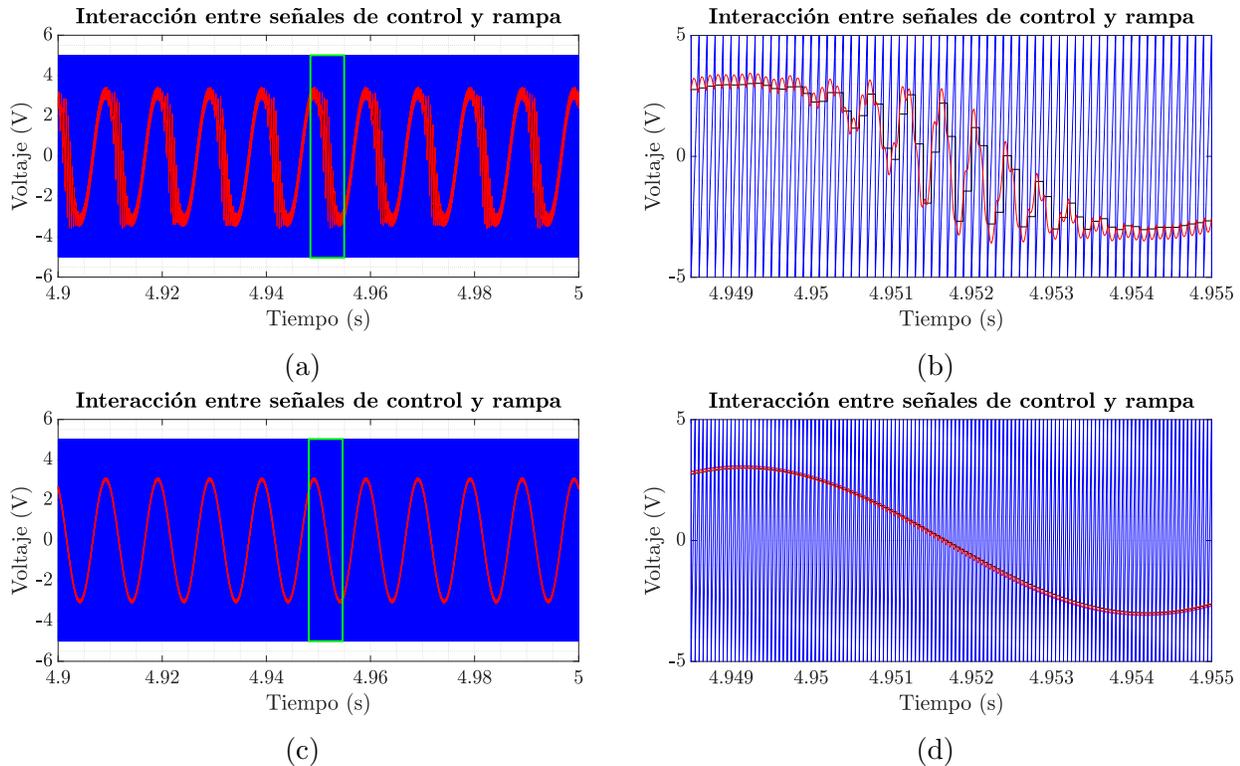


Fig. 8-21: En (a) se muestra el sistema con burbujeo ( $f_s = 10$  kHz) y en (c) el sistema sin burbujeo ( $f_s = 20$  kHz), (b) y (d) son acercamientos de (a) en la zona de burbujeo y (c) en la zona estable. Esto se evidencia para  $\alpha = 14,05$  y  $E_0 = 10$  V. Elaboración propia.

El segundo diagrama de bifurcaciones con la estrategia de control propuesta, se realiza para  $E_0 = 8,6 \text{ V}$  y  $\alpha \in [15, 18)$  (variación tomada anteriormente en el rango de  $\alpha \in [16,52, 16,67]$ , ver Fig. 8-10), tal como se muestra en la Fig. 8-22. Aquí se logró el objetivo de control nuevamente, eliminando en este caso las bifurcaciones y coexistencias anteriormente expuestas, presentándose a lo largo del diagrama únicamente solución  $\Pi_1$  sin burbujeo, verificado de igual forma, mediante la simulación de cada uno de los valores de  $\alpha$  tomados en el diagrama de bifurcaciones, en vista de que el burbujeo no es diferenciable en este tipo de diagramas.

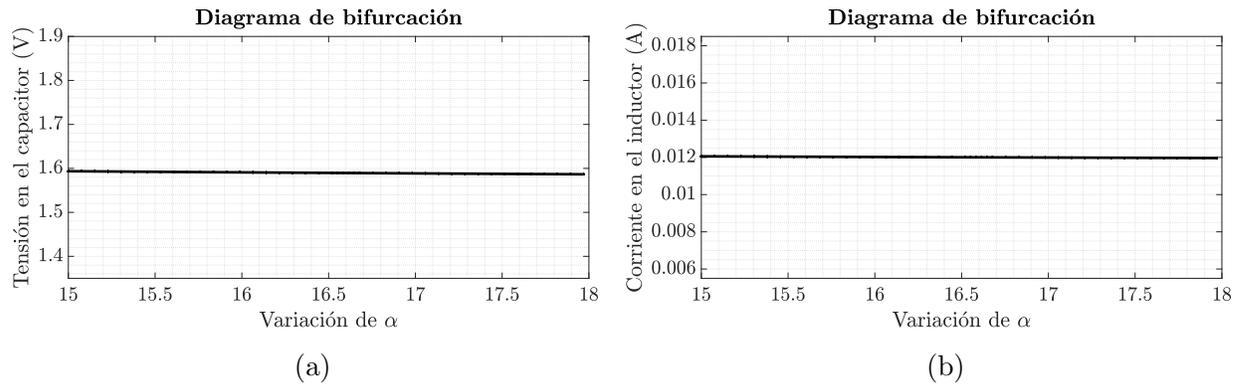


Fig. 8-22: Diagrama de bifurcación siguiendo el atractor, en donde se evidencia solución  $\Pi_1$ . En (a) se muestra el voltaje en el capacitor y en (b) la corriente en el inductor. Comportamiento obtenido para  $E_0 = 8,6 \text{ V}$  y  $f_s = 20 \text{ kHz}$ . Elaboración propia.

Seguido del análisis de las señales temporales, se realiza por similitud la comparación entre el sistema con y sin burbujeo en la Fig. 8-23. En esta figura se muestran por simplicidad 3 dinámicas donde el sistema presenta burbujeo, para  $E_0 = 8,6 \text{ V}$  y  $f_s = 10 \text{ kHz}$ . Además, se expone una respuesta temporal en donde se observa la eliminación del fenómeno, para  $f_s = 20 \text{ kHz}$ . La razón por la que se muestra solo una respuesta temporal sin burbujeo, es que el sistema en estado estable no evidencia cambios notables en su forma de onda a simple vista, para variaciones cortas del parámetro  $\alpha$ .

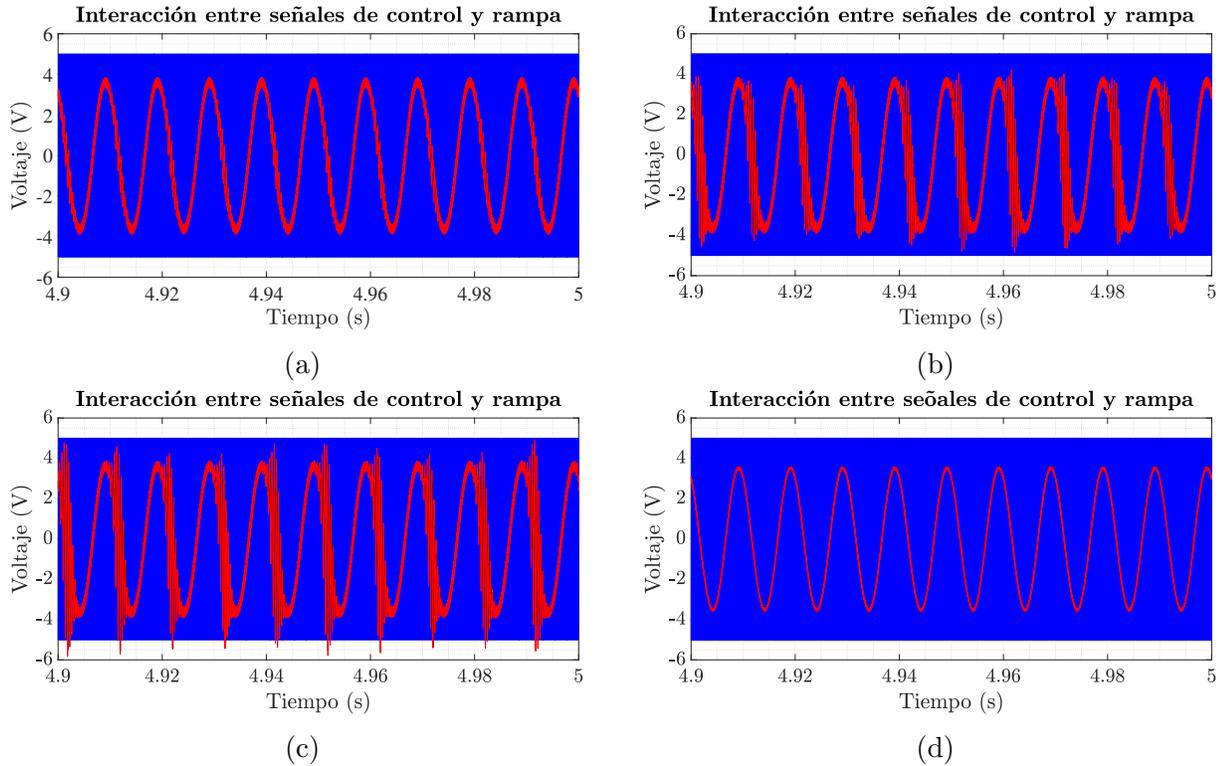


Fig. 8-23: En (a) se muestra la solución  $\prod_{\infty NS}$  para  $\alpha = 16,565$ , en (b) la solución  $\prod_{\infty}$  para  $\alpha = 16,63$ , en (c) la solución caótica ( $\prod_{\infty *}$ ) para  $\alpha = 16,678$ , todas estas con burbujeo ( $f_s = 10$  kHz). En (d) se encuentra la solución  $\prod_1$  sin burbujeo para  $\alpha = 16,59$  y  $f_s = 20$  kHz (caso que presentó solución  $\prod_4$  con burbujeo, para  $f_s = 10$  kHz). Comportamientos obtenidos para  $E_0 = 8,6$  V. Elaboración propia.

### 8.8.2 Burbujeo Analizado por [Zhusubaliyev et al., 2014]

En [Zhusubaliyev et al., 2014] se planteó la posibilidad de que el fenómeno de burbujeo (llamado en su momento cuasi-periodicidad sincronizada), estuviera presentándose en el sistema debido a la existencia de 2 oscilaciones, una de alta frecuencia en la rampa de conmutación y otra de baja frecuencia en la señal de referencia.

Conforme a lo expresado en el anterior caso y considerando el sistema bajo solución  $\prod_{\infty}$  con burbujeo ( $\alpha = 6,22$ ,  $E_0 = 37,1$  V y  $f_s = 10$  kHz), se propone realizar, en primera instancia, un diagrama de bifurcaciones variando el parámetro  $f_s \in [7, 20]$  kHz, con variaciones de 0,05 kHz, tal como se muestra en las Figs. 8-24(a) y (c). De acuerdo con estas figuras, se hace notar que para cualquier  $f_s > 20$  kHz el resultado es previsible, en cambio, para cualquier  $f_s < 10,05$  kHz el sistema no se comporta de la manera esperada.

Recordando que el burbujeo no se percibe en el diagrama de bifurcaciones, se procedió a realizar las simulaciones y a analizar las señales temporales de cada uno de los valores de

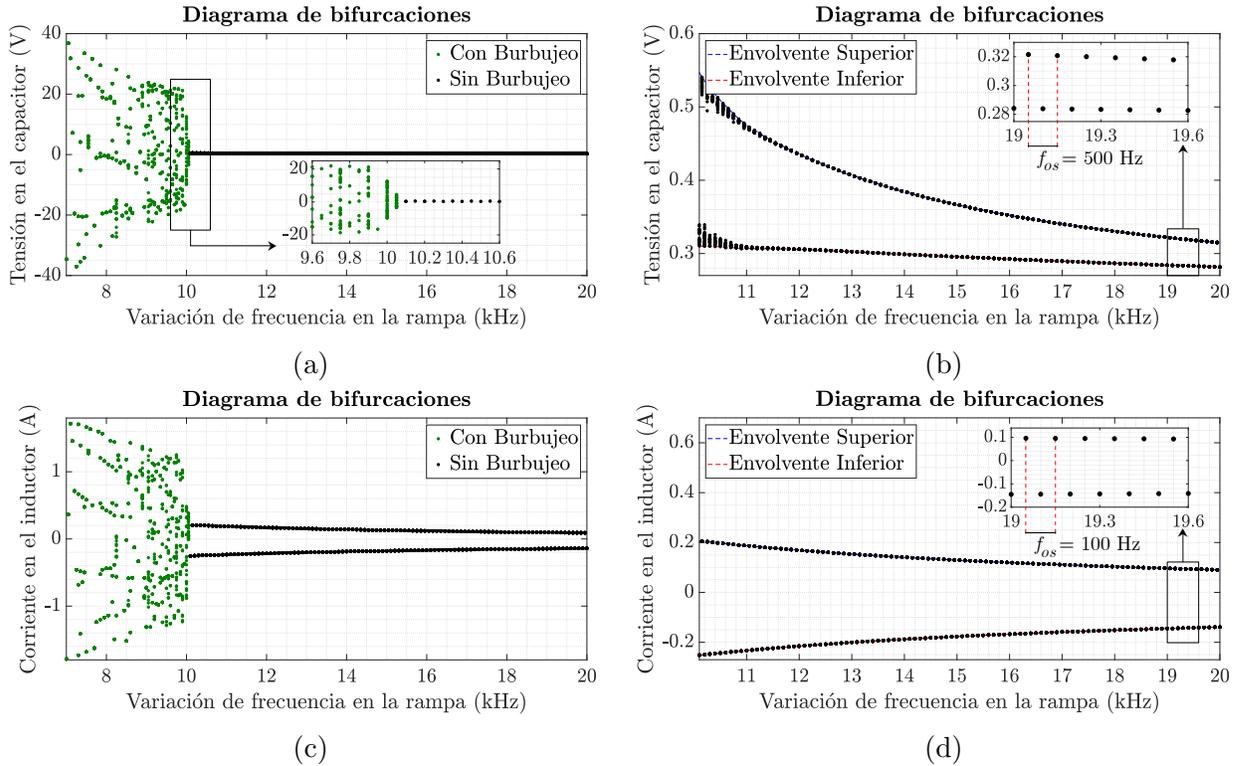


Fig. 8-24: Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor, en (a) se muestra el voltaje en el capacitor y en (c) la corriente en el inductor, (b) y (d) son acercamientos de (a) y (c) en la zona sin burbujeo. Comportamiento obtenido para  $\alpha = 6,22$  y  $E_0 = 37,1$  V. Elaboración propia.

$f_s$ , encontrando que para algunos valores del parámetro no existía burbujeo, identificados en las Figs. 8-24(a) y (c) con puntos de color negro. En este caso el fenómeno es eliminado a partir de la segunda variación realizada, exactamente en  $f_s = 10,1$  kHz. De esto se concluye que la eliminación del fenómeno, ante la mínima variación de  $f_s$  depende de cada sistema.

Desde el punto de vista geométrico, en las Figs. 8-24(b) y (d) se observa en la zona sin burbujeo un desplazamiento tipo oscilatorio, en la medida en que el parámetro se mueve delimitado por 2 envolventes, ambas decrecientes para la Fig. 8-24(b); por otro lado, para la Fig. 8-24(d) se presenta una envolvente decreciente en la parte superior y una creciente en la parte inferior. La oscilación mencionada exhibe un comportamiento  $2T$ -periódico ( $\Pi_2$ ,  $f_{os} = 100$  Hz), determinado por  $I_{os}$  en la ecuación 8-6.

$$I_{os} = \frac{T}{T_m} = \frac{0,02 \text{ s}}{0,01 \text{ s}} = 2T\text{-periódico} \quad (8-6)$$

Nótese que a diferencia del anterior caso, en este diagrama de bifurcaciones, la zona sin burbujeo no coincide solamente con la solución estable  $\Pi_1$ . Recordando el intervalo de frecuencias detectado sin burbujeo, se actualiza el valor de la frecuencia de rampa a 20 kHz.

Esto se realiza con la intención de exponer en la Fig. 8-25, las respectivas comparaciones del caso, entre el sistema con burbujeo bajo solución  $\Pi_{\infty}$  y sin burbujeo bajo solución  $\Pi_1$ .

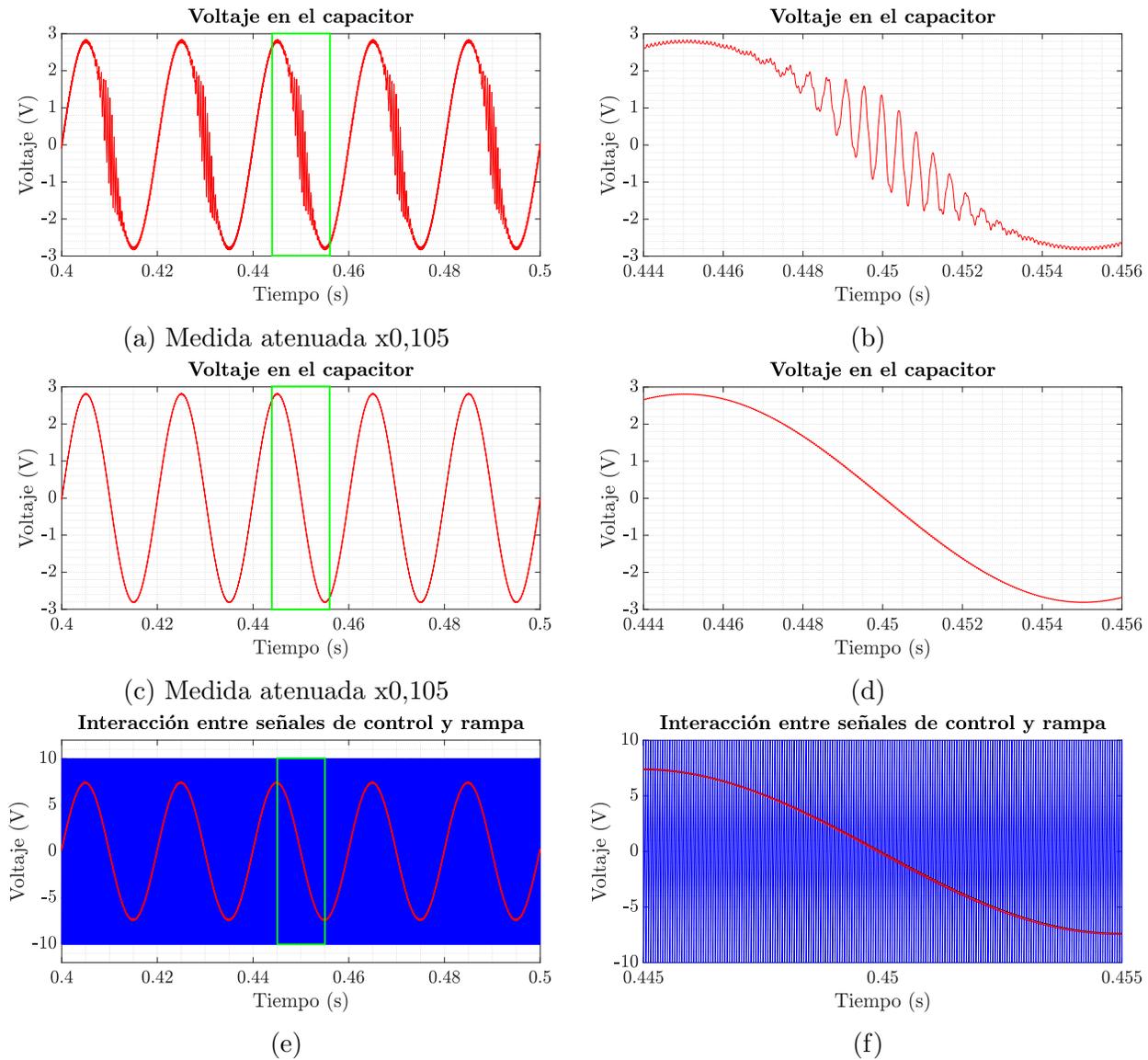


Fig. 8-25: En (a) se muestra el voltaje de salida bajo solución  $\Pi_{\infty}$  con burbujeo ( $f_s = 10$  kHz) y (b) es su acercamiento, (c) muestra el voltaje de salida bajo solución  $\Pi_1$  sin burbujeo ( $f_s = 20$  kHz) y (d) es su acercamiento, (e) muestra las señales de control bajo solución  $\Pi_1$  sin burbujeo y la rampa y (f) es su acercamiento. Eliminación del fenómeno reportado para  $\alpha = 6,22$  y  $E_0 = 37,1$  V. Elaboración propia.

### 8.8.3 Burbujeo Analizado por [Shankar et al., 2013]

De los casos presentados en [Shankar et al., 2013] con burbujeo (fenómeno llamado en su momento periodo burbujeante), se analiza en este documento particularmente el caso que

exhibe solución  $\prod_{\infty}^*$ .

Acorde con el proceso metodológico expuesto anteriormente y considerando el sistema bajo solución  $\prod_{\infty}^*$  con burbujeo ( $k = 0,8$ ,  $E_0 = 36$  V y  $f_s = 50$  kHz), se propone realizar, en primera instancia, un diagrama de bifurcaciones variando el parámetro  $f_s \in [48, 58]$  kHz (límites establecidos con base en el costo computacional de cada iteración), con variaciones de 0,05 kHz, tal como se muestra en las Figs. 8-26(a) y (c). De acuerdo con estas figuras, se hace notar que para cualquier  $f_s > 58$  kHz el resultado es previsible, en cambio, para cualquier  $f_s < 52,55$  kHz el sistema no se comporta de la manera esperada.

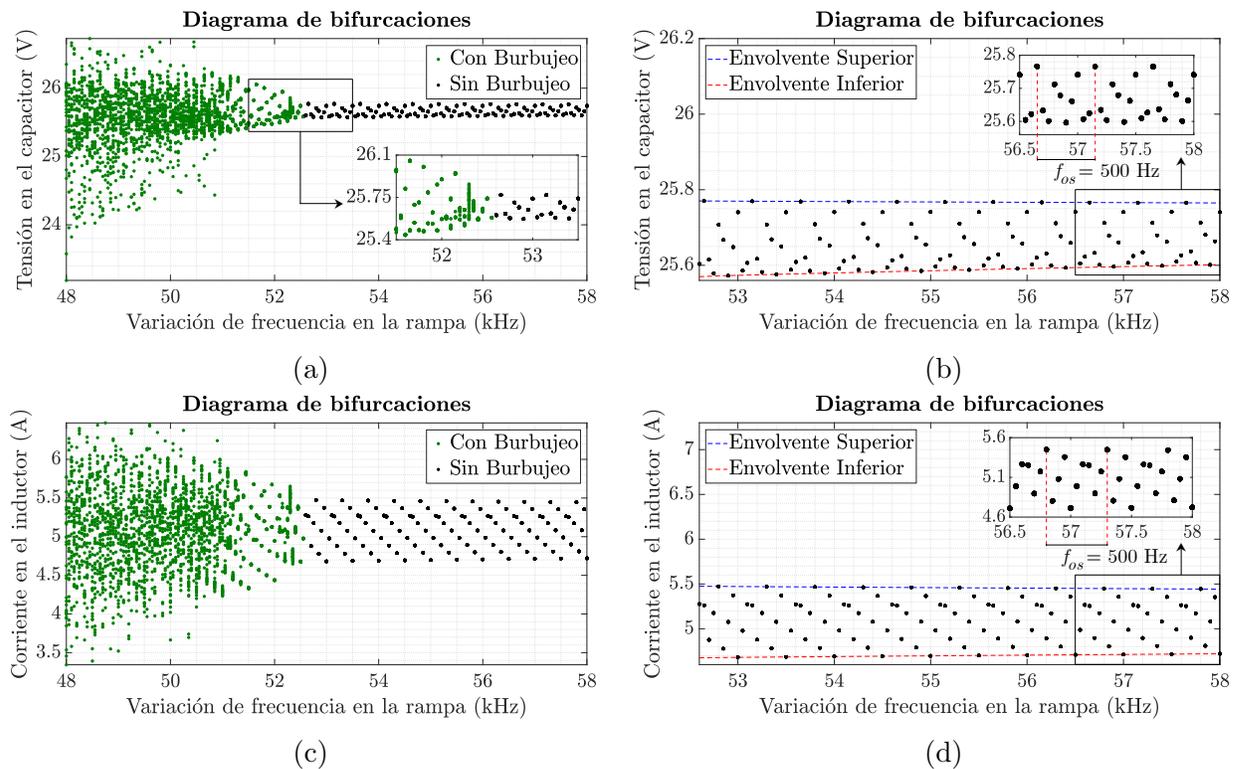


Fig. 8-26: Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor, en (a) se muestra el voltaje en el capacitor y en (c) la corriente en el inductor, (b) y (d) son acercamientos de (a) y (c) en la zona sin burbujeo. Comportamiento obtenido para  $k = 0,8$  y  $E_0 = 36$  V. Elaboración propia.

Dado que en el diagrama de bifurcaciones no se puede determinar la existencia de burbujeo, se procedió a realizar las simulaciones correspondientes para cada uno de los valores del parámetro  $f_s$  y se encontró que en algunos valores de este parámetro no existía burbujeo, identificados en las Figs. 8-26(a) y (c) con puntos de color negro. Para este caso el fenómeno es eliminado a partir de la variación número 52, después de la frecuencia original del sistema ( $f_s = 50$  kHz), exactamente en  $f_s = 52,6$  kHz.

Desde el punto de vista geométrico, en las Figs. **8-26**(b) y (d) se exhibe en la zona sin burbujeo un desplazamiento tipo oscilatorio, en la medida en que el parámetro se mueve delimitado por 2 envolventes (envolvente decreciente en la parte superior y creciente en la parte inferior). Para definir la periodicidad de la oscilación fue necesario en este caso modificar la ecuación tomada anteriormente, debido a que  $I_{os} = 10/3 \Rightarrow I_{os} \notin \mathbb{N}$ , siendo  $T = 0,02$  s y  $T_m = 0,006$  s. Por consiguiente, una solución a este problema es incrementar  $n$  veces  $T$  (siendo  $n \in \mathbb{N}$ ) hasta que  $I_{os}$  converja, llegando de esta forma a establecer que la oscilación presenta un comportamiento  $10T$ -periódico ( $\prod_{10}$ ,  $f_{os} = 500$  Hz), tal como se muestra en la ecuación **8-7**.

$$I_{os} = \frac{n \cdot T}{T_m} = \frac{3 \cdot 0,02 \text{ s}}{0,006 \text{ s}} = 10T\text{-periódico} \quad (\mathbf{8-7})$$

Teniendo en cuenta el intervalo de frecuencias detectado sin burbujeo, se actualiza el valor de la frecuencia de rampa a 58 kHz. Esto se realiza con el propósito de exhibir en la Fig. **8-27** las respectivas comparaciones del caso, entre el sistema con burbujeo bajo solución  $\prod_{\infty^*}$  y sin burbujeo bajo solución  $\prod_1$ .

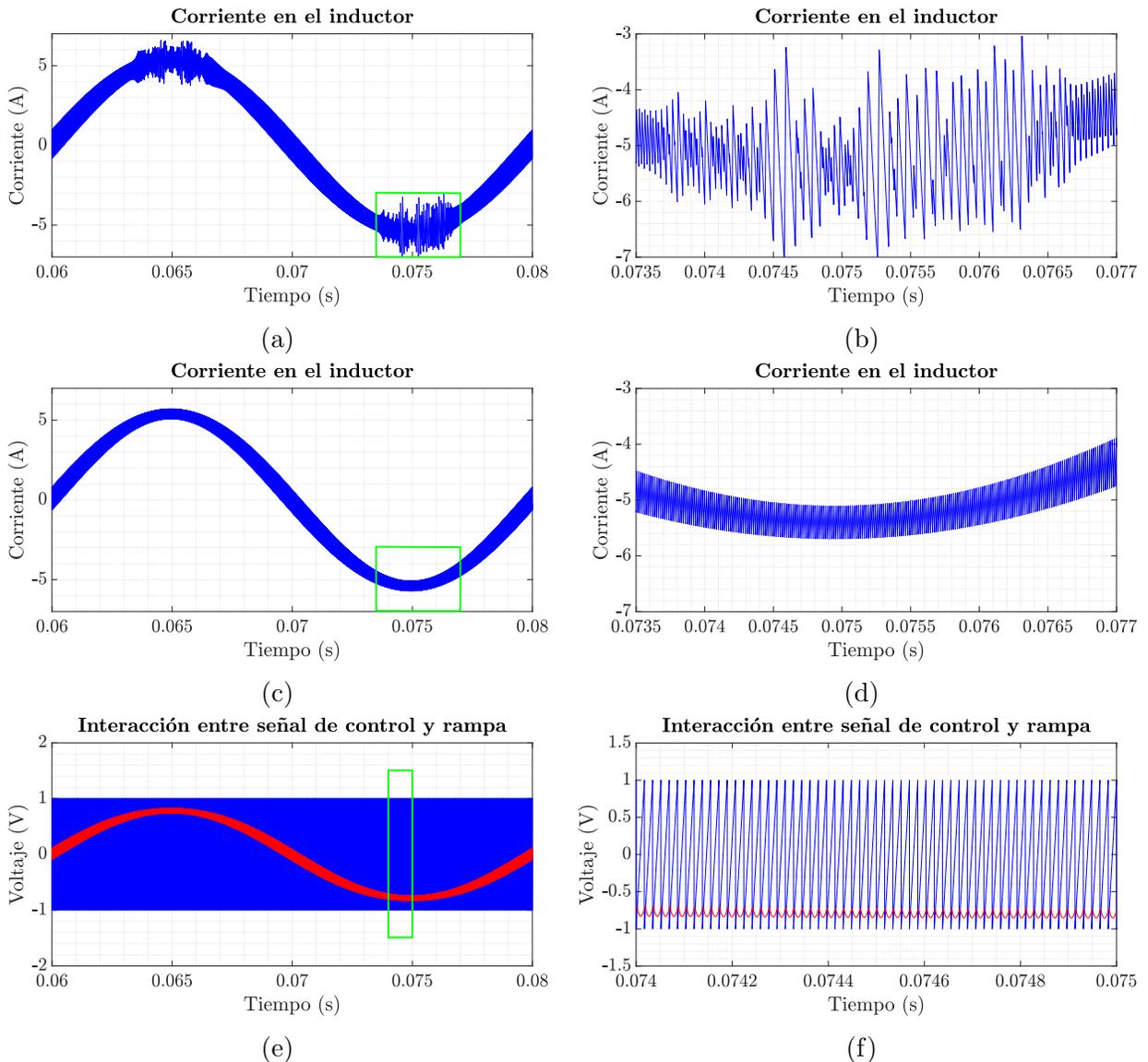


Fig. 8-27: En (a) se muestra la corriente de salida bajo solución  $\prod_{\infty}^*$  con burbujeeo ( $f_s = 50$  kHz) y (b) es su acercamiento, (c) muestra la corriente de salida bajo solución  $\prod_1$  sin burbujeeo ( $f_s = 58$  kHz) y (d) es su acercamiento, (e) muestra la señal de control bajo solución  $\prod_1$  sin burbujeeo y la rampa y (f) es su acercamiento. Eliminación del fenómeno reportado para  $k = 0,8$  y  $E_0 = 36$  V. Elaboración propia.

### 8.8.4 Burbujeeo Analizado por [Li et al., 2008]

El burbujeeo fue relacionado en [Li et al., 2008] a la inestabilidad de rápida escala, presentándose particularmente como una oscilación de alta frecuencia, que llega a sincronizarse de forma temporal en frecuencia y amplitud, deteriorando el desempeño de la alimentación en AC.

Conforme con el desarrollo metodológico de los anteriores casos y considerando el sistema bajo solución  $\prod_1$  con burbujeo ( $k = 5,4054$ ,  $E_0 = 24$  V y  $f_s = 25$  kHz), se propone realizar, en primera instancia, un diagrama de bifurcaciones variando el parámetro  $f_s \in [2, 35]$  kHz, con variaciones de 0,05 kHz, tal como se muestra en las Figs. 8-28(a) y (c). De acuerdo con estas figuras, se hace notar que para cualquier  $f_s > 35$  kHz el resultado es previsible, de otro lado, a diferencia de los anteriores casos, este sistema en el rango de  $f_s$  expuesto, presenta un comportamiento muy particular, descrito adelante.

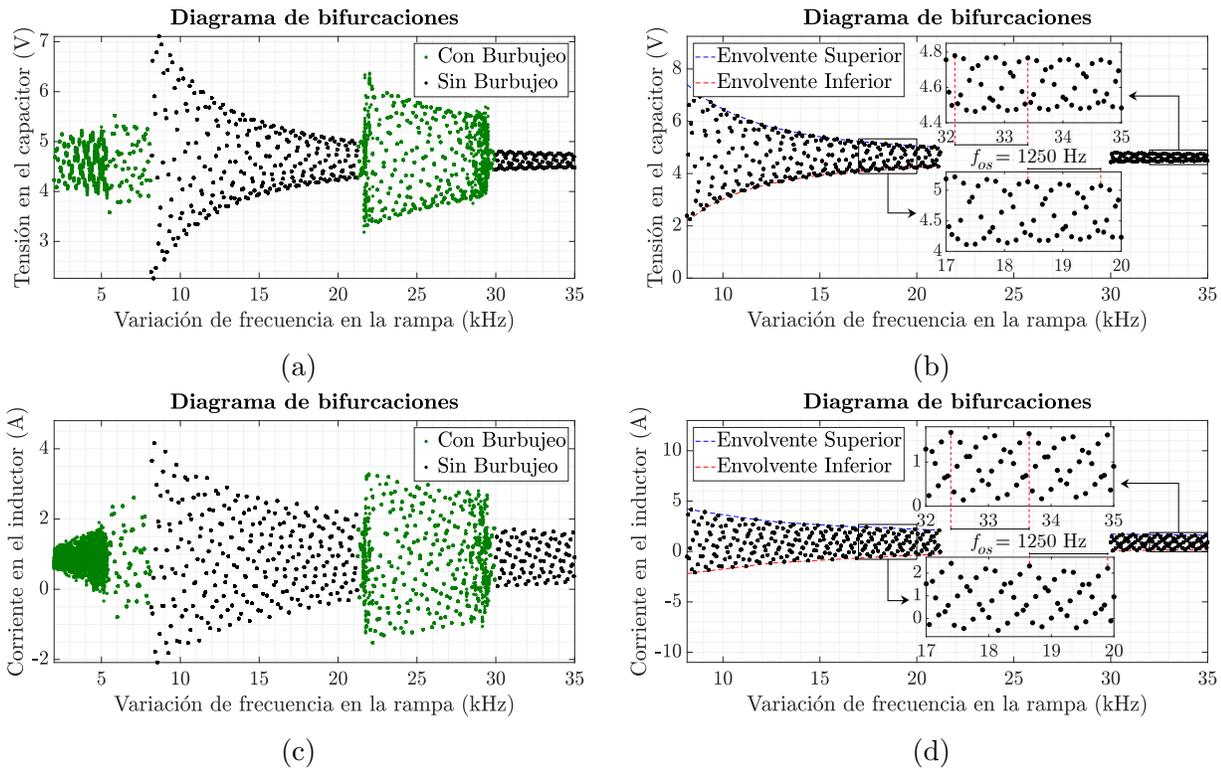


Fig. 8-28: Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor, en (a) se muestra el voltaje en el capacitor y en (c) la corriente en el inductor, (b) y (d) son acercamientos de (a) y (c) en la zona sin burbujeo. Comportamiento obtenido para  $k = 5,4054$  y  $E_0 = 24$  V. Elaboración propia.

Como en los casos anteriores, se procedió a realizar las simulaciones y a analizar las señales temporales de cada uno de los valores de  $f_s$ , encontrando que para algunos valores del parámetro no existía burbujeo, identificados en las Fig. 8-28(a) y (c) con puntos de color negro. De acuerdo con los resultados obtenidos del análisis de las señales temporales, se observa que existen 2 zonas sin burbujeo, antes ( $f_s \in [8,15, 21,2]$ ) y después ( $f_s \geq 30$  kHz) de la zona con burbujeo en donde se encuentra la frecuencia original del sistema ( $f_s = 25$  kHz). Esta particularidad es abordada de la siguiente forma: la expresión rampa (función impar) se generalizó en este documento para todos los casos de burbujeo, sin embargo, en este caso es utilizada una señal triangular (función par) en el proceso de conmutación, por lo que se

deduce que el principal motivo de este comportamiento, es la simetría de la señal de alta frecuencia en la entrada del comparador-PWM.

Desde el punto de vista geométrico, en las Figs. **8-28**(b) y (d) se observa en las zonas sin burbujeo un desplazamiento tipo oscilatorio, en la medida en que el parámetro se mueve delimitado por 2 envolventes (envolvente decreciente en la parte superior y creciente en la parte inferior). La oscilación mencionada presenta un comportamiento  $25T$ -periódico ( $\Pi_{25}$ ,  $f_{os} = 1250$  Hz), determinado por  $I_{os}$  en la ecuación **8-8**.

$$I_{os} = \frac{n \cdot T}{T_m} = \frac{9 \cdot 0,02 \text{ s}}{0,0072 \text{ s}} = 25T\text{-periódico} \quad (8-8)$$

Nótese que en este caso la frecuencia propuesta originalmente, ubica el sistema bajo solución  $\Pi_1$  con burbujeo, de igual forma como se dio anteriormente en el caso unipolar (sección **8.5**). De otro lado, para cualquier  $f_s \geq 30$  kHz el fenómeno es eliminado, sin embargo, la eliminación del burbujeo para cualquier  $f_s \leq 21,2$  kHz no es posible, ya que esta solo se cumple en el rango de  $f_s \in [8,15, 21,2]$  kHz. De acuerdo con los intervalos de frecuencias detectados sin burbujeo, se actualiza el valor de la frecuencia de rampa a 35 kHz. Esto se realiza con el propósito de exponer en la Fig. **8-29** las respectivas comparaciones del caso, entre el sistema bajo solución  $\Pi_1$  con y sin burbujeo.

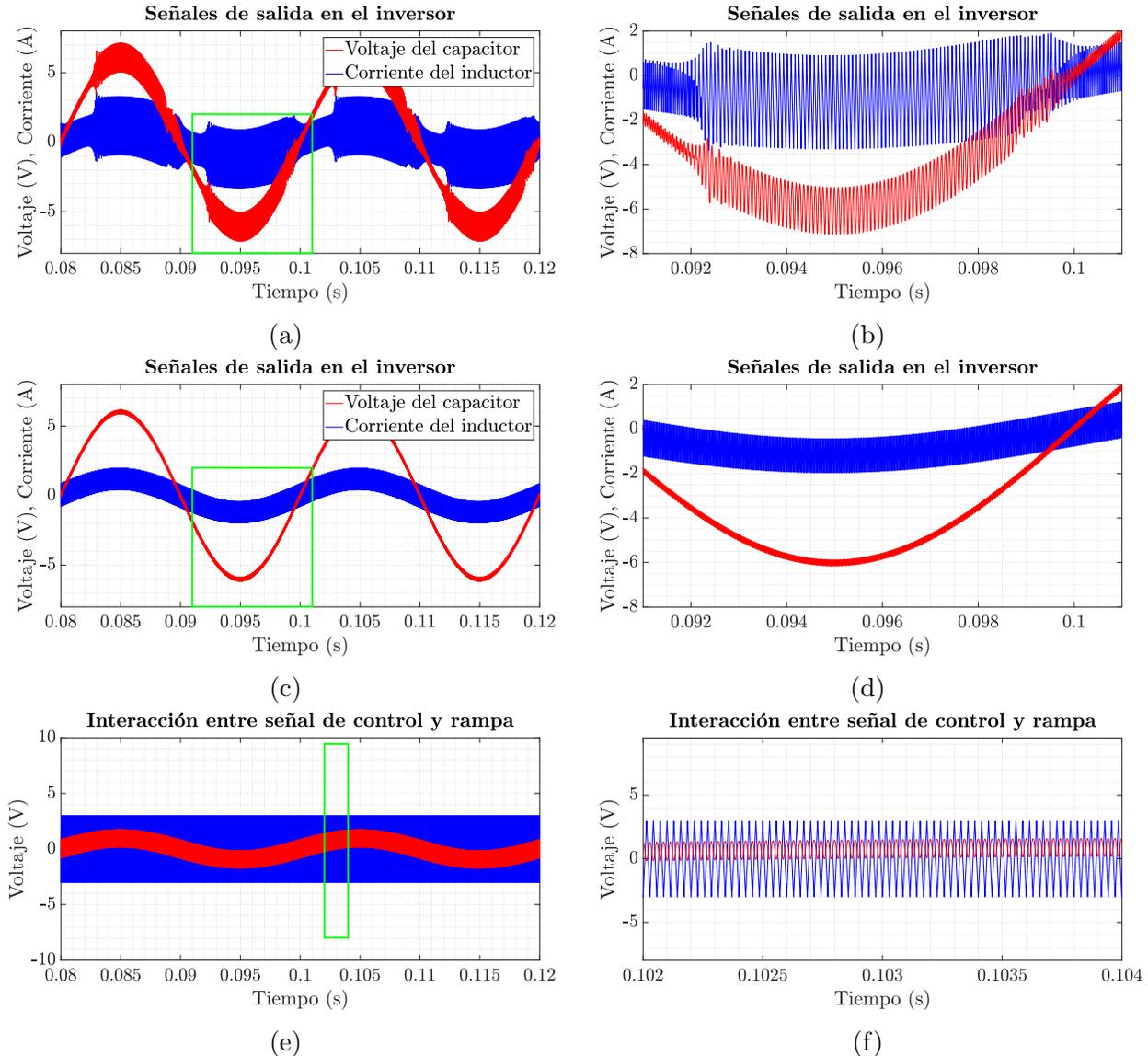


Fig. 8-29: En (a) se muestra las señales de salida bajo solución  $\Pi_1$  con burbujeo ( $f_s = 25$  kHz) y (b) es su acercamiento, (c) muestra las señales de salida bajo solución  $\Pi_1$  sin burbujeo ( $f_s = 35$  kHz) y (d) es su acercamiento, (e) muestra la señal de control bajo solución  $\Pi_1$  sin burbujeo y la rampa y (f) es su acercamiento. Eliminación del fenómeno reportado para  $k = 5,4054$  y  $E_0 = 24$  V. Elaboración propia.

### 8.8.5 Burbujeo Detectado en el Esquema Unipolar

Tal como se mencionó en la sección 8.5, el sistema propuesto en [Avrutin et al., 2017] es utilizado para implementar el esquema de conmutación unipolar propuesto en este documento.

Teniendo en cuenta la estrategia de control propuesta para eliminar el fenómeno y conside-

rando el sistema bajo solución  $\Pi_1$  con burbujeo ( $\alpha = 14,05$ ,  $E_0 = 10$  V y  $f_s = 20$  kHz), se propone realizar, en primera instancia, un diagrama de bifurcaciones variando el parámetro  $f_s \in [5, 100]$  kHz, con variaciones de 0,1 kHz, tal como se muestra en las Figs. 8-30(a) y (c). De acuerdo con estas figuras, se hace notar que para cualquier  $f_s > 100$  kHz el resultado es previsible, en cambio, para cualquier  $f_s < 11,4$  kHz el sistema no se comporta de la manera esperada.

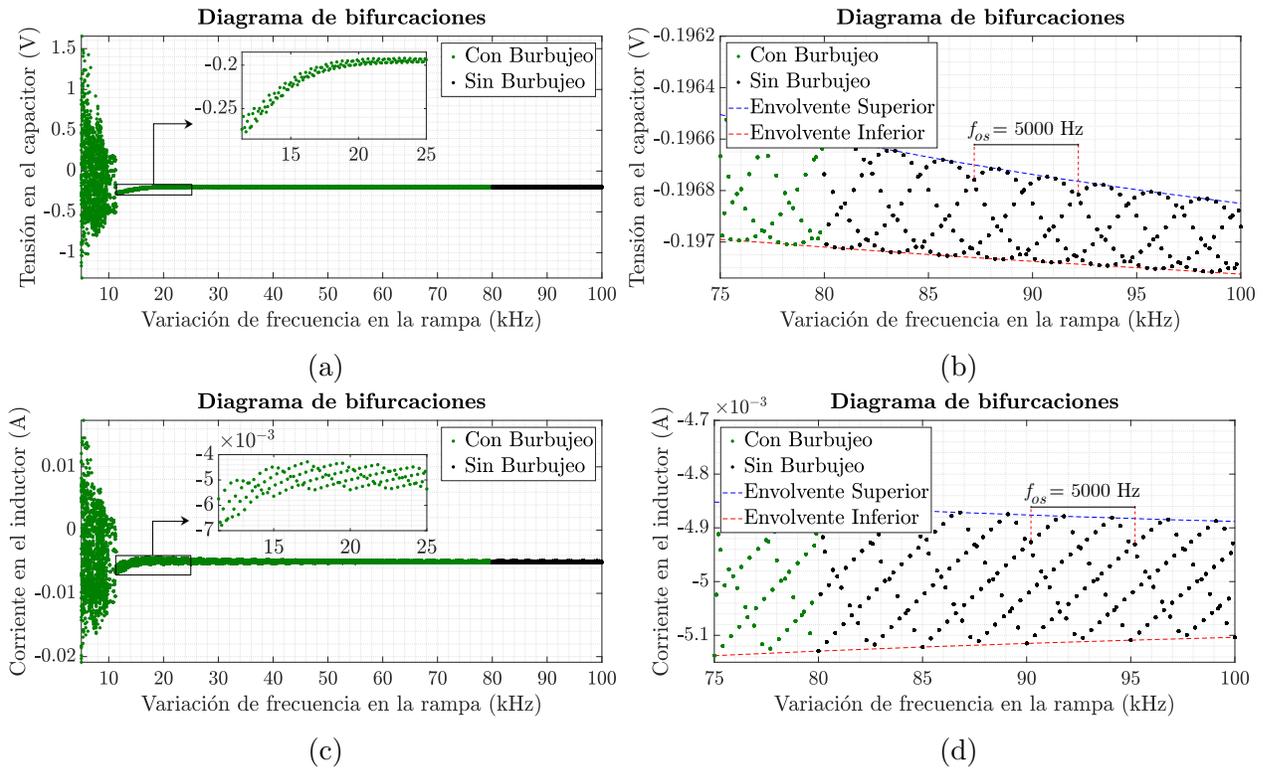


Fig. 8-30: Diagrama de bifurcaciones siguiendo el atractor, en (a) se muestra el voltaje en el capacitor y en (c) la corriente en el inductor, (b) y (d) son acercamientos de (a) y (c). Comportamiento obtenido para  $\alpha = 14,05$  y  $E_0 = 10$  V. Elaboración propia.

Debido a que en el diagrama de bifurcaciones no se puede determinar la existencia de burbujeo, se procedió a realizar las simulaciones correspondientes para cada uno de los valores del parámetro  $f_s$ , encontrando que en algunos valores de este parámetro no se percibe burbujeo, identificados en las Figs. 8-30(a) y (c) con puntos de color negro. Aquí el fenómeno no es detectable a partir de  $f_s = 80$  kHz, una frecuencia 4 veces mayor que la frecuencia original del sistema ( $f_s = 20$  kHz). De acuerdo con lo mencionado en la sección 8.5, el burbujeo en este caso se exhibe con menor extensión, amplitud y frecuencia, sin embargo, teniendo en cuenta los resultados observados a lo largo de esta sección, se puede concluir que este es el caso en donde más prevalece el fenómeno, ante la estrategia de control propuesta.

Desde el punto de vista geométrico, en las zonas ampliadas de las Figs. 8-30(a) y (c), se

observa que el sistema expone una respuesta críticamente amortiguada (para  $f_s \geq 11,4$  kHz). Este comportamiento es delimitado por 2 envolventes, las cuales al aumentar  $f_s$  tienden a ser decrecientes en la Fig. **8-30(b)**, en cambio, para la Fig. **8-30(d)** tiende la envolvente superior a ser decreciente y la inferior a ser creciente. Nótese que esta zona se encuentra totalmente bajo solución  $\Pi_1$  y que está comprendida por frecuencias con y sin burbujeo, además, dentro de las envolventes se genera un desplazamiento tipo oscilatorio, en la medida en que el parámetro se mueve. Esta oscilación presenta un comportamiento 50T-periódico ( $\Pi_{50}$ ,  $f_{os} = 5000$  Hz), determinado por  $I_{os}$  en la ecuación **8-9**.

$$I_{os} = \frac{n \cdot T}{T_m} = \frac{13 \cdot 0,01 \text{ s}}{0,0026 \text{ s}} = 50T\text{-periódico} \quad (\mathbf{8-9})$$

Acorde con el intervalo de frecuencias detectado sin burbujeo, se actualiza el valor de la frecuencia de rampa a 80 kHz. Esto se realiza con el propósito de exhibir en la Fig. **8-31** las respectivas comparaciones del caso, entre el sistema bajo solución  $\Pi_1$  con y sin burbujeo.

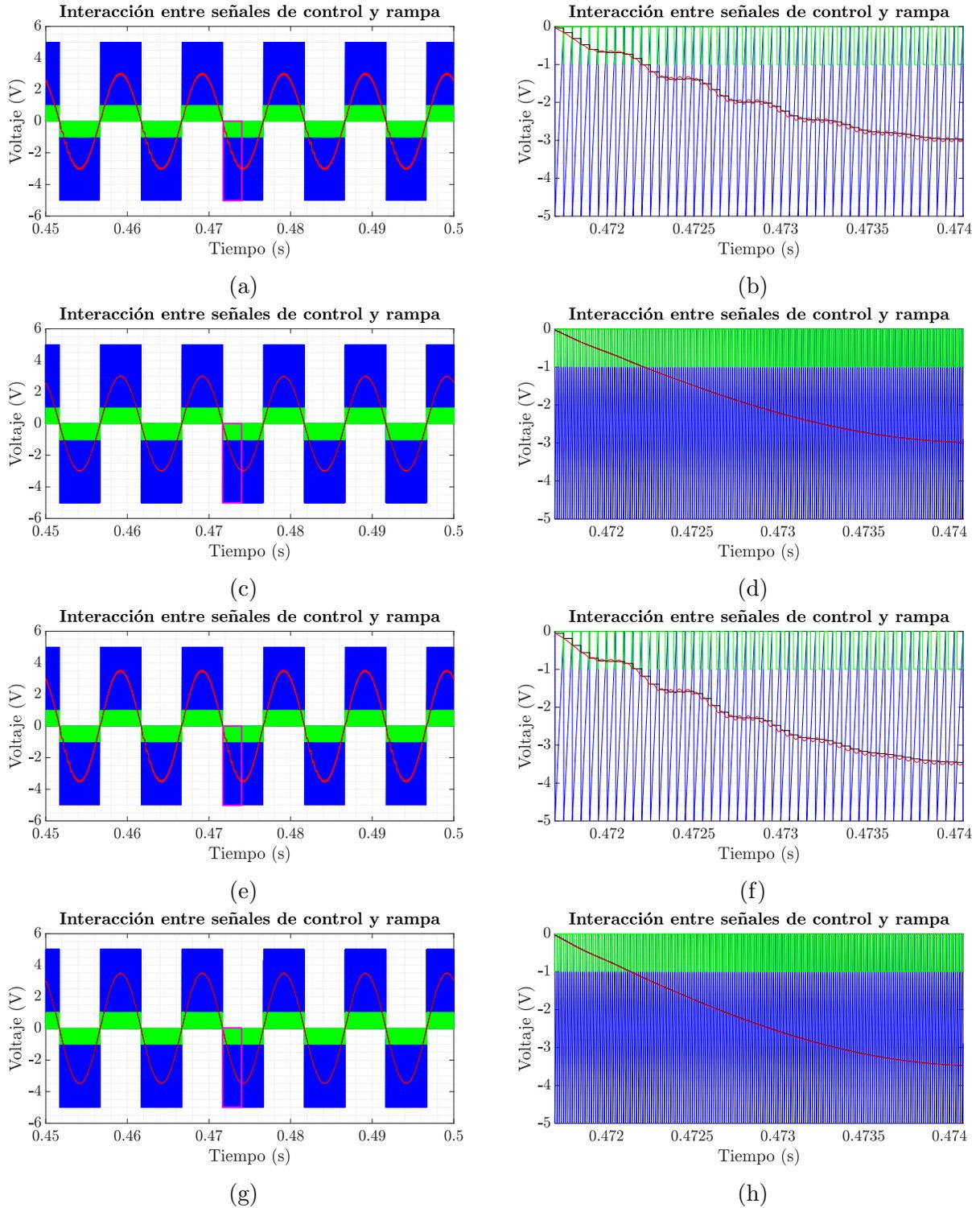


Fig. 8-31: En (a) se muestran las señales encargadas de la conmutación del sistema y el PWM bajo solución  $\prod_1$  con burbujeo ( $f_s = 20 \text{ kHz}$ ,  $\alpha = 14,05$  y  $E_0 = 10 \text{ V}$ ) y (b) es su acercamiento, (c) muestra las mismas señales bajo solución  $\prod_1$  sin burbujeo ( $f_s = 80 \text{ kHz}$ ) y (d) es su acercamiento, de forma similar se presenta el comportamiento de las señales en (e) – (h), pero ahora con  $\alpha = 16,59$ ,  $E_0 = 8,6 \text{ V}$ . Elaboración propia.

## 8.9 Conclusiones y Trabajo Futuro

### 8.9.1 Conclusiones

- El modelo del sistema fue simulado por medio de un algoritmo implementado en el software matemático MATLAB y su precisión se ajustó mediante el método de integración ODE45. Este algoritmo parte del análisis ejercido en cada caso con respecto a la lógica en la estrategia de control, llegando al punto de demostrar su validez mediante ecuaciones adimensionales dadas en [Avrutin et al., 2017], donde se relacionaban las variables de salida del inversor ( $V_{out}(t)$  e  $I_L(t)$ ). El algoritmo realizado facilitó el análisis de cada una de las variables del sistema y en su efecto los diagramas de bifurcaciones.
- El esquemático de cada uno de los sistemas presentados en [Zhusubaliyev et al., 2014, Avrutin et al., 2017] fueron implementados en el software Simulink y PSIM. Obteniendo para un paso de integración adecuado resultados no congruentes con respecto a la dinámica del burbujeo en la forma de onda, comparados con los resultados presentados en las publicaciones y el algoritmo validado en MATLAB. Por lo que se hizo necesario disminuir el paso de integración aún más que el utilizado en el algoritmo, logrando así mejores resultados pero exigiendo de igual forma mucho costo computacional y demasiado tiempo. Todo lo descrito anteriormente, se tomó en cuenta para decidir que el algoritmo programado en MATLAB sería el software de confianza.
- Durante el proceso de formulación de la hipótesis se realizaron distintas pruebas, algunas de ellas resultaron satisfactorias, permitiendo concluir que el fenómeno no era robusto. La estrategia de variar la frecuencia de rampa fue seleccionada porque no implicaba una modificación en el inversor, ni en la estrategia de control, solo se aceleraba la acción del esquema de conmutación ante el desarrollo del fenómeno. Esta idea fue validada en 4 publicaciones (estudiadas a lo largo del documento) y en el caso del esquema unipolar propuesto en este documento (donde el burbujeo persistió todavía más, comparado con los resultados del esquema bipolar). Además, resulto ser una solución factible y eficaz, pero con una importante aclaración: la eliminación del fenómeno ante la mínima variación de la frecuencia de rampa difiere según el sistema tratado.

De otro lado, los resultados obtenidos en [Li et al., 2008], permitieron concluir que la eliminación del fenómeno se encuentra relacionada con las características de la forma de onda de la señal de alta frecuencia, señal utilizada en el comparador-PWM (en este documento: señal rampa y triangular). Dado que al tratarse de una señal simétrica, se presentó una zona libre de burbujeo antes y después de la zona con burbujeo, que comprende a la  $f_s$  original del sistema.

- Teniendo en cuenta los análisis geométricos realizados en la sección 8.8, se concluye que las zonas con y sin burbujeo pueden presentar el desplazamiento tipo oscilatorio

del parámetro de bifurcación, tal como se observó anteriormente en el caso unipolar. Además, se determinó que esta oscilación es propia del sistema, del punto de muestreo y de la solución periódica existente.

- En todos los casos expuestos a lo largo de la sección 8.8, se mencionó que los diagramas de bifurcaciones se realizaban entre ciertos límites y se dieron las razones pertinentes en su momento. Sin embargo, se le explica al lector que para definir los límites se iteró previamente en diagramas menos finos, con un mayor rango y paso de variación. Razón por la cual no fueron considerados en el momento de la elaboración del presente documento.
- Cerca de los años 2000, considerar el aumento de la frecuencia de conmutación era un problema bastante serio, ya que debía tenerse en cuenta que esto implicaría un aumento en las pérdidas por conmutación en los interruptores de potencia y por lo tanto una afectación considerable en la eficiencia general del convertidor ( $\eta$ ) [Hart, 2010]. Este tema ha sido un área de innovación durante estos últimos años, llegando a hablar sobre la tecnología CoolGaN™, donde no se tienen problemas por recuperación inversa del diodo (problema típico en otros interruptores), ofreciendo alta  $\eta$  incluso a alta frecuencia y de tipo bidireccional [Persson, 2018]. De acuerdo con los resultados obtenidos en este trabajo, se puede concluir que un punto a favor en este tema, es que el aumento de la frecuencia no se da de forma desproporcionada, refiriéndose con esto a que si la frecuencia originalmente se maneja en las decenas de kHz, se conserva en estas unidades al realizar la modificación para la eliminación del fenómeno.
- En la literatura sobre el diseño de convertidores, es bien conocido que el aumentar la frecuencia de conmutación reduce el tamaño de los filtros del sistema [Hart, 2010], no obstante, en este caso ya se tiene el convertidor y lo que se está proponiendo es aumentar la frecuencia de conmutación. Desde el punto de vista implementable esto implica una mejora, ya que reduce el rizado de los filtros gracias a la acción oportuna del control [Hart, 2010], tal como se expuso en el presente documento eliminando las dinámicas del fenómeno de burbujeo y al mismo tiempo proporcionando un menor rizado.

De otro lado, en AC el aumento de la frecuencia causa variación en la reactancia inductiva y capacitiva, lo que afecta de igual forma el desempeño del convertidor, sin embargo, este no es el caso, ya que la frecuencia de fase no se modifica. La única frecuencia que es modificada es la de conmutación y su forma de onda se encuentra superpuesta en las señales de salida ( $V_{out}(t)$  e  $I_L(t)$ ).

- Eliminar el fenómeno de burbujeo en las señales sinusoidales del sistema, causa que la forma de onda de estas señales se encuentren libres de distorsiones y de igual forma, resulta beneficioso para el consumidor final de dicha energía, ya que no afectará su bienestar, ni el de los equipos eléctricos en su hogar o empresa.

### 8.9.2 Trabajo Futuro

- En próximas investigaciones, se espera analizar el comportamiento de sistemas con distintas formas de onda, en la señal de alta frecuencia de la entrada del comparador-PWM. Con el propósito de evidenciar los caminos que se pueden dar, ante el cambio de señales en el proceso de comparación PWM, para la eliminación del fenómeno.
- En el caso unipolar propuesto, quedaría como trabajo futuro realizar un estudio más amplio, con respecto a las dinámicas no lineales que pueda exhibir el sistema, ante el cambio de los parámetros  $E_0$  y  $\alpha$ . Para todos los sistemas sería interesante de igual forma variar el valor de la carga, con el fin de observar el comportamiento dinámico en los diagramas de bifurcaciones.
- Desde el punto de vista geométrico, se espera corroborar con otros sistemas  $\Pi_1$  en AC afectados por el fenómeno, la existencia de las envolventes y el desplazamiento tipo oscilatorio del parámetro, en ambas zonas (con y sin burbujeo), tal como se presentó en este documento.

# Bibliografía

- [Abdel-rahman and Persson, 2019] Abdel-rahman, S. and Persson, E. (2019). CoolGaN™ Totem-Pole PFC Design Guide and Power Loss Modeling. *Infineon Technologies*, pages 1–23.
- [AG, 2018] AG, E. (2018). Ceramic Capacitor Technology CeraLink™ Opens New Dimensions in Power Electronics.
- [ANDEMOS, 2020] ANDEMOS (2020). Informe Vehículos HEV, PHEV y BEV. Technical report.
- [Avrutin et al., 2017] Avrutin, V., Morcillo, J. D., Zhusubaliyev, Z. T., and Angulo, F. (2017). Bubbling in a Power Electronic Inverter: Onset, Development and Detection. *Chaos, Solitons and Fractals*, 104:135–152.
- [Baboselac et al., 2017] Baboselac, I., Benšić, T., and Hederić, Ž. (2017). Matlab Simulation Model for Dynamic Mode of the Lithium-Ion Batteries to Power the EV. *Tehnički glasnik*, 11(1-2):7–13.
- [Battery University, 2018] Battery University (2018). Charging Lithium-ion.
- [Bolognani and Zampieri, 2013] Bolognani, S. and Zampieri, S. (2013). A Distributed Control Strategy for Reactive Power Compensation in Smart Microgrids. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 58(11):2818–2833.
- [Brandt et al., 2019] Brandt, K., Schultheiß, J., and Schweizer-Berberich, M. (2019). Managing of Risk by Battery Manufacturers. In *Electrochemical Power Sources: Fundamentals, Systems, and Applications Li-Battery Safety*, chapter 8B, pages 303–335.
- [Briane and Loudot, 2011] Briane, B. and Loudot, S. (2011). Rapid Reversible Charging Device for an Electric Vehicle. US 2011/0254494 A1.
- [Celsia, 2020] Celsia (2020). Nuestra Apuesta por la Movilidad Sostenible.
- [Centelsa, 2021] Centelsa (2021). Alambres Magneto.
- [Chan, 2013] Chan, C. C. (2013). The Rise & Fall of Electric Vehicles in 1828-1930: Lessons Learned. *Proceedings of the IEEE*, 101(1):206–212.
- [Chau, 2014] Chau, K. T. (2014). Pure Electric Vehicles. In *Alternative Fuels and Advanced Vehicle Technologies for Improved Environmental Performance*, chapter 21, pages 655–684. Elsevier Ltd.
- [Chellappan, 2018] Chellappan, S. (2018). A Comparative Analysis of Topologies for a Bridgeless-Boost PFC Circuit. *Analog Design Journal*, pages 1–5.
- [Chen, 2019] Chen, A. (2019). How to Properly Evaluate Junction Temperature with Thermal Metrics. *Texas Instruments Application Report SLUA844B*, pages 1–12.
- [Cheng et al., 2018] Cheng, H., Chen, W., Wang, C., and Deng, J. (2018). Open Circuit Fault Diagnosis and Fault Tolerance of Three-Phase Bridgeless Rectifier. *Electronics (Switzerland)*, 7(11):1.
- [Cocconi, 1994] Cocconi, A. G. (1994). Combined Motor Drive and Battery Recharge System. US Patent 5,341,075.
- [Congreso de Colombia, 2019] Congreso de Colombia (2019). Ley 1964.
- [CREG, 2005] CREG (2005). Gestión del Flujo de Potencia Reactiva.
- [Dávila Márquez, 2014] Dávila Márquez, L. R. (2014). Relaciones entre las Variables del Circuito Eléctrico, en el Dominio del Tiempo y en el Dominio de la Frecuencia, para Elementos Generadores y Elementos de Carga.
- [Delta Electronics, 2019] Delta Electronics (2019). OBC + APM Combo.

- [Dinero, 2019] Dinero (2019). ¿Vale la Pena Comprar un Carro Eléctrico?
- [Dreipelcher, 2014] Dreipelcher, W. (2014). Faster Switching in Inverters.
- [EPM, 2012] EPM (2012). Guía para Seleccionar el Calibre y Protección de la Acometida para Usuario Final Nivel de Tensión 1.
- [EPM, 2019] EPM (2019). Instalación de Estaciones de Carga para Vehículos Eléctricos.
- [ETA, 2020] ETA (2020). High Voltage Relay - Hybrid and Powerful.
- [EVCompare, 2021a] EVCompare (2021a). Electric Car Charging Cost and Time Calculator.
- [EVCompare, 2021b] EVCompare (2021b). Mercado de EVs.
- [EVSpecifications, 2021] EVSpecifications (2021). Electric Vehicle Specifications.
- [Figueiredo et al., 2010] Figueiredo, J. P. M., Tofoli, F. L., and Silva, B. L. A. (2010). A review of single-phase PFC topologies based on the boost converter. *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, INDUSCON 2010*.
- [Fincan et al., 2017] Fincan, B., Yilmaz, M., Goynusen, A., and Erenay, H. K. (2017). Design and Optimization of a High Power Density and Efficiency Boost PFC. *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 5(2):50–59.
- [Ford, 2019] Ford (2019). Ventajas de los Carros Eléctricos.
- [GaN, 2018] GaN (2018). GN003 Application Note: Measurement Techniques for High-Speed GaN E-HEMTs. Technical report.
- [GaN, 2020] GaN (2020). GN001 Application Note: An Introduction to GaN Enhancement-mode HEMTs. Technical report.
- [Gegner and Lee, 1996] Gegner, J. P. and Lee, C. Q. (1996). Linear Peak Current Mode Control: A Simple Active Power Factor Correction Control Technique for Continuous Conduction Mode. *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1:196–202.
- [Gohari et al., 2020] Gohari, H. S., Abbaszadeh, K., and Gorji, J. G. (2020). A novel Off-Board Interleaved Charger for EVs with G2H/G2VH/V2H Functions and Capable of Controlling Reactive Power. *2020 28th Iranian Conference on Electrical Engineering, ICEE 2020*.
- [Gong and Rangaraju, 2020] Gong, X. and Rangaraju, J. (2020). Taking Charge of Electric Vehicles – Both in the Vehicle and on the Grid. *Texas Instruments*, pages 1–13.
- [Graovac et al., 2006] Graovac, D., Pürschel, M., and Andreas, K. (2006). MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. *Infineon Technologies AG*, pages 1–23.
- [Gurpinar and Castellazzi, 2016] Gurpinar, E. and Castellazzi, A. (2016). Single-Phase T-Type Inverter Performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(10):7148–7160.
- [Habib et al., 2018] Habib, S., Mansoor Khan, M., Abbas, F., and Tang, H. (2018). Assessment of Electric Vehicles Concerning Impacts , Charging Infrastructure with Unidirectional and Bidirectional Chargers , and Power Flow Comparisons. *Energy Research*, pages 1–26.
- [Hagbin et al., 2010] Hagbin, S., Khan, K., Lundmark, S., Alaküla, M., Carlson, O., Leksell, M., and Wallmark, O. (2010). Integrated Chargers for EV's and PHEV's: Examples and New Solutions. *19th International Conference on Electrical Machines, ICEM 2010*.
- [Hannan et al., 2018] Hannan, M. A., Hoque, M. M., Hussain, A., Yusof, Y., and Ker, P. J. (2018). State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations. *IEEE Access*, 6:19362–19378.
- [Hart, 2010] Hart, D. W. (2010). *Power Electronics*. McGraw-Hill Education.
- [Hauser and Kuhn, 2015] Hauser, A. and Kuhn, R. (2015). High-Voltage Battery Management Systems (BMS) for Electric Vehicles. In *Advances in Battery Technologies for Electric Vehicles*, chapter 11, pages 265–282. Elsevier Ltd.

- [Herrmann and Bucksch, 2015] Herrmann, H. and Bucksch, H. (2015). Powder Core. *Dictionary Geotechnical Engineering/Wörterbuch GeoTechnik*, page 104.
- [Huang et al., 2020] Huang, Z., Lam, C.-s., Member, S., Mak, P.-i., Paulo, R., Wong, S.-c., Member, S., and Tse, C. K. (2020). A Single-Stage Inductive-Power-Transfer Converter for Constant-Power and Maximum-Efficiency Battery Charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(9):8973–8984.
- [Hurley and Wölflé, 2013] Hurley, W. G. and Wölflé, W. H. (2013). *Transformers and Inductors for Power Electronics*.
- [Hussein et al., 2020] Hussein, B., Abdi, N., and Massoud, A. (2020). Design of a Three-phase Isolated SEPIC-Based Off-Board Fast Charger for Electric Vehicles. *ISCAIE 2020 - IEEE 10th Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics*, pages 145–150.
- [Iberdrola, 2018] Iberdrola (2018). Efectos Ambientales de la Producción y Distribución de Energía Eléctrica: Acciones para su Control y Corrección.
- [ICONTEC, 1998] ICONTEC (1998). Código Eléctrico Colombiano.
- [IEA, 2020] IEA (2020). Tracking Clean Energy Progress. Technical report, Paris.
- [IT, 2020] IT (2020). CoolSiC™ Schottky diodes 650V G5 y G6.
- [Jappe et al., 2019] Jappe, T. K., Lohn, M. K., and Mussa, S. A. (2019). GaN-Based Single-Phase Bridgeless PFC Boost Rectifier. *The Journal of Engineering*, 2019(17):3614–3617.
- [Kaufhold et al., 2020] Kaufhold, E., Meyer, J., and Schegner, P. (2020). Impact of Grid Impedance and their Resonance on the Stability of Single-Phase PV-Inverters in Low Voltage Grids. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2020-June:880–885.
- [Kerr, 2014] Kerr, J. (2014). Microsemi SiC Products.
- [Kesler et al., 2014] Kesler, M., Kisacikoglu, M. C., and Tolbert, L. M. (2014). Vehicle-to-grid reactive power operation using plug-in electric vehicle bidirectional offboard charger. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(12):6778–6784.
- [Khaligh and Antonio, 2019] Khaligh, A. and Antonio, M. D. (2019). Global Trends in High-Power On-Board Chargers for Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 68(4):3306–3324.
- [Khaligh and Tang, 2018] Khaligh, A. and Tang, Y. (2018). Integrated Dual-Output Grid-to-Vehicle (G2V) and Vehicle-to-Grid (V2G) On-Board Charger for Plug-in Electric Vehicles. US 2018/0222333 A1.
- [Konrad et al., 2014] Konrad, J., Koini, M., Schossmann, M., and Puff, M. (2014). New Demands on DC Link Power Capacitors. *Congress on Automotive Electronic Systems - 3rd and 4th*, (Diciembre):1–6.
- [Lenka et al., 2021] Lenka, R. K., Naik N, V., Panda, A. K., Tiwary, N., and Dash, A. R. (2021). Reactive Power Compensation using Vehicle-to- Grid enabled Bidirectional Off-Board EV Battery Charger. *1st International Conference on Power Electronics and Energy*.
- [Li et al., 2016] Li, H., Zhang, X., Zhang, Z., Yao, C., Qi, F., Hu, B., Wang, J., and Liu, L. (2016). Design of a 10 kW GaN-Based High Power Density Three-Phase Inverter. *ECCE 2016 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Proceedings*.
- [Li et al., 2008] Li, M., Dai, D., Xikui, M., and Iu, H. H. C. (2008). Fast-Scale Period-Doubling Bifurcation in Voltage-Mode Controlled Full-Bridge Inverter. *Proceedings - IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pages 2829–2832.
- [Liu et al., 2019] Liu, P., Chen, C., Zhang, X., and Huang, S. (2019). Online Junction Temperature Estimation Method for SiC Modules With Built-in NTC Sensor. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 4(1):94–99.
- [Loudot et al., 2012] Loudot, S., Briane, B., Ploix, O., and Villeneuve, A. (2012). Fast Charging Device for an Electric Vehicle. US 2012/028674.0 A1.
- [Lunz and Sauer, 2015] Lunz, B. and Sauer, D. U. (2015). Electric Road Vehicle Battery Charging Systems and Infrastructure. In *Advances in battery technologies for electric vehicles*, chapter 17, pages 445–467. Elsevier Ltd.

- [Lyon, 1933] Lyon, W. (1933). Reactive Power and Power Factor Power. *Electrical Engineering*, 52(5):342.
- [Magnetics, 2019] Magnetics (2019). AmoFlux.
- [Marmaras et al., 2017] Marmaras, C., Xydias, E., and Cipcigan, L. (2017). Simulation of Electric Vehicle Driver Behaviour in Road Transport and Electric Power Networks. *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, 80:239–256.
- [Martínez, 2019] Martínez, E. I. (2019). Tipos de Cables Usados para Instalaciones Eléctricas.
- [Martínez-Lao et al., 2017] Martínez-Lao, J., Montoya, F. G., Montoya, M. G., and Manzano-Agugliaro, F. (2017). Electric vehicles in Spain: An overview of charging systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 77(November 2016):970–983.
- [MathWorks, 2008] MathWorks (2008). Library S-R Flip-Flop.
- [MathWorks, 2017] MathWorks (2017). Library Battery.
- [Metwly et al., 2020] Metwly, M. Y., Abdel-Majeed, M. S., Abdel-Khalik, A. S., Hamdy, R. A., Hamad, M. S., and Ahmed, S. (2020). A Review of Integrated On-Board EV Battery Chargers: Advanced Topologies, Recent Developments and Optimal Selection of FSCW Slot/Pole Combination. *IEEE Access*, 8:85216–85242.
- [Mobility House, 2021] Mobility House (2021). Charging Time Summary for EVs.
- [Mohan et al., 2003] Mohan, N., M. Undeland, T., and P. Robbins, W. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, Inc., third edition.
- [Monteiro et al., 2019] Monteiro, V., Ferreira, J. C., Melendez, A. A., Afonso, J. A., Couto, C., and Afonso, J. L. (2019). Experimental Validation of a Bidirectional Three-Level dc-dc Converter for On-Board or Off-Board EV Battery Chargers. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, 2019-Octob(i):3468–3473.
- [Monteiro et al., 2018a] Monteiro, V., Ferreira, J. C., Nogueiras Melendez, A. A., Couto, C., and Afonso, J. L. (2018a). Experimental Validation of a Novel Architecture Based on a Dual-Stage Converter for Off-Board Fast Battery Chargers of Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(2):1000–1011.
- [Monteiro et al., 2018b] Monteiro, V., Sousa, T. J., Afonso, J. A., and Afonso, J. L. (2018b). Innovative Off-Board EV Home Charging Station as a Smart Home Enabler: Present and Proposed Perspectives. *Proceedings - IEEE 16th International Conference on Industrial Informatics, INDIN 2018*, pages 966–971.
- [Munari and Schneer, 2020] Munari, B. and Schneer, A. (2020). How To Design a Precharge Circuit for Hybrid and Electric Vehicle Applications.
- [Mwasilu et al., 2014] Mwasilu, F., Justo, J. J., Kim, E. K., Do, T. D., and Jung, J. W. (2014). Electric Vehicles and Smart Grid Interaction: A Review on Vehicle to Grid and Renewable Energy Sources Integration. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 34(June):501–516.
- [Nassary et al., 2020] Nassary, M., Orabi, M., and El Aroudi, A. (2020). Single-Loop Control Scheme for Electrolytic Capacitor-Less AC–DC Rectifiers with PFC in Continuous Conduction Mode. *Electronics Letters*, 56(10):506–508.
- [NeI, 2019] NeI (2019). ¿Cómo y Dónde Recargar Vehículos Eléctricos?
- [Nichicon, 2015] Nichicon (2015). General Description of Aluminum Electrolytic Capacitors.
- [Nissan, 2018] Nissan (2018). Nissan Leaf.
- [Nussbaumer et al., 2009] Nussbaumer, T., Ragg, K., and Kolar, J. W. (2009). Design guidelines for interleaved single-phase boost PFC circuits. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(7):2559–2573.
- [Ogata, 2010] Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna*.
- [ONU, 2016] ONU (2016). ONU Propone Sistemas de Transporte Sostenibles.
- [Ota et al., 2012] Ota, Y., Taniguchi, H., Suzuki, H., Nakajima, T., Baba, J., and Yokoyama, A. (2012). Implementation of Grid-Friendly Charging Scheme to Electric Vehicle Off-Board Charger for V2G. *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe*, pages 1–6.

- [Pérez, 2017] Pérez, D. (2017). Gran Conquista de la Energía Limpia.
- [Persson, 2018] Persson, E. (2018). Infineon CoolGaN™. *Infineon*, pages 1–17.
- [Poon et al., 2003] Poon, N. K., Pong, B. M., and Tse, C. K. (2003). A Constant-Power Battery Charger with Inherent Soft Switching and Power Factor Correction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(6):1262–1269.
- [Pressman et al., 2009] Pressman, A. I., Billings, K., and Morey, T. (2009). *Switching Power Supply Design Rules*, volume 72. The McGraw-Hill Companies.
- [Raff et al., 2019] Raff, R., Golub, V., Pelin, D., and Topic, D. (2019). Overview of Charging Modes and Connectors for the Electric Vehicles. *7th International Youth Conference on Energy, IYCE 2019*.
- [Ramakrishnan and Rangaraju, 2020] Ramakrishnan, H. and Rangaraju, J. (2020). Power Topology Considerations for Electric Vehicle Charging Stations. Technical report.
- [Ramírez, 2008] Ramírez, E. (2008). Distorsión Armónica.
- [Rashid et al., 2018] Rashid, M. H., Vázquez, N., and Vaquero-López, J. (2018). *Power Electronics Handbook*. Elsevier Inc., fourth edition.
- [Renault, 2018] Renault (2018). Renault Zoe.
- [Rippel and Cocconi, 1992] Rippel, W. E. and Cocconi, A. G. (1992). Integrated Motor Drive and Recharge System. US Patent 5,099,186.
- [Rodrigues et al., 2014] Rodrigues, M. d. C. B. P., de Oliveira, J. G., Ferreira, A. A., Barbosa, P. G., and Braga, H. A. C. (2014). Conexão de Veículos Elétricos à Rede de Energia Elétrica para Recarga de Baterias: Uma Visão Geral. *Eletrônica de Potência*, 19(2):194–207.
- [Rodríguez-Licea et al., 2019] Rodríguez-Licea, M. A., Perez-Pinal, F. J., Soriano-Sánchez, A. G., and Vázquez-López, J. A. (2019). Noninvasive Vehicle-to-Load Energy Management Strategy to Prevent Li-Ion Batteries Premature Degradation. *Hindawi - Mathematical Problems in Engineering*, 2019.
- [Rubino et al., 2017] Rubino, L., Capasso, C., and Veneri, O. (2017). Review on Plug-in Electric Vehicle Charging Architectures Integrated with Distributed Energy Sources for Sustainable Mobility. *Applied Energy*, 207:438–464.
- [Rubycon, 2008] Rubycon (2008). Performance of Aluminium Electrolytic Capacitors.
- [Rubycon Corporation, 2017] Rubycon Corporation (2017). Life of Aluminum Electrolytic Capacitors.
- [Schmidt et al., 2020] Schmidt, O., Thomitzek, M., Röder, F., Thiede, S., Herrmann, C., and Krewer, U. (2020). Modeling the Impact of Manufacturing Uncertainties on Lithium-Ion Batteries. *Journal of The Electrochemical Society*, 167(060501):15.
- [Seth and Singh, 2021] Seth, A. K. and Singh, M. (2021). Control of Two-Stage OFF-Board Electric Vehicle Charger. *1st International Conference on Power Electronics and Energy IEEE*, pages 4–9.
- [Shankar et al., 2013] Shankar, D. P., Govindarajan, U., and Karunakaran, K. (2013). Period-Bubbling and Mode-Locking Instabilities in a Full-Bridge DC-AC Buck Inverter. *IET Power Electronics*, 6(9):1956–1970.
- [Shepherd, 1963] Shepherd, C. M. (1963). Theoretical Design of Primary and Secondary Cells Part III - Battery Discharge Equation. Technical report, Electrochemistry Branch Chemistry Division.
- [Shi et al., 2018] Shi, C., Tang, Y., and Khaligh, A. (2018). A Three-Phase Integrated On-board Charger for Plug-In Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6):4716–4725.
- [Soldano, 2005] Soldano, M. (2005). Bridge-Less Boost (BLB) Power Factor Correction Topology Controlled With One Cycle Control. WO 2005/033819 A2.
- [ST, 2011] ST (2011). Calculation of Conduction Losses in a Power Rectifier. *STMicroelectronics AN-604*, pages 1–12.
- [ST, 2012] ST (2012). Calculation of Reverse Losses in a Power Diode. *STMicroelectronics AN-4021*, pages 1–10.

- [Styles, 2019] Styles, J. (2019). Common Misconceptions about the MOSFET Body Diode.
- [Subotic et al., 2016a] Subotic, I., Bodo, N., and Levi, E. (2016a). Single-Phase On-Board Integrated Battery Chargers for EVs Based on Multiphase Machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(9):6511–6523.
- [Subotic et al., 2016b] Subotic, I., Bodo, N., Levi, E., Dumnic, B., Milicevic, D., and Katic, V. (2016b). Overview of Fast On-Board Integrated Battery Chargers for Electric Vehicles Based on Multiphase Machines and Power Electronics. *IET Electric Power Applications*, 10(3):217–229.
- [Sujitha and Krithiga, 2017] Sujitha, N. and Krithiga, S. (2017). RES Based EV Battery Charging System : A Review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 75(July 2016):978–988.
- [Tang et al., 2018] Tang, Y., Lu, J., Wu, B., Zou, S., Ding, W., and Khaligh, A. (2018). An Integrated Dual-Output Isolated Converter for Plug-in Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 67(2):966–976.
- [Tao, 2017] Tao, J. (2017). Power Factor Correction (PFC) Topology Comparison.
- [TDK, 2016] TDK (2016). Aluminum Electrolytic Capacitors General Technical Information.
- [Tesla, 2020] Tesla (2020). Battery Day. Technical report, Tesla.
- [Thimmesch, 1985] Thimmesch, D. (1985). An SCR Inverter with an Integral Battery Charger for Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21(4):1023–1029.
- [Thompson and Perez, 2019] Thompson, A. W. and Perez, Y. (2019). Vehicle-to-Anything ( V2X ) Energy Services , Value Streams , and Regulatory Policy Implications. *HAL*, 1:29.
- [TI, 1999] TI (1999). Understanding Buck Power Stages in Switchmode Power Supplies. *Texas Instruments*, page 36.
- [TI, 2020] TI (2020). 98.6% Efficiency, 6.6-kW Totem-Pole PFC Reference Design for HEV/EV Onboard Charger. *Texas Instruments Designs*, pages 1–72.
- [Tomaszewska et al., 2019] Tomaszewska, A., Chu, Z., Feng, X., O’Kane, S., Liu, X., Chen, J., Ji, C., Endler, E., Li, R., Liu, L., Li, Y., Zheng, S., Vetterlein, S., Gao, M., Du, J., Parkes, M., Ouyang, M., Marinescu, M., Offer, G., and Wu, B. (2019). Lithium-ion Battery Fast Charging: A Review. *eTransportation*, 1(100011):28.
- [UPME, 2019] UPME (2019). Establecer Recomendaciones en Materia de Infraestructura de Recarga para la Movilidad Eléctrica en Colombia para los Diferentes Segmentos: Buses, motos, taxis, BRT.
- [Verma and Singh, 2017] Verma, A. and Singh, B. (2017). Three Phase Off-Board Bi-directional Charger for EV with V2G Functionality. *2017 7th International Conference on Power Systems, ICPS 2017*, pages 145–150.
- [Verma and Singh, 2019] Verma, A. and Singh, B. (2019). Multi-Objective Reconfigurable Three-Phase Off-Board Charger for EV. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(4):4192–4203.
- [Wang, 2016] Wang, H. (2016). Capacitors in Power Electronics Applications—Reliability and Circuit Design. *IECON*, pages 1–82.
- [Ware, 2006] Ware, J. (2006). Power Factor Correction. *IEE Wiring Matters*, page 3.
- [Wei et al., 2010] Wei, L., Lukaszewski, R. A., Wijenayake, A. H., Krause, P., and Loth, M. (2010). Power Electronic Module Pre-charge System and Method. US Patent 7,830,036 B2.
- [Wei, 2018] Wei, Y. (2018). *A High Frequency, High Efficiency, High Power Factor Isolated On-board Battery Charger for Electric Vehicles*. Theses and dissertations. 1949, University of Wisconsin Milwaukee.
- [Wirtz, 2011] Wirtz, J. (2011). On-Board Vs . Off-Board Charging.
- [Wood, 2006] Wood, P. (2006). BridgeLess Boost Converter With PFC circuit. W0 2006/105247 A2.
- [Yilmaz and Krein, 2013] Yilmaz, M. and Krein, P. T. (2013). Review of Battery Charger Topologies , Charging Power Levels , and Infrastructure for Plug-in Electric and Hybrid Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5):2151–2169.

- 
- [Yong et al., 2017] Yong, J. Y., Fazeli, S. M., Ramachandaramurthy, V. K., and Tan, K. M. (2017). Design and Development of a Three-Phase Off-Board Electric Vehicle Charger Prototype for Power Grid Voltage Regulation. *Energy*, 133:128–141.
- [Zehendner and Ulmann, 2016] Zehendner, M. and Ulmann, M. (2016). Power Topologies Handbook.
- [Zhang et al., 2016] Zhang, D., Kang, S., Lin, H., and Lv, Z. (2016). Application of Predictive Current Control Based Multi-Pulse Flexible-Topology Thyristor Rectifier in Off-Board Battery Charger for Electric Vehicle. *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2016 - Proceedings*, (51407151):1–5.
- [Zhang, 2006] Zhang, S. S. (2006). The Effect of the Charging Protocol on the Cycle Life of a Li-ion Battery. *Journal of Power Sources*, 161(2):1385–1391.
- [Zhou et al., 2014] Zhou, B., Lai, J.-S., Ha, D. S., and Nelson, D. J. (2014). *CCM Totem-Pole Bridgeless PFC with Ultra-Fast IGBT*. Maestría en ingeniería eléctrica, Instituto Politécnico y Universidad Estatal de Virginia.
- [Zhusubaliyev et al., 2014] Zhusubaliyev, Z. T., Mosekilde, E., Andriyanov, A. I., and Shein, V. V. (2014). Phase Synchronized Quasiperiodicity in Power Electronic Inverter Systems. *Physica D*, 268:14–24.
- [Zou et al., 2018] Zou, S., Lu, J., Mallik, A., and Khaligh, A. (2018). Modeling and Optimization of an Integrated Transformer for Electric Vehicle On-Board Charger Applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 4(2):355–363.