

**MÁSTER UNIVERSITARIO EN  
INTEGRACIÓN DE LAS ENERGÍAS RENOVABLES EN EL SISTEMA  
ELÉCTRICO**

**TRABAJO FIN DE MÁSTER**

***DISEÑO DE UN CARGADOR DE VEHÍCULO  
ELÉCTRICO ORIENTADO A APLICACIONES V2G***

<b>Estudiante</b>	<i>Iturrate Barrenetxea, Eider</i>
<b>Director/a</b>	<i>Zamora Belver, Inmaculada</i>
<b>Co-Director</b>	<i>Asensio de Miguel, Francisco Javier</i>
<b>Departamento</b>	<i>Ingeniería Eléctrica</i>
<b>Curso académico</b>	<i>2020-2021</i>

*Bilbao, 21, septiembre, 2021*



## RESUMEN

La concienciación y preocupación humana sobre el inminente cambio climático cada vez es más visible en la sociedad y, por tanto, las tecnologías emergentes capaces de cambiar el rumbo y crear un sector energético más sostenible jugarán un papel muy importante en un futuro próximo. Una de esas tecnologías es conocida como "vehículo a red" o V2G (Vehicle-to-Grid), ya que consigue que el flujo de energía se realice en ambas direcciones. Cuando esta tecnología se integra en el vehículo eléctrico (VE), éste podrá cargarse cuando el usuario lo necesite, pero en otras ocasiones, en la que sea la red la necesitada, el VE podrá proporcionarle esa energía, mejorándose así la utilización de las energías renovables y la estabilización de la conexión a la red eléctrica.

En este trabajo, en primer lugar, se han estudiado las diferentes tecnologías V2G existentes en la literatura actual, y así poder escoger la más adecuada para las características del VE al que tiene que ser integrado. A continuación, se ha realizado el desarrollo de la solución adoptada, se ha implementado en PSIM y, por último, se presentan los resultados de las diferentes simulaciones con el fin de validar el correcto funcionamiento del convertidor.

**Palabras clave:** *Cargador electrónico, V2G, Vehículo eléctrico, Energías renovables.*

## LABURPENA

Gaur egungo gizartean gizakiak berehalako klima-aldaketari buruzko duen kontzientziarioa zein kezka gero eta nabarmenagoa egin da, eta, beraz, etorkizun hurbilean garrantzia handia izango dute norabidea aldatzeko eta sektore energetiko jasangarriago bat sortzeko gai diren teknologiek. Teknologia horietako bat "ibilgailutik sarera" edo V2G (Vehicle-to-Grid) bezala ezaguna da, energia fluxuaren bi norabideetan funtzionatzeko gai den teknologia baita. Hau da, teknologia hau ibilgailu elektrikoarekin integratzen denean adibidez, erabiltzaileak behar duenean ibilgailua kargatzeko aukera izango du, baina aldiz, sareak behar duen beste une batzuetan, ibilgailu elektrikoak azken honi energia eman ahal izango dio; horrela, energia berriztagarrien erabilera zein sare elektrikorako konexioaren egonkortasuna hobetuko dira.

Lan honetan, lehenik eta behin, gaur egungo literaturan dauden V2G teknologiak aztertu dira, eta, horrela, integratu beharreko ibilgailu elektrikoaren ezaugarriekin bat datorren konfiguraziorik egokiena aukeratu ahal izan da. Jarraian, hautaturiko soluzioa garatu da, PSIM-en inplementazioa eginez ondoren, eta, azkenik, egindako simulazio ezberdinen emaitzak aurkeztu dira bihurgailuaren funtzionamendu egokia baliozkotzeko.

**Hitz gakoak:** *Kargagailu elektronikoa, V2G, Ibilgailu elektrikoak, Energia berriztagarriak.*

## ABSTRACT

Human concern as well as awareness about the forthcoming climate change is increasingly visible nowadays in society and, therefore, emerging technologies capable of changing the course and creating a more sustainable energy sector will play a really important role in the closer future. One of these novel technologies is known as Vehicle-to-Grid or V2G, since it is a technology which can work in both directions of energy flow. When this technology is integrated into the electric vehicle (EV), the vehicle can be charged when the user needs it (as it has been done until now), but the vehicle it also can provide energy to the grid when the network needs it, thus improving the use of renewable energies and stabilization of the connection to the grid.

In this work, firstly, the different V2G technologies that appear in the current literature have been studied, being able like this to choose the most suitable for the characteristics of the EV to which it has to be then integrated. Subsequently, the development of the adopted solution has been carried out, it has been implemented in PSIM and, finally, the results of the different simulations have been presented in order to validate the correct operation of the converter.

**Keywords:** *Electronic charger, V2G, Electric vehicle, Renewable energies.*

# ÍNDICE

<b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>2. CONTEXTO.....</b>	<b>2</b>
<b>3. OBJETIVOS Y ALCANCE DEL TRABAJO .....</b>	<b>3</b>
<b>4. BENEFICIOS QUE APORTA EL TRABAJO .....</b>	<b>4</b>
<b>5. ESTADO DEL ARTE .....</b>	<b>5</b>
5.1 CONCEPTO V2G .....	5
5.2 CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS EN EL ÁMBITO V2G.....	6
5.2.1 Convertidor bidireccional AC-DC (BADC) .....	7
5.2.1.1 Topología de puente completo .....	7
5.2.1.2 Topología de ocho conmutadores .....	8
5.2.1.3 Topología de tres niveles.....	8
5.2.1.4 Topología de una etapa.....	9
5.2.1.5 Topología basada en convertidor matricial.....	10
5.2.2 Convertidor Bidireccional DC-DC (BDC).....	11
5.2.2.1 Topologías no aisladas .....	11
5.2.2.2 Topologías aisladas .....	12
5.2.2.3 Topologías resonantes .....	13
5.3 COMPARATIVA DE LAS SOLUCIONES EXISTENTES.....	14
5.3.1 Convertidor bidireccional AC-DC (BADC) .....	14
5.3.2 Convertidor bidireccional DC-DC (BDC).....	16
5.4 SISTEMAS DE GESTIÓN DE BATERÍAS EN EL ÁMBITO V2G .....	19
5.4.1 Requisitos funcionales.....	19
5.4.1.1 Adquisición de temperatura .....	19
5.4.1.2 Adquisición de tensión .....	20
5.4.1.3 Adquisición de corriente .....	20
5.4.2 Requisitos sobre la comunicación .....	20
5.4.3 Requisitos sobre otros aspectos .....	20
5.4.4 Topologías de BMS .....	21
5.4.5 BMS actuales.....	22
5.4.6 Preocupaciones sobre los BMS de vehículos en la actualidad .....	22
5.4.6.1 Evaluación del estado de las baterías.....	22
5.4.6.2 Modelado de baterías.....	23
5.4.6.3 Equilibrio celular .....	23

---

5.5	ESTRATEGIAS DE CONTROL EN EL ÁMBITO V2G .....	24
5.5.1	Regulación de frecuencia.....	24
5.5.1.1	Estrategias de carga del Vehículo Eléctrico .....	26
5.5.2	Regulación de tensión .....	29
5.5.2.1	Control de tensión en el nodo de distribución .....	30
<b>6.</b>	<b>SOLUCIÓN ADOPTADA.....</b>	<b>33</b>
6.1	DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA.....	34
6.1.1	Convertidor electrónico .....	34
6.1.1.1	Carga de la batería.....	35
6.1.1.2	Descarga de la batería .....	35
6.1.1.3	Cálculos realizados para el diseño del convertidor electrónico .....	37
6.2	ESTRATEGIA DE CONTROL .....	42
<b>7.</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULACIÓN .....</b>	<b>46</b>
7.1	DEFINICIÓN DE CASOS DE SIMULACIÓN.....	46
7.2	SIMULACIONES.....	46
7.2.1	Buck en modo carga .....	46
7.2.2	Boost en modo carga.....	47
7.2.3	Buck en modo descarga .....	49
7.2.4	Boost en modo descarga .....	50
7.2.5	Carga y descarga de la batería en una misma simulación .....	51
7.2.5.1	Carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=250V$ ).....	51
7.2.5.2	Carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=420V$ ).....	52
<b>8.</b>	<b>CONCLUSIONES Y DESARROLLO FUTURO .....</b>	<b>54</b>
<b>9.</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS .....</b>	<b>55</b>
<b>10.</b>	<b>ANEXO I: CÓDIGOS DE LAS SIMULACIONES .....</b>	<b>59</b>
10.1	ACTIVACIÓN DE LOS MOSFET Y MODO DE CONTROL.....	59
10.2	FUNCIONAMIENTO COMO CARGA/DESCARGA DE LA BATERÍA .....	60

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 - Despliegue de vehículos eléctricos, 2013-2018 [5].....	5
Figura 2 – Esquema de un convertidor unidireccional [8].....	6
Figura 3 – Esquema de un convertidor bidireccional [8] .....	6
Figura 4 – BADC de puente completo acoplado a un BDC de medio puente no aislado [8].....	7
Figura 5 – BADC de ocho conmutadores integrado en un BDC de medio puente no aislado entrelazado de 2 fases [8] .....	8
Figura 6 – BADC de tres niveles acoplado a un BDC Buck-Boost (del inglés, reductor-elevador) no aislado [8].....	9
Figura 7 – BADC monofásico aislado de etapa única con corrección del factor de potencia [8] .....	9
Figura 8 – BADC no aislado basado en convertidor matricial [8] .....	10
Figura 9 – BADC de puente completo acoplado a un BDC Buck-Boost no aislado [8] .....	12
Figura 10 – BADC trifásico de puente completo acoplado a un BDC DAB de alimentación de tensión dual [8] .....	12
Figura 11 – BDC resonante PWM de puente completo aislado con un tanque LC [8].....	13
Figura 12 – Topologías de BMS [40] .....	21
Figura 13 – Diagrama que muestra la estrategia del control de frecuencia [41].....	24
Figura 14 – Diagrama de flujo de la estrategia de control de frecuencia en VEs [41].....	26
Figura 15 – Proporción de vehículos estacionados a lo largo del día [41] .....	27
Figura 16 – Relación entre la demanda de electricidad y “Dumb Charging” [41] .....	27
Figura 17 – Relación entre la demanda de electricidad y “Smart Charging” [41] .....	28
Figura 18 – Relación entre la demanda de electricidad y “Constant Charging” [41] .....	28
Figura 19 – Diagrama unifilar de la red de distribución simplificada [45] .....	29
Figura 20 – Diagrama de bloques de la integración del convertidor con el resto de subsistemas de potencia y control.....	33
Figura 21 – Esquema del convertidor diseñado.....	34
Figura 22 – Esquema simplificado del convertidor diseñado [46]. .....	35
Figura 23 – Buck en modo carga [46]. .....	35
Figura 24 – Boost en modo carga [46] .....	35
Figura 25 – Buck en modo descarga [46]. .....	36
Figura 26 – Boost en modo descarga [46]. .....	36
Figura 27 – Estrategia de control utilizada en PSIM.....	42
Figura 28 – Bloque simplificado de lenguaje C para la activación de los MOSFETs y definición del modo de control.....	43
Figura 29 – Control PI MOSFET1 para Buck en modo de descarga.....	43
Figura 30 – Control PI MOSFET2 para Buck en modo de carga .....	44
Figura 31 – Control PI MOSFET3 para Boost en modo de carga .....	44
Figura 32 – Control PI MOSFET4 para Boost en modo de descarga .....	44
Figura 33 – Bloque que emula las consignas de estrategia de recarga óptima .....	45
Figura 34 – Circuito de potencia y control completo del convertidor Buck-Boost desarrollado .....	45

Figura 35 – Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de carga (activación de los conmutadores).....47

Figura 36 – Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de carga (intensidades, tensiones y control).....47

Figura 37 - Resultados de la simulación del convertidor Boost en modo de carga (activación de los conmutadores).....48

Figura 38 - Resultados de la simulación del convertidor Boost en modo de carga (intensidades, tensiones y control).....48

Figura 39 - Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de descarga (activación de los conmutadores).....49

Figura 40 - Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de descarga (intensidades, tensiones y control).....49

Figura 41 - Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de descarga (activación de los conmutadores).....50

Figura 42 - Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de descarga (intensidades, tensiones y control).....50

Figura 43 – Estado de los MOSFETs durante la carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=250V$ ).....51

Figura 44 – Corriente por la batería, tensión del bus DC y señales de control durante la carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=250V$ ).....52

Figura 45 – Estado de los MOSFETs durante la carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=250V$ ).....53

Figura 46 – Corriente por la batería, tensión del bus DC y señales de control durante la carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=420V$ ).....53

**ÍNDICE DE TABLAS**

Tabla 1 – Resumen de las topologías BADC y sus características más relevantes identificadas en la literatura actual [8] .....15

Tabla 2 – Resumen de las topologías BDC y sus características más relevantes identificadas en la literatura actual [8] .....17

Tabla 3 – Resumen de los estados de conmutación del convertidor Buck-Boost [44] .....36



## NOMENCLATURA

- AC o CA: Alternating Current / Corriente Alterna.
- BADC: Bidirectional AC-DC Converter / Convertidor CA-CC Bidireccional.
- BDC: Bidirectional DC-DC Converter / Convertidor CC-CC Bidireccional.
- BMS: Battery Management System / Gestión de Sistema de Batería.
- CS: Charge Station / Estación de Carga.
- D: Duty Cycle / Ciclo de Trabajo.
- DAB: Dual Active Bridge / Convertidor de Doble Puente Activo.
- DC o CC: Direct Current / Corriente Continua.
- DN: Distribution Node / Nodo de Distribución.
- EMI: Electromagnetic Interference / Interferencia Electromagnética.
- G2V: Grid-to-Vehicle / de la Red al Vehículo.
- HBO: Home-Based-Other / VEs propiedad de otras personas.
- HBW: Home-Based-Work / VEs propiedad de personas trabajadoras.
- IC o CI: Integrated Circuit / Circuito Integrado.
- IEA: International Energy Agency / Agencia Internacional de la Energía.
- MOSFET: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
- NHB: Non-Home-Based / VEs de propiedad de empresas u organizaciones.
- PCB: Printed Circuit Board / Placa de Circuito Impreso.
- PD: Proportional Derivative / Proporcional Derivativo.
- PF: Power Factor / Factor de Potencia.
- PFC: Power Factor Correction / Corrección del Factor de Potencia.
- PI: Proportional Integral / Proporcional Integral.
- PID: Proportional Integral Derivative / Proporcional Integral Derivativo.
- PLL: Phase Locked Loop / Lazo de Seguimiento de Fase.
- PWM: Pulse Width Modulation / Modulación por Ancho de Pulsos.
- SOC: State of Charge / Estado de Carga.
- SOH: State of Health / Estado de Salud.
- SOL: State of Life / Estado de Vida.
- THD: Total Harmonic Distortion / Distorsión Armónica Total.
- V1G: Smart Charging / Carga Inteligente.
- V2G: Vehicle-to-Grid / del Vehículo a la Red.
- V2H: Vehicle-to-Home / del Vehículo al Hogar.

## **1. INTRODUCCIÓN**

Este Trabajo de Fin de Máster se centra en el diseño de un cargador de vehículo eléctrico orientado a aplicaciones V2G, para poder ser integrado en un proyecto de mayor envergadura que pretende ser de ayuda en el futuro desarrollo de la movilidad eléctrica.

Para conseguir este objetivo, será necesario el estudio previo de las diferentes topologías de convertidores existentes en el mercado, analizar las diferencias entre ellos, y una vez escogida aquella que mejor se ajuste a las necesidades requeridas, realizar su dimensionado y desarrollar las correspondientes estrategias de control, validando su correcto funcionamiento a través de las simulaciones pertinentes.

Este trabajo se estructura en tres bloques principales. El primero, comprende el estudio de las diferentes tecnologías de convertidores bidireccionales existentes, considerando las posibles soluciones que se pueden encontrar tanto en el mercado, así como en la literatura actual. Una vez analizadas las soluciones disponibles, se ha escogido la topología de convertidor en términos de prestaciones y simplicidad de implementación.

En el segundo bloque, se realiza el desarrollo de la solución adoptada. En ese sentido, este segundo bloque presenta los cálculos relativos al dimensionado del convertidor, así como la implementación de este en el entorno del software PSIM (paquete de software de simulación de circuitos electrónicos).

Por último, en el último bloque, se presentan los resultados de simulación. A través de estos resultados se valida el correcto funcionamiento del convertidor en los diferentes modos de operación (carga y descarga).

## **2. CONTEXTO**

A día de hoy, aun teniendo muy presente el escenario del cambio climático amenazando constantemente con alterar el ritmo de vida de todo ser humano, la necesidad energética a nivel mundial sigue cubriéndose principalmente por fuentes de energía no renovables como el carbón, gas natural o petróleo.

Manteniendo el ritmo de consumo actual, estas fuentes de combustibles fósiles podrían durar 150 años más, antes de llegar a su fin. Sin embargo, la pregunta que realmente habría que hacerse es la siguiente: ¿durante cuánto tiempo podrá el planeta soportar este ritmo de vida? Desgraciadamente, no mucho. Por eso, y ahora que se está empezando a crear conciencia sobre la crisis energética, es importante impulsar un verdadero cambio hacia las energías renovables y la movilidad eléctrica. Con el fin de poder satisfacer la demanda de electricidad de una manera sostenible, la integración de las energías renovables en el sistema eléctrico es de gran importancia.

Sin embargo, el principal problema de las energías renovables es su total dependencia a las condiciones meteorológicas, dando como resultado una potencia variable y no programable a largo plazo. Principalmente por esa fluctuación de energía que se genera, la calidad, confiabilidad y estabilidad del sistema eléctrico, podrían verse afectados [1]. De tal forma, es aquí donde el vehículo eléctrico y en mayor medida, la tecnología V2G juegan un papel muy importante, ya que ésta última puede mejorar la utilización de las energías renovables y a la vez estabilizar su conexión a la red [2].

Los vehículos eléctricos pueden actuar como unidades de almacenamiento de energía para la integración de las energías renovables en el sistema eléctrico, o mediante la tecnología V2G, también podrán ser utilizados como fuente cuando la red eléctrica lo necesite, superándose así la limitación de transmisión unidireccional de energía hasta ahora conocida. Así, la red eléctrica obtendrá una mayor estabilidad de la carga en la red, y podrá reducir pérdidas de transmisión. Además, se mejorará la eficiencia económica del usuario haciéndolo participe del balance energético y se mejorará el consumo de energía renovable [2].

### **3. OBJETIVOS Y ALCANCE DEL TRABAJO**

El objetivo de este trabajo es doble. Por una parte, se pretende dar una solución sencilla a uno de los principales problemas relacionados con la movilidad eléctrica: la falta de puntos de recarga. En ese sentido, en España, una de las principales razones por las que todavía no termina de despegar la movilidad eléctrica de vehículos privados es la falta de puntos de recarga tanto dentro como fuera de las ciudades [3]. Por otra parte, se pretende proporcionar una herramienta que permitirá evaluar estrategias de optimización en el ámbito de la recarga de VEs. En ese contexto, uno de los problemas principales a la hora de gestionar de forma eficiente la recarga de una batería de un VE, radica en la gestión óptima de la recarga que minimice los costes totales del proceso, considerando el precio de la energía eléctrica y la degradación inducida en la batería.

Considerando todo lo anterior, mediante este trabajo se pretende diseñar y posteriormente validar mediante simulación un cargador electrónico que permita integrar al VE en aplicaciones V2G. Así, el modelo de convertidor desarrollado deberá permitir la evaluación de estrategias de optimización de los procesos de carga y descarga de la batería de un VE. Adicionalmente, cabe resaltar que, el trabajo desarrollado comprende únicamente una pequeña parte de un proyecto de mayor envergadura. En ese sentido, el convertidor electrónico a desarrollar únicamente contemplará la gestión de los flujos de potencia en CC, entre la batería y un convertidor DC-AC que conectará el convertidor a desarrollar con la red eléctrica.

Por último, este trabajo no tiene por objetivo el desarrollar las estrategias de recarga óptima. Así, el alcance del trabajo únicamente comprende el desarrollo de un convertidor que formará parte de un sistema más amplio, sobre el cual se podrán evaluar estrategias de optimización en el ámbito V2G. No obstante, a pesar de no considerar las estrategias de recarga óptima, este trabajo también se centra en el desarrollo de las estrategias de control del convertidor, de forma que se facilite la posterior evaluación de las estrategias óptimas a aplicar en desarrollos futuros. En ese sentido, el desarrollo de las estrategias de control considerará la integración e interoperabilidad del convertidor a desarrollar con el subsistema de batería del VE y el convertidor DC-AC que integrará finalmente el VE con la red eléctrica.

## **4. BENEFICIOS QUE APORTA EL TRABAJO**

Mediante este trabajo, se pretende dar una opción al usuario final del VE, de forma que permita hacerlo partícipe en el intercambio de energía entre el VE y red, para así disponer de más herramientas que ayuden a la descarbonización del sistema eléctrico. El desarrollo realizado en este trabajo permitirá la futura implementación y evaluación de estrategias de recarga óptima en el ámbito V2G. El modelo de convertidor presentado en este trabajo permitirá posteriores desarrollos que redundarán en una mayor vida útil de las baterías eléctricas de los VEs, así como en recargas más económicas. Por último, el modelo obtenido también podrá emplearse para realizar estudios de provisión de servicios auxiliares a red, tanto desde el punto de vista de una empresa distribuidora, así como desde el de un usuario particular o un intermediario. Este último, supondría la creación de un nuevo modelo de negocio, en el que una empresa o entidad intermediaria podría participar en el mercado eléctrico haciendo uso de una flota de VEs que no necesariamente tienen que ser de su propiedad.

Si la sociedad se ve directamente implicada en el cambio, la transición hacia unas energías más limpias se realizará de forma más sencilla.

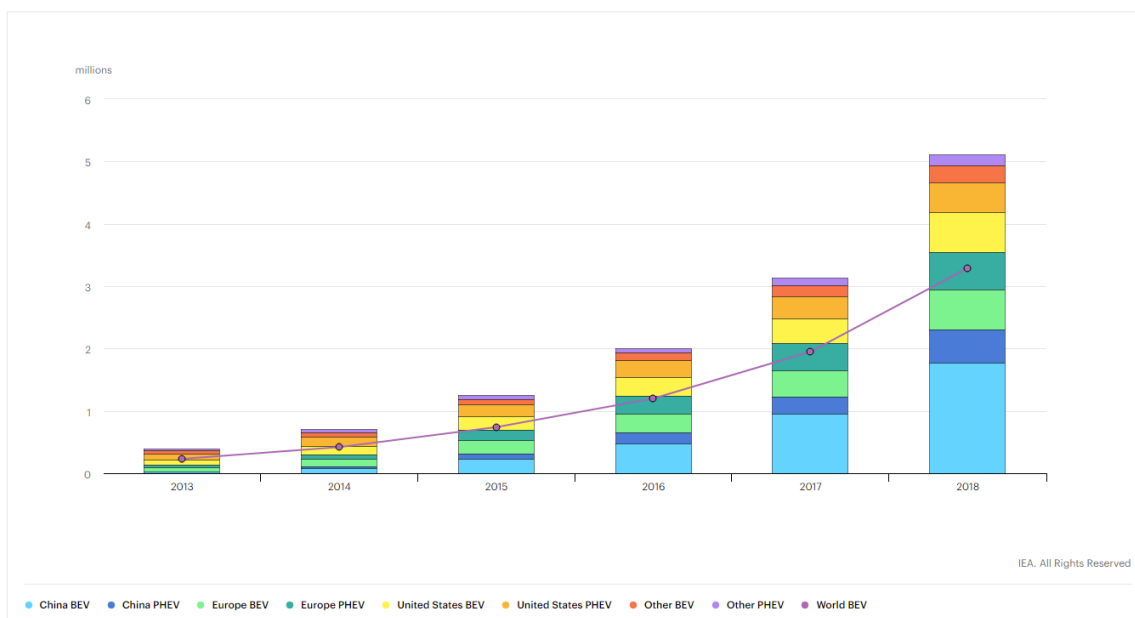
Este diseño de cargador eléctrico orientado a aplicaciones V2G es otra oportunidad de seguir con la investigación en busca de un futuro más sostenible.

## **5. ESTADO DEL ARTE**

En este capítulo se expone el estado del arte de las diferentes topologías y estrategias de control de convertidores electrónicos en el ámbito de la movilidad eléctrica, con especial énfasis en las aplicaciones V2G. Asimismo, se realiza una comparativa entre todas las topologías existentes en la literatura actual.

### **5.1 CONCEPTO V2G**

El crecimiento de la movilidad eléctrica cada vez va más en aumento. Según la IEA (del inglés, International Energy Agency), en 2018 la flota mundial de automóviles eléctricos superó los 5,1 millones, habiendo aumentado 2 millones respecto al año anterior, casi duplicando el número de ventas de automóviles eléctricos nuevos [4]. En la Figura 1 se puede observar el crecimiento que han tenido los vehículos eléctricos durante un período de 6 años (2013-2018).



**Figura 1 - Despliegue de vehículos eléctricos, 2013-2018 [5]**

Por otro lado, hoy en día los vehículos ligeros no comerciales, entre los que también se encuentran los vehículos eléctricos, se utilizan de media alrededor del 4-5% del tiempo como propósito principal para el que fueron diseñados, es decir, para el transporte [6], [7]. Por lo tanto, el resto del tiempo (95-96%), los vehículos eléctricos podrían ser utilizados para otros fines, como por ejemplo devolver energía eléctrica a la red.

Así, gracias a la tecnología V2G (Vehicle-to-Grid) los vehículos eléctricos ya no se verán como una carga para el sistema eléctrico, sino que también podrán jugar un papel importante introduciendo energía eléctrica en la red cuando sea necesario [3]. De esta forma, se logrará crear un intercambio bidireccional de energía entre la red de AC y las baterías DC de los vehículos eléctricos, haciendo que en cierto momento cuando éstos

estén inactivos o en desuso funcionen como recurso distribuido, ya sea almacenando o inyectando energía eléctrica [8].

Mediante la regulación de energía reactiva, esta tecnología es capaz de asegurar la regulación de tensión, además de controlar también el factor de potencia, logrando una menor disipación de energía en la red. Asimismo, esta tecnología también ayuda a la integración de las energías renovables en el sistema eléctrico, ya que da un apoyo continuo a la red [9].

Por otro lado, para que todo esto funcione correctamente, es importante que la interfaz bidireccional tenga el potencial de igualar diferentes niveles de tensión para que sea posible el intercambio del flujo de energía entre el vehículo y la red, mientras se genera la mínima cantidad de armónicos de corriente posible. Para que esto se cumpla, es imprescindible contar con un buen equipamiento de electrónica de potencia, que se ocupe de hacer la conversión de la tensión de la red de AC a DC cuando el vehículo se cargue, y viceversa cuando se pretenda inyectar a la red [8].

## 5.2 CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS EN EL ÁMBITO V2G

La interfaz bidireccional en el ámbito V2G puede hacerse de dos maneras: utilizando convertidores unidireccionales (Figura 2) o bidireccionales (Figura 3), aunque el primero no es del todo recomendable ya que aumentará tanto el peso como el volumen del convertidor y, en consecuencia, también su precio [8].

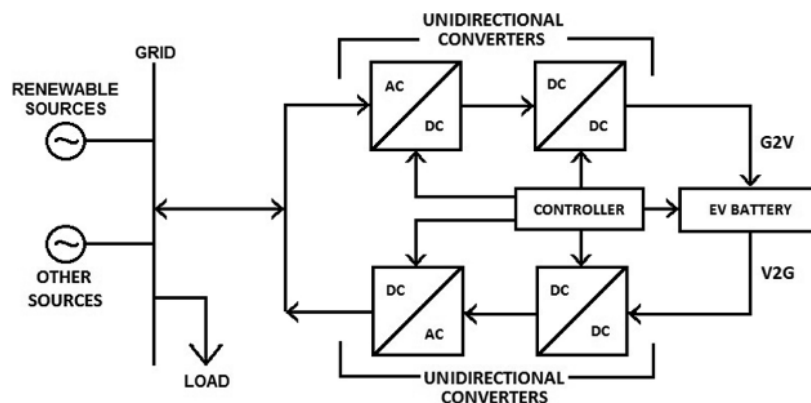


Figura 2 - Esquema de un convertidor unidireccional [8]

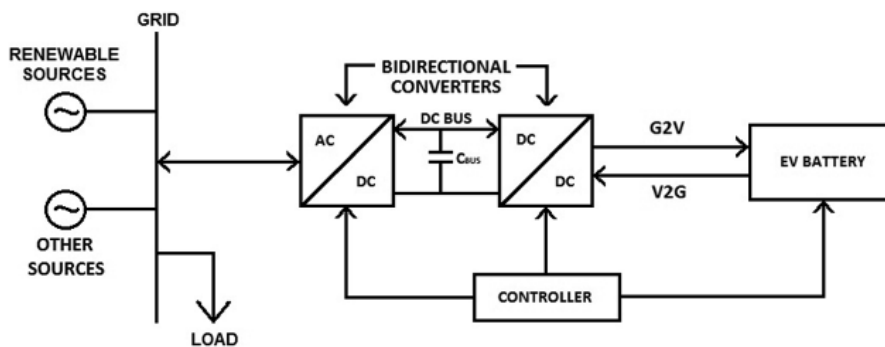
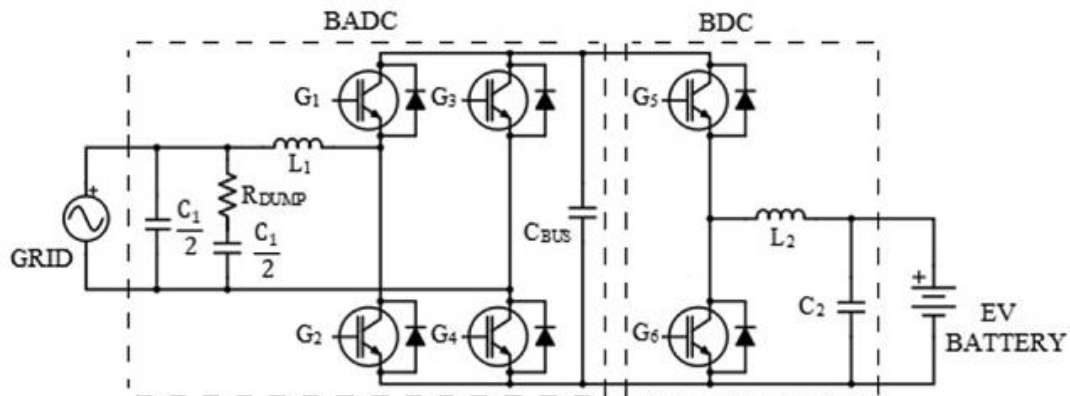


Figura 3 - Esquema de un convertidor bidireccional [8]

El circuito del convertidor bidireccional consta de dos etapas. La primera, es un convertidor AC-DC bidireccional (BADC, Bidirectional AC-DC Converter) que se encarga tanto de la corrección del factor de potencia, como de facilitar la conversión de potencia de corriente alterna a continua. La segunda etapa será la encargada de proporcionar un ajuste de tensión entre la batería del vehículo eléctrico y el bus de continua, y se trata de un convertidor DC-DC bidireccional (BDC, Bidirectional DC-DC Converter) [8]. En la Figura 4 puede verse un BADC de puente completo, acoplado a un BDC de medio puente no aislado.



**Figura 4 – BADC de puente completo acoplado a un BDC de medio puente no aislado [8]**

### 5.2.1 Convertidor bidireccional AC-DC (BADC)

El BADC actúa como un rectificador que convierte la corriente alterna en corriente continua en el modo G2V (Grid-to-Vehicle) y actúa como un inversor que convierte la corriente continua en corriente alterna en el modo V2G. De acuerdo con los requisitos, el BADC debe prestar especial atención a la corrección del factor de potencia y la inyección de armónicos a la red, para cumplir con estándares como IEEE Std. 519-2014.

En la medida de lo posible, la tensión proporcionada en el modo V2G debe sincronizarse con la tensión de la fuente de alimentación en términos de nivel de tensión, fase y frecuencia. Además, en cuanto a la distorsión armónica se refiere, suele ser conveniente que la distorsión armónica total de la corriente de salida, en el modo V2G, sea inferior al 5% para evitar cualquier tipo de problema [8].

A continuación, se explican brevemente las topologías más comunes de convertidores AC-DC para aplicaciones V2G.

#### 5.2.1.1 Topología de puente completo

Debido al diseño y la flexibilidad que permite su control, la topología de puente completo es la más común en lo que a convertidores bidireccionales AC-DC se refiere. Esta topología es la que se ve reflejada en la Figura 4. No sólo se puede utilizar como V2G o G2V, sino que también facilita un tercer modo de funcionamiento, el V2H (Vehicle-to-Home). En este caso, la batería del vehículo eléctrico puede ser utilizada como una fuente de tensión controlada para suministrar energía eléctrica a cargas en el domicilio, durante cortes de energía.

En el modo V2G el convertidor funcionará como una fuente de corriente regulada, que además será capaz de suministrar energía a la red, pudiendo llegar a hacerlo con un factor

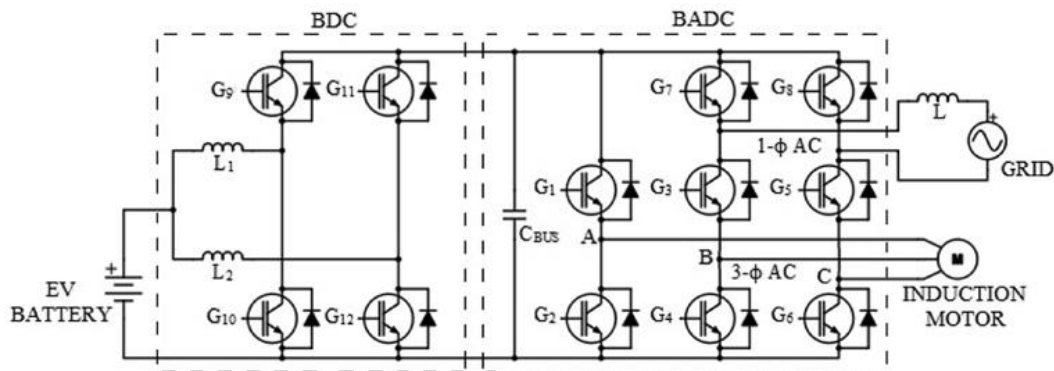


de potencia unitario. Finalmente, en el modo G2V el convertidor imitará un rectificador activo.

Como inconveniente, al no existir aislamiento galvánico, en caso de que ocurriera una falta interna la seguridad del sistema se vería comprometida [8].

### 5.2.1.2 Topología de ocho conmutadores

En la Figura 5 se observa un BADC de ocho conmutadores acoplado a través de un condensador de enlace DC a un BDC de medio puente no aislado, propuesto en [10]. El circuito de la figura utiliza un motor de inducción trifásico para la propulsión. El sistema funciona como inversor tanto en el modo motorizado como en el V2G, y como rectificador en el modo de frenado regenerativo o en el modo G2V. En el artículo se propone utilizar un controlador mejorado basado en el control resonante proporcional o PRC (Proportional Resonant Control) en el BADC, ya que así se conseguirá disminuir el THD de la corriente de entrada en los modos de funcionamiento V2G y G2V.



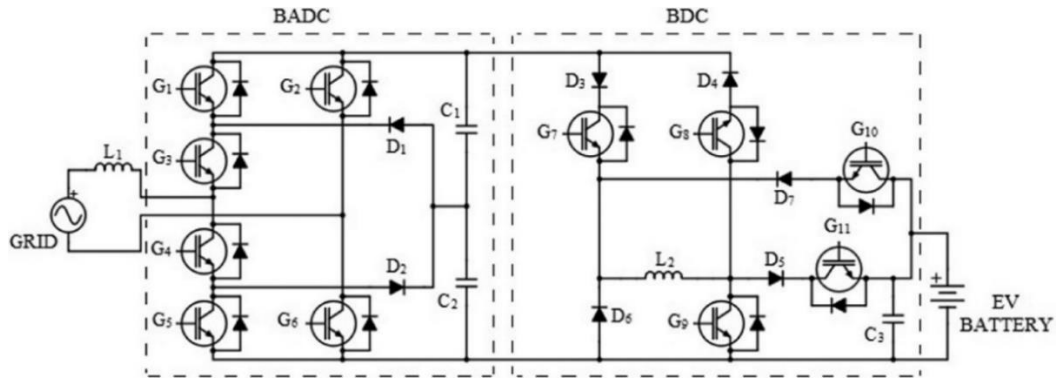
**Figura 5 – BADC de ocho conmutadores integrado en un BDC de medio puente no aislado entrelazado de 2 fases [8]**

Esta configuración puede conectarse tanto a una red monofásica como trifásica, y el sistema minimiza eficazmente el rizado de la onda de corriente y el THD. Además, al operar con un factor de potencia unitario, la batería no se calienta tanto y se mejora el rendimiento y la seguridad del sistema [8], [10].

### 5.2.1.3 Topología de tres niveles

Gracias a la aplicación de tensión de tres niveles, se consigue ajustar la forma de onda de la corriente de la fuente de alimentación, al cambiar entre dos niveles de tensión diferentes con distintos anchos de pulso al mismo tiempo.

En la Figura 6 puede verse la configuración de un BADC de tres niveles acoplado a un BDC Buck-Boost. Dos condensadores (C1 y C2) son los que separan el BADC del BDC. A su vez, el convertidor utiliza un controlador proporcional, integral y derivativo también conocido como PID, junto con filtros de paso bajo para generar seis pulsos y así activar los IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) del lado del BADC.



**Figura 6 – BADC de tres niveles acoplado a un BDC Buck-Boost (del inglés, reductor-elevador) no aislado [8]**

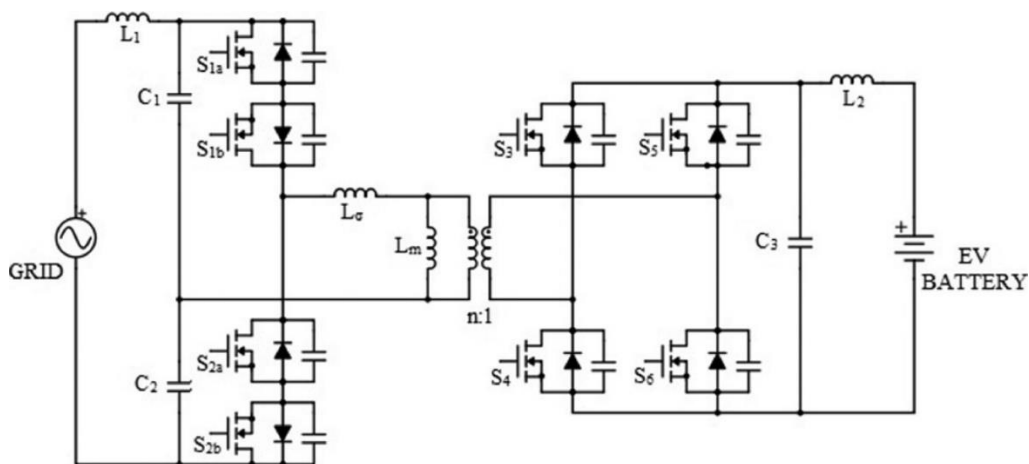
Este convertidor además de funcionar en las modalidades V2G o G2V, también admite frenado regenerativo y puede proporcionar potencia adicional durante la aceleración de los vehículos eléctricos híbridos enchufables o PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle).

**5.2.1.4 Topología de una etapa**

En [11] Jauch y col. publican un BADC monofásico aislado, de etapa única con corrección de factor de potencia, como el que se muestra en la Figura 7. En el lado de entrada la topología del convertidor es de medio puente, mientras que en el lado de salida su topología es de puente completo. Además, une un cambio de fase y una modulación de frecuencia para así lograr una conmutación de tensión cero o ZVS (Zero-Voltage Switching) en un extenso rango de tensión de entrada, mientras que se elimina la etapa del rectificador de entrada.

El concepto de etapa única indica que la conversión de AC-AC entre la frecuencia de corriente alterna que tiene la red y la alta frecuencia (también de corriente alterna) se realiza mediante una única etapa.

Observando la Figura 7,  $L_m$  representa la inductancia magnetizante y  $L_\sigma$  representa la inductancia de fuga del transformador.  $L_1$ ,  $C_1$  y  $C_2$  forman el filtro LC del lado de la red, y su principal cometido es restringir la inyección de armónicos de alta frecuencia en la red. Por último, durante el funcionamiento como V2G se consigue mantener un factor de potencia alto [8], [11].

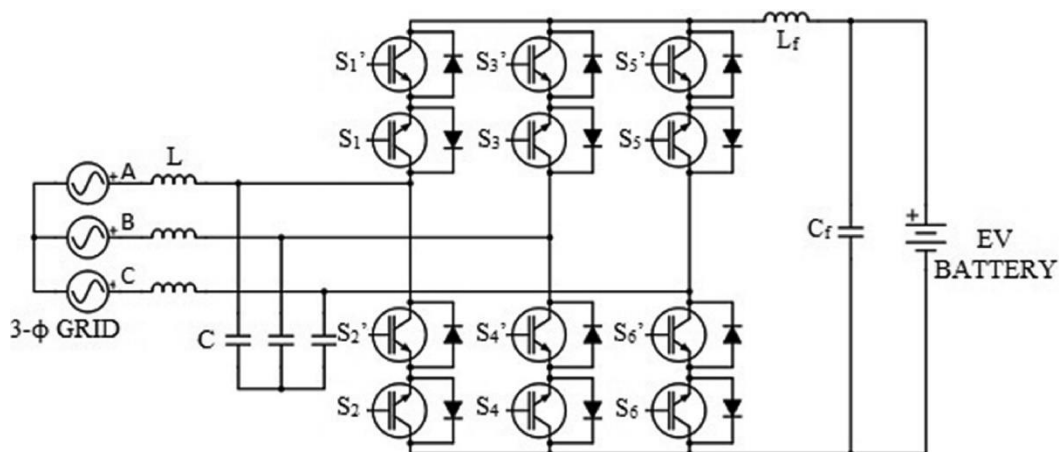


**Figura 7 – BADC monofásico aislado de etapa única con corrección del factor de potencia [8]**

**5.2.1.5 Topología basada en convertidor matricial**

Esta topología se define mediante convertidores directos de AC-AC que reducen las dos etapas de conversión convencional (la de AC-DC y DC-AC), en una única etapa, en la que la tensión de la red de AC de una frecuencia se puede convertir en otra tensión de AC de otra frecuencia. Así, no habrá necesidad de utilizar un bus de corriente continua, evitando condensadores grandes, obteniendo un sistema compacto, fiable, rentable y eficiente. Por el contrario, para su correcto funcionamiento, este sistema necesitará controladores robustos y sofisticados.

En [12] se propone un circuito para la aplicación V2G basado en un convertidor matricial trifásico, que plantea una modulación optimizada por secciones para disminuir el rizado de la corriente de carga. Para conseguir eso, tal como se muestra en la Figura 8, se implementa un interruptor bidireccional mediante la conexión de dos IGBT antiparalelos con diodos de retorno, conectados en una configuración de emisor común. Mediante seis interruptores bidireccionales de este tipo y dos filtros LC, el convertidor enlaza la red trifásica con la batería del vehículo eléctrico. Un filtro LC estará ubicado en el lado de la batería eliminando así las ondas de alta frecuencia de la carga, mientras que el otro estará en el lado de la red trifásica.



**Figura 8 – BADC no aislado basado en convertidor matricial [8]**

El sistema de control está compuesto por un PLL digital que ayudará en el proceso de sincronización de la tensión del vehículo con el de la red, dos controladores PI (proporcional Integrador) para garantizar tensión y carga de corriente constantes, y un controlador de estabilización adicional, que únicamente funcionará en el modo G2V ya que su función será aumentar la amortiguación del sistema.

Esta configuración tiene una rápida respuesta a las demandas de carga transitoria, consta de un factor de potencia de entrada controlable, además de un rendimiento alto y seguridad garantizada. Sin embargo, hay muchos componentes que solo se utilizan en un único sentido del flujo de energía, lo que supone un mayor costo. Por otro lado, las ondas de baja frecuencia todavía persisten en la corriente de carga, por lo que la vida útil de la batería podría verse degradada [8], [12].

## **5.2.2 Convertidor Bidireccional DC-DC (BDC)**

Un convertidor DC-DC es un convertidor electrónico de potencia en el que se convertirá la tensión entre dos niveles, pudiendo ser bidireccional, es decir, pudiendo invertir la dirección de flujo de energía si así se quiere. Para ello, uno de los dos niveles de tensión será superior en comparación con el otro.

Las dos funciones más importantes de este tipo de convertidor en el ámbito V2G se pueden establecer como:

1. Durante el modo G2V o modo de carga, se convierte la tensión del bus de DC en la tensión de carga adecuada de la batería.
2. Durante la descarga o el modo V2G, la tensión de la batería del vehículo eléctrico se convierte a la tensión del bus de DC.

Además, suele ser recomendable que un BDC cargue el vehículo eléctrico en dos etapas. La primera se hará en corriente constante  $y$ , la segunda, en tensión constante. Los convertidores bidireccionales de corriente continua siempre operan en alta frecuencia de conmutación para conseguir un aumento de la capacidad de densidad de potencia. Como resultado del rápido encendido y apagado de los dispositivos, se generará ruido de alta frecuencia provocando interferencias electromagnéticas en la red, al igual que el rápido deterioro en el rendimiento de otros equipos conectados a red [8].

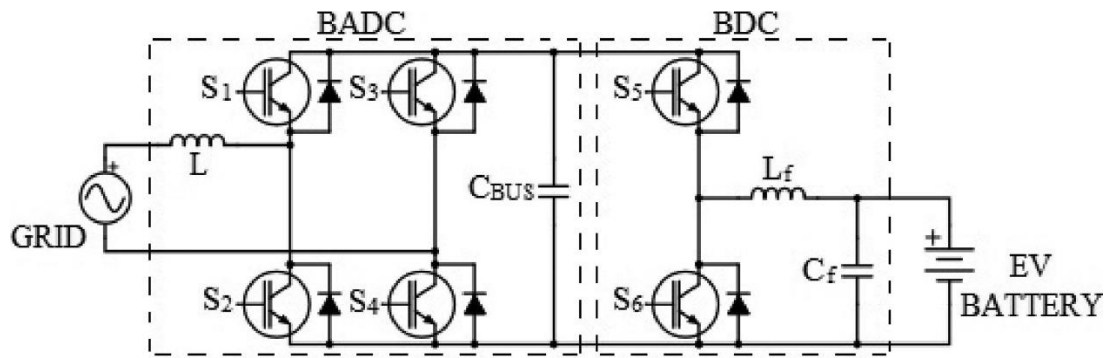
A continuación, se explican las topologías más comunes de los BDC.

### **5.2.2.1 Topologías no aisladas**

Estas topologías usan un diseño de controlador simple, mayormente un inductor que transfiere la energía desde la fuente a la carga. Cuando el interruptor está encendido el inductor almacena energía en forma de campo magnético, para así poder liberarla cuando este esté apagado.

La topología no aislada más común es la de Buck-Boost, donde en el modo G2V el BDC funciona como un convertidor reductor, y en el modo V2G el BDC funciona como un convertidor elevador. En la Figura 9 se muestra un BADC de puente completo acoplado a un BDC Buck-Boost no aislado. Esta configuración da la libertad al usuario de controlar la potencia real y reactiva de forma independiente.

Tanto la tensión como la fase de la energía suministrada por el modo V2G a la red se sincroniza mediante un PLL (Phase-Locked Loop) con coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ . Por otro lado, la potencia reactiva se controla mediante el BADC usando un controlador con las coordenadas  $d$ - $q$ , mientras que el control de la potencia real se realiza mediante un controlador PI (Proportional Integrer). La batería del vehículo eléctrico se cargará mediante un controlador, pudiendo hacerse a tensión, corriente o potencia constante. Tal y como se muestra en la Figura 9, el BADC utiliza un filtro inductor en el lado de la red, mientras que el BDC utiliza un filtro LC en el lado de la batería.



**Figura 9 – BADC de puente completo acoplado a un BDC Buck-Boost no aislado [8]**

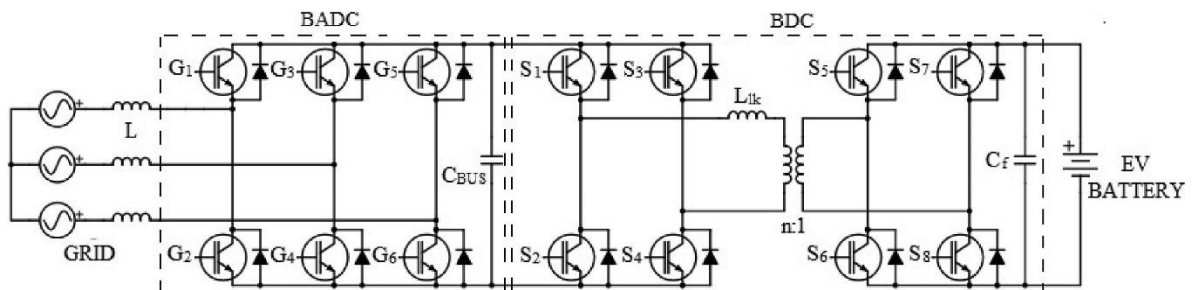
La principal ventaja de la topología no aislada es que al utilizar menos conmutadores y componentes pasivos, el precio y las dimensiones disminuyen en comparación con las topologías aisladas. Sin embargo, no cumplen con los estándares de seguridad. Además, la conversión de tensión y el rango de conmutación suave son más estrechos en estas topologías no aisladas, por lo que tendrán una menor flexibilidad de control si se comparan con las topologías aisladas.

**5.2.2.2 Topologías aisladas**

La topología aislada más común para V2G es la del convertidor de doble puente activo o DAB (Dual Active Bridge) alimentada por tensión [13]. Este convertidor está compuesto por dos puentes completos, cada uno con cuatro interruptores, y aislados por un transformador de alta frecuencia. En la mayoría de los casos el flujo de energía se controlará por técnicas de modulación por desplazamiento de fase.

En la Figura 10 se aprecia el esquema de un BADC trifásico de puente completo acoplado a un BDC DAB de alimentación de tensión dual. Tal y como muestra la figura, los interruptores G1-G6 pertenecen al BADC mientras que los interruptores S1-S8 pertenecen al BDC.

El funcionamiento del BDC se realiza mediante la modulación de desplazamiento de fase o PSK (Phase Shift Keying), mientras que para el funcionamiento del BADC se utiliza el control de corriente continua. Cuando el circuito funciona en modo V2G, el BADC utilizará el control PQ para poder controlar la inyección de potencia tanto activa como reactiva a la red [8].



**Figura 10 – BADC trifásico de puente completo acoplado a un BDC DAB de alimentación de tensión dual [8]**

En cuanto a las ventajas de esta topología, se dispone de aislamiento galvánico, el control es flexible, tiene capacidad de implementar la conmutación suave, niveles bajos de tensión, alta eficiencia, capacidad de densidad de potencia alta, además de estructura modular, escalable y simétrica, junto con capacidad superior de flujo de potencia bidireccional [8], [14]-[17].

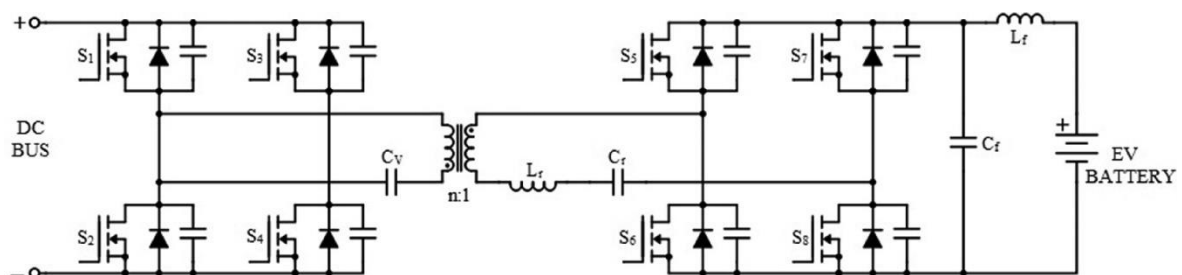
Por otro lado, como se trata de una topología que está alimentada por corriente, tiene un rango de conversión de tensión bastante estrecho, además de una mayor inyección de potencia reactiva en el sistema. Como solución, se suelen colocar condensadores amortiguadores por medio de mecanismos de conmutación en BDC aislados con desplazamiento de fase, ya que ayudará a limitar los picos tanto de corriente como de tensión, reducirá los transitorios de conmutación, así como el problema de la EMI [8].

### 5.2.2.3 Topologías resonantes

Este tipo de convertidores son capaces de operar en muy alta frecuencia, con un alto rendimiento, baja EMI y al no necesitar un circuito de abrazadera o amortiguador, utilizan menos componentes [15].

Si se hace una comparación con los DAB de desplazamiento de fase, estos convertidores resonantes muestran un mayor rendimiento para cargas ligeras y un rendimiento similar para la transmisión de alta potencia [8].

Por otra parte, un gran número de convertidores resonantes padecen una gran sobretensión de arranque debido a la baja impedancia de entrada resultante del condensador del filtro de salida.



**Figura 11 – BDC resonante PWM de puente completo aislado con un tanque LC [8]**

La Figura 11 muestra un BDC resonante PWM (Pulse Width Modulation) de puente completo aislado, con un tanque LC. El condensador  $C_v$  del lado primario en serie con el transformador ayuda a lograr una operación de refuerzo, mientras que el tanque LC formado por  $L_r$  y  $C_r$  en el lado secundario facilita la operación PWM resonante.

El control de modulación por ancho de pulsos o PWM trata de eliminar los efectos dañinos de frecuencias tanto extremadamente altas como bajas. A su vez, el condensador del lado primario evita la saturación del transformador durante el funcionamiento G2V.

Por otra parte, para que el condensador del primario no se vea afectado por la frecuencia de resonancia del tanque LC, es recomendable utilizar un valor alto para el  $C_v$ , lo que repercutirá directamente en el coste y tamaño del sistema. Además, la respuesta transitoria del BDC será lenta [8].

## **5.3 COMPARATIVA DE LAS SOLUCIONES EXISTENTES**

A continuación, se hará una breve comparativa tanto de los convertidores bidireccionales AC-DC, es decir, de los BADC como de los convertidores bidireccionales DC-DC o BDC. Esta sección se ha dividido en dos partes para poder hacer la comparativa individualmente y, además, se han recogido los desarrollos de convertidores más relevantes de la literatura actual en dos tablas (Tabla 1 y Tabla 2), ya que, la finalidad de este ESTADO DEL ARTE es poder obtener conocimiento suficiente de los estudios y desarrollos actuales para elegir la topología que satisfaga las necesidades de nuestra aplicación.

### **5.3.1 Convertidor bidireccional AC-DC (BADC)**

Cabe decir que, como casi todas las topologías V2G utilizan dos convertidores dedicados (un BADC acoplado con un BDC), tanto el funcionamiento como el rendimiento del convertidor estará directamente influenciado por el convertidor acoplado. Por lo tanto, para poder comparar cada BADC que se ha explicado anteriormente, cada una de las topologías tendría que ser analizada con cada BDC acoplado. En la Tabla 1 [8] se lleva a cabo una comparación aproximada de las topologías BADC con los distintos BDC que deberían probarse, según las diferentes investigaciones de la literatura actual.

La topología de puente completo es la más común, debido principalmente a su estructura simple y permisividad de control. Además, el control del factor de potencia es fácil de realizar. En cambio, la distorsión armónica de la forma de onda es una de las preocupaciones más importantes en cuanto a esta configuración, siendo necesario identificar métodos de control alternativos. Asimismo, la gran parte de los BADC de puente completo encontrados en la literatura actual necesitan un condensador de bus de DC electrolítico grande, que le permita actuar como elemento de almacenamiento de energía intermedio, aumentando así el coste del sistema o la huella ambiental, y reduciendo la capacidad de densidad de potencia, lo que se traduce en una menor confiabilidad del sistema.

Las topologías de conversión de una única etapa, al igual que los convertidores de topología matricial, eliminan el requisito del condensador de bus de DC electrolítico como elemento de almacenamiento de energía intermedio, pero necesitan circuitos estabilizadores suplementarios para poder mantener la operación con un factor de potencia unitario y garantizar un THD mínimo.

La topología multinivel tiene la ventaja de poder escalarse y ofrece menor THD sin necesidad de filtros, pero necesita más dispositivos de conmutación si se compara con la topología de puente completo. Por lo tanto, solo debería de ser considerado para sistema de carga/descarga de muy alta potencia.

Por último, según la literatura actual la topología de ocho conmutadores puede ser una buena opción para sistemas de carga/descarga de alta potencia, pero al requerir el doble de interruptores en comparación con la configuración de puente completo, da como resultado un mayor costo del sistema y una menor confiabilidad del sistema [8].

**Tabla 1 – Resumen de las topologías BADC y sus características más relevantes identificadas en la literatura actual [8]**

Topología BADC	Potencia nominal	Nivel de carga SAE	Rango de voltaje del bus CC/batería	Número de dispositivos de conmutación	Requisitos pasivos (excluyendo el filtro)	Requisitos de filtro	Factor de potencia	THD	Ref.	Observación
Puente completo	500W	Nivel 1 CA	60-120V	4 IGBTs y 4 diodos		LC en el lado de red	1	Desconocido	[18]	Conmutación forzada, eficiencia baja
Puente completo	500W	Nivel 1 CA	60-120V	4 MOSFETs con cuerpo de diodo		LC en el lado de red	0,991	4,3%	[19]	Sin condensador de bus de CC, menor huella de carbono
Puente completo	3,5kW	Nivel 2 CA	300-340V	4 IGBTs con diodo volante	$C_{BUS}^1$	RLC en el lado de red	1	Desconocido	[20]	Sin aislamiento galvánico
Puente completo	3,6kW	Nivel 2 CA	270-360V	4 IGBTs con diodo volante	$C_{BUS}$	L en el lado de red	0,99	<3%	[21]	THD bajo
Puente completo	3kW	Nivel 1/2 CA	120V	4 IGBTs con diodo volante	$L_g,^2 C_{BUS}$		1	4,5%	[22]	THD alto
Puente completo	3,3kW	Nivel 2 CA	400-450V	4 MOSFETs con cuerpo de diodo	$C_{BUS}$ , condensador amortiguador en cada interruptor	LCL en el lado de red	Variable	Desconocido	[13]	Respuesta rápida a las demandas de carga transitorias, compensación VAR
Puente completo	400W	Nivel 1 CA	120V	4 IGBTs con diodo volante		LC en el lado de red	Variable	6,15%	[23]	Compensación VAR, THD alto
Puente completo trifásico	20kW	Nivel 3 CA	800V	6 MOSFETs con cuerpo de diodo	$C_{BUS}$ , resistencias en el lado de red	LCL en el lado de red	Desconocido	~ 3,3%	[9]	Eficiencia del 97-99%, debido a los dispositivos SiC
Ocho conmutadores	30kW	Nivel 2/3 CA	177-201V	8 IGBTs con diodo volante	$L_g, C_{BUS}$	LC en el lado de red	1	2,72%	[10]	Puede conectarse a redes 3-φ, THD aceptable
Tres niveles	18kW	Nivel 1/2 CA	345,6V	6 IGBTs con diodo volante, 2 diodos	$L_g, 2 C_{BUS}$		1	2,35%	[24]	Inductor del lado de la red, escalable, pequeño, mayor número de interruptores, pérdidas de conmutación.
Etapas únicas aisladas	3,3kW	Nivel 2 CA	280-430V	6 MOSFETs con cuerpo de diodo		2 LC, uno en la red y en el lado de baterías	0,985 con 1,656kW	<5% con 1,656kW	[11]	97,8% de eficiencia máxima, control complejo
Cicloconvertidor de una etapa	33,3kW	Nivel 3 CA	600V	8 IGBTs con diodo volante		L en el lado de red	Desconocido	Desconocido	[25]	97% de eficiencia, conmutación suave, diseño preciso de transformador con toma central
Matriz no aislada	10kW	Nivel 2 CA ~ con red 3-φ	24-72V	12 IGBTs con diodo volante		3-φ LC en el lado de red, LC en el lado de baterías	1	Desconocido	[12]	Respuesta rápida y rentable a las demandas de carga transitoria, baja utilización de componentes, control complejo, sin aislamiento galvánico
Matriz aislada	30kW	(G2V) Nivel 3 CA, (V2G) Nivel 2 CA	500V	16 IGBTs con diodo volante	$L_r^3, C_r^4$	3-φ LC en el lado de red, LC en el lado de baterías	1	<3% (G2V), <5% (V2G)	[26]	Respuesta rápida a las demandas de carga transitoria, carga rápida, aislamiento galvánico
Matriz aislada	3,6kW	Nivel 2 CA	384V	12 IGBTs con diodo volante		RLC en el lado de red, C en el lado de baterías	1	Desconocido	[27]	Frecuencia de conmutación baja
Matriz aislada	4kW	Nivel 2 CA	200V	8 interruptores con diodo volante	$L_r, C_r$	LC en el lado de red	-1	<4%	[28]	Económico

<sup>1</sup>  $C_{BUS}$  representa el condensador del bus de DC.

<sup>2</sup>  $L_g$  representa el inductor de refuerzo del lado de la red.

<sup>3</sup>  $L_r$  representa el inductor resonante.

<sup>4</sup>  $C_r$  representa la capacidad resonante.



### **5.3.2 Convertidor bidireccional DC-DC (BDC)**

Al igual que para las topologías BADC, en la Tabla 2 [8] se recoge un resumen de las diferentes topologías BDC existentes en la literatura actual, que pueden ser implementados en los sistemas V2G.

La topología BDC no aislada más común es la de Buck-Boost, mientras que la de puente completo lo es para la aislada. Las topologías no aisladas tienen la ventaja de tener un control más sencillo, principalmente porque no tienen necesidad del transformador de aislamiento. En consecuencia, tendrá menor peso, coste y la huella ambiental será también más pequeña. Sin embargo, al no tener el transformador, la capacidad de densidad de potencia será limitada, lo que resultará en un menor rendimiento. Es por eso que, este tipo de topología es preferible cuando se desea una capacidad de carga/descarga rápida. Además, deberán de barajarse técnicas de conmutación suaves para tratar las pérdidas de conmutación.

Las topologías BDC aisladas sí que necesitan el transformador de aislamiento de alta frecuencia, aumentando su peso, coste del sistema y huella ambiental. Sin embargo, ofrecen una mayor seguridad en caso de que ocurra alguna falta interna, lo cual es muy importante ya que el aislamiento es un requerimiento esencial según los estándares internacionales, especialmente cuando se realiza una transferencia de alta potencia.

Las topologías no resonantes son una buena opción ya que tienen muy pocos componentes pasivos, aumentando así su confiabilidad. Además, mediante un algoritmo de control especial, se podría incluso eliminar la necesidad de utilizar un circuito amortiguador para realizar ZVS o ZCS (Zero-Current Switching), reduciendo aún más el tamaño y el coste del sistema. Sin embargo, si se comparan con las topologías resonantes, la corriente que se transmite a través de los dispositivos de conmutación en topologías no resonantes es ligeramente más alto, por lo que se traduce en una menor eficiencia y mayores pérdidas de conducción.

Por último, las topologías resonantes tienen muy buen rendimiento en cualquiera de los modos de flujo de energía, pero suelen tener una respuesta transitoria lenta. Además, normalmente suele ser necesario una operación de frecuencia variable para garantizar que el ZVS esté dentro de un amplio rango de tensión de entrada y se garanticen todas las condiciones de carga [8].

**Tabla 2 – Resumen de las topologías BDC y sus características más relevantes identificadas en la literatura actual [8]**

Topología BDC	Tipo de alimentación	Potencia nominal	Nivel de carga SAE	Rango de voltaje del bus CC/batería	Número de dispositivos de conmutación	Requisitos pasivos (excluyendo el filtro)	Filtro lado batería	Aislamiento	Conmutación	Frecuencia de conmutación	Eficiencia	Ref.	Observaciones
Buck-Boost (con red de conmutación auxiliar)	Corriente-tensión	500W	CA/CC Nivel 1	60-120V	2 IGBTs, 2 diodos	$L_{in}$	C	No	Forzada	20kHz	83%	[18]	Eficiencia baja, alta ondulación de la corriente de carga
Buck-Boost (con red de conmutación auxiliar)	Corriente dual	500W	CA/CC Nivel 1	60-120V	2 IGBTs, 2 diodos	$L_{in}$	LC	No	Forzada	10kHz	<85%	[29]	Eficiencia baja, alta ondulación de la corriente de carga
Buck-Boost	Tensión dual	3,5kW	CA Nivel 2	270-360V	2 IGBTs con diodo volante	$C_{BUS}$	LC	No	Forzada	20kHz	>90%	[21]	Pocos componentes
Buck-Boost	Corriente-tensión	1,2kW	CA/CC Nivel 1/2	106-136V	2 IGBTs con diodo volante	$C_{BUS}$	LC	No	Forzada	50kHz	Desconocido	[22]	Pocos componentes, sin verificación experimental
Buck-Boost intercalado	Corriente-tensión	30kW	CA/CC Nivel 2/3	177-201V	4 IGBTs con diodo volante	$2 L_{in}, C_{BUS}$	C	No	Forzada	20kHz	Desconocido	[10]	Capacidad de transferencia de alta potencia, tamaño pequeño de inductor y ondulación de corriente
Buck-Boost intercalado	Corriente-tensión	400W	CA Nivel 1	120V	4 IGBTs con diodo volante	$2 L_{in}$	C	No	Forzada	20kHz	>94%	[23]	Salida invertida, salida de baja potencia
Buck-Boost no invertido	Tensión dual	18kW	CA/CC Nivel 1/2	345.6V	5 IGBTs con diodo volante, 5 diodos	Inductor Boost	C	No	Forzada	10kHz	95,25%	[24]	Gran número de dispositivos de conmutación y diodos
Buck-Boost en cascada	Corriente dual	9kW	CA/CC Nivel 1/2	350V	4 IGBTs	$C_{in}, L_{in}, C_{BUS}$	LC	No	Forzada	20kHz	91,61%	[30]	Estructura modular, excelente rendimiento transitorio
Puente completo dual	Tensión dual	3,3kW	CA/CC Nivel 2	235-430V	8 MOSFET con diodo de cuerpo	$C_{BUS}, L_{ik},$ condensador amortiguador en cada interruptor	CLC	Si	ZCS de 1º dispositivos, ZVS de 2º dispositivos	250kHz	Desconocido	[13]	EMI bajo, problema de recuperación inversa de diodo bajo
Puente completo dual	Tensión dual	30kW	AC Nivel 3	360V	8 IGBTs con diodo volante	$C_{BUS}, L_{ik},$	C	Si	Forzada	20kHz	Desconocido	[14]	Compensación de potencia reactiva
Puente completo dual	Corriente-tensión	250W	CC Nivel 1	150-300V	8 MOSFET con diodo de cuerpo	$C_{in}, L_{in}, L_{ik},$ condensador amortiguador en cada interruptor	C	Si	ZCS de 1º dispositivos, ZVS de 2º dispositivos	100kHz	93%	[31]	Gran número de dispositivos de conmutación, flexibilidad de control, estructura simétrica, altas pérdidas de conducción
Medio-puente-completo	Corriente-tensión	1kW	CC Nivel 1	250-450V	6 MOSFET con diodo de cuerpo	$C_{in}, 2L_{in}, L_{ik},$ condensador amortiguador en cada interruptor	C	Si	ZCS de 1º dispositivos, ZVS de 2º dispositivos	100kHz	95,8%	[32]	Flexibilidad de control, estructura simétrica, alta eficiencia
Puente completo resonante	Tensión dual	3,5kW	CC Nivel 1	250-450V	4 IGBT con diodo de marcha libre para 1º, 4 MOSFET con diodo de cuerpo para 2º	$C_{in}, 2C_r, 2L_{in}^5, L_{ik}, L_m$	C	Si	ZVS	85-145kHz (G2V), 40-110kHz (V2G), 200kHz al inicio	97,7% (G2V), 98,1% (V2G)	[33]	Alta eficiencia, operación de frecuencia variable para garantizar ZVS
Puente completo resonante	Tensión dual	6,6kW	CC Nivel 1	250-415V	8 MOSFET con diodo de cuerpo	$C_r, L_{ik}, L_{in},$ condensador amortiguador en cada interruptor, capacitor de bomba de carga	LC	Si	ZVS	50kHz	97,7% (G2V), 97,3% (V2G)	[34]	Alta eficiencia, capacidad de densidad de alta potencia, respuesta transitoria lenta

<sup>5</sup>  $L_{in}$  representa el inductor de impulso de entrada

**DISEÑO DE UN CARGADOR DE VEHÍCULO ELÉCTRICO ORIENTADO A APLICACIONES V2G**

**TRABAJO DE FIN DE MÁSTER**

Topología BDC	Tipo de alimentación	Potencia nominal	Nivel de carga SAE	Rango de voltaje del bus CC/batería	Número de dispositivos de conmutación	Requisitos pasivos (excluyendo el filtro)	Filtro lado batería	Aislamiento	Conmutación	Frecuencia de conmutación	Eficiencia	Ref.	Observaciones
Puente completo resonante	Tensión dual	2,5kW	CC Nivel 1	50V	4 IGBT con diodo volante para 1º, 4 MOSFET con diodo de cuerpo para 2º	$C_{in}^6$ , $C_r^7$ , 2 $L_{lk}^8$	C	Si	ZVS	50kHz	96%	[15]	Alta eficiencia, amplio rango de conversión de voltaje, THD bajo
Medio puente resonante	Tensión dual	3,3kW	CC Nivel 1	360V	4 FET de SiC con diodo de cuerpo	$C_{in}$ , 4 $C_r$ , 2 $L_{lk}$ , $L_m^9$	C	Si	ZVS	180-200kHz	96%	[35]	Huella de carbono pequeña, alta eficiencia, capacidad de densidad de potencia alta, diseño de transformador complejo
Medio puente resonante	Tensión dual	3,3kW	CC Nivel 1	250-420V	4 MOSFET con diodo de cuerpo	4 $C_r$ , 2 $L_{lk}$	C	Si	ZVS <sup>10</sup>	100-200kHz	97,5% (G2V), 97,3% (V2G)	[36]	Alta eficiencia, rectificación síncrona
Medio puente resonante	Tensión dual	3,3kW	CC Nivel 1	250-410V	4 IGBTs con diodo volante	2 $C_{in}$ , 2 $C_r$ , $L_{lk}$	LC	Si	ZCS <sup>11</sup>	Desconocido	95,7% (G2V), 95,4% (V2G)	[37]	Alta eficiencia, carga sinusoidal, degradación de baterías
Medio-puente-completo	Tensión dual	10kW	CC Nivel 1	400V	6 FET de SiC con diodo de cuerpo	2 $C_r$ , $L_{lk}$ , $L_m$	LC	Si	ZVS	90-150kHz	>96% (G2V), >98% (V2G)	[38]	Alta eficiencia, ZVS para un amplio rango de bus de CC

<sup>6</sup>  $C_{in}$  representa la capacidad de entrada.

<sup>7</sup>  $C_r$  representa la capacidad resonante.

<sup>8</sup>  $L_{lk}$  representa la inductancia de fuga (incluye cualquier inductor externo en serie).

<sup>9</sup>  $L_m$  representa la inductancia magnetizante.

<sup>10</sup> ZVS, de sus siglas en inglés, Zero-Voltage Switching.

<sup>11</sup> ZCS, de sus siglas en inglés, Zero-Current Switching.

## **5.4 SISTEMAS DE GESTIÓN DE BATERÍAS EN EL ÁMBITO V2G**

Desde hace ya unos años, la principal fuente de energía a la que recurren muchas aplicaciones para poder restablecer su nivel de energía son las baterías. Las baterías de los vehículos eléctricos e híbridos eléctricos han ganado atención en el mercado últimamente. Aun así, sigue existiendo una gran preocupación entre los usuarios, ligada principalmente a la fiabilidad y a la seguridad del sistema que engloban estas baterías.

Estas dos preocupaciones están relacionadas tanto con la tecnología de la batería en sí (la cual está bastante desarrollada), como con el Sistema de Gestión de la Batería (BMS, Battery Management System). Éste último concepto es el que está muy maduro y desarrollado para dispositivos pequeños portátiles como ordenadores o teléfonos móviles, pero no lo está todavía para los vehículos eléctricos e híbridos eléctricos [39].

Además, la complejidad de un BMS depende en gran medida de la aplicación individual. Por ejemplo, la dificultad no es igual en dispositivos simples (teléfonos móviles, libros electrónicos) que únicamente necesitarán un circuito integrado que utiliza métodos simples para medir el estado de carga actual de la batería (SoC, State of Charge), como la dificultad en casos más complejos (vehículos eléctricos e híbridos eléctricos) en el cual el BMS tiene que cumplir tareas más sofisticadas [40].

Es por ello que, como el BMS se encarga de hacer de conector entre la batería y el vehículo, teniendo implicación directa a la hora de mejorar el rendimiento de la batería y en la optimización del funcionamiento del vehículo, será de vital importancia y urgencia desarrollar un BMS completo y seguro. Este BMS deberá cumplir con las siguientes funciones:

- Adquisición de datos.
- Medida de seguridad.
- Capacidad para determinar y predecir el estado de la batería.
- Capacidad para controlar la carga y descarga de la batería.
- Equilibrio entre las celdas de la batería.
- Gestión térmica.
- Informar sobre el estado de la batería.
- Comunicación con todos los componentes de la batería.
- Duración prolongada de la batería.

Además, de igual manera, deberán de cumplirse ciertos requisitos del sistema, una vez se hayan considerado las necesidades específicas de la aplicación, el contexto del sistema, así como otras características de las celdas de las baterías [39].

### **5.4.1 Requisitos funcionales**

#### **5.4.1.1 Adquisición de temperatura**

Esta puede resultar ser una de las tareas más difíciles. No sólo deben tenerse en cuenta las ventajas y desventajas de los diferentes sensores, sino que también es necesario definir el lugar exacto en el que se va a medir la temperatura del paquete. En general, un requisito de temperatura deberá considerar tres posibles casos de uso: la carga, la descarga y el almacenamiento.

#### **5.4.1.2 Adquisición de tensión**

Un BMS clásico para baterías de litio, por ejemplo, debe tener por lo menos un canal de adquisición de tensión por cada celda conectada en serie. Además, la mayoría de las aplicaciones automotrices tienen una protección secundaria incorporada que no alcanza la precisión de adquisición de tensión primaria. Estos suelen tener un dispositivo de comparación programable, que se encargará de avisar al maestro BMS cuando una celda se salga del rango de operación de tensión permitido. Es bastante común que los rangos de sobretensión y subtensión se programen mediante matrices de resistencias. Además, ciertos estudios muestran los siguientes resultados [40]:

1. Cuanto mejor sea la precisión de la tensión, mejor será la estimación del SOC.
2. Usar solo datos de tensión para determinar el SOC de una celda podría no ser suficiente.

#### **5.4.1.3 Adquisición de corriente**

Las mediciones de tensión en circuito abierto se utilizan en los periodos de reposo, para poder determinar el SoC. Además, esta determinación de SoC es de la más alta precisión. Sin embargo, para la determinación dinámica durante el funcionamiento, se puede utilizar el método que calcula el valor medio de la corriente, también conocido como "el recuento de columbios". Este método básicamente integra la corriente que entra o que sale de la batería.

No obstante, no es buena idea depender completa y únicamente del recuento de columbios para determinar el SoC de manera precisa ya que los sensores de corriente no son sistemas ideales, y pueden producir un cierto error.

### **5.4.2 Requisitos sobre la comunicación**

Es importante que el BMS se comunique con el sistema completo para proporcionar información de estado y recibir tanto instrucciones como parámetros. Para ello, se considerará qué medios de comunicación son proporcionados o requeridos por el sistema. Asimismo, será necesario comprobar también características como la velocidad de comunicación, la solidez y fiabilidad necesarias.

Por otro lado, también es de igual importancia que exista comunicación entre los componentes del BMS. Para sistema modulares que se distribuyen en placas de circuito impreso (PCB, Printed Circuit Board), por ejemplo, se debe definir si existe un módulo "maestro", y si lo hay, de qué manera se comunica con los módulos "esclavos" que, entre otros, son responsables de la adquisición o el control de datos [40].

### **5.4.3 Requisitos sobre otros aspectos**

A continuación, se explican los requisitos que deben de cumplir los BMS, pero que no entran en ningún grupo de los anteriormente mencionados. Esos requisitos son:

- Robustez frente a interferencias electromagnéticas (EMI): Si no se le brinda la atención adecuada, la EMI podría llegar a ser un problema bastante serio para el sistema de baterías a diseñar. En el peor de los casos, por ejemplo, la adquisición de datos podría verse distorsionada (aunque fuera ligeramente), y el maestro BMS no podría diferenciar entre mediciones reales y falsas.

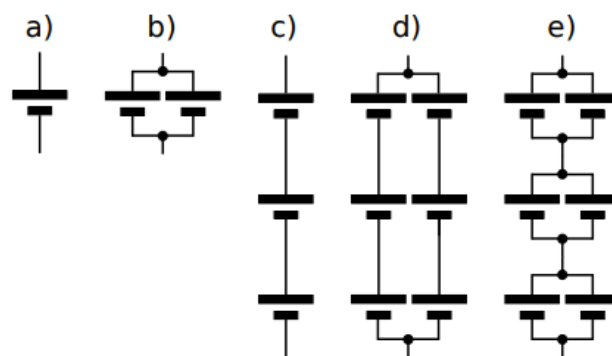
- Contactores: Para un número muy grande de paquetes de baterías es un requisito indispensable que por lo menos uno de los polos de la batería se desconecte galvánicamente. Pero para que sea posible cumplir este requisito, el paquete de baterías necesita contactores suficientemente grandes, y así poder transportar la corriente principal, además de poder interrumpir grandes corrientes de cortocircuito en caso de producirse una falta peligrosa.
- Aislamiento galvánico: Comúnmente, los paquetes de baterías se suelen dividir en dos partes. La primera es una parte dedicada a la alta tensión, y la segunda, a la baja tensión. Es importante que estas dos partes estén aisladas galvánicamente para que no haya ningún contratiempo. Para eso, las señales digitales deberán desacoplarse ya sea por medios ópticos, inductivos o capacitivos.

A parte de los requisitos mencionados hasta ahora, pueden surgir otros muchos, que no sean específicos de un BMS pero que sí lo sean de esa aplicación en concreto, y deberán tenerse en cuenta también. Entre esos requisitos, los que más destacan son dos: limitaciones respecto al espacio disponible y los costes del sistema [40].

Gracias a esto se cumpliría, por ejemplo, que una batería de Ion de Litio no se incendiase si se sobrecargara (debido a los cambios de volatilidad, inflamabilidad y entropía), o que la batería se descargase excesivamente provocando así una reducción de la capacidad celular debido a reacciones químicas irreversibles [39].

#### **5.4.4 Topologías de BMS**

Como cada aplicación será específica para su uso, existirán también diferentes topologías de BMS. Así, en muchos casos, para lograr las especificaciones eléctricas deseadas, se deben combinar múltiples celdas de batería, formando un paquete de baterías. En la Figura 12 se muestra un esquema de las diferentes topologías que se pueden crear.



**Figura 12 – Topologías de BMS [40]**

Las conexiones en paralelo lo que hacen es aumentar la capacidad (Figura 12b), si se quiere obtener un rango de tensión deseado. Para una potencia en concreto, pudiendo reducir la corriente que se consume, las celdas deberán conectarse en serie como se muestra en la Figura 12c.

En la actualidad, aunque los sistemas BMS no están totalmente avanzados, una posible variante sería la de usar múltiples celdas con pequeña capacidad en paralelo, y así formar módulos con mayor capacidad general. Éstas se podrán conectar después en serie, para

poder aumentar la tensión. Este esquema sería el correspondiente al de la Figura 12e, una de las más razonables en términos de complejidad hoy en día [40].

### **5.4.5 BMS actuales**

Como ya se ha comentado antes, en la actualidad los BMS todavía no están del todo desarrollados ni para los vehículos eléctricos ni para los híbridos eléctricos. La principal razón es que la cantidad de celdas de la batería de un vehículo supera con creces la de los dispositivos electrónicos portátiles pequeños (ordenador, tablet, teléfono móvil...). Además, las baterías deben ser sistemas de alta potencia, para lograr tensiones e intensidades elevadas [39]. Desde una perspectiva de estructura de hardware, las estructuras existentes son tres:

- a) Estructuras centralizadas.
- b) Estructuras distribuidas.
- c) Estructuras modulares.

Por otro lado, existen ciertos inconvenientes en cuanto a los BMS. Las principales desventajas son:

1. Función de registro de datos limitada: El registro de datos es muy importante para el establecimiento de la base de datos, el cual se encarga de almacenar el patrón de conducción. Este perfil puede ayudar a construir y actualizar el modelo de SOC.
2. Falta de estimaciones del estado de salud (SoH, State of Health) y del estado de vida (SoL, State of Life): Los parámetros SoH y SoL se utilizan para caracterizar el estado de salud actual y el rendimiento restante de la batería, que se encargará de garantizar el correcto funcionamiento del vehículo y el mantenimiento programado para el reemplazo de la batería.
3. No intercambiable entre los BMS actuales: como cada BMS tiene su propio esquema de equilibrio de células y mecanismo de comunicación, es imposible utilizar componentes existentes para formar un nuevo BMS.

### **5.4.6 Preocupaciones sobre los BMS de vehículos en la actualidad**

Durante la última década, el desarrollo de los BMS para vehículos eléctricos e híbridos eléctricos ha sido lento e insuficiente, mientras que la tecnología de baterías de Iones de Litio se ha desarrollado y aplicado ampliamente [39].

Además, uno de los principales propósitos de usar BMS es la de minimizar los riesgos que tienen que ver con el funcionamiento de las celdas de Iones de Litio en los paquetes de baterías. Los principales peligros son los siguientes: exposición a alta tensión, arcos eléctricos, fuego, inflamable y toxicidad del gas ventilado.

Si se consiguiera una buena combinación del paquete de baterías con un sistema de BMS adecuado, las funciones de seguridad del BMS deberían de minimizar la probabilidad de que ocurrieran los peligros mencionados, al igual que disminuir su nivel de gravedad [40].

Las principales dificultades, enumeradas a continuación, han sido la principal causa de este retraso.

#### **5.4.6.1 Evaluación del estado de las baterías**

El estado de la batería se encarga de cosas como de determinar si el entorno operativo es seguro y fiable, proporciona información sobre la operación de carga y descarga de las

baterías (especialmente importante para el equilibrio de la celda), e incluye la determinación de SoC y SoH.

- SoC: El estado de carga de la batería es similar a la indicación de uso de combustible en los vehículos de gasolina. Sin embargo, la batería es un dispositivo inaccesible para medir. Además, está expuesta a diferentes factores como condiciones ambientales variables, ciclos de carga y descarga, envejecimiento de la propia celda... Todo esto dificulta considerablemente que un BMS proporcione una estimación precisa del SoC.
- SoH: El estado de salud de la batería describe el porcentaje de vida útil restante de la batería. Durante la evaluación [41] SoH se deben considerar más parámetros relacionados al desempeño en el campo. La fórmula real del SoH para una aplicación concreta es a menudo un secreto comercial [39].

#### **5.4.6.2 Modelado de baterías**

Debido principalmente a los complicados mecanismos electroquímicos de las baterías, establecer un modelado de batería resulta ser una tarea bastante ardua.

En la actualidad, el modelado de batería utilizado para la determinación del SoC se desarrolla generalmente a partir de varios modelos de circuitos equivalentes, redes RC principalmente, que varían con las propiedades del material y los requisitos de precisión [39]. En [42], [43] utilizan el modelo de batería genérico disponible en MATLAB, pero como este modelo supone que la resistencia interna es constante tanto en los ciclos de carga como de descarga de la batería, la precisión del modelo no es del todo exacta. Además, los factores externos como la temperatura ambiente o la corriente de descarga hacen que los modelos estacionarios sean inexactos en ambientes dinámicos. De ahí que la selección del modelo siempre recaiga en los BMS.

#### **5.4.6.3 Equilibrio celular**

Para poder formar un bloque de celdas de satisfaga el registro de alta capacidad, en los vehículos eléctricos e híbridos eléctricos las celdas se conectan en paralelo. De la misma manera, con el fin de proporcionar una mayor tensión, los bloques formados se conectarán en serie.

Además, cabe destacar que, aunque un grupo de celdas provenga del mismo lote de fabricación, cada una de ellas será diferente, debido a su proceso de fabricación individual y compensación química. Por lo tanto, las celdas de una serie tendrán la misma corriente, pero diferente tensión.

En consecuencia, durante el proceso de carga, la pérdida de capacidad en las celdas puede resultar un peligro, si una celda llegase a su carga completa antes que las demás. Es decir, esta celda sufrirá una sobrecarga mientras que las demás alcanzan la carga completa. De manera similar, podría ocurrir lo contrario. Una descarga excesiva en la celda más débil, que tendrá más probabilidades de fallar durante el proceso de descarga.

Por eso, para conseguir una prolongación de la vida útil de las baterías, es importante desarrollar un mecanismo eficaz de equilibrio de celdas que mantenga los niveles de SoC de las celdas individuales lo más cerca posible entre sí, dentro de un mismo paquete de baterías [39].



## 5.5 ESTRATEGIAS DE CONTROL EN EL ÁMBITO V2G

A continuación, se van a analizar dos estrategias de control existentes en el ámbito V2G, que son la regulación de frecuencia y la regulación de tensión. Cuando la generación y la demanda no son iguales, la frecuencia se desequilibra. Por otro lado, cuanto mayor sea la integración de los vehículos eléctricos, la posibilidad de sufrir una caída de tensión aumenta. Por lo tanto, es importante el poder llegar a tener una buena regulación de ambos aspectos.

### 5.5.1 Regulación de frecuencia

Debido a que los vehículos eléctricos tienen capacidad de regulación rápida, éstos han recibido una mayor atención como herramienta para el control de frecuencia.

La principal función para aplicar una estrategia basada en la regulación de frecuencia es mantener los niveles de frecuencia lo más cercanos a los niveles de frecuencia nominal [44]. Cuando la generación y la demanda no se equilibran, la frecuencia se ve afectada. Por ejemplo, si la generación es mayor que la demanda, la frecuencia aumenta y, por el contrario, si la generación es menor que la demanda, la frecuencia disminuye. Con el fin de reducir esas variaciones y conseguir una potencia de salida constante, se utiliza un sistema de almacenamiento de energía. Así, cuando el vehículo eléctrico esté inactivo con suficiente energía almacenada, en un momento de baja generación podrían suministrar ese excedente y estabilizar la frecuencia a un nivel estándar [1]. Pero, a su vez, el SoC del vehículo deberá de estar suficientemente alto cuando el vehículo eléctrico se desconecta. Tal y como se muestra en la Figura 13, los vehículos eléctricos deben ser capaces de cambiar su estado de carga en secuencia de acuerdo con su SoC en tiempo real, para así poder satisfacer la demanda de carga de los usuarios [41].

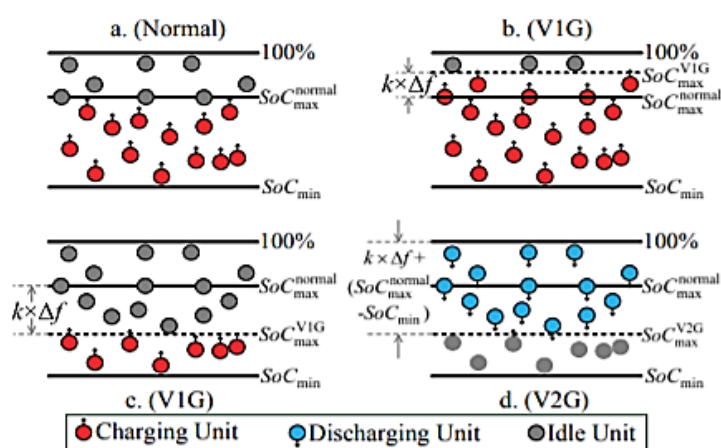


Figura 13 – Diagrama que muestra la estrategia del control de frecuencia [41]

Se definen dos límites, uno superior y otro inferior,  $SoC_{max}$  y  $SoC_{min}$ , con el fin de evitar tanto la sobrecarga como la sobredescarga de la batería del VE. De igual manera, la potencia de carga y descarga del vehículo se ajusta restableciendo el  $SoC_{max}$ .

En el modo V1G o Smart Charging que muestra la Figura 13b y Figura 13c, la potencia de carga de los vehículos se ajusta mediante la señal de frecuencia dada por el sistema ( $\Delta f$ ),

restableciendo el límite superior o  $SoC_{max}^{V1G}$ . Cuando la frecuencia aumenta, también lo hace la potencia de carga. Sin embargo, cuando ésta disminuye, la potencia de carga se reduce también. Ese límite superior se calcula como se indica en la expresión (1) [41].

$$SoC_{max}^{V1G} = SoC_{max}^{normal} + k \times \Delta f$$

$$\Delta f = f - f_0$$

$$SoC_{min} \leq SoC_{max}^{V1G} \leq 1 \quad (1)$$

$$\Delta f \geq \Delta f_{cr}$$

Donde,

- $SoC_{max}^{normal}$  es el punto de ajuste nominal del límite superior de SoC de la batería del VE.
- $SoC_{max}^{V1G}$  es el punto de ajuste del límite superior de SoC modificado bajo el modo V1G o carga inteligente.
- $SoC_{min}$  es el valor mínimo de SoC para satisfacer los requisitos de viaje de los propietarios de los VEs.
- $f_0$  es la frecuencia nominal del sistema.
- $f$  es la frecuencia del sistema en ese instante.
- $\Delta f_{cr}$  es el valor de la frecuencia que disminuye cuando  $SoC_{max}^{V1G} = SoC_{min}$ .

Cuando la señal de frecuencia disminuye tanto que cae por debajo de  $\Delta f_{cr}$ , el vehículo eléctrico pasará a modo V2G para evitar una mayor caída de frecuencia. Tal y como se muestra en la Figura 13, la potencia de descarga del VE se ajusta de manera dinámica de acuerdo con el  $\Delta f$ . Este límite superior se calcula según la expresión (2) [41].

$$SoC_{max}^{V2G} = 1 + k \times \Delta f + (SoC_{max}^{normal} - SoC_{min})$$

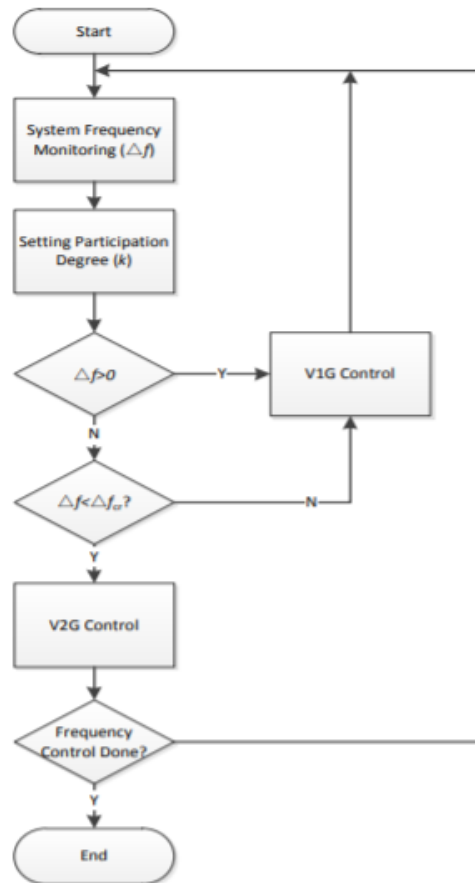
$$SoC_{min} \leq SoC_{max}^{V2G} \leq 1 \quad (2)$$

$$\Delta f \geq \Delta f_{cr}$$

Donde,

- $SoC_{max}^{normal}$  es el punto de ajuste nominal del límite superior de SoC de la batería del VE.
- $SoC_{max}^{V2G}$  es el punto de ajuste del límite superior de SoC modificado bajo el modo V2G.
- $SoC_{min}$  es el valor mínimo de SoC para satisfacer los requisitos de viaje de los propietarios de los VEs.
- $f_0$  es la frecuencia nominal del sistema.
- $f$  es la frecuencia del sistema en ese instante.
- $\Delta f_{cr}$  es la disminución de frecuencia cuando  $SoC_{max}^{V2G} = SoC_{min}$ .

En la Figura 14 se muestra un esquema de la estrategia de control de frecuencia de los vehículos eléctricos [41]. En primer lugar, se monitoriza la frecuencia del sistema; después, si  $\Delta f$  es mayor que 0, se aplicará el V1G o Smart Charging. Si la respuesta es que no, la frecuencia  $\Delta f$  se compara con  $\Delta f_{cr}$ . Si  $\Delta f < \Delta f_{cr}$ , se activará el control de frecuencia para V2G. De lo contrario, se activará el V1G. Finalmente, si el control de frecuencia se ha realizado correctamente se dará por terminado éste. De lo contrario, se volverá a empezar de nuevo.



**Figura 14 – Diagrama de flujo de la estrategia de control de frecuencia en VEs [41]**

### 5.5.1.1 Estrategias de carga del Vehículo Eléctrico

Dado que los vehículos eléctricos son móviles, sus cargas también lo son, y es por eso que su capacidad de respuesta es dinámica en lugar de fija. Además, el tiempo de viaje de los vehículos eléctricos dependerá de su tipo de uso, habiendo 3 diferentes [41]:

- HBW (Home-Based-Work) hace referencia a los vehículos eléctricos que son propiedad de personas trabajadoras.
- HBO (Home-Based-Other) hace referencia a los vehículos eléctricos propiedad de particulares.
- NHB (Non-Home-Based) hace referencia a los vehículos eléctricos propiedad de empresas u organizaciones.

De igual manera, los vehículos eléctricos se dividirán dinámicamente en un grupo de estacionamiento y en otro grupo de no estacionamiento. El primer grupo es el que está conectado a la red eléctrica y está disponible para la respuesta de frecuencia del sistema. Este grupo se describe según la expresión (3):

$$t_{par} \leq t \leq t_{dep} \tag{3}$$

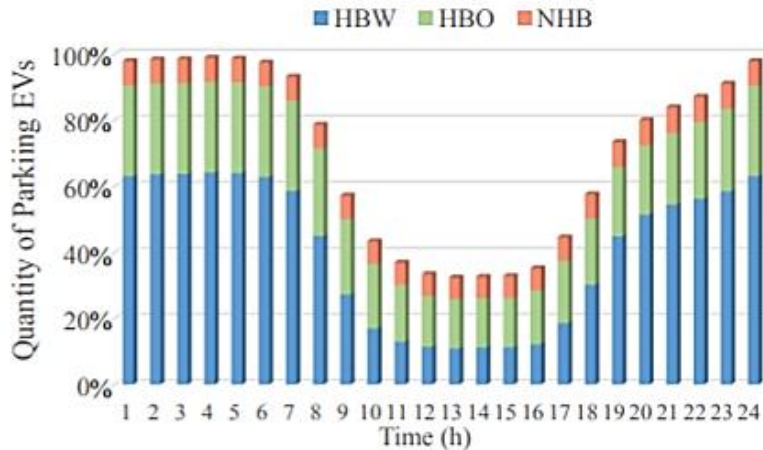
Donde,

- $t_{par}$  es el tiempo total que el vehículo eléctrico está estacionado.
- $t_{dep}$  es el tiempo de desconexión del vehículo eléctrico.

El segundo grupo, es el que es menos controlable y se define según la expresión (4):

$$t \notin [t_{par}, t_{dep}] \tag{4}$$

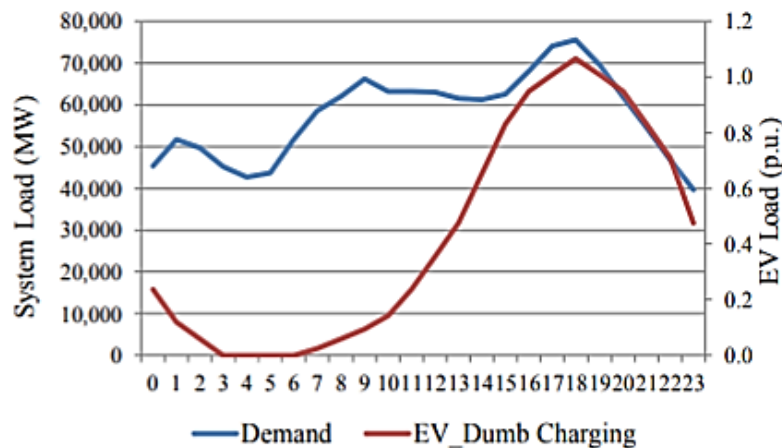
En la Figura 15 se muestra el comportamiento habitual de los propietarios de los VEs en su transporte, dependiendo de su uso, tal y como se ha explicado anteriormente (ver página anterior).



**Figura 15 – Proporción de vehículos estacionados a lo largo del día [41]**

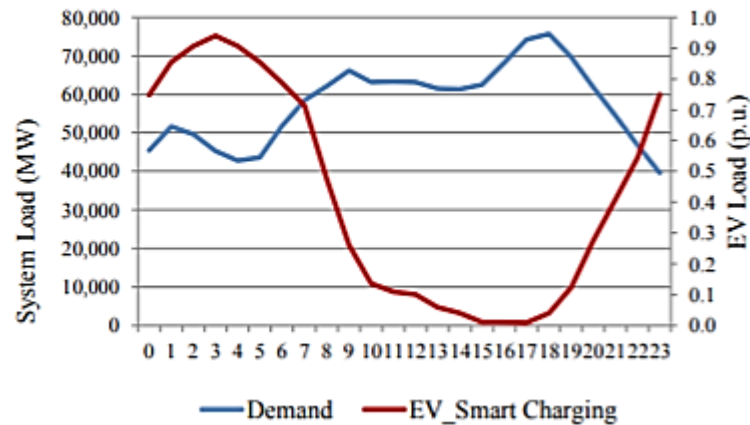
Por otro lado, si se presta atención a los diferentes modos de carga que hay, se pueden encontrar 3 grupos diferentes:

- Dumb Charging.** Se refiere a la carga tradicional, cuando los vehículos comienzan a cargarse con la potencia de carga nominal en cuanto se conectan a la red eléctrica. Cuando este proceso de carga finaliza ( $SoC=SoC_{max}$ ), el vehículo eléctrico se desconecta y permanece en estado inactivo hasta su salida. En esta estrategia, la carga máxima de los vehículos eléctricos se da seguramente entre las 18:00 y las 19:00 de la tarde, durante la cual, también se da la carga máxima del sistema. Con la cantidad de VEs que hay hoy en día todavía no sería un problema, pero si aumenta la flota de vehículos, la carga máxima del sistema aumentaría aún más. La curva de esta estrategia puede verse en la Figura 16.



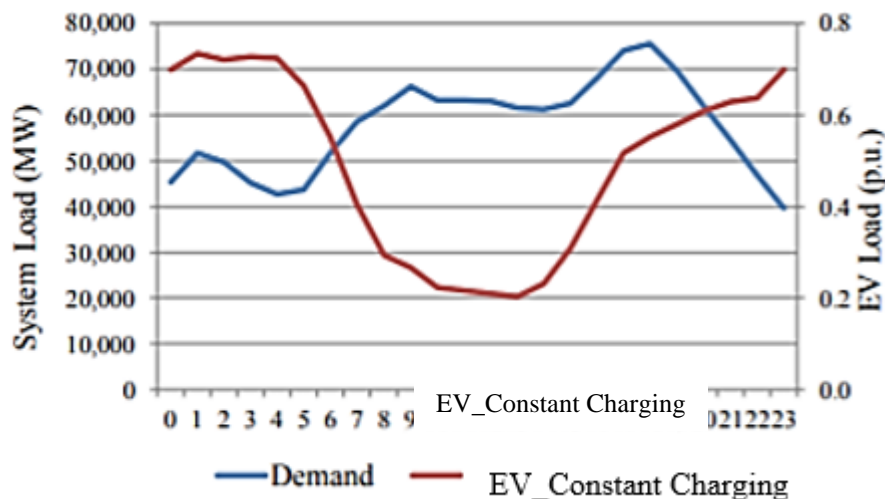
**Figura 16 – Relación entre la demanda de electricidad y "Dumb Charging" [41]**

- **Smart Charging.** En este caso, como la mayoría de las veces el tiempo de carga del vehículo eléctrico es mucho mayor que el tiempo de estacionamiento, la carga suele retrasarse hasta la madrugada cuando el precio de la electricidad es más bajo y así evitar la carga máxima del sistema. La curva de esta estrategia puede verse en la Figura 17.



**Figura 17 – Relación entre la demanda de electricidad y "Smart Charging" [41]**

- **Constant Charging.** Este grupo es el que tiene en cuenta la aplicación V2G, ya que permite que los vehículos eléctricos se descarguen al sistema eléctrico en caso de falta de energía en la red eléctrica. Los vehículos eléctricos se configuran para cargarse con una potencia de carga constante durante todo el periodo de estacionamiento, y todos los que se conectan a red estarán en estado de carga. En consecuencia, la curva de carga de esos vehículos está directamente relacionada con el número de VEs estacionados. La curva de esta estrategia puede verse en la Figura 18.



**Figura 18 – Relación entre la demanda de electricidad y "Constant Charging" [41]**

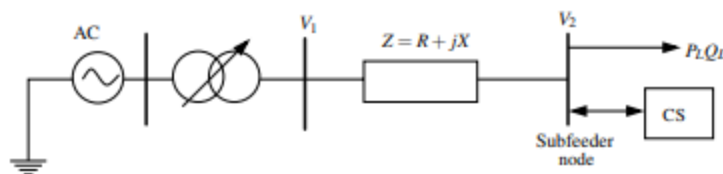
### 5.5.2 Regulación de tensión

Cuanto mayor sea la integración de vehículos eléctricos en el sistema eléctrico, la probabilidad de que aumente una posible caída de tensión en el nodo de distribución es más probable [45].

Si la tensión de la red de distribución se basa en un flujo de potencia radial, el aumento o caída de tensión afectará a varios nodos del sistema de distribución. Este aumento o caída es inevitable, pero se minimiza cuando la estación de carga o CS opera de manera controlada y coordinada. Ésta tendrá que ser diseñada de tal manera que sea capaz de manejar la llegada y salida repentina de vehículos eléctricos, teniendo impacto directo en la tensión del nodo.

Es de gran importancia que el perfil de tensión se mantenga dentro de sus límites ( $1 \pm 0,06$ ), estando el operador de la red de distribución obligado a su cumplimiento. Por lo tanto, antes de conectar la estación de carga con el nodo de distribución, los operadores deberán asegurarse de que la tensión está dentro de esos límites y que no se verá afectada por la carga/descarga masiva de vehículos eléctricos.

En la Figura 19 se muestra un diagrama unifilar que representa la red de distribución simplificada, conectada a una estación de carga local ( $P_L, Q_L$ ) a través de una línea aérea con impedancia  $Z$ .



**Figura 19 – Diagrama unifilar de la red de distribución simplificada [45]**

Mediante las ecuaciones (5) y (6) se puede calcular la caída de tensión en estado estable entre los buses A y B.

$$V_1 = V_2 + I \cdot (R + jX) \quad (5)$$

$$I = \frac{P_{net} - jQ_{net}}{V_1} \quad (6)$$

Donde,

- $V_1$  es la tensión del bus A.
- $V_2$  es la tensión inyectada/extraída de la CS.
- $I$  es la corriente total inyectada/extraída desde o hacia la CS.
- $R$  es la resistencia de la línea.
- $X$  es la reactancia de la línea.
- $P_{net}$  y  $Q_{net}$  son la potencia neta inyectada/extraída desde o hacia la red.

Si se sustituye la Ecuación 5 en la Ecuación 6, la tensión del nodo de distribución se puede escribir según la expresión (7):

$$V_1 = V_2 + \left( \frac{P_{net} - Q_{net}}{V_1} \right) \cdot (R + jX) \quad (7)$$

Además,  $P_{net}$  y  $Q_{net}$  se pueden definir mediante las expresiones (8) y (9):

$$P_{net} = [P - (P_L \pm P_{cs})] \quad (8)$$

Donde,

- $P$  es la potencia activa del nodo de distribución.
- $P_L$  es la potencia activa de la carga.
- $P_{cs}$  es la potencia activa de la estación de carga.

$$Q_{net} = [Q - (Q_L \pm Q_{cs})] \quad (9)$$

Donde,

- $Q$  es la potencia reactiva del nodo de distribución.
- $Q_L$  es la potencia reactiva de la carga.
- $Q_{cs}$  es la potencia reactiva de la estación de carga.

Para indicar el intercambio del flujo de potencia entre la estación de carga y el nodo de distribución, se utilizan los signos de potencia activa y reactiva pertinentes. La potencia será positiva cuando se extrae de la red y negativa cuando se inyecta a la batería de los vehículos eléctricos. Si se sustituyen las expresiones (8) y (9) en la Ecuación (7), la tensión del nodo de distribución se reescribe según la expresión (10):

$$V_1 = V_2 + \left( \frac{[P - (P_L \pm P_{cs})] - j[Q - (Q_L \pm Q_{cs})]}{V_1} \right) \cdot (R + jX) \quad (10)$$

Como el ángulo entre las tensiones  $V_1$  y  $V_2$  es muy pequeño, la caída de tensión es aproximadamente igual a la parte real de la caída. Por eso, la Ecuación (10) puede reescribirse como en la expresión (11):

$$V_1 \approx V_2 + \frac{R \cdot (P - (P_L \pm P_{cs})) + X(Q - (Q_L \pm Q_{cs}))}{V_1} \quad (11)$$

Además, si se considera que la tensión  $V_1$  de la expresión (11) es la tensión base, entonces se puede suponer que su valor será la unidad. Así, la tensión del nodo de distribución se puede aproximar aún más, quedando como la expresión (12):

$$V_1 \approx V_2 + R \cdot (P - (P_L \pm P_{cs})) + X(Q - (Q_L \pm Q_{cs})) \quad (12)$$

La Ecuación (12) muestra el aumento o caída teórico de tensión, en el punto de conexión con el sistema de carga. Se puede utilizar esa expresión para analizar cuantitativamente la relación entre la tensión en el nodo del conductor y el sistema V2G. En consecuencia, se debe analizar la posible llegada repentina de vehículos eléctricos para cargar/descargar el vehículo antes de interconectarse con la estación de carga.

Una forma bastante exacta de analizar las variaciones de tensión en el nodo de distribución es la de hacer un modelo de simulación en tiempo real de la estación de carga con una estrategia de control operacional adecuado. Este control será esencial para poder lograr una implementación de sistemas de carga de VEs.

### **5.5.2.1 Control de tensión en el nodo de distribución**

Analizando la Ecuación (12), se puede observar que ésta se rige por la tensión del nodo de distribución ( $V_2$ ), la impedancia de la línea ( $R+jX$ ) y el flujo de potencia activa y reactiva de la línea. En teoría, la regulación de tensión se puede lograr de diferentes maneras:

ajustando  $V_2$ ,  $R$  y/o  $X$ , la potencia activa, la potencia reactiva o ambas. Sin embargo, ajustar la tensión de la subestación podría causar un impacto adverso para cualquiera de los clientes.

A menudo, reemplazar el cambiador de tomas o el autotransformador puede afectar a los vehículos eléctricos, una solución eficaz sería utilizar un método que ajuste el tamaño del conductor. Sin embargo, es una solución muy cara. Como alternativa, la tensión del nodo de distribución se podría controlar de forma eficaz si la estación de carga fuera capaz de intercambiar grandes cantidades de  $Q_{cs}$ . Sin embargo, esa opción se traduce también en corrientes más altas y mayores pérdidas en el conductor. En este caso, la estación de carga ya no funcionaría con un factor de potencia unitario.

En consecuencia, la gestión del perfil de tensión del nodo de distribución mediante el control  $Q_{cs}$  sólo estará justificado en ciertas ocasiones. Además, su aplicación será limitada, puesto que el operador de la red de distribución es capaz de estipular que la estación de carga necesita operar cerca de un factor de potencia unitario.

Generalmente, en cuanto a la red de distribución se refiere, la relación de  $X/R$  tiende a ser baja (normalmente menor o igual a 1), por lo que ni  $RP_{net}$  ni  $XQ_{net}$  serán insignificantes. Además,  $V_1$  es particularmente sensible para  $Q_{cs}$ , por lo que tanto el control de  $P_{cs}$  como el de  $Q_{cs}$  tendrán un papel importante en cuanto a la regulación de tensión se refiere.

Como la lógica de control pretende minimizar las pérdidas en la red, esto podrá lograrse controlando  $V_2$  y el ángulo de fase ( $\delta$ ) entre  $V_1$  y  $V_2$ ; o, controlando la corriente  $I_2$  y el ángulo  $pf$  ( $\theta$ ).

A continuación, se van a explicar ambos métodos de control con el fin de disminuir las pérdidas en la red.

- **Control de Tensión CS ( $V_2$ ) y Ángulo de Fase ( $\delta$ ).** En este método de control, mediante  $V_2$  y  $\delta$  se consiguen regular tanto  $P_{cs}$  como  $Q_{cs}$ . La potencia activa se proporciona gracias a la red, siempre y cuando  $V_2$  se retrase respecto a  $V_1$ , y, de la misma manera, se envía de vuelta a red siempre y cuando  $V_1$  esté retrasado respecto a  $V_2$ .

En consecuencia, el ángulo  $\delta$  determinará la cantidad de transferencia de potencia activa y la diferencia de magnitud que causaría el flujo de potencia reactiva. Por lo tanto, la potencia neta que se entrega de la estación de carga al nodo de distribución puede ser calculada mediante la siguiente ecuación.

$$S_{cs} = \frac{V_2 \cdot V_1 \cdot \sin(\delta)}{X} + j \frac{V_2 \cdot (V_2 - V_1 \cdot \cos(\delta))}{X} \quad (13)$$

Donde,

- $\delta$  es igual al ángulo de fase entre  $V_1$  y  $V_2$ .
- La parte real de la ecuación representa la transferencia neta de  $P_{cs}$ .
- La parte imaginaria de la ecuación representa la transferencia neta de  $Q_{cs}$ .

A continuación, se va a hacer la diferencia de la parte real e imaginaria de los expresado en (13).

$$P_{cs} = \frac{V_2 \cdot V_1 \cdot \sin(\delta)}{X} \quad (14)$$

$$Q_{cs} = j \frac{V_2 \cdot (V_2 - V_1 \cdot \cos(\delta))}{X} \quad (15)$$



Según las Ecuaciones (14) y (15), la transferencia máxima de  $P_{cs}$  se dará cuando  $\delta=90^\circ$ , y la transferencia máxima de  $Q_{cs}$  ocurrirá cuando  $\delta=0^\circ$ , es decir, cuando  $V_1$  y  $V_2$  estén en fase.

- **Control de Corriente ( $I_2$ ) y Ángulo de Potencia ( $\theta$ ).** En este método, ajustando la corriente  $I_2$  y el ángulo de potencia  $\theta$  se consigue controlar  $P_{cs}$  y  $Q_{cs}$ . La potencia neta entregada desde la estación de carga al nodo de distribución se calcula mediante la Ecuación (16).

$$S_{cs} = V_2 \cdot I_2 \cdot \cos\theta + jV_2 \cdot I_2 \cdot \sin\theta \quad (16)$$

Donde,

- $\theta=\cos^{-1}$  es el ángulo de potencia.
- La parte real de la ecuación representa la transferencia neta de  $P_{cs}$ .
- La parte imaginaria de la ecuación representa la transferencia neta de  $Q_{cs}$ .

A continuación, partiendo de la Ecuación (16) en la que se representa la componente real e imaginaria de la potencia compleja, da lugar a las expresiones de potencia activa (17) y potencia reactiva (18).

$$P_{cs} = V_2 \cdot I_2 \cdot \cos\theta \quad (17)$$

$$Q_{cs} = V_2 \cdot I_2 \cdot \sin\theta \quad (18)$$

Una vez diferenciada la parte real e imaginaria, se puede observar que la distribución de los flujos de potencia activa y reactiva depende fundamentalmente del ángulo de par. En ese sentido, la potencia activa (parte real), alcanzará su máximo valor cuando el ángulo de par sea nulo (fasores  $V_2$  e  $I_2$  en fase), y la potencia reactiva (parte imaginaria) alcanzará su máximo valor cuando el ángulo de par alcance  $90^\circ$  (fasores  $V_2$  e  $I_2$  en cuadratura).

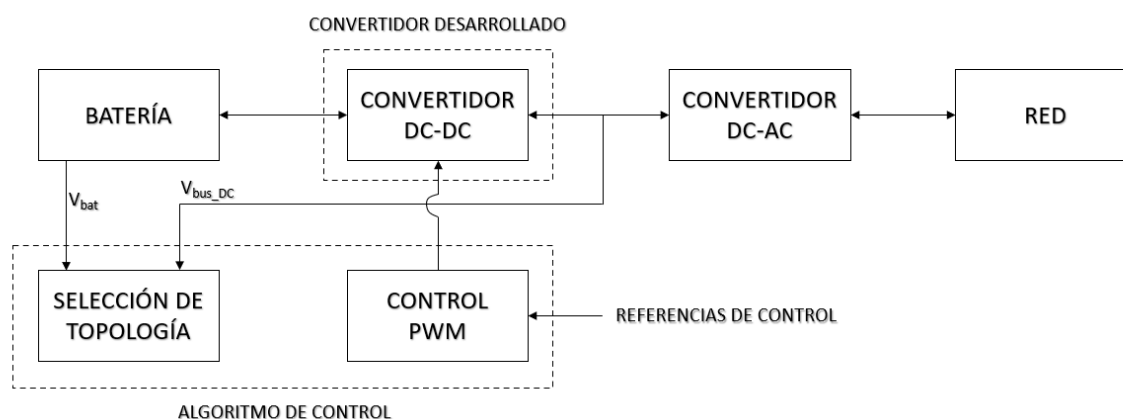
## 6. SOLUCIÓN ADOPTADA

En este apartado se presenta la solución de convertidor adoptada para su aplicación en el ámbito V2G. Para ello, se realiza una breve descripción del sistema diseñado, junto con los cálculos realizados para obtener los valores de los componentes necesarios.

La solución adoptada contempla el desarrollo de un convertidor encargado de gestionar los flujos de potencia en CC, entre la batería y un convertidor DC-AC, que conectará el convertidor desarrollado con la red eléctrica. El convertidor que se ha elegido para su posterior diseño es un convertidor DC-DC no aislado Buck-Boost bidireccional de cuatro conmutadores o interruptores. Entre todas las configuraciones estudiadas en la literatura actual, se estima que es la mejor opción por su simplicidad, y por no tener la necesidad de utilizar un transformador y permitir la rápida y fácil gestión de los flujos de potencia entre la batería y la red eléctrica. Asimismo, esta configuración permitirá la fácil implementación y validación de estrategias de optimización para la recarga de VE en el ámbito V2G.

Este tipo de convertidor se ha utilizado mucho en la industria, y es una solución adecuada cuando existe una amplia variación de tensión de entrada y salida, como es el caso de la recarga de una batería eléctrica, cuya tensión varía ampliamente en función de su estado de carga. Además, es necesario regular la tensión de salida con una alta precisión, pero teniendo en cuenta la relación directa con otras características como son la eficiencia, transitorios de salida, tamaño, número de componentes y coste final [46].

En la Figura 20 se muestra el diagrama de bloques general que contempla el convertidor a desarrollar y su integración con la batería, la red y el resto de los subsistemas de potencia y control.



**Figura 20 – Diagrama de bloques de la integración del convertidor con el resto de subsistemas de potencia y control.**

Como se puede observar en la Figura 20, el convertidor DC-DC se integra entre la batería del VE y el convertidor DC-AC, haciendo de enlace éste último con la red eléctrica. Con objeto de dotar al sistema de un control más preciso, se ha decidido establecer una estrategia de control maestro-esclavo intercambiable entre el convertidor DC-DC y el convertidor DC-AC. En ese sentido, durante el proceso de carga, el convertidor DC-DC tomará el rol de maestro regulando la corriente de carga, cuya referencia será establecida a través de las estrategias de recarga óptimas a evaluar. Así, la tensión del bus DC entre el convertidor DC-DC y el convertidor DC-AC, será controlada por el convertidor DC-AC

que operará a modo de esclavo. Durante los procesos de descarga (soporte a red), se intercambiarán los roles de los convertidores, de forma que el convertidor DC-AC será el maestro, encargado de regular la corriente inyectada a red (determinada por las consignas generadas por las estrategias de recarga óptimas a evaluar) y, la tensión del bus DC será gestionada por el convertidor DC-DC, el cual tomará el rol de esclavo. Asimismo, para cada modo de operación de carga y descarga, en función de la tensión del bus DC y batería, es posible que el convertidor tenga que modificar su configuración para operar en modo Buck o en modo Boost. Para ello, un bloque de control se encargará de determinar qué semiconductores tendrán que entrar en modo corte o saturación, así como qué semiconductor será el encargado de gestionar el ciclo de trabajo del convertidor.

## 6.1 DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

En esta sección se describe el sistema desarrollado. Por una parte, se desarrolla el convertidor electrónico y, por otra, la estrategia de control implementada.

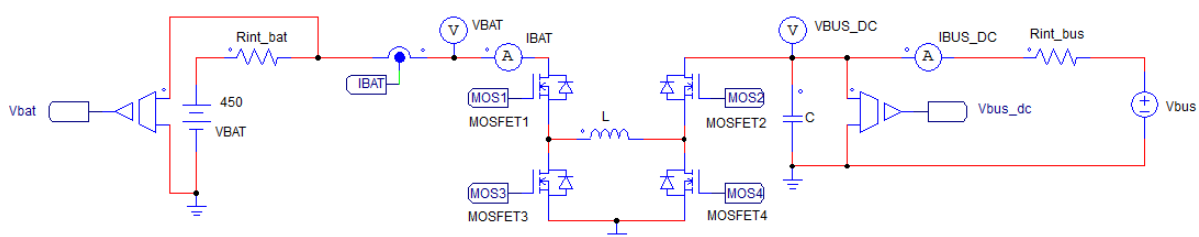
### 6.1.1 Convertidor electrónico

A continuación, se realiza una descripción más detallada del diseño del convertidor electrónico junto con sus modos de funcionamiento y respectivos cálculos para su posterior selección de componentes.

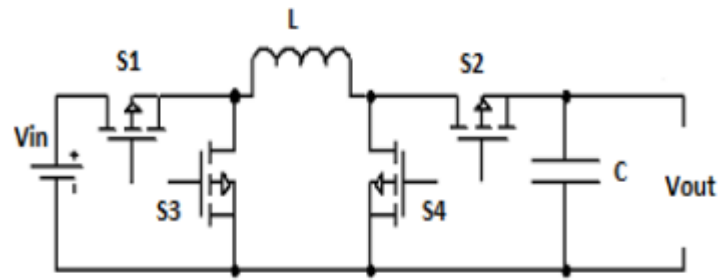
La tensión nominal de salida del convertidor durante la descarga será de 311V, y la corriente de salida de 5A. Se van a diferenciar dos modos de operación en cuanto a la batería se refiere: la carga y la descarga.

De la misma manera, dentro de cada modo de operación existirán otras dos categorías o submodos, ya que, puede que en el momento en que se esté cargando la batería el nivel de tensión esté por encima o por debajo del nivel de tensión de salida requerido. En cada uno de estos dos casos el sistema deberá decidir si actúa como Buck (reduciendo la tensión del sistema) o como Boost (elevándola). Ocurre exactamente lo mismo para el caso en el que la batería se descarga.

En la Figura 21 se muestra el esquema del convertidor diseñado mediante el software PSIM, y en la Figura 22 se muestra el mismo esquema del convertidor simplificado.



**Figura 21 – Esquema del convertidor diseñado**

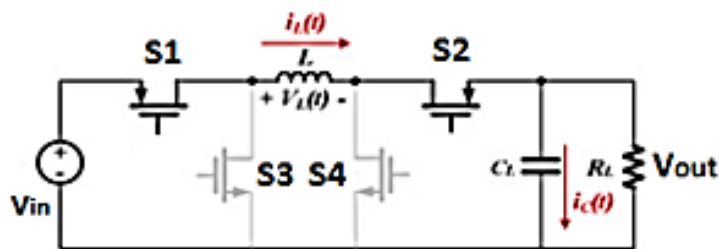


**Figura 22 – Esquema simplificado del convertidor diseñado [46].**

**6.1.1.1 Carga de la batería**

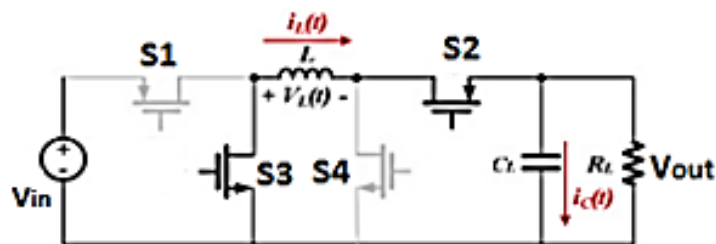
A continuación, se muestran las posibles configuraciones del convertidor durante el proceso de carga de la batería.

Tal y como se muestra en la Figura 23, la batería está cargándose en modo de operación Buck. Durante este periodo, el MOSFET S1 estará en modo ON y el S2 conmutará según su ciclo de trabajo o D. Los MOSFET S3 y S4 deberán estar en modo OFF. La tensión, que en este caso será superior a la tensión requerida en la salida, se reducirá debido al uso de la inductancia conectada en serie con la batería.



**Figura 23 – Buck en modo carga [46].**

En la Figura 24 se muestra el modo de operación Boost del convertidor en carga. Durante este periodo el MOSFET S2 estará encendido, mientras que el S3 estará conmutando según su ciclo de trabajo. Los MOSFET S1 y S4 estarán en modo OFF, quedando así la tensión de entrada en serie con la de salida.

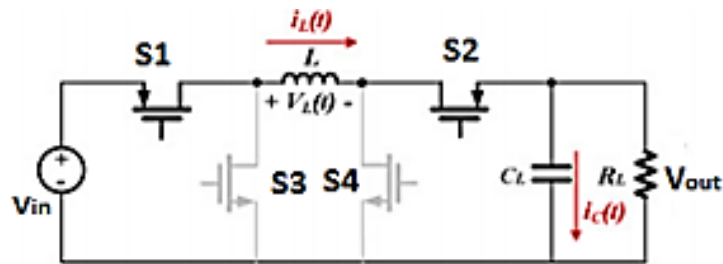


**Figura 24 – Boost en modo carga [46].**

**6.1.1.2 Descarga de la batería**

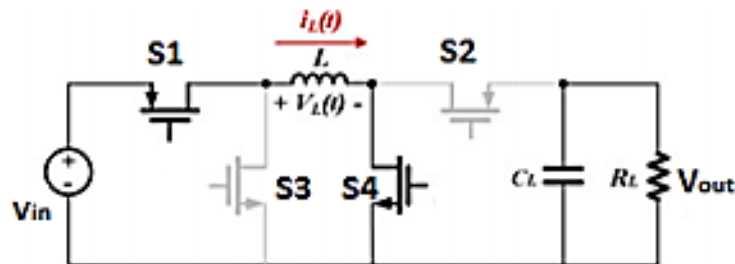
En la Figura 25, la batería está descargándose, y como la tensión que se tiene en ese preciso instante es superior a la tensión que se requiere en la salida, el convertidor actuará como reductor o Buck. Para eso, el MOSFET S1 estará conmutando según su ciclo de

trabajo mientras que el S2 estará en modo ON. De la misma manera, los MOSFET S3 y S4 estarán apagados.



**Figura 25 – Buck en modo descarga [46].**

Por último, en la Figura 26 se muestra el modo de operación Boost mientras la descarga de la batería. Aquí, el MOSFET S1 estará conmutando según su ciclo de trabajo, mientras que el S4 estará en modo ON. Por el contrario, los MOSFET S2 y S3 deberán estar en modo OFF. En este caso, la corriente circula a través del inductor y, al mismo tiempo, la tensión del condensador directamente se le aplica a la carga.



**Figura 26 – Boost en modo descarga [46].**

A continuación, en la Tabla 3 se muestra un resumen de cómo tiene que estar cada MOSFET para cada modo de operación, tanto en la carga como en la descarga de la batería.

**Tabla 3 – Resumen de los estados de conmutación del convertidor Buck-Boost bidireccional**

<b>CARGA DE LA BATERÍA</b>				
<b>MODO</b>	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>	<b>S4</b>
BUCK	ON	D	OFF	OFF
BOOST	OFF	ON	D	OFF
<b>DESCARGA DE LA BATERÍA</b>				
<b>MODO</b>	<b>S1</b>	<b>S2</b>	<b>S3</b>	<b>S4</b>
BUCK	D	ON	OFF	OFF
BOOST	ON	OFF	OFF	D

Por lo tanto, cuando haya que diseñar la parte de control, habrá que prestar especial atención a los MOSFET que trabajan conmutando en cada caso, tal y como se explicará más adelante.

A continuación, se desarrollan los cálculos de los componentes eléctricos necesarios para la implementación del convertidor electrónico. Los pasos seguidos se explican a continuación.

### **6.1.1.3 Cálculos realizados para el diseño del convertidor electrónico**

En primer lugar, es necesario conocer el valor de ciertos parámetros para poder realizar el resto de los cálculos. Esos parámetros son los siguientes [47]:

- Rango de tensión de entrada:  $V_{IN\_min}$  y  $V_{IN\_max}$ . Para este caso, la tensión de entrada mínima será de 250V y la tensión de entrada máxima será de 420V. Estos valores son los mínimos y máximos valores de tensión que alcanzará la batería cuando esté completamente descargada y cargada, respectivamente.
- Tensión nominal de salida:  $V_{OUT}$ . Este valor será el mismo que la tensión de pico de la red, es decir, 311V.
- Corriente deseada de salida:  $I_{OUT}$ . La corriente deseada de salida será de 5A. En ese sentido, se obtiene una potencia nominal del convertidor de aproximadamente 1,5 kW.

Una vez conocidos estos primeros parámetros, se procede con el cálculo del resto de parámetros.

#### **Cálculo del Ciclo de Trabajo (D).**

El primer paso después de haber seleccionado los parámetros operativos del convertidor es calcular el ciclo de trabajo mínimo para el modo Buck, y el ciclo de trabajo máximo para el modo Boost, ya que, en esos dos ciclos de trabajo el convertidor estará trabajando en los extremos de su rango operativo.

El ciclo de trabajo es siempre positivo y menor que 1 y el cálculo se lleva a cabo mediante las expresiones (19) y (20).

$$D_{BUCK} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN\_max} \cdot \eta} \quad (19)$$

$$D_{BOOST} = 1 - \frac{V_{IN\_min} \cdot \eta}{V_{OUT}} \quad (20)$$

Donde,

- o  $V_{IN\_max}$  es la máxima tensión de entrada.
- o  $V_{IN\_min}$  es la mínima tensión de entrada.
- o  $V_{OUT}$  es la tensión de salida deseada.
- o  $D_{BUCK}$  es el ciclo de trabajo mínimo para el modo Buck.
- o  $D_{BOOST}$  es el ciclo de trabajo máximo para el modo Boost.
- o  $\eta$  es igual al rendimiento estimado según las tensiones de entrada y salida y la corriente de salida. Para este caso se va a suponer que el sistema es ideal y que  $\eta=1$ . Si el sistema no es ideal y el rendimiento no es igual a 1, los ciclos de trabajo tanto para el modo Buck como para el modo Boost aumentan. En consecuencia, las pérdidas son mayores, y la potencia que tienen que soportar será mayor también.

Sustituyendo los valores de las magnitudes de tensión correspondientes en las Ecuaciones (19) y (20), se obtienen los valores que se muestran en (21) y (22) para cada ciclo de trabajo.

$$D_{BUCK} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN\_max} \cdot \eta} = \frac{311}{420 \cdot 1} = 0,740 \quad (21)$$

$$D_{BOOST} = 1 - \frac{V_{IN\_min} \cdot \eta}{V_{OUT}} = 1 - \frac{250 \cdot 1}{311} = 0,196 \quad (22)$$

### **Cálculo de la inductancia (L).**

Para escoger un valor de inductancia correcto, habrá que hacer el cálculo tanto para el modo de operación Buck como para el modo de operación Boost. Entre los dos valores obtenidos, se escoge el más grande para que así satisfaga las necesidades de los dos modos.

Además, la inductancia debe de tener una clasificación de corriente más alta que el valor más grande de corriente dado por (27) y (32), ya que la corriente máxima aumenta al disminuir la inductancia. De la misma manera, cuanto mayor sea el valor de la inductancia mayor será el valor de la corriente de salida máxima posible, debido a la corriente de ondulación reducida.

Para el modo de operación Buck, la inductancia se calcula según la Ecuación (23):

$$L > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN\_max} - V_{OUT})}{K_{ind} \cdot f_{SW} \cdot V_{IN\_max} \cdot I_{OUT}} \quad (23)$$

Donde,

- $V_{IN\_max}$  es la máxima tensión de entrada.
- $V_{OUT}$  es la tensión de salida deseada.
- $I_{OUT}$  es la corriente de salida deseada.
- $f_{WS}$  es la frecuencia de conmutación.
- $K_{ind}$  es el coeficiente de estimación que representa la cantidad de corriente de ondulación del inductor en relación con la corriente de salida máxima.

Para el diseño de este convertidor se ha escogido una frecuencia de conmutación de 10.000Hz y una ondulación del 5%, es decir,  $K_{ind}=0,05$ . Sustituyendo todos los valores en (23), se obtiene el valor mostrado en la expresión (24).

$$L > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN\_max} - V_{OUT})}{K_{ind} \cdot f_{SW} \cdot V_{IN\_max} \cdot I_{OUT}} = \frac{311 \cdot (420 - 311)}{0,05 \cdot 10.000 \cdot 420 \cdot 5} = 32,28mH \quad (24)$$

Por lo tanto, para el modo de operación Buck habrá que escoger un valor de L mayor que 32,28mH.

Para el modo de operación Boost, la inductancia se calcula según la siguiente expresión:

$$L > \frac{V_{IN\_min}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN\_min})}{K_{ind} \cdot f_{SW} \cdot I_{OUT} \cdot V_{OUT}^2} \quad (25)$$

Donde,

- $V_{IN\_min}$  es igual a la mínima tensión de entrada.
- $V_{OUT}$  es igual a la tensión de salida deseada.
- $I_{OUT}$  es igual a la corriente de salida deseada.
- $f_{WS}$  es igual a la frecuencia de conmutación.
- $K_{ind}$  es igual al coeficiente de estimación que representa la cantidad de corriente de ondulación del inductor en relación con la corriente de salida máxima.

Sustituyendo todos los valores en la Ecuación (25), se obtiene el valor de L para el modo de operación Boost, según muestra la expresión (26).

$$L > \frac{V_{IN\_min}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN\_min})}{K_{ind} \cdot f_{SW} \cdot I_{OUT} \cdot V_{OUT}^2} = \frac{250^2 \cdot (311 - 250)}{0,05 \cdot 10.000 \cdot 5 \cdot 311^2} = 15,77mH \quad (26)$$

Por lo tanto, para el modo de operación Boost basta con que el valor de la inductancia sea mayor que 15,77mH. Sin embargo, como hay que buscar un valor de L que satisfaga ambos modos de operación, el sistema deberá de tener un valor de L que sea mayor que 32,28mH. Con el fin de utilizar un valor normalizado, se ha escogido una inductancia de 35mH.

### **Cálculo de la Máxima Corriente de Conmutación ( $I_{sw}$ ).**

Para poder realizar el cálculo de máxima corriente de conmutación, como en los casos anteriores, habrá que volver a hacer diferencia entre los modos de operación Buck y Boost. Después, se escogerá el valor más alto de esos dos modos.

En el modo Buck, la corriente máxima de conmutación se dará cuando la tensión de entrada esté en su máximo. Utilizando las próximas dos expresiones (27) y (28), se podrá calcular la máxima corriente de conmutación para el modo de operación Buck.

$$I_{SW\_max} = \frac{\Delta I_{max}}{2} + I_{OUT} \quad (27)$$

$$\Delta I_{max} = \frac{(V_{IN\_max} - V_{OUT}) \cdot D_{BUCK}}{L \cdot f_{SW}} \quad (28)$$

Donde,

- $V_{IN\_max}$  es la máxima tensión de entrada.
- $V_{OUT}$  es la tensión de salida deseada.
- $I_{OUT}$  es la corriente de salida deseada.
- $\Delta I_{max}$  es la corriente de rizado máxima a través del inductor.
- $I_{SW\_max}$  es la corriente de conmutación máxima.
- $D_{BUCK}$  es el ciclo de trabajo mínimo para el modo de operación Buck.
- $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación.
- L es el valor de la inductancia escogida.

Sustituyendo los valores obtenidos hasta ahora en las correspondientes ecuaciones, se obtienen los valores mostrados en las expresiones (29) y (30).

$$\Delta I_{max} = \frac{(V_{IN\_max} - V_{OUT}) \cdot D_{BUCK}}{L \cdot f_{SW}} = \frac{(420 - 311) \cdot 0,74}{35 \cdot 10^{-3} \cdot 10.000} = 0,23 \text{ A} \quad (29)$$

$$I_{SW\_max} = \frac{\Delta I_{max}}{2} + I_{OUT} = \frac{0,23}{2} + 5 = 5,12 \text{ A} \quad (30)$$

Antes de continuar, será necesario verificar que el convertidor sea capaz de entregar la corriente máxima, aplicando la Ecuación (31). La salida  $I_{max}$  deberá de ser superior a  $I_{OUT}$ , según se muestra en (31).

$$I_{max\_OUT} = I_{LIM} - \frac{\Delta I_{max}}{2} \quad (31)$$

Donde,

- $I_{max\_OUT}$  es la corriente máxima entregable a través del inductor por el convertidor.
- $I_{LIM}$  es el límite de corriente de conmutación, especificado en la hoja de datos del convertidor.
- $\Delta I_{max}$  es el rizado de corriente a través del inductor calculado en (29).



A continuación, se hará el cálculo de la corriente máxima de conmutación para el modo de operación Boost. Aquí, la corriente máxima de conmutación se dará cuando la tensión de entrada es la mínima. Mediante las Ecuaciones (32) y (33) se calculan estos valores.

$$I_{SW\_max} = \frac{\Delta I_{max}}{2} + \frac{I_{OUT}}{1-D_{BOOST}} \quad (32)$$

$$\Delta I_{max} = \frac{V_{IN\_min} \cdot D_{BOOST}}{L \cdot f_{SW}} \quad (33)$$

Donde,

- $V_{IN\_min}$  es la mínima tensión de entrada.
- $V_{OUT}$  es la tensión de salida deseada.
- $I_{OUT}$  es la corriente de salida deseada.
- $\Delta I_{max}$  es la corriente de rizado máxima a través del inductor.
- $I_{SW\_max}$  es la corriente de conmutación máxima.
- $D_{BOOST}$  es el ciclo de trabajo máximo para el modo de operación Boost.
- $f_{WS}$  es la frecuencia de conmutación.
- $L$  es el valor de la inductancia escogida.

Sustituyendo los valores en las ecuaciones anteriores, se obtiene el valor de corriente de conmutación máxima para el modo Boost, según se muestra en (34) y (35).

$$\Delta I_{max} = \frac{V_{IN\_min} \cdot D_{BOOST}}{L \cdot f_{SW}} = \frac{250 \cdot 0,196}{35 \cdot 10^{-3} \cdot 10.000} = 0,14 \text{ A} \quad (34)$$

$$I_{SW\_max} = \frac{\Delta I_{max}}{2} + \frac{I_{OUT}}{1-D_{BOOST}} = \frac{0,14}{2} + \frac{5}{1-0,196} = 6,29 \text{ A} \quad (35)$$

Tal y como se ha hecho para el modo Buck, antes de continuar es necesario verificar que el convertidor pueda entregar esa corriente máxima utilizando la Ecuación (36).  $I_{OUT\_max}$  se especifica como la corriente de salida máxima requerida por la aplicación, tal como se muestra en (36).

$$I_{max\_OUT} = \left( I_{LIM} - \frac{\Delta I_{max}}{2} \right) \cdot (1 - D_{BOOST}) \quad (36)$$

Donde,

- $I_{max\_OUT}$  es la corriente máxima entregable a través del inductor por el convertidor.
- $D_{BOOST}$  es el ciclo de trabajo en el modo de operación Boost.
- $I_{LIM}$  es el límite de corriente de conmutación, especificado en la hoja de datos del convertidor.
- $\Delta I_{max}$  es el rizado de corriente a través del inductor calculado en la Ecuación (34).

Entre los dos valores de  $I_{SW\_max}$  conseguidos, el de modo de operación Boost es el de mayor valor. Por lo tanto,  $I_{SW\_max}=6,29\text{A}$  será el que se tenga en cuenta para posteriores cálculos o resultados de simulaciones.

### **Cálculo de la capacidad de salida (C).**

La opción más recomendable es la de utilizar condensadores de baja resistencia serie equivalente o ESR, ya que minimiza el rizado de tensión de salida.

Por otro lado, si el convertidor cuenta con una compensación externa, es posible utilizar cualquier tipo de condensador cuyo valor esté por encima del mínimo recomendable en la hoja de datos, pero eso sí, siempre que se ajuste para la capacidad de salida.

Para convertidores que se compensan internamente, deberán utilizarse los valores recomendados tanto de inductor como de compensador, para poder hacer un buen ajuste de salida.

Como en casos anteriores, en este caso también habrá que calcular un valor de capacidad para el modo de operación Buck y otro para el modo Boost. El desarrollo de esos cálculos se muestra a continuación.

En primer lugar, se hará el cálculo para el modo de operación Buck, según la expresión (37).

$$C_{OUT\_min} = \frac{K_{ind} \cdot I_{OUT}}{8 \cdot f_{SW} \cdot V_{OUT\_ripple}} \quad (37)$$

Donde,

- $C_{OUT\_min}$  es la capacidad de salida requerida.
- $f_{WS}$  es la frecuencia de conmutación.
- $V_{OUT\_ripple}$  es el rizado de salida de la tensión. Tanto para el modo de operación Buck como para el Boost, el rizado será del 1%.
- $I_{OUT}$  es la corriente de salida deseada.
- $K_{ind}$  es el coeficiente de estimación que representa la cantidad de corriente de ondulación del inductor en relación con la corriente de salida máxima.

Sustituyendo los valores en la Ecuación (37), se obtiene el valor que se muestra en (38) para el modo Buck.

$$C_{OUT\_min} = \frac{K_{ind} \cdot I_{OUT}}{8 \cdot f_{SW} \cdot V_{OUT\_ripple}} = \frac{0,05 \cdot 5}{8 \cdot 10.000 \cdot 0,01} = 312,5 \mu F \quad (38)$$

De igual manera, se va a realizar el cálculo de la capacidad mínima requerida para el modo Boost, tal y como se muestra en la Ecuación (39).

$$C_{OUT\_min} = \frac{I_{OUT} \cdot D_{BOOST}}{f_{SW} \cdot \Delta V_{OUT}} \quad (39)$$

Donde,

- $C_{OUT\_min}$  es la capacidad de salida requerida.
- $I_{OUT}$  es la corriente de salida deseada.
- $D_{BOOST}$  es el ciclo de trabajo del modo Boost.
- $f_{WS}$  es la frecuencia de conmutación.
- $\Delta V_{OUT}$  es el rizado de salida de la tensión. Tanto para el modo de operación Buck como para el Boost, el rizado será del 1%.

Sustituyendo los datos en la Ecuación (39), se obtiene el valor de la capacidad mínima para el modo de funcionamiento Boost, tal como se muestra en (40).

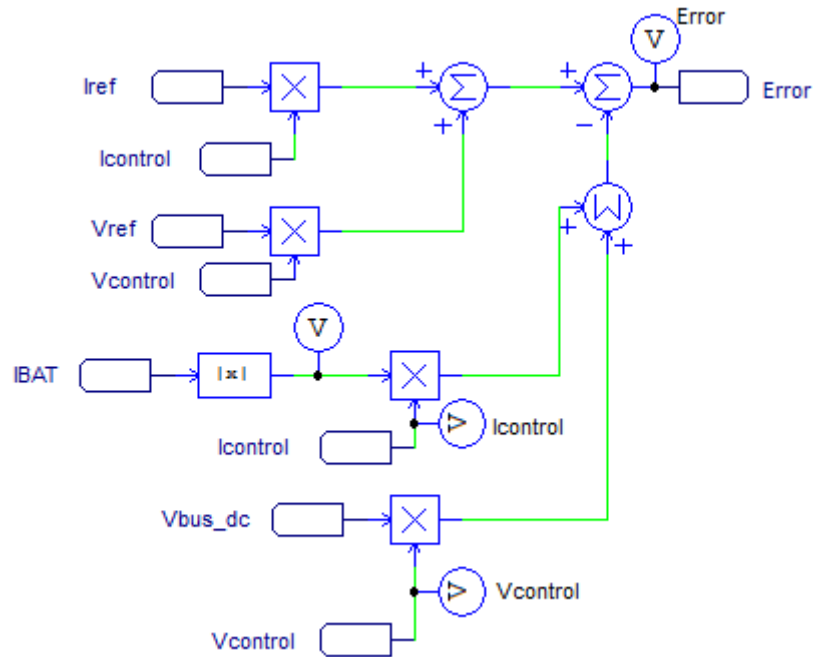
$$C_{OUT\_min} = \frac{I_{OUT} \cdot D_{BOOST}}{f_{SW} \cdot \Delta V_{OUT}} = \frac{5 \cdot 0,196}{10.000 \cdot 0,01} = 9,8 mF \quad (40)$$

De los dos valores obtenidos, se deberá coger el de mayor valor, por lo que el valor de la capacidad deberá de ser superior a 9,8mF.

## 6.2 ESTRATEGIA DE CONTROL

Para este convertidor se utilizan dos estrategias de control diferentes, dependiendo de si se trata del proceso de carga o descarga de la batería. Ambas estrategias se basan en lazos de control PI con realimentación y control PWM (Pulse Width Modulation) para el control del ciclo de trabajo de cada MOSFET.

La Figura 27 muestra el esquema de control implementado en el entorno de PSIM para calcular el error de entrada al bloque PI de cada lazo de control que determinará el ciclo de trabajo de cada MOSFET.



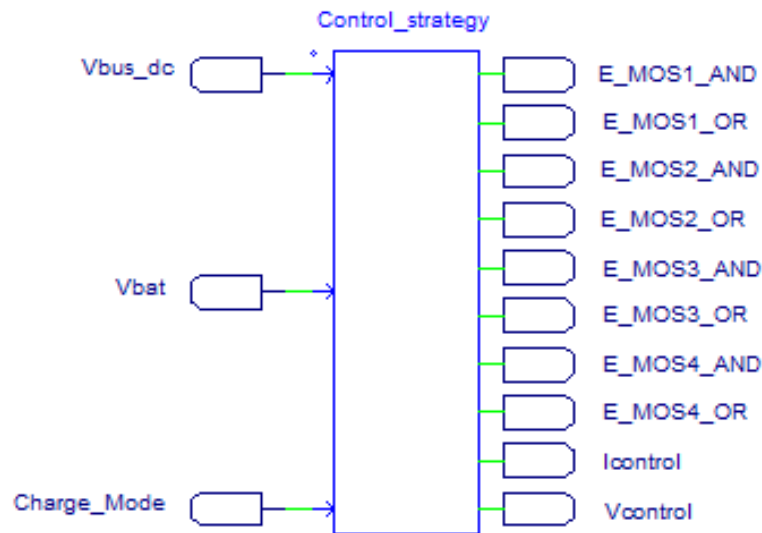
**Figura 27 – Estrategia de control utilizada en PSIM**

Cuando la batería se está cargando, el control que se realiza es el de corriente. Es decir, el convertidor funcionará para poder regular la corriente de carga de la batería. En ese caso, la tensión  $V_{bus\_dc}$  se regularía a través del convertidor DC-AC que se conectará entre el convertidor desarrollado y la red.

Por el contrario, durante el proceso de descarga de la batería, el rol cambia. El control ya no se realizará mediante un lazo de corriente, sino que se hará mediante un lazo de tensión. En este caso, el convertidor regulará la tensión de tal forma que, en la salida  $V_{bus\_dc}$  se conseguirá la tensión establecida en la consigna del bucle de control de tensión. En este caso, el inversor funcionaría como maestro, regulando la corriente a inyectar a red en función de la consigna generada a través de la estrategia de control óptimo correspondiente.

Para establecer el modo de funcionamiento del convertidor, modo control de tensión o modo control de corriente, se generan 2 variables ( $V_{control}$ ,  $I_{control}$ ) mediante un bloque simplificado que contiene código en C, a través de las cuales se determinará con qué lazo de control operará el convertidor: lazo de corriente o lazo de tensión. Asimismo, debido a que en cada modo de funcionamiento (Buck o Boost) el modo de operación de cada MOSFET será diferente, también es necesario establecer el control de activación de cada MOSFET, lo cual también se recoge en el código C de dicho bloque. La Figura 28 muestra

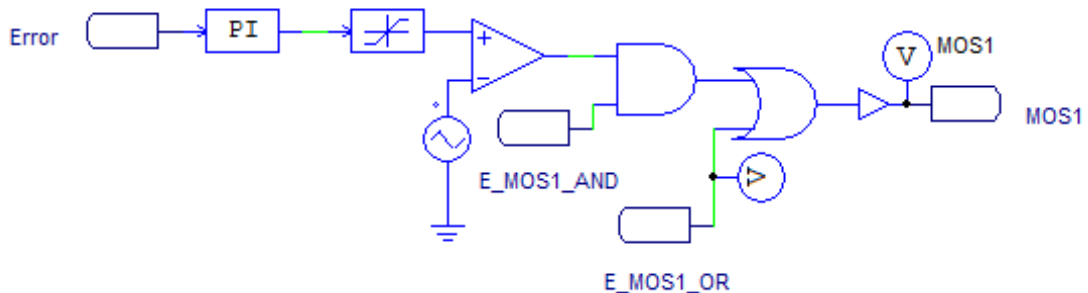
el bloque simplificado de lenguaje C. El código C correspondiente está disponible en el ANEXO I: CÓDIGOS DE LAS SIMULACIONES.



**Figura 28 – Bloque simplificado de lenguaje C para la activación de los MOSFETs y definición del modo de control.**

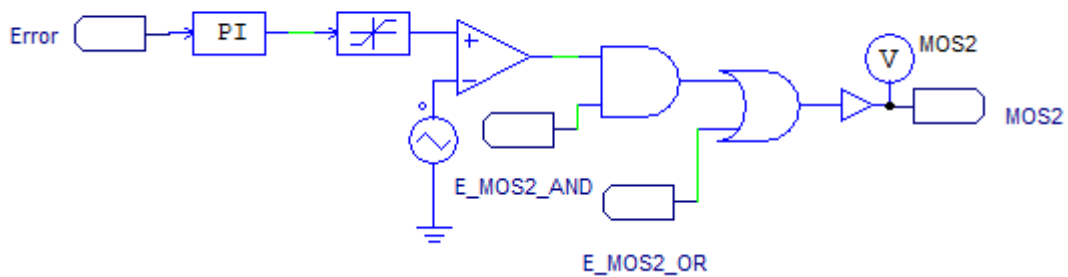
En las siguientes Figura 29 a Figura 32 se muestran los lazos de control de cada MOSFET en detalle, en los cuales se incluyen las variables que determinarán qué MOSFETs deberán de estar conmutando, apagados o encendidos para cada caso. Así, en cada modo de funcionamiento habrá un MOSFET que estará conmutando, otro en estado ON y otros dos en estado OFF.

**BUCK IN DISCHARGE MODE**



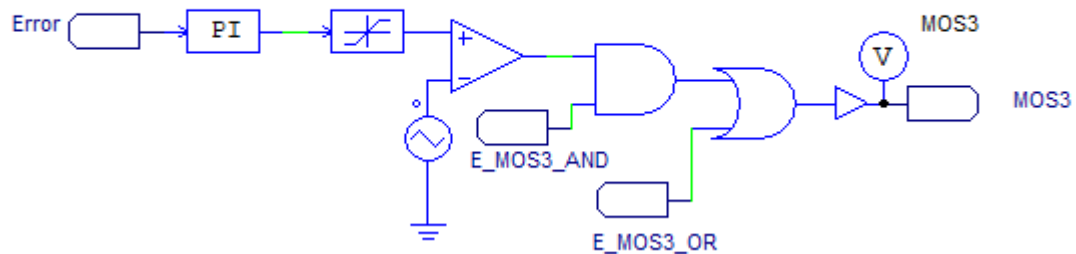
**Figura 29 – Control PI MOSFET1 para Buck en modo de descarga**

**BUCK CHARGE MODE**



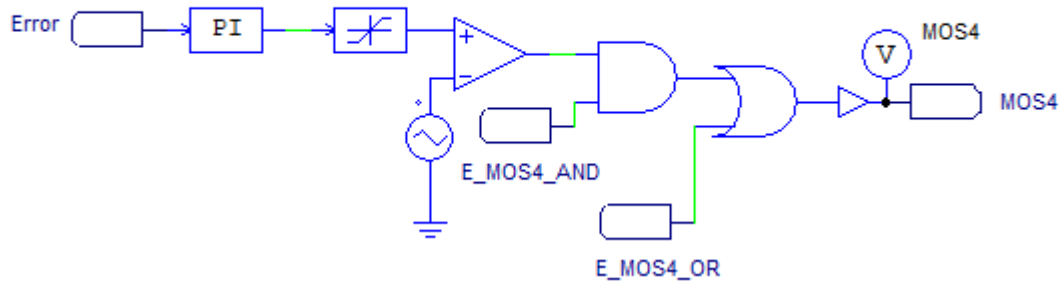
**Figura 30 – Control PI MOSFET2 para Buck en modo de carga**

**BOOST CHARGE MODE**



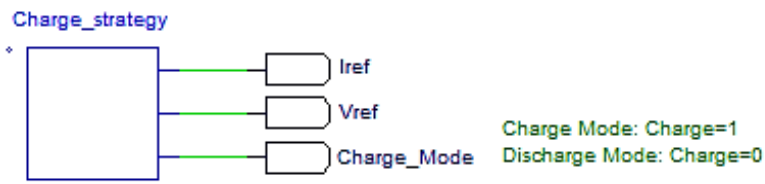
**Figura 31 – Control PI MOSFET3 para Boost en modo de carga**

**BOOST IN DISCHARGE MODE**



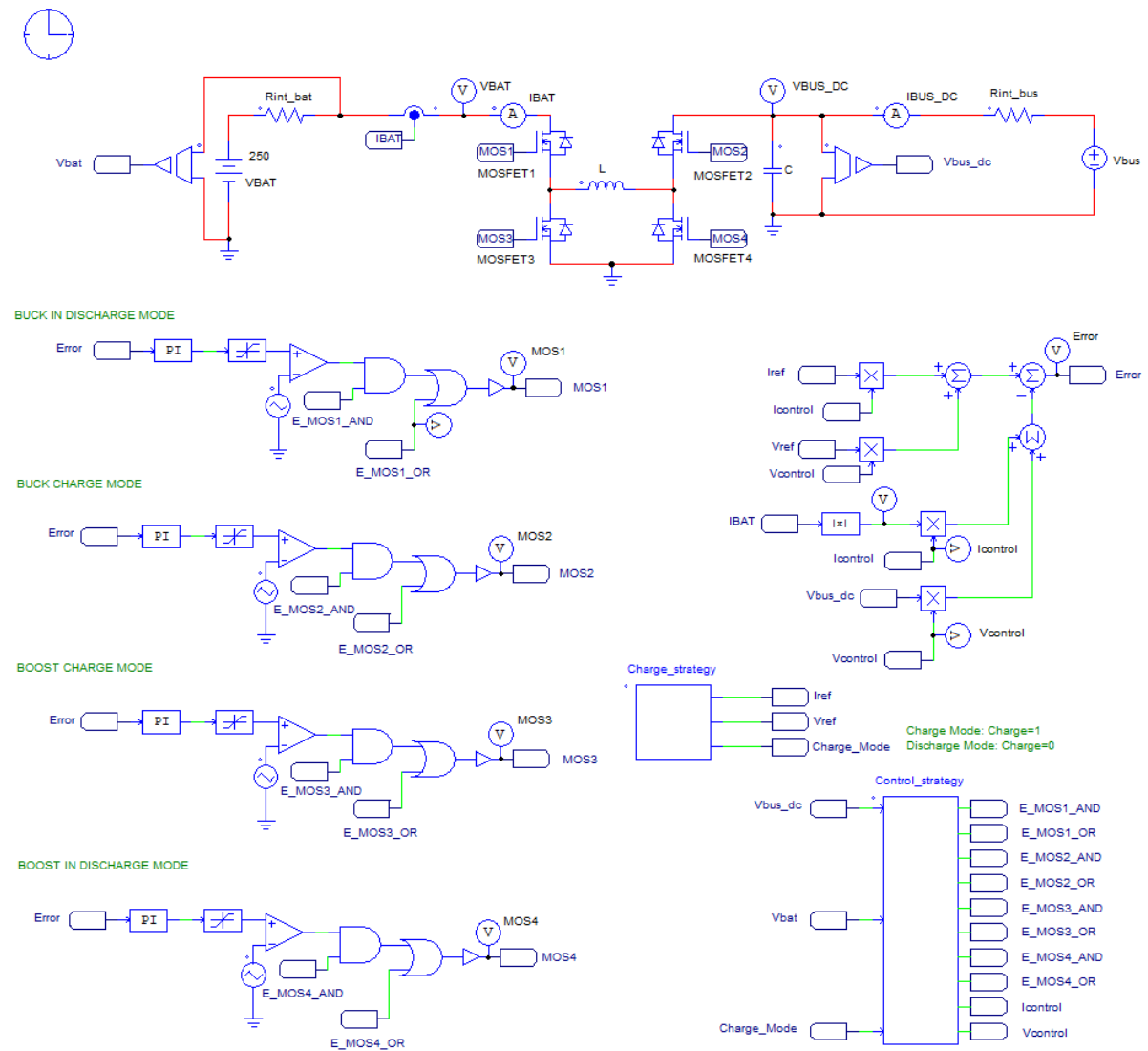
**Figura 32 – Control PI MOSFET4 para Boost en modo de descarga**

Por último, con la idea de poder validar el correcto funcionamiento del convertidor ante las posibles consignas de una estrategia de recarga óptima, y poder pasar del modo carga a descarga o variar las consignas de corriente y tensión a lo largo de una misma simulación, se ha utilizado otro bloque simplificado C (Figura 33), cuyo código C puede consultarse en el ANEXO I: CÓDIGOS DE LAS SIMULACIONES.



**Figura 33 – Bloque que emula las consignas de estrategia de recarga óptima**

La Figura 34 muestra el esquema de potencia y control del convertidor de cuatro conmutadores tipo Buck-Boost implementado en el entorno del software PSIM.



**Figura 34 – Circuito de potencia y control completo del convertidor Buck-Boost desarrollado**

## **7. RESULTADOS DE SIMULACIÓN**

### **7.1 DEFINICIÓN DE CASOS DE SIMULACIÓN**

Para validar el correcto funcionamiento del convertidor, se han establecido seis casos de simulación diferentes. A su vez, estas seis simulaciones pueden dividirse en dos grupos.

Primero, se han realizado cuatro simulaciones (apartados 7.2.1, 7.2.2, 7.2.3 y 7.2.4) que muestran la carga o descarga del convertidor, con variaciones en las referencias de corriente y tensión, para los modos Buck o Boost. El objetivo de estas simulaciones es el de comprobar la correcta activación de cada MOSFET para cada modo de operación (carga y descarga, Buck y Boost), así como comprobar que los bucles de control del convertidor son capaces de seguir adecuadamente las consignas de referencia de tensión durante la descarga y las consignas de corriente durante la carga de la batería.

Posteriormente, con la idea de hacerlo más real, mediante un código sencillo se ha simulado un proceso de carga seguido de un proceso de descarga (emulando una posible participación en los servicios auxiliares de red), forzando al convertidor a operar en modo Buck durante la carga y modo Boost durante la descarga (ajustando de forma manual la tensión de la batería a 250 V durante la carga y descarga, y a 311 V la tensión del bus DC durante la carga) (apartado 7.2.5.1). Se ha repetido la misma simulación, pero esta vez forzando al convertidor a operar en modo Boost durante la carga y modo Buck durante la descarga (ajustando de forma manual la tensión de la batería a 420 V durante la carga y descarga, y a 311 V la tensión del bus DC durante la carga) (apartado 7.2.5.2).

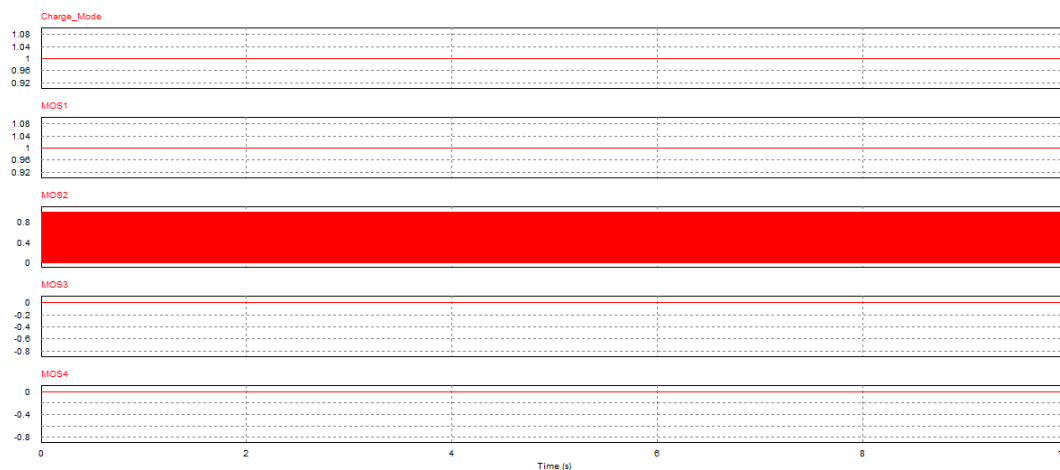
Para simplificar las simulaciones, se han utilizado fuentes de tensión ideales con resistencias en serie para emular la batería y la tensión del bus DC, para los casos en que ésta última se supone que debería ser regulada a través del convertidor DC-AC (modo descarga). Las tensiones ideales se han utilizado con el fin de simplificar las simulaciones, ya que no tienen especial influencia en este diseño, puesto que el objetivo es regular la tensión en la descarga y la corriente en la carga. Además, se han simulado los casos más restrictivos, cuando la batería está totalmente cargada y descargada.

A continuación, y con el fin de poder entender mejor el funcionamiento del sistema, se van a exponer los resultados de las diferentes simulaciones realizadas.

### **7.2 SIMULACIONES**

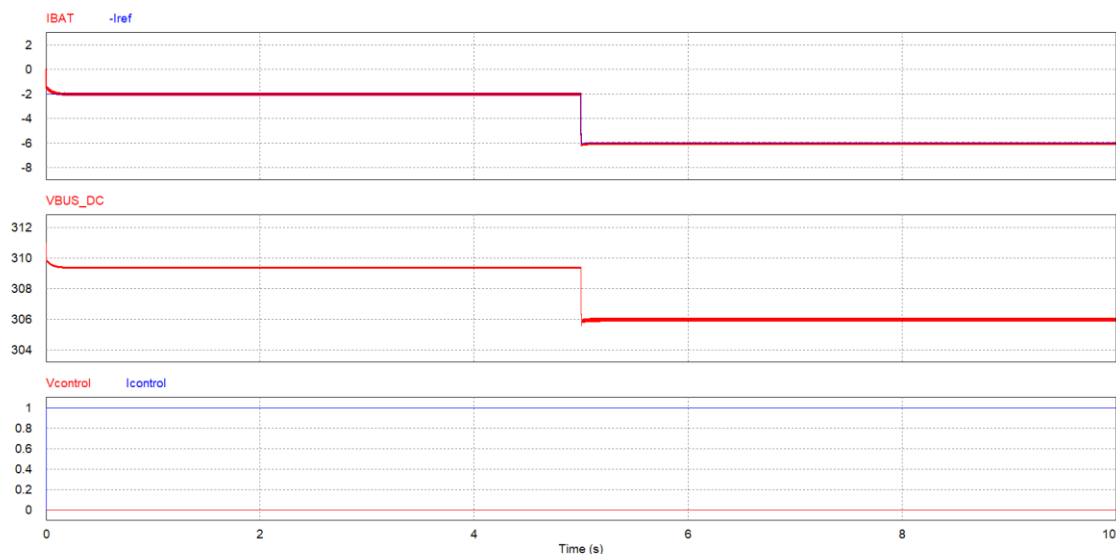
#### **7.2.1 Buck en modo carga**

Para este primer caso, como la batería necesita cargarse, la consigna de carga se establece como 1 (Charge\_Mode=1). Además, el MOSFET 1 deberá de estar en modo ON, el MOSFET 2 conmutando, y los MOSFET 3 y 4 deberán estar apagados, tal y como se aprecia en la Figura 35. En este modo de funcionamiento, el convertidor trabaja en modo control de corriente, recibiendo la consigna de control de corriente a partir del bloque que emula la estrategia de recarga óptima. Se ha establecido una consigna inicial de carga de 2 A, posteriormente a 6 A a los 5 s, y se ha ajustado la tensión del bus DC a 311 V (emulando que el convertidor DC-AC ajusta el nivel de tensión a ese valor). Asimismo, para forzar al convertidor a trabajar en modo Buck, se ha ajustado la tensión de la batería a 250 V.



**Figura 35 – Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de carga (activación de los conmutadores)**

En la Figura 36 se puede comprobar que la corriente a través de la batería se ajusta perfectamente a la consigna de referencia, obteniéndose una respuesta críticamente amortiguada y alcanzándose el régimen estable en menos de 250 ms. En cuanto al nivel de tensión en el bus DC, se aprecia una pequeña caída debido a la caída de tensión en la resistencia serie que une a la fuente de tensión que emula la tensión que vendría establecida por el convertidor DC-AC. Se ha obtenido un rizado de corriente de 0,1 A de pico a pico (5 %).



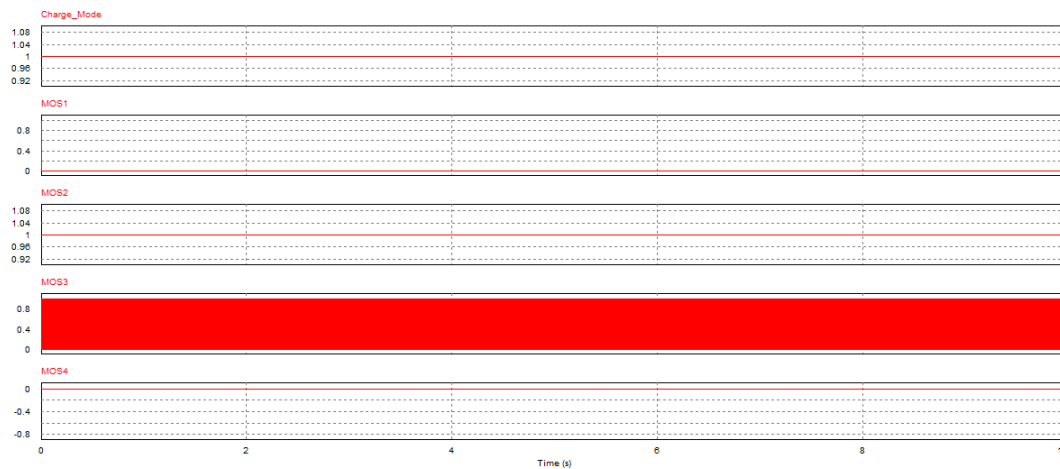
**Figura 36 – Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de carga (intensidades, tensiones y control)**

### 7.2.2 Boost en modo carga

En este segundo caso, como se sigue analizando la carga de la batería, la consigna de carga será igual a 1 otra vez (Charge\_Mode=1). Como ahora se trata del modo Boost, el MOSFET 1 y 4 deberán de estar apagados, el MOSFET 2 en modo ON y el MOSFET 3 conmutando, tal y como se muestra en la Figura 37. Al igual que en el caso anterior, se ha

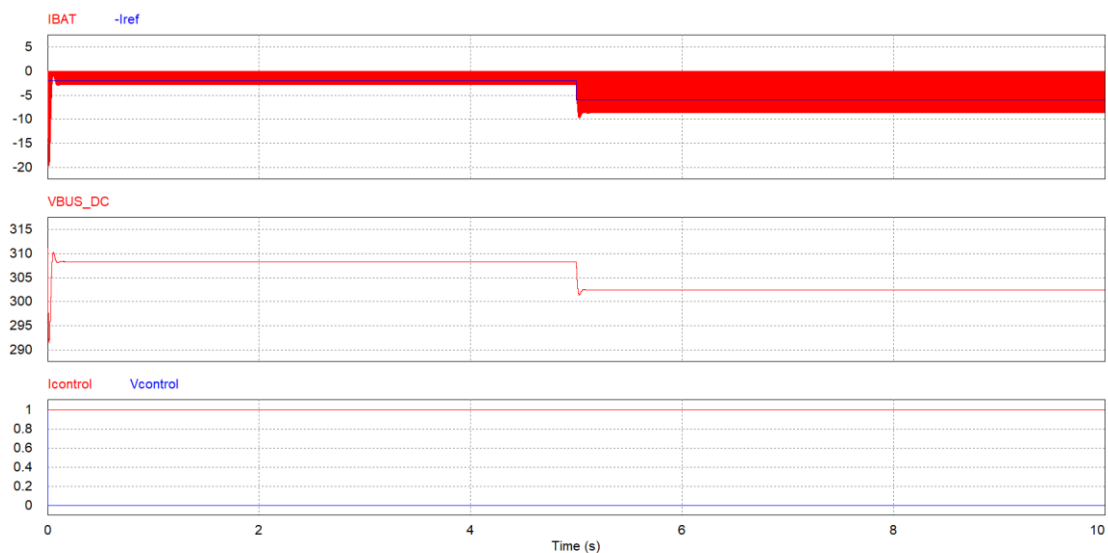


ajustado una consigna inicial de corriente de 2 A y posteriormente se ha ajustado a 6 A a los 5 s. Asimismo, para forzar al convertidor a trabajar en modo Boost, se ha ajustado la tensión de la batería a 420 V.



**Figura 37 - Resultados de la simulación del convertidor Boost en modo de carga (activación de los conmutadores)**

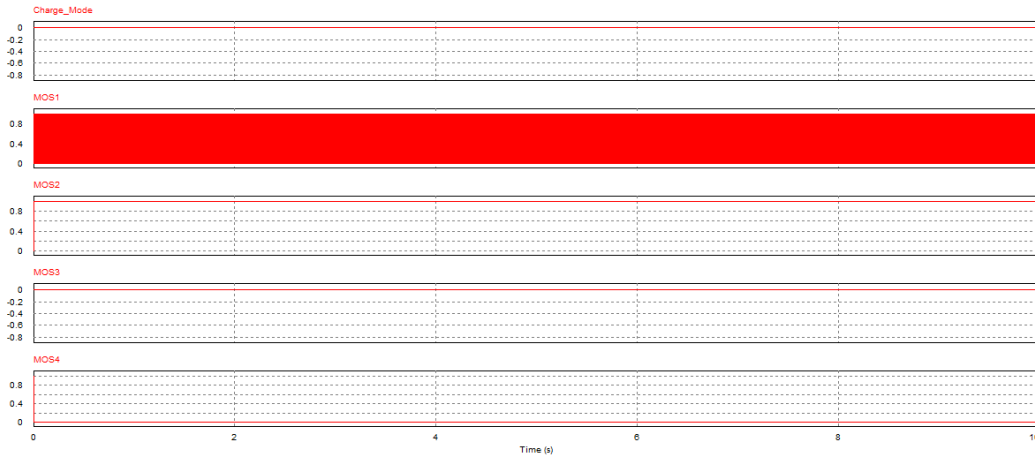
Al igual que en el caso anterior, aquí también el control se realiza mediante el bucle cerrado de corriente. En la Figura 38 se observa que el convertidor sigue las consignas de corriente establecidas. No obstante, en este caso el convertidor trabaja en modo discontinuo. Esto se debe a que la inductancia calculada se ajusta perfectamente para el modo de funcionamiento en modo Buck, pero no para el modo Boost. Se aprecia una variación de tensión en el bus DC al cambiar la consigna de corriente debido a que realmente no se está realizando un control de la tensión a la entrada del convertidor, la cual, en la aplicación real debería realizarse a través del convertidor DC-AC.



**Figura 38 - Resultados de la simulación del convertidor Boost en modo de carga (intensidades, tensiones y control)**

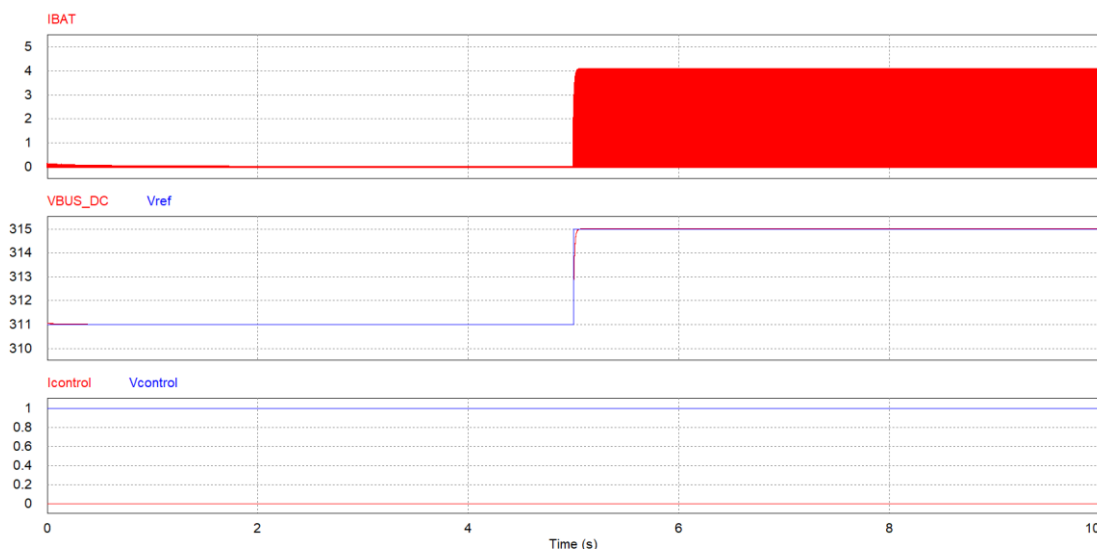
### 7.2.3 Buck en modo descarga

Para los siguientes dos casos, como va a ser la descarga de la batería lo que se va a analizar, la consigna de carga deberá de establecerse como 0 (Charge\_Mode=0). En este primer caso, para analizar el modo Buck, el MOSFET 1 deberá de estar conmutando, el MOSFET 2 en modo ON, y los MOSFET 3 y 4 en modo OFF tal y como se observa en la Figura 39.



**Figura 39 - Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de descarga (activación de los conmutadores)**

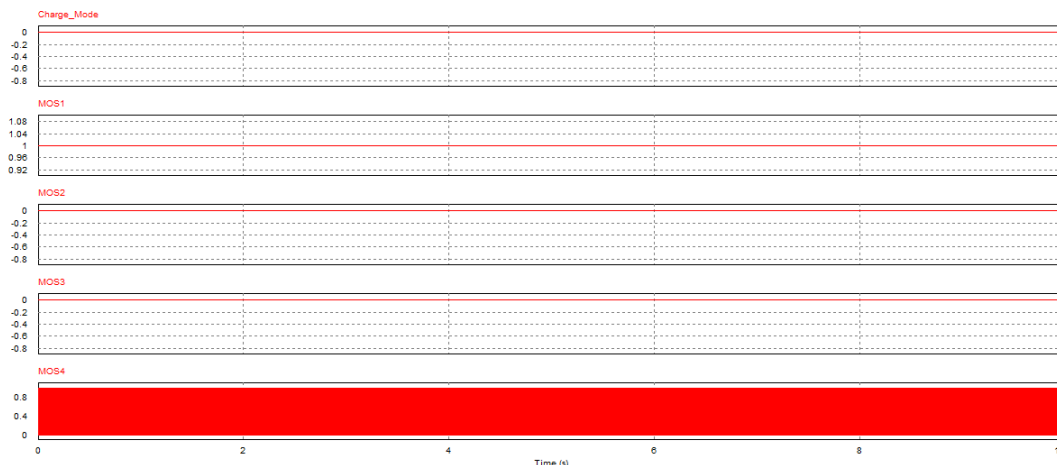
Por otro lado, al contrario que en los dos casos de carga, la descarga de la batería se realiza mediante control de tensión, de forma que el convertidor opera regulando la tensión del bus DC. Es por eso que, como se muestra en la Figura 40, la señal de control de corriente es igual a 0, y la de tensión igual a 1. Para forzar el modo de operación del convertidor a Buck, se ha establecido el nivel de tensión de la batería en 420 V, y se ha establecido una referencia inicial de tensión de 311 V y, transcurridos 5 s se establece en 315 V, pudiéndose observar como el convertidor sigue correctamente dicha referencia. Se puede observar cómo en este modo el convertidor trabaja en modo discontinuo. El valor del rizado de la tensión obtenido para este caso ha sido de 0,2 V pico a pico (0,06 %).



**Figura 40 - Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de descarga (intensidades, tensiones y control)**

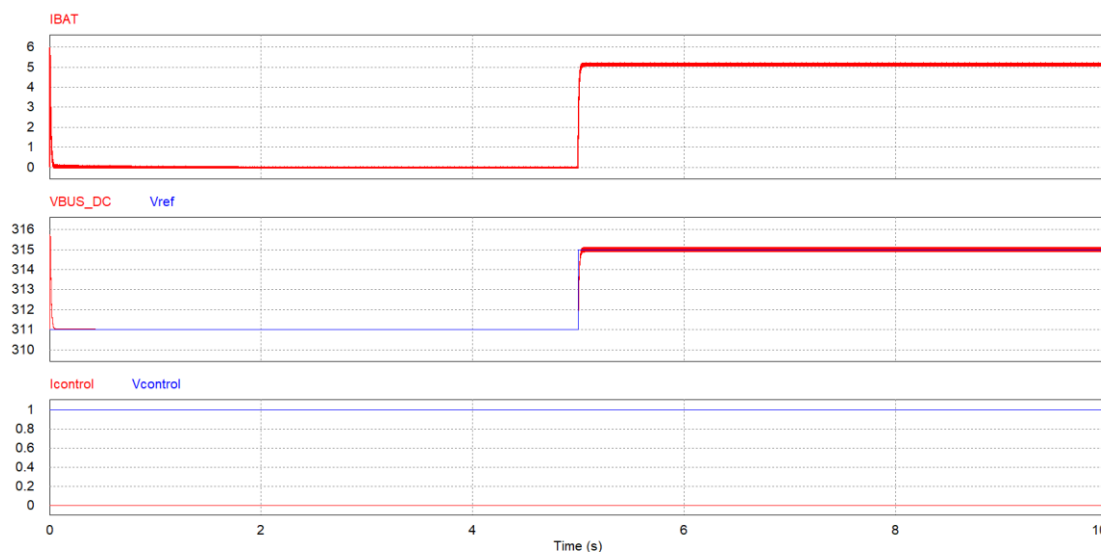
### 7.2.4 Boost en modo descarga

En este último caso, al igual que en el anterior, como se quiere descargar la batería, la consigna de carga deberá ser igual a 0 (Charge\_Mode=0). Además, para garantizar que el convertidor funciona como Boost, el MOSFET 1 estará en modo ON, los MOSFET 2 y 3 en modo OFF y, por último, el MOSFET 4 deberá de estar conmutando, tal y como se muestra en la Figura 41.



**Figura 41 - Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de descarga (activación de los conmutadores)**

Por otro lado, aquí también se cumple lo analizado en el caso anterior (Buck en modo descarga). Como el control se hace por tensión en lugar de por corriente, la señal de control de corriente es igual a 0 y la señal de control de tensión es igual a 1 (Figura 42). Para forzar la operación del convertidor a modo Boost, se ha establecido el nivel de tensión de la batería en 250 V, y se ha establecido una referencia inicial de tensión de 311 V y, transcurridos 5 s se establece en 315 V, pudiéndose observar como el convertidor sigue correctamente dicha referencia.



**Figura 42 - Resultados de la simulación del convertidor Buck en modo de descarga (intensidades, tensiones y control)**

## 7.2.5 Carga y descarga de la batería en una misma simulación

A continuación, se van a analizar las simulaciones que contemplan la carga y descarga de la batería en el mismo escenario, manteniendo el nivel de la batería constante. Durante los 5 primeros segundos de simulación se supondrá que la batería está cargándose, y una vez pasado ese tiempo, la batería comenzará a descargarse.

Esto se ha logrado mediante un código sencillo integrado en un bloque simplificado de lenguaje C, el cual se puede consultar en ANEXO I: CÓDIGOS DE LAS SIMULACIONES.

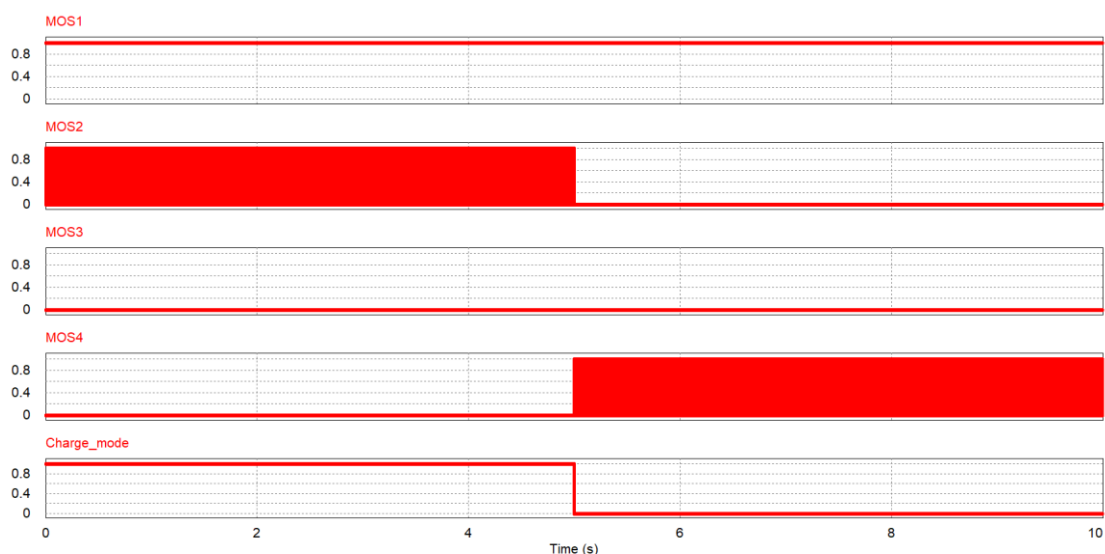
### 7.2.5.1 Carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=250V$ )

En esta primera configuración la tensión de la batería es igual a 250V, por lo que el convertidor actuará en modo Buck durante la carga. Esto se puede comprobar de forma sencilla, ya que, durante los primeros 5 segundos de simulación, el MOSFET 1 está en modo ON, el MOSFET 2 conmutando, y los MOSFET 3 y 4 en modo OFF (Figura 43).

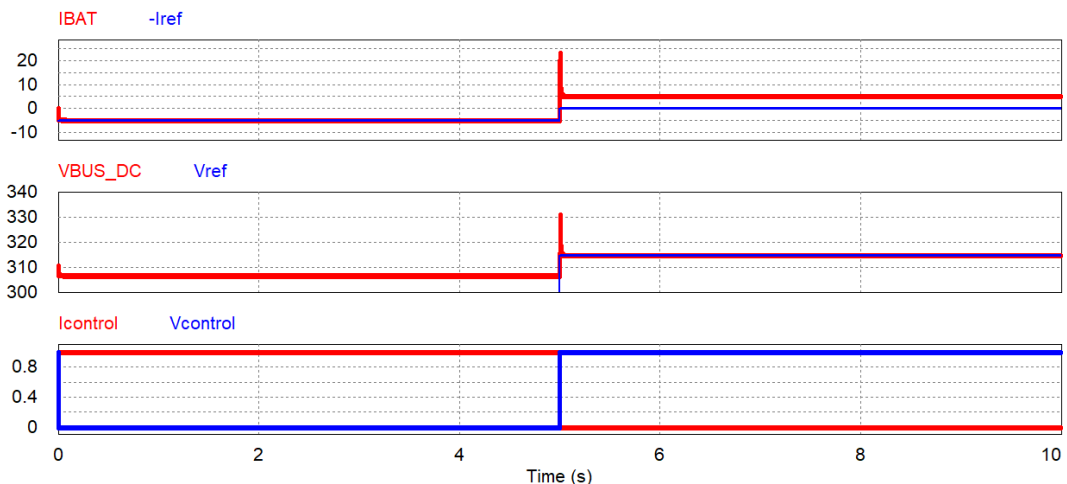
El convertidor opera en modo corriente, tomando la variable Icontrol el valor 1 y Vcontrol el valor 0 (Figura 44), habilitándose por tanto los lazos de control de corriente.

Por otro lado, una vez se superan los 5 segundos de simulación, el convertidor pasa a modo de descarga mediante el establecimiento de la consigna Charge\_Mode a 0. En este modo de operación, el MOSFET 1 y 3 no cambian su estado anterior (MOSFET 1 modo ON, MOSFET 3 modo OFF), pero sí que lo hacen los MOSFET 2 y 4. El 2 que antes estaba conmutando pasa a ser 0, y el 4 todo lo contrario; estaba en 0 y pasa a conmutar (Figura 43). Con esta nueva configuración, el convertidor estará funcionando en modo Boost.

En la Figura 44 se puede observar que ahora, el control pasa de controlar la corriente de carga de la batería (mientras la batería se estaba cargando) a controlar la tensión del bus DC (mientras la batería se descarga). Además, en ese preciso instante, se ve cómo la intensidad de la batería pasa de -5A a 5A, y la tensión sube de unos 309V (debido a las pérdidas que se dan en la resistencia del bus DC, Figura 34) a 315V, que es lo establecido en la referencia de tensión. Asimismo, se aprecia un pico de tensión y de corriente durante el cambio de topología del convertidor, de Buck en modo carga a Boost en modo descarga.



**Figura 43 – Estado de los MOSFETs durante la carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=250V$ )**



**Figura 44 – Corriente por la batería, tensión del bus DC y señales de control durante la carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=250V$ )**

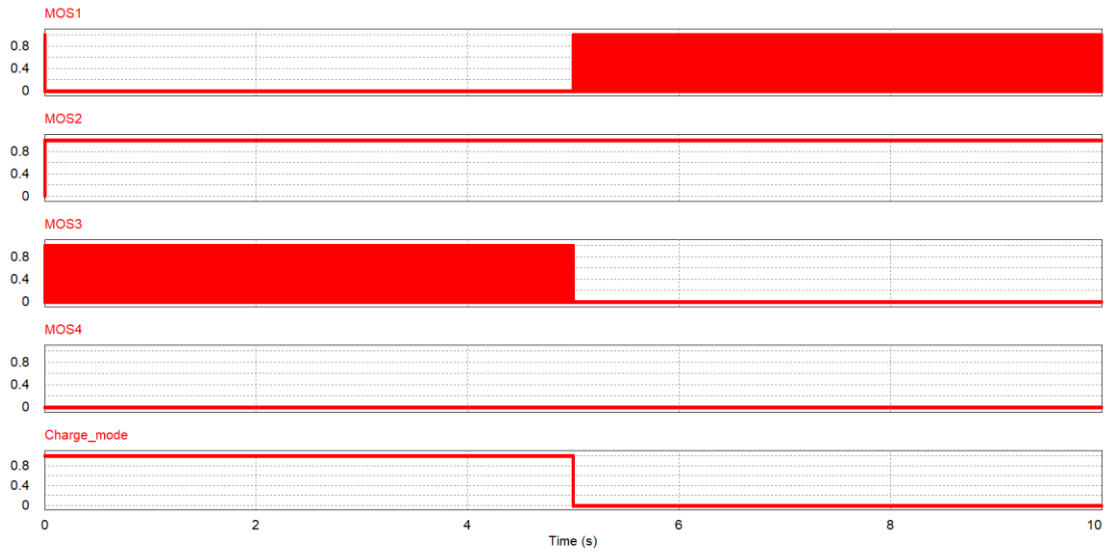
### 7.2.5.2 Carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=420V$ )

Finalmente, en esta última simulación, se establece un valor de 420V en la batería para obligar al convertidor a operar en modo Boost durante la carga. Así, tal y como se comprueba en la Figura 45, durante los primeros 5 segundos de simulación los MOSFET 1 y 4 estarán en modo OFF, el MOSFET 2 en modo ON y, por último, el MOSFET 3 estará conmutando. En consecuencia, el convertidor estará operando en modo Boost.

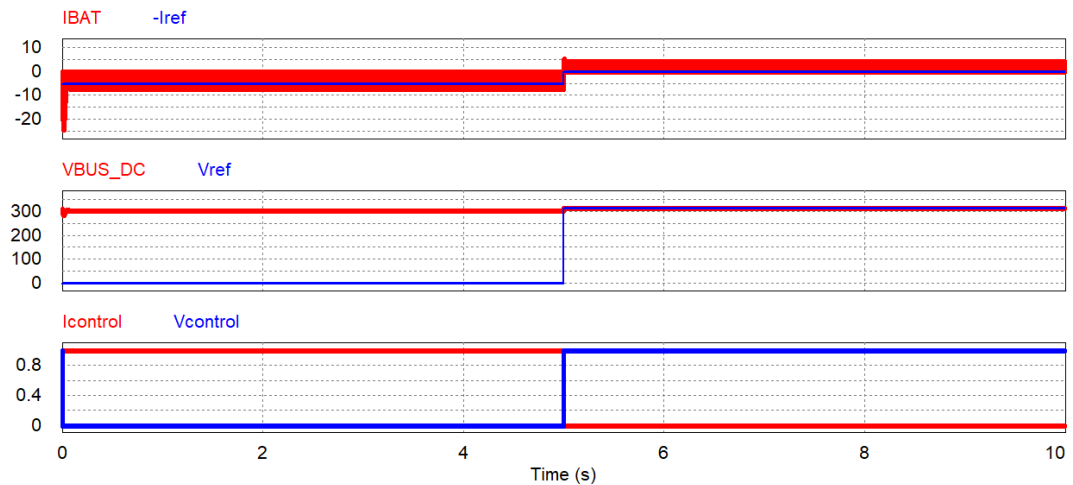
Por otro lado, en estos primeros 5 segundos de simulación, se realiza el control de corriente de carga de la batería (señal charge mode a 1), por lo que poniendo como referencia una intensidad de 5A, la tensión que se alcanzará será un poco más baja que 311V (debido a las pérdidas en la resistencia, ver Figura 34).

Una vez alcanzados los 5 segundos de simulación, se modifica la señal de control de carga a 0, de manera que el convertidor comenzará a regular la tensión del bus DC durante la descarga de la batería, por lo que la configuración de los MOSFET vuelve a cambiar. El MOSFET 1 pasa a estar conmutando, y el MOSFET 3 pasa a estar en modo OFF, mientras que los MOSFET 2 y 4 no cambian de estado (el MOSFET 2 ON y el MOSFET 4 OFF). Con esta nueva configuración el convertidor pasa a estar en modo Buck (Figura 45).

Por último, al igual que en el caso anterior, en la Figura 46 se observa cómo en función de la consigna del modo de carga, el control pasa de modo control en corriente a modo control en tensión. Así, la corriente pasa de -5A (carga) a aproximadamente 2A (descarga), mientras que la tensión del bus DC pasa a tomar el valor establecido en la referencia de control de tensión, es decir, 315V. Se puede apreciar como en este caso, al pasar de carga en modo Buck a descarga en modo Boost, ya no son tan acusados ni los picos de corriente por la batería, ni los picos de tensión en el bus DC.



**Figura 45 – Estado de los MOSFETs durante la carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=250V$ )**



**Figura 46 – Corriente por la batería, tensión del bus DC y señales de control durante la carga y descarga de la batería ( $V_{bat}=420V$ )**

## **8. CONCLUSIONES Y DESARROLLO FUTURO**

En este TFM, se ha diseñado y validado lo que se refiere a la primera etapa de un cargador bidireccional orientado a aplicaciones V2G para el vehículo eléctrico. Se cree que este es un tema con mucho futuro, ya que el sector de automoción y la sociedad en general cada vez apuestan más por este tipo de medio de transporte.

Mediante diferentes simulaciones realizadas en el software PSIM, se ha visto el correcto funcionamiento del convertidor desarrollado, aunque cabe destacar que para poder analizar de forma real el modo de descarga de la batería, sería necesaria la integración de un convertidor DC-AC bidireccional en el circuito actual. Esto quedaría, por lo tanto, como una vía a seguir en el futuro.

Siguiendo por esa senda, el siguiente paso después de integrar el convertidor DC-AC bidireccional junto con el convertidor desarrollado, sería el de desarrollar el control de todo el conjunto, validarlo, y realizar el montaje físico del convertidor completo.

Además, se ha visto que, en una aplicación real sería necesario integrar una red snubber, que logre disminuir el pico de tensión que se origina cuando se cambia de modo de control y se pasa de la carga de la batería a la descarga.

Por último, con objeto de garantizar un mejor funcionamiento del convertidor desarrollado en todos los modos de funcionamiento (Buck y Boost en carga y descarga), se propone utilizar dos condensadores y dos inductancias diferentes (siendo ésta última la más crítica), de forma que, en función del modo de operación, se modifique la topología del convertidor para que utilice un componente u otro.

## **9. BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS**

- [1] M. P. Jadhav and V. N. Kalkhambkar, "Frequency regulation by electric vehicle," in March 2018, pp. 1-6.
- [2] R. Shi *et al*, "Integration of renewable energy sources and electric vehicles in V2G network with adjustable robust optimization," *Renewable Energy*, vol. 153, pp. 1067-1080, 2020. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148120302135>. DOI: 10.1016/j.renene.2020.02.027.
- [3] F. M. Ruiz Barrientos *et al*, "Estudio sobre el despliegue de la infraestructura de carga del vehículo eléctrico en España," Feb, 2021.
- [4] (). *Data overview*. Available: <https://www.iea.org/data-and-statistics>.
- [5] (). *Electric car deployment in selected countries, 2013-2018 – Charts – Data & Statistics*. Available: <https://www.iea.org/data-and-statistics/charts/electric-car-deployment-in-selected-countries-2013-2018>.
- [6] W. Kempton and J. Tomić, "Vehicle-to-grid power implementation: From stabilizing the grid to supporting large-scale renewable energy," *Journal of Power Sources*, vol. 144, (1), pp. 280-294, 2005. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2004.12.022>. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2004.12.022.
- [7] W. Kempton and S. E. Letendre, "Electric vehicles as a new power source for electric utilities," *Transportation Research. Part D, Transport and Environment*, vol. 2, (3), pp. 157-175, 1997. Available: [https://dx.doi.org/10.1016/S1361-9209\(97\)00001-1](https://dx.doi.org/10.1016/S1361-9209(97)00001-1). DOI: 10.1016/S1361-9209(97)00001-1.
- [8] A. Sharma and S. Sharma, "Review of power electronics in vehicle-to-grid systems," *Journal of Energy Storage*, vol. 21, pp. 337-361, 2019. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X1830481X>. DOI: 10.1016/j.est.2018.11.022.
- [9] Wooyoung Choi *et al*, "Achieving high efficiency using SiC MOSFETs and reduced output filter for grid-connected V2G inverter," in Nov 2015, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7392568>. DOI: 10.1109/IECON.2015.7392568.
- [10] O. Hegazy, J. Van Mierlo and P. Lataire, "Control and Analysis of an Integrated Bidirectional DC/AC and DC/DC Converters for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Applications," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, (4), pp. 408-417, 2011. Available: <https://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=&#61;NODE01653929>. DOI: 10.6113/JPE.2011.11.4.408.
- [11] F. Jauch and J. Biela, "Single-phase single-stage bidirectional isolated ZVS AC-DC converter with PFC," in Sep 2012, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6397479>. DOI: 10.1109/EPEPMC.2012.6397479.



- [12] M. Su *et al*, "AC/DC Matrix Converter With an Optimized Modulation Strategy for V2G Applications," *Tpel*, vol. 28, (12), pp. 5736-5745, 2013. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6473902>. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2250309.
- [13] M. Pahlevani and P. Jain, "A Fast DC-Bus Voltage Controller for Bidirectional Single-Phase AC/DC Converters," *Tpel*, vol. 30, (8), pp. 4536-4547, 2015. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6895144>. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2356413.
- [14] B. Xu *et al*, "Design of a bidirectional power converter for charging pile based on V2G," in March 2017, pp. 527-531.
- [15] R. P. Twiname *et al*, "A New Resonant Bidirectional DC-DC Converter Topology," *Tpel*, vol. 29, (9), pp. 4733-4740, 2014. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6654350>. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2288325.
- [16] B. Zhao *et al*, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," *Tpel*, vol. 29, (8), pp. 4091-4106, 2014. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6658916>. DOI: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [17] Yu Du *et al*, "Review of high power isolated bi-directional DC-DC converters for PHEV/EV DC charging infrastructure," in Sep 2011, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6063818>. DOI: 10.1109/ECCE.2011.6063818.
- [18] Peng Yang *et al*, "A single-phase current-source bidirectional converter for V2G application," in Jun 2017, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7992125>. DOI: 10.1109/IFEEC.2017.7992125.
- [19] M. Su *et al*, "A High-Efficiency Bidirectional AC/DC Topology for V2G Applications," *Journal of Power Electronics*, vol. 14, pp. 899-907, 2014. . DOI: 10.6113/JPE.2014.14.5.899.
- [20] J. G. Pinto *et al*, "Bidirectional battery charger with grid-to-vehicle, vehicle-to-grid and vehicle-to-home technologies," in Nov 2013, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6700108>. DOI: 10.1109/IECON.2013.6700108.
- [21] J. G. Pinto *et al*, "Onboard Reconfigurable Battery Charger for Electric Vehicles With Traction-to-Auxiliary Mode," *Tvt*, vol. 63, (3), pp. 1104-1116, 2014. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6609093>. DOI: 10.1109/TVT.2013.2283531.
- [22] A. K. Verma, B. Singh and D. T. Shahani, "Grid to vehicle and vehicle to grid energy transfer using single-phase bidirectional AC-DC converter and bidirectional DC-DC converter," 2011. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6147084>. DOI: 10.1109/ICEAS.2011.6147084.
- [23] T. Peng *et al*, "A Single-Phase Bidirectional AC/DC Converter for V2G Applications," *Energies (Basel)*, vol. 10, (7), pp. 881, 2017. Available: <https://search.proquest.com/docview/2316080034>. DOI: 10.3390/en10070881.
- [24] O. C. Onar *et al*, "A Bidirectional High-Power-Quality Grid Interface With a Novel Bidirectional Noninverted Buck-Boost Converter for PHEVs," *Tvt*, vol. 61, (5), pp. 2018-2032, 2012. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6178021>. DOI: 10.1109/TVT.2012.2192459.

- [25] A. Pal and K. Basu, "A bidirectional snubber less soft-switched high frequency link DC/AC converter," in Nov 2016, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8079423>. DOI: 10.1109/IICPE.2016.8079423.
- [26] J. J. Sandoval, S. Essakiappan and P. Enjeti, "A bidirectional series resonant matrix converter topology for electric vehicle DC fast charging," in Mar 2015, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7104795>. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104795.
- [27] D. Varajão *et al*, "Control of an isolated single-phase bidirectional AC-DC matrix converter for V2G applications," *Electric Power Systems Research*, vol. 149, (C), pp. 19-29, 2017. Available: <https://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2017.04.004>. DOI: 10.1016/j.epsr.2017.04.004.
- [28] D. J. Thrimawithana *et al*, "A novel matrix converter based resonant dual active bridge for V2G applications," in Nov 2012, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6523319>. DOI: 10.1109/ASSCC.2012.6523319.
- [29] Y. Sun *et al*, "A unified modeling and control of a multi-functional current source-typed converter for V2G application," *Electric Power Systems Research*, vol. 106, pp. 12-20, 2014. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2013.08.003>. DOI: 10.1016/j.epsr.2013.08.003.
- [30] M. A. Khan, I. Husain and Y. Sozer, "A bi-directional DC-DC converter with overlapping input and output voltage ranges and vehicle to grid energy transfer capability," in Mar 2012, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6183258>. DOI: 10.1109/IEVC.2012.6183258.
- [31] Pan Xuwei and A. K. Rathore, "Novel Bidirectional Snubberless Naturally Commutated Soft-Switching Current-Fed Full-Bridge Isolated DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicles," *Tie*, vol. 61, (5), pp. 2307-2315, 2014. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6549192>. DOI: 10.1109/TIE.2013.2271599.
- [32] A. K. Rathore and P. U.R, "Analysis, Design, and Experimental Results of Novel Snubberless Bidirectional Naturally Clamped ZCS/ZVS Current-Fed Half-Bridge DC/DC Converter for Fuel Cell Vehicles," *Tie*, vol. 60, (10), pp. 4482-4491, 2013. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6269998>. DOI: 10.1109/TIE.2012.2213563.
- [33] Z. U. Zahid *et al*, "Design of bidirectional dc-dc resonant converter for vehicle-to-grid (V2G) applications," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, (3), pp. 232-244, 2015. . DOI: 10.1109/TTE.2015.2476035.
- [34] B. Lee *et al*, "An Isolated/Bidirectional PWM Resonant Converter for V2G(H) EV On-Board Charger," *Tvt*, vol. 66, (9), pp. 7741-7750, 2017. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7872493>. DOI: 10.1109/TVT.2017.2678532.
- [35] Y. Tang *et al*, "An Integrated Dual-Output Isolated Converter for Plug-in Electric Vehicles," *Tvt*, vol. 67, (2), pp. 966-976, 2018. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8027139>. DOI: 10.1109/TVT.2017.2750076.
- [36] S. Zou *et al*, "Bi-Directional CLLC Converter With Synchronous Rectification for Plug-In Electric Vehicles," *Tia*, vol. 54, (2), pp. 998-1005, 2018. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8106752>. DOI: 10.1109/TIA.2017.2773430.

- [37] M. Kwon and S. Choi, "An Electrolytic Capacitorless Bidirectional EV Charger for V2G and V2H Applications," *Tpel*, vol. 32, (9), pp. 6792-6799, 2017. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7748455>. DOI: 10.1109/TPEL.2016.2630711.
- [38] Xuntuo Wang *et al*, "Power-Loss Analysis and Efficiency Maximization of a Silicon-Carbide MOSFET-Based Three-Phase 10-kW Bidirectional EV Charger Using Variable-DC-Bus Control," *Jestpe*, vol. 4, (3), pp. 880-892, 2016. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7484261>. DOI: 10.1109/JESTPE.2016.2575921.
- [39] Y. Xing *et al*, "Battery management systems in electric and hybrid vehicles," *Energies (Basel)*, vol. 4, (11), pp. 1840-1857, 2011. Available: <https://search.proquest.com/docview/1537081911>. DOI: 10.3390/en4111840.
- [40] M. Lelie *et al*, "Battery Management System Hardware Concepts: An Overview," *Applied Sciences*, vol. 8, (4), pp. 534, 2018. Available: <https://search.proquest.com/docview/2314078722>. DOI: 10.3390/app8040534.
- [41] Wenxiao Wei *et al*, "The effect of different charging strategies on EV load frequency control," in Oct 2016, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7876045>. DOI: 10.1109/ICSGCE.2016.7876045.
- [42] K. W. E. Cheng *et al*, "Battery-Management System (BMS) and SOC Development for Electrical Vehicles," *Tvt*, vol. 60, (1), pp. 76-88, 2011. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5609223>. DOI: 10.1109/TVT.2010.2089647.
- [43] O. Tremblay, L. -. Dessaint and A. -. Dekkiche, "A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles," in Sep 2007, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4544139>. DOI: 10.1109/VPPC.2007.4544139.
- [44] S. Iqbal *et al*, "V2G Strategy for Primary Frequency Control of an Industrial Microgrid Considering the Charging Station Operator," *Electronics (Basel)*, vol. 9, (4), pp. 549, 2020. Available: <https://explore.openaire.eu/search/publication?articleId&#61;doajarticles::3f63095700a846db13172353b83b67fd>. DOI: 10.3390/electronics9040549.
- [45] E. R. Joy *et al*, "Distributed active and reactive power transfer for voltage regulation using V2G system," in Nov 2015, Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7368522>. DOI: 10.1109/EPECS.2015.7368522.
- [46] Anonymous "Analysis of four switch positive buck boost converter based on mode selection circuit for portable battery applications," 2017.
- [47] J. Hagedorn, "Basic Calculations of a 4-Switch Buck-Boost Power Stage Basic Calculations of a 4 Switch Buck-Boost Power Stage," 2018.

## **10. ANEXO I: CÓDIGOS DE LAS SIMULACIONES**

### **10.1 ACTIVACIÓN DE LOS MOSFET Y MODO DE CONTROL**

```
if ((x1>x2)&&(x3==1)) //Buck mode charge
{
    y1=0;
    y2=1;
    y3=1;
    y4=0;
    y5=0;
    y6=0;
    y7=0;
    y8=0;
    y9=1;
    y10=0;
}
else if ((x1>x2)&&(x3==0)) //Boost mode discharge
{
    y1=0;
    y2=1;
    y3=0;
    y4=0;
    y5=0;
    y6=0;
    y7=1;
    y8=0;
    y9=0;
    y10=1;
}
else if ((x1<x2)&&(x3==1)) //Boost mode charge
{
    y1=0;
    y2=0;
    y3=0;
    y4=1;
    y5=1;
    y6=0;
    y7=0;
    y8=0;
    y9=1;
    y10=0;
}
else //Buck mode discharge
{
    y1=1;
    y2=0;
    y3=0;
    y4=1;
    y5=0;
    y6=0;
    y7=0;
    y8=0;
    y9=0;
    y10=1;
}
```

## **10.2 FUNCIONAMIENTO COMO CARGA/DESCARGA DE LA BATERÍA**

```
if (t<5)
{
    y1 = 5;      //Setpoint corriente batería
    y2=0;      //Setpoint Tensión bus DC
    y3=1;      //Modo de carga
}
else
{
    y1=0;
    y2=315;
    y3=0;
}
```