

Estrategia de control predictiva sobre convertidores bidireccionales con integración de energía fotovoltaica para estación de carga de vehículos eléctricos

Gabriel Ignacio Carrasco Valenzuela

2023

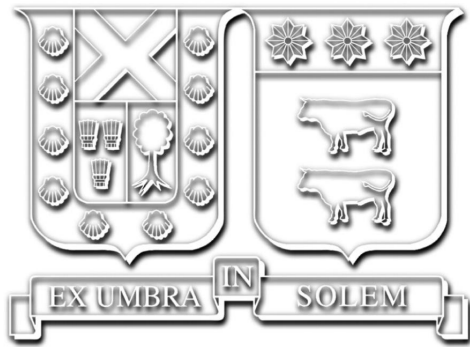
Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesor Guía:
Dr. Margarita Norambuena (UTFSM)

Comisión:
Dr. Margarita Norambuena (UTFSM)
Dr. Pablo Lezana (UTFSM)

Valparaíso, Agosto 2023.

Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Valparaíso, Chile



Estrategia de control predictiva sobre convertidores bidireccionales con integración de energía fotovoltaica para estación de carga de vehículos eléctricos

Gabriel Ignacio Carrasco Valenzuela

2023

“Si no escalas la montaña jamás podrás disfrutar del paisaje.”
P. Neruda

Agradecimientos

En primer lugar agradecer a mi familia, a mis padres Ximena y Mauricio por darme la vida y entregarme siempre su apoyo incondicional. A mis queridos hermanos menores Valentina y Pablo por todos los momentos vividos.

A mis amigos de la vida Gonzalo, el Ale por acompañarme en la infancia y siempre estar ahí. A mis compañeros con los que compartí a lo largo de la universidad: Wily, Alfi, Harold, Nico Pinto, el Enero, George, Diego Bravo y Karen por las risas y tantos momentos memorables y anécdotas vividas los primeros años. Además de entregar su apoyo y contención en las malas. Mencionar a todo el equipo de la Rama IEEE con quienes compartí proyectos que ayudaron a nuestra formación.

En términos académicos quiero agradecer la ayuda brindada por los profesores Margarita Norambuena y Pablo Lezana, por encauzar este proceso y a mis compañeros del LIAcE sin los cuales este trabajo no habría sido posible. Por mencionar a Memo, Diego, Cristóbal, Mix, Álvaro y el Felipe por ayudarme durante el desarrollo en laboratorio.

Finalmente, dar gracias a Pía, por ser la mejor compañera de viajes < 3.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	I
Índice de Tablas	III
Resumen	1
1. Introducción	3
1.1. Motivación	3
1.2. Objetivos	4
1.2.1. Objetivo general	4
1.2.2. Objetivos específicos	5
2. Marco teórico y normativo	6
2.1. Principales aspectos normativos	6
2.1.1. Límites armónicos para corriente y tensión	6
2.1.2. Normativa y legislación	8
2.2. Electrificación y transporte	10
2.2.1. Perspectiva sobre electrificación del transporte	10
2.2.2. Estructura eléctrica general de vehículos eléctricos	11
2.2.3. Infraestructura para carga de vehículos eléctricos	13
2.2.4. Almacenamiento de energía mediante baterías en electromovilidad	15
2.3. Convertidor de potencia	18
2.3.1. Topología de convertidores de potencia	18
2.3.1.a. Convertidor puente H	18
2.3.1.b. Convertidor Tipo T	20
2.3.1.c. Convertidor 3L-NPC	20
2.3.2. Principales estrategias de control	22
2.3.2.a. Modulación carrier-based PWM	22
2.3.2.b. Modulación multicarrier PWM	23
2.3.2.c. Modulación vectorial (SVM)	24
2.3.2.d. Eliminación selectiva de armónicas (SHE)	24
2.3.2.e. Control predictivo FCS-MPC	25
2.4. Concepto de smart-grid en electromovilidad	27
2.4.1. Tecnología V2G	27
2.4.2. Carga inteligente de vehículos	28

3.	Metodología y fundamentos del modelo	30
3.1.	Carga de EV considerando energía fotovoltaica	30
3.1.1.	Modelo de carga para EV propuesto	30
3.1.2.	Consideraciones convertidor Boost DC-DC	32
3.2.	Fundamentos y simulación de escenarios de carga en convertidor NPC-3L	33
3.2.1.	Modelo linealizado para PLL	34
3.2.1.a.	Filtrado para tensión de red	34
3.2.1.b.	Ajuste controlador PI	35
3.2.1.c.	Implementación y alcances del modelo	36
3.2.2.	Control de corriente como inversor	37
3.2.2.a.	Modelo del sistema y ecuaciones en tiempo continuo	37
3.2.2.b.	Modelo corriente en tiempo discreto	38
3.2.2.c.	Modelo predictivo para corriente	39
3.2.2.d.	Implementación y alcances del modelo	39
3.2.3.	Control de tensión como rectificador	42
3.2.3.a.	Modelo del sistema	42
3.2.3.b.	Ecuaciones de tensión en tiempo discreto	43
3.2.3.c.	Modelo predictivo para tensión	44
3.2.3.d.	Implementación control de tensión en la carga	44
3.2.4.	Inyección controlada de potencia activa	46
3.2.4.a.	Definición de referencia de potencia activa y reactiva	46
3.2.4.b.	Planta para control de tensión	47
3.2.4.c.	Diseño control PI	49
3.2.4.d.	Modelo predictivo propuesto	50
3.2.4.e.	Pruebas control AFE	51
3.2.5.	Control directo de potencia de AFE	54
3.2.6.	Inclusión de inyección fotovoltaica	55
4.	Implementación y resultados experimentales	59
4.1.	Plataforma digital de control	59
4.2.	Setup experimental	61
4.3.	Control de corriente como inversor	62
4.4.	Control de tensión como rectificador	64
5.	Conclusiones.	67
5.1.	Resultado de las simulaciones	67
5.2.	Sobre el resultado experimental	67
5.3.	Trabajos futuros	68
	Apéndices	69
A.	Módulo NPC	69
B.	Setup de laboratorio	71
C.	Código Code Composer	73
	Bibliografía	86

Índice de Tablas

2.1.	Límite armónico recomendado para tensión menor a 1 kV (IEEE-519). . .	7
2.2.	Máxima distorsión armónica recomendada respecto a I_L para tensión nominal entre 120 V hasta 69 kV.	7
2.3.	Máxima distorsión armónica para tensión individual para redes de baja y media tensión (IEC-61000).	8
2.4.	Límites para equipos de clase A (IEC-61000-3-2:2018)	8
2.5.	Estados posibles de conmutación de una pierna del convertidor 3L-NPC.	22
3.1.	Parámetros eléctricos para simulación.	51
4.1.	Parámetros del sistema.	62

Nomenclatura.

<i>EV</i>	:	Vehículo Eléctrico.
<i>BEV</i>	:	Vehículo Eléctrico de Batería.
<i>PHEV</i>	:	Vehículo Eléctrico Híbrido Plug-in.
<i>AFE</i>	:	Convertidor de Potencia de Frente Activo.
<i>AC</i>	:	Alternating Current.
<i>DC</i>	:	Direct Current.
<i>FP</i>	:	Factor de Potencia.
<i>PV</i>	:	Fotovoltaico.
<i>PLL</i>	:	Phase Locked Loop.
<i>DSP</i>	:	Digital Signal Processor.
<i>FPGA</i>	:	Field Programmable Gate Array.
<i>IGBT</i>	:	Insulated Gate Bipolar Transistor.
<i>FFT</i>	:	Fast Fourier Transform.
<i>PWM</i>	:	Pulse-Width Modulation.
<i>PI</i>	:	Proporcional e Integrativo.
x	:	Valor temporal o variable de la cantidad x .
X	:	Valor RMS de la cantidad x .
\bar{x}	:	Valor medio de la cantidad x .
\hat{x}	:	Valor máximo de la variable x .
x^*	:	Valor de referencia para la cantidad x .
\mathbf{x}	:	Vector espacial de la variable temporal x .
a, b, c	:	Sub-índices utilizados para variables de entrada.
N	:	Neutro de la alimentación.
n	:	Neutro del convertidor.
o	:	Neutro de la carga.
λ_x	:	Factor de peso del término x para la función de costo g .

Resumen

En la actualidad, cerca de dos tercios de las emisiones mundiales de gases de efecto invernadero (GEI), son producidos por el rubro energético, representando un factor clave en el origen del cambio climático y a la vez en su solución. En el caso de Chile, este problema se aborda a través de una hoja de ruta para la transición energética, en la cual se busca descarbonizar la matriz eléctrica mediante la salida de centrales a carbón y la incorporación de mayores fuentes de energía renovable. Con éstas fuentes energéticas se busca avanzar en el reemplazo de combustibles fósiles en distintos sectores de la economía, dentro de los cuales se encuentra el transporte. Es por ello que se hace imprescindible mantener medidas de mitigación de GEI mediante la inclusión de nuevas tecnologías, tales como el hidrógeno verde y la electromovilidad.

Este trabajo se enmarca, en el eje de la electromovilidad, concentrando el esfuerzo en presentar escenarios para la utilización de una estación de carga de vehículos eléctricos (EVCS, del inglés: *Electric Vehicle Charging Station*), conectada a la red. Con el fin de reducir el consumo eléctrico desde la red, se considera la posibilidad de utilizar energía renovable proporcionada por un sistema fotovoltaico (PV, *Photovoltaics*), para inyectar potencia directamente a la batería del vehículo eléctrico (EV, *Electric Vehicles*).

Para enlazar la red AC (*Alternating Current*) con el vehículo (cuya carga se realiza en DC, *Direct Current*) se emplea un convertidor NPC de tres niveles. La estrategia de control se implementa mediante el Control Predictivo basado en Modelo (MPC) de Conjunto de Estados Finitos (FCS-MPC), el cual ha demostrado un funcionamiento adecuado al trabajar con convertidores de potencia. Entre sus ventajas se encuentran su elevada respuesta dinámica, facilidad de implementación y la posibilidad de incluir múltiples objetivos de control. Éstas características hacen del FCS-MPC una estrategia de control adecuada para trabajar con energías renovables. Sin embargo, la distribución desigual del encendido de los semiconductores puede causar un aumento en las pérdidas de conmutación o una disminución de la eficiencia de la EVCS. Por lo tanto, es esencial mantener la frecuencia de conmutación regulada para evitar estos problemas y asegurar el funcionamiento eficiente del punto de carga.

La estrategia FCS-MPC implementada, consiste en buscar el estado que minimiza la función de costo g , asociada a la operación deseada del convertidor. Para encontrar este estado se hace uso de la predicción discreta de las variables de tensión y corriente en la entrada del convertidor, aplicando dicho estado en el siguiente ciclo de conmutación. Mediante la descripción adecuada de g , es posible transferir energía en ambas direcciones del convertidor de potencia de frente activo (AFE, *Active Front End*). Para ello, el algoritmo FCS-MPC se encarga de controlar separadamente potencia activa y reactiva en terminales de la red trifásica, mediante un esquema de control directo de potencia (DPC, *Direct*

Power Control).

La EVCS propuesta se simula en el programa computacional PLECS y se comprueba su validez experimentalmente mediante pruebas de laboratorio. Los resultados obtenidos muestran un seguimiento preciso en el control de la potencia activa y reactiva. En la red eléctrica, se ha generado un sistema de corrientes trifásicas balanceadas que produce niveles bajos de distorsión armónica (THD, *Total Harmonic Distortion*) y un factor de potencia unitario. Además, para el funcionamiento del inversor, se logra equilibrio en la tensión de los condensadores, todo esto sin necesidad de utilizar esquemas de modulación. Para validar el modelo, se han llevado a cabo experimentos y simulaciones computacionales que han dado resultados satisfactorios.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación

Durante el año 2016 se emitieron en Chile 112 millones de toneladas de dióxido de carbono equivalente (MtCO_{2e}), de las cuales el 78 % proviene del sector energético. En particular, la utilización de electricidad contribuye en un 32 % a las emisiones de gases de efecto invernadero (GEI), seguido por el transporte con un 24 % [1]. Las emisiones de GEI representan un grave problema para Chile y el resto del mundo, ya que contribuyen al calentamiento global y al cambio climático. Para combatir este problema, es fundamental implementar cambios significativos en las áreas claves de la industria y el transporte, que tengan una gran participación en las emisiones de GEI. En este sentido, resulta fundamental trabajar en ellos para lograr una reducción efectiva de las emisiones.

Concretamente el sector transporte espera tener una evolución paulatina hacia medidas de mitigación de emisiones según lo definido en la Planificación Energética de Largo Plazo (PELP), en la trayectoria para lograr Carbono Neutralidad para el año 2050 [2]. En este contexto se plantea la electromovilidad como eje central de la estrategia de los países desarrollados. Según la Agencia Internacional de la Energía (IEA) [3] la cantidad de vehículos eléctricos livianos en el mundo pasarán de 7,2 millones de unidades en 2019 a 140 millones para el periodo 2030. Para la exitosa integración de estos vehículos a la flota nacional, se deben considerar factores como el rendimiento y coste de las baterías, la infraestructura eléctrica, incluyendo estaciones de carga en lugares estratégicos, el crecimiento del mercado y los servicios, la capacitación del personal y los sistemas de gestión de energía para la carga o carga inteligente. La adopción de BEV (por sus siglas en inglés: *Battery Electric Vehicle*) al sistema eléctrico chileno trae consigo beneficios ambientales y económicos, al reducir la dependencia en la importación de combustibles fósiles y disminuir emisiones de GEI, además de impulsar la innovación y desarrollo en el transporte, aunque se debe evaluar el impacto ambiental de las baterías una vez desechadas y considerar la contaminación involucrada en el proceso de fabricación de los BEV. Existen diferentes topologías de estaciones de carga de BEV [4], pero este estudio se centra en aquellos que entregan una tensión fija en terminales de la carga. Este enlace de corriente continua se logra mediante un convertidor fuente de tensión (VSC, *Voltage Source Converter*) en régimen de rectificador. Para controlar el flujo de potencia es común el uso de convertidores de frente activo, ya que presenta ciertas ventajas en comparación al rectificador en base a diodos, tales como admitir flujo bi-direccional y transmitir potencia con factor de potencia

unitario [5], [6]. El convertidor 3L-NPC presenta ventajas respecto al inversor de dos niveles convencional, ya que requiere que sus semiconductores conmuten, en promedio, a la mitad de la frecuencia de conmutación para producir una tensión de salida con un espectro armónico similar. A la vez que la tensión de bloqueo de cada semiconductor es la mitad del *dc-link*, lo que permite elevar la potencia del convertidor, manteniendo los estándares de calidad de energía en el sistema. La tensión en el *dc-link* del 3L-NPC se divide en dos capacitores idénticos, los cuales requieren estar balanceados y con bajo ripple de tensión para obtener una correcta operación. Cuando este convertidor se conecta como rectificador activo, en el lado de la red, se conecta un filtro inductivo en serie con el convertidor, que permite atenuar la distorsión armónica en la corriente de entrada.

La estrategia de control implementada en este trabajo es el FCS-MPC [7], el cual se basa en un esquema de Control Directo de Potencia (DPC, *Direct Power Control*) [5], su objetivo de control se centra en seguir consignas de potencia activa, reactiva y balance en los condensadores, lo que implica la comparación de estas referencias con variables estimadas mediante la medición de tensión y corriente en las líneas. Estas señales se procesan para su realimentación hacia un sistema de Control Digital, compuesto por una plataforma de procesamiento digital DSP+FPGA 4.1. Que genera la actuación para el apagado y encendido de los semiconductores, cumpliendo los objetivos del control solicitados.

El eje de este trabajo es aprovechar la energía solar generada por un arreglo fotovoltaico (PV, *Photovoltaics*) asociado al suministro energético de los EV, con el fin de reducir la dependencia de la red, reduciendo su coste de abastecimiento a la vez que se permite cargar directamente la batería de dichos vehículos. Para lograr esto, se utiliza un convertidor DC/DC tipo Boost que regula la tensión en las terminales del arreglo fotovoltaico con el fin de obtener el punto de operación óptimo (MPPT). Realizando una labor fundamental, ya que permite aumentar la tensión de entrada del arreglo fotovoltaico y, de esta manera, obtener una tensión de salida adecuada para la batería.

En este trabajo se plantea el desarrollo y control de un prototipo de laboratorio para validar la estrategia propuesta, que permita aprovechar la batería como una carga inteligente con la capacidad de permitir el flujo bidireccional entre batería y red, mientras que el panel PV alimenta a la red, batería o a ambos. Se utilizan las características versátiles del control predictivo para identificar el estado de carga o descarga ideal del vehículo de forma de minimizar una función de costo asociada a la operación de la red, permitiendo su posterior incorporación en la operación de una red inteligente (*smart grid*).

1.2. Objetivos

1.2.1. Objetivo general

Desarrollar un esquema de control predictivo, de tal forma que la EVCS logre autonomía en el funcionamiento de una estación de carga de vehículos eléctricos conectada a la red trifásica de distribución en baja tensión, mediante el uso de un convertidor multinivel AC/DC (AFE) con sistema de carga bidireccional y con integración de generación de energía renovable fotovoltaica.

1.2.2. Objetivos específicos

- Revisar el estado del arte respecto a estrategias de control de convertidores de potencia y la normativa aplicable a la calidad y eficiencia en la operación de las estaciones de carga de vehículos eléctricos en redes inteligentes.
- Diseñar una estrategia de control predictivo basado en modelo, que permita controlar la potencia activa inyectada al vehículo manteniendo el perfil de tensión y nivel de THD adecuado según normativa vigente, trabajando en régimen bidireccional según los requerimientos del sistema.
- Implementar el algoritmo en software (PLECS) para el control del sistema de generación fotovoltaica y una estación de carga de vehículos eléctricos y analizar su desempeño en media y baja tensión.
- Obtener resultados experimentales en laboratorio para la estrategia propuesta en un banco de pruebas de 5 kW.

Capítulo 2

Marco teórico y normativo

2.1. Principales aspectos normativos

2.1.1. Límites armónicos para corriente y tensión

Debido a que el convertidor utilizado en la estación de carga se conecta directamente a la red, es imprescindible conocer y cumplir el marco normativo y técnico apropiado para su diseño e implementación. Los estándares de regulación del nivel de distorsión armónica en sistemas de potencia eléctrica se basa en las normas internacionales IEEE-Std-519 [8] y IEC 61000-3-6 [9], de ellas se desprenden las limitaciones y niveles de distorsión armónica permitida durante el proceso de carga o descarga del vehículo.

- **IEEE std-519** *Recommended Practices and requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*
- **IEC 61000-3-6** *Assessments of Emission Limits for Distorting Loads in MV and HV Power Systems*

La norma IEEE std-519 impone limitaciones sobre las armónicas de corrientes y tensiones introducidas por el convertidor de potencia, para ello se consideran formas de onda en estado estacionario. La distorsión individual de tensión y corriente se calculada según (2.1), obtenida como la relación entre la amplitud de armónica de orden h y a la componente fundamental.

$$D_h = \frac{I_{sh}}{I_{s1}}, \quad D_h = \frac{V_{sh}}{V_{s1}} \quad (2.1)$$

Es posible representar el THD mediante (2.2), definida como la relación de las componentes armónicas de corriente dividida por la componente fundamental, en el caso de Chile de 50Hz. Cabe mencionar que se excluyen componentes interarmónicos para calcular este factor en la norma.

$$\%THD_i = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{h \neq 1} (I_{sh})^2}}{I_{s1}} \quad (2.2)$$

Los rangos límites para la distorsión armónica de tensión se muestran en la tabla (2.1), para sistemas con tensión línea-neutro menores a 1kV.

Tabla 2.1
LÍMITE ARMÓNICO RECOMENDADO PARA TENSIÓN MENOR A 1 kV (IEEE-519).

Tensión BUS punto de acoplamiento	Armónica individual (%)	THD (%)
$V \leq 1kV$	5.0	8.0

Respecto a la corriente permitida, se recomienda no superar los límites indicados en la tabla 2.2. Los valores de la tabla se definen en razón de las corrientes de cortocircuito (I_{sc}) y de máxima demandada (I_L), registrada en el punto de acoplamiento común (*point of common coupling*, PCC). Esta norma especifica que I_L se calcula como el promedio de las corrientes correspondientes a la demanda *peak* durante los 12 meses previos. Sin embargo, para una inspección global, resulta adecuado utilizar la Distorsión Total de Demanda (TDD) de la columna final de la tabla. La TDD se define de forma similar al THD 2.2, comparando en este caso I_L para el porcentaje, en vez de la corriente fundamental.

Tabla 2.2
MÁXIMA DISTORSIÓN ARMÓNICA RECOMENDADA RESPECTO A I_L PARA TENSIÓN NOMINAL ENTRE 120 V HASTA 69 kV.

Distorsión armónica de corriente máxima en porcentaje de I_L (IEEE-519)						
Orden de armónica individual (armónicas impares) ^{a,b}						
I_{sc}/I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	TDD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 < 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 < 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 < 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
1000 >	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

^a Armónicas pares están limitadas al 25 % del límite armónico impar que esta justo por encima
^b No se permite usar esta tabla para componentes continua en el lado de la red.

Donde:

I_{sc} = Corriente de cortocircuito en PCC.

I_L = Corriente máxima en la carga (componente fundamental)
en el PCC en condiciones normales de operación.

Otro estándar de amplia difusión es la norma internacional IEC 61000-3-6, asociada a la evaluación de los límites de emisión en el contenido armónico en media y baja tensión. Concretamente, en la tabla 2.3 se muestran los límites establecidos según el orden de la armónica h . Se aprecia que los límites individuales de las armónicas de tensión son más estrictos, comparados con el estándar IEEE std-519.

Tabla 2.3
MÁXIMA DISTORSIÓN ARMÓNICA PARA TENSIÓN INDIVIDUAL PARA REDES DE BAJA Y MEDIA TENSIÓN
(IEC-61000).

Armónicas impares no múltiplos de 3		Armónicas impares múltiplos de 3		Armónicas pares	
Orden h	armónico de voltage %	Orden h	armónico de voltage %	Orden h	armónico de voltage %
5.0	6.0	3.0	2.0	2.0	0.1
7.0	2.8	9.0	0.4	4.0	0.0
11.0	2.6	15.0	0.0	6.0	0.0
13.0	2.0	21.0	0	8.0	0.0
17.0	1.2			10.0	0.0
19.0	0.7			12.0	0.0
23.0	1.0				
25.0	1.0				

Nota: Total Harmonic Distortion (THD) = 8 %.

El estándar británico entrega límites de corrientes de fase para equipos eléctricos y electrónicos menores a 16 A en cada fase. En particular, para equipos de clase A (como la EVCS propuesta), las armónicas de las corrientes de entrada no deberían superar los valores indicados en la tabla 2.4.

Tabla 2.4
LÍMITES PARA EQUIPOS DE CLASE A (IEC-61000-3-2:2018) .

Armónicas pares	Amplitud máxima de corriente [A]	Armónicas impar	Amplitud máxima de corriente [A]
2	1.08	3	2.30
4	0.43	5	1.14
6	0.30	7	0.77
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \frac{15}{h}$	9	0.40
		11	0.33
		13	0.21
		$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \frac{15}{h}$

2.1.2. Normativa y legislación

Otro aspecto a ser considerado para el desarrollo e implementación de proyectos que utilicen energía eléctrica, es la necesidad de criterios constructivos para la infraestructura de carga de EV en ambientes públicos y privados. Ello implica cumplir aspectos técnicos establecidos por la Superintendencia de Electricidad y Combustible (SEC), Ministerio de Energía y legislaciones vigentes. Se distinguen:

- Ley general de servicios eléctricos, LGSE - Cuerpo normativo sobre actividades de seguridad, fiscalización, operación, mantenimiento y desarrollo del sistema eléctrico [10].
- Decreto 8/ 2019. Reglamento de Seguridad de las Instalaciones de Consumo de

Energía Eléctrica, específicamente pliego n° 15 sobre infraestructura de recarga para vehículos eléctricos [11].

- Oficio SEC ORD. N° 24850. Interpretación de la SEC sobre criterios para la venta de baterías [12].
- Norma técnica de calidad de servicio para sistemas de distribución.
- Trámite eléctrico TE-6 /SEC - Ministerio de Energía.
- Pliego Técnico N° 15 / SEC - Ministerio de Energía .
- Resolución Exenta N° 33.675 del 27 de noviembre de 2020, sobre autorización de productos de uso en infraestructura de recarga de vehículos eléctricos [13] .

Otros aspectos legales que deben ser considerados en la planificación, así como para el diseño de la instalación PV y sus estándares técnicos y normativos, son:

- Decreto supremo 244 sobre aprobación del reglamento para medio de generación no convencionales y pequeños medios de generación, según LGSE, 2006 [14].
- Norma técnica de conexión y operación (NTCyO) de PMGD en instalaciones de media tensión, 2019, CNE [15].
- Norma Técnica Netbilling 2019, CNE .
- **IEC 60364-7-12** *Electrical installations of buildings - Part 7-712; Requirements for special installations or locations* [16].
- **IEC 61727** *Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface* [17].
- **IEC 61683** *Photovoltaic systems - Power conditioners - Procedure for measuring efficiency* [18].
- **IEC 62093** *Balance of systems components for photovoltaic systems - Design qualification natural environments* [19].
- **IEC 62116** *Test procedure of islanding prevention measures for utility interconnected photovoltaic inverters* [20].

El término de Pequeños Medios de Generación Distribuida (PMGD), se establece en el Decreto 244. Y son definidas como las instalaciones de fuentes de energía no convencionales (renovables) cuyos excedentes de potencia son menores a 20 kW. Por su parte la NTCyO establece los procedimientos y metodologías para la conexión y operación de equipos de generación cuya capacidad instalada no supere los límites establecidos en la Ley 20.571. Respecto al diseño eléctrico, la Norma IEC 60364-7-12 es aplicable para la instalación de protecciones contra cortocircuito y de los sistemas de suministro de potencia. La Norma IEC 62116, entrega criterios para el fenómeno eléctrico *islanding*, el cual se produce cuando una fuente de generación distribuida alimenta una parte de la red, después de que dicha porción de red haya sido desconectada o interrumpida.

2.2. Electrificación y transporte

2.2.1. Perspectiva sobre electrificación del transporte

En Chile, el sector de transporte es particularmente relevante, ya que produce alrededor de un cuarto de las emisiones de GEI a nivel país [1]. En este contexto, la electromovilidad surge como una alternativa para lograr la transición energética de forma exitosa. Entre los principales beneficios de los EV se tiene su mayor eficiencia frente a los vehículos convencionales de combustión interna, presentan menores costos de manutención y operación, lo cual los convierte en una alternativa competitiva para flotas de alto recorrido. Además, generan menor ruido y no emiten gases contaminantes, creando mejores condiciones ambientales y de salud en las ciudades.

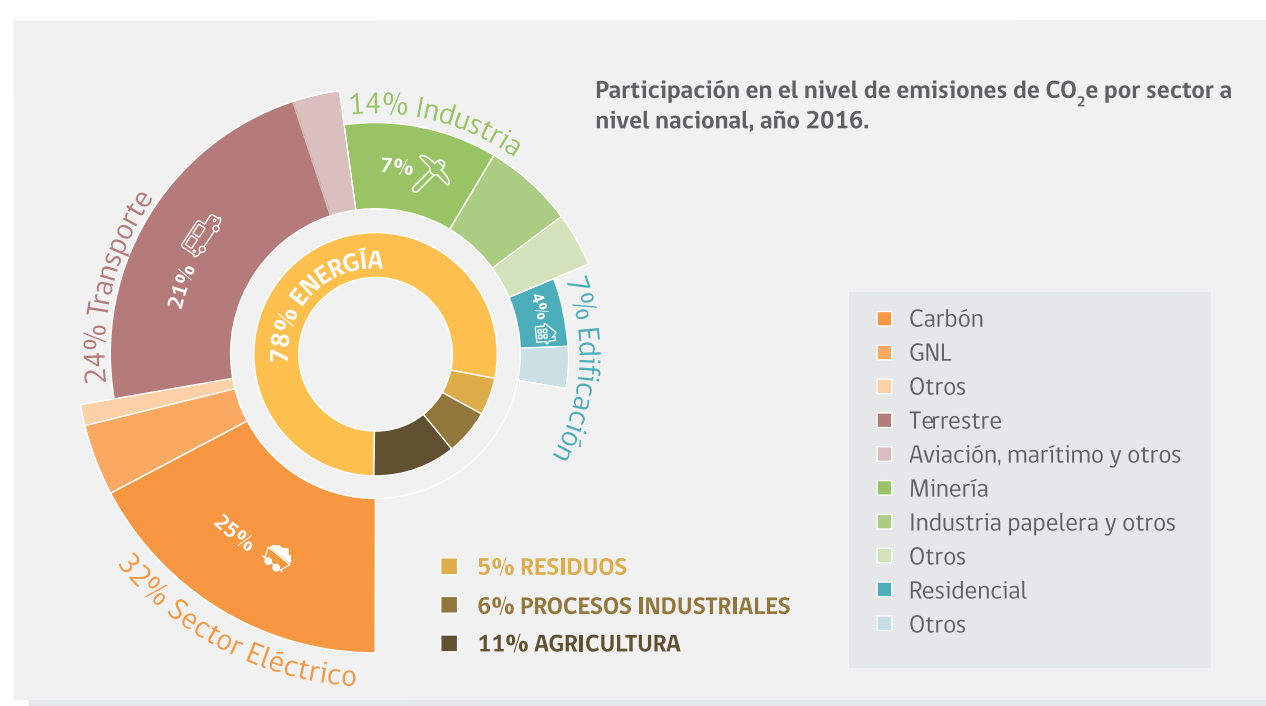


Figura 2.1. Participación en el nivel de emisiones de CO₂e por sector a nivel nacional, año 2016. Fuente: Ministerio de Energía [1].

La incorporación de EV livianos comerciales y el desarrollo del transporte urbano eléctrico de buses, taxis y colectivos representaría una medida de mitigación más económica (costo-eficiencia) a largo plazo, comparado con mantener la flota actual. Si bien la tecnología no está del todo desarrollada, se espera lograr su masificación en el parque vehicular nacional a medida que disminuya el costo de las baterías y mejore el rendimiento y la autonomía de los vehículos, entre otros aspectos.

Sin embargo, la electrificación del transporte genera una serie de desafíos y consecuencias que deben ser analizados. Para el sistema eléctrico, la incorporación masiva de EV podría elevar considerablemente los requerimientos de energía y potencia para abastecer la flota, generando eventuales situaciones de estrés en la red, además de requerir de la construcción de infraestructura de carga para EV, distribuidos en diferentes ubicaciones geográficas de las ciudades para cubrir esta demanda. Para abordar estos desafíos, es fundamental la incorporación de medidas de eficiencia energética que ayuden a reducir consumo de potencia y energía. Tales como el desarrollo de sistemas de gestión de carga, desarrollo de modelos para reducción de costo de inversiones y la inclusión de fuentes de energía renovables.

Los vehículos eléctricos pueden ser clasificados en tres tipos principales según la fuente

de combustible que utilizan. Los vehículos que basan su fuente motriz íntegramente en baterías (*battery electric vehicle*, BEV), vehículos con sistema híbrido entre baterías y combustibles tradicionales (*plug-in hybrid electric vehicle*, PHEV) y los vehículos cuyo combustible se basa en la utilización de celdas de hidrógeno (*fuel cell electric vehicle*, FCEV).

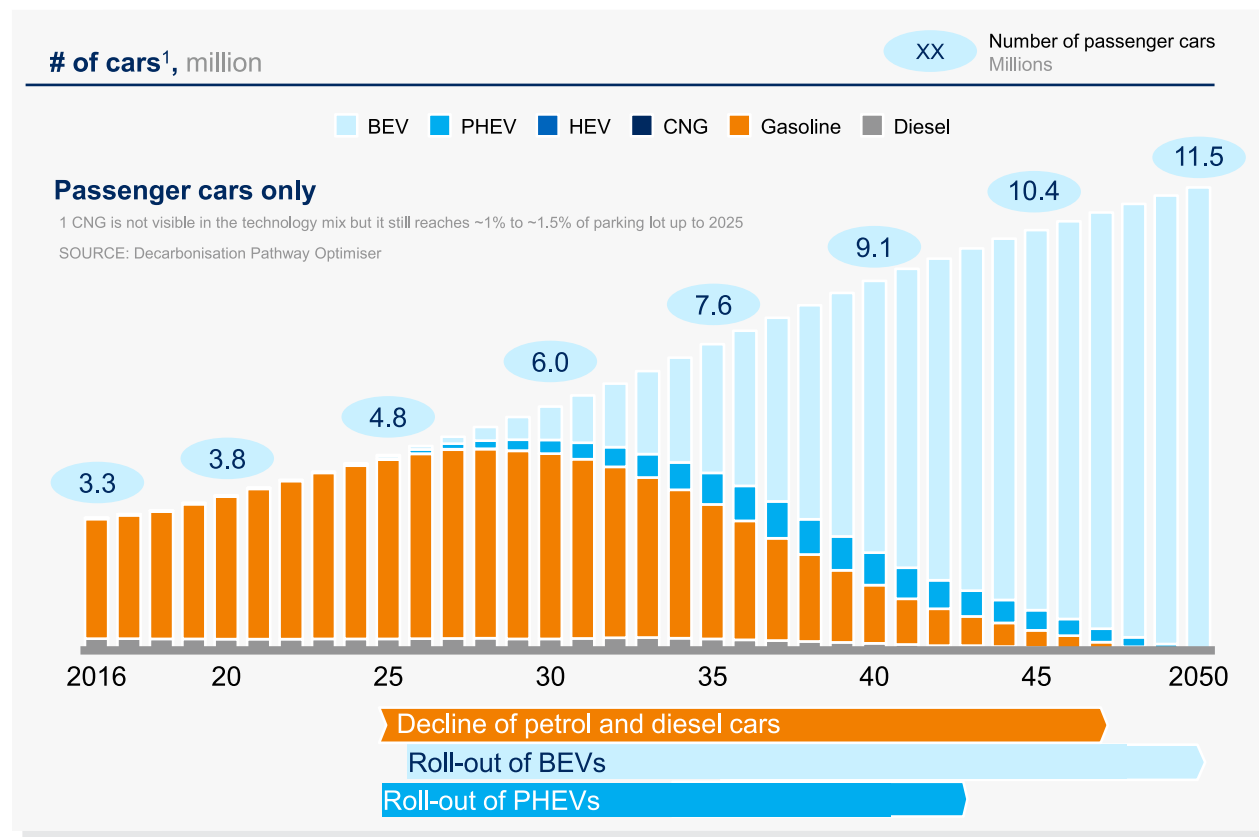


Figura 2.2. Trayectoria electrificación de vehículos de pasajeros (taxis y colectivos) para el año 2050. Fuente: Chile Optimized Pathway to Net Zero Carbon Emissions by 2050 [21].

La evolución proyectada según estudios [21], muestra una clara tendencia hacia un aumento en la cantidad de EV, tanto privados como públicos [22]. Específicamente para el año 2050 se espera que el 100% de los servicios de transporte público de pasajeros sean eléctricos, tal como se desprende del gráfico 2.2 y dentro de los que se incluye la red de buses, taxis y colectivos. Para el transporte de máquinas de carga pesadas, como las utilizadas en la minería, se espera una reducción favorable sobre el precio de las baterías de máquinas de trabajo como retroexcavadoras y palas, alcanzando un precio competitivo a sus homólogas basadas en diesel y petróleo en el año 2027.

2.2.2. Estructura eléctrica general de vehículos eléctricos

Cada aspecto de la tecnología asociada a los EVs está en constante mejora. Hoy en día contamos con baterías más pequeñas y con mejor capacidad energética, aumento del número de cargadores públicos, disminución en el tiempo de carga, por nombrar algunas. La carga rápida se presenta como una alternativa atractiva que permite acortar los tiempos de carga mediante dispositivos de carga rápida en DC [4], que actúan directamente sobre el equipo de suministro eléctricos (EVSE, *EV supply equipment*).

El enfoque para lograr cargas rápida se basa en técnicas de medición en tiempo real sobre los niveles de temperatura de la batería a corrientes elevadas o la reducción de la

corriente extraída mediante elevación en los niveles de tensión del banco de baterías del EV (con la posibilidad de llegar a 800 V). Al aumentar los niveles de tensión se puede lograr una reducción en los tiempo de carga a la vez que se disminuye las pérdidas resistivas. En la actualidad el tiempo de carga se ha logrado reducir ha tramos de 20-30 minutos para obtener 400 km de autonomía.

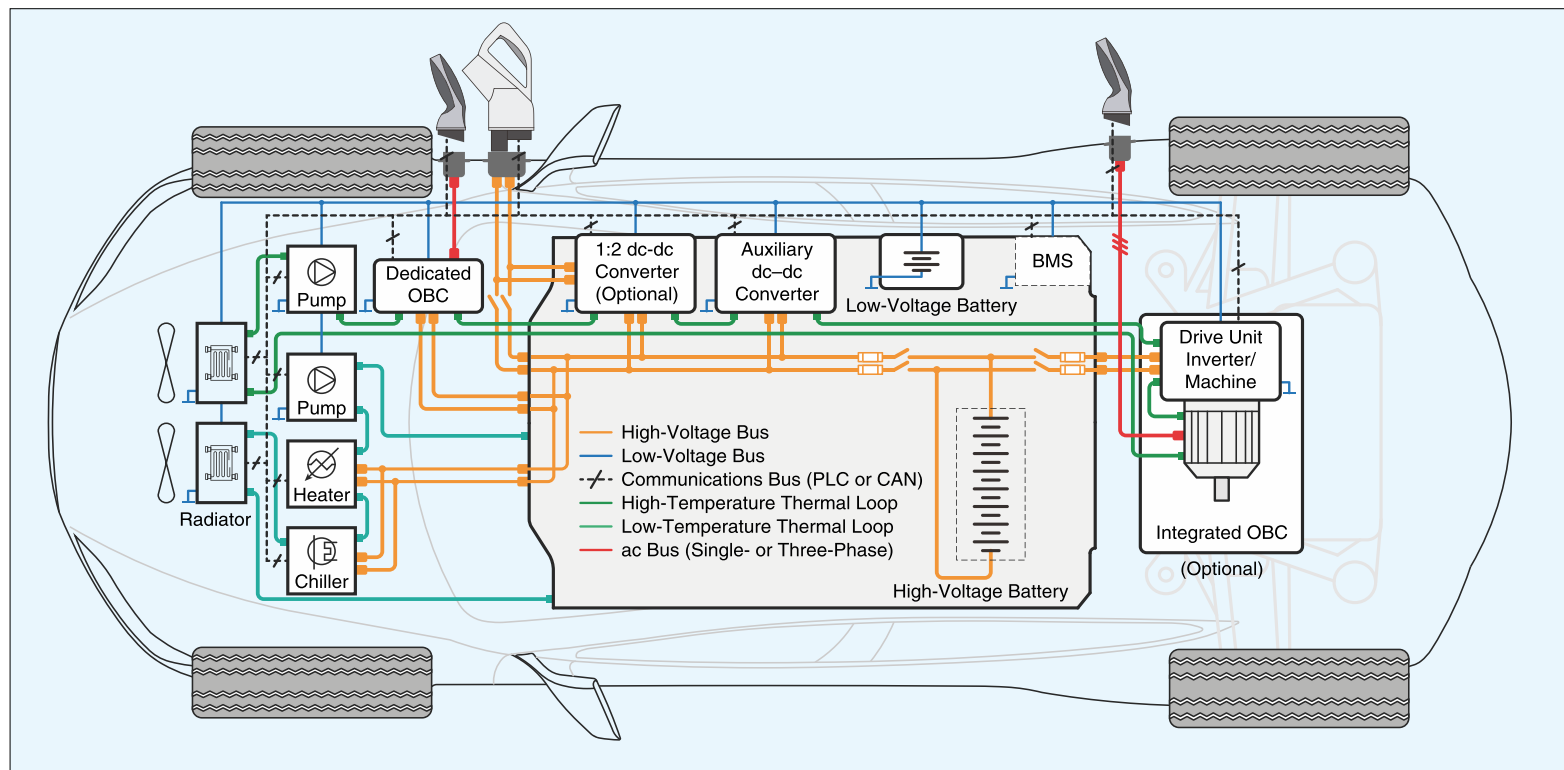


Figura 2.3. Esquema eléctrico tren motriz EV liviano. Fuente: [4].

La mayoría de los EVs modernos cuentan con: batería de alta tensión, sistema de gestión de batería (*battery management system*, BMS), cargador a bordo (OBC, *onboard charger*) y convertidores DC-DC para entregar el nivel de tensión adecuado al sistema auxiliar de energía. La figura 2.3 muestra estos elementos en un esquema eléctrico. El convertidor DC-DC auxiliar se utiliza para mantener cargada la batería de 12V que se usa para abastecer el sistema de calefacción o aire acondicionado. Además, de alimentar el contactor de partida del vehículo, sin el cual no se puede dar partida al arranque del motor. La batería de alta tensión es el elemento central del vehículo, por ello se protege con diferentes medidas de seguridad, como fusibles y contactores para interrumpir en caso de cortocircuitos.

El sistema BMS se encarga de controlar el proceso de carga, monitoreando las celdas de baterías con respecto al estado de carga (*State of Charge*, SoC), de forma de poder acumular información pasada para diagnosticar el estado presente de la batería. Este sistema permite entregar energía a las baterías principales del vehículo, y son éstas las que envían electricidad al motor. Una diferencia significativa con los vehículos de combustión interna, es el empleo del modo freno regenerativo, el cual es un sistema de recuperación de energía cinética en maniobras de frenado. Transformar parte de su energía cinética en energía eléctrica para cargar las baterías, permitiendo mejorar el rendimiento del vehículo (kWh/km) y durabilidad de su nivel de SoC, sólo debido a una forma de manejo eficiente energéticamente.

Para iniciar un ciclo de carga, la EVCS debe detectar el sistema BMS y viceversa, de forma de conocer los antecedentes y estado del vehículo previo a la carga. Dependiendo del estándar, este nexo se genera mediante un sistema de comunicación CAN (*Controller*

Area Network) o PLC (*Power Line Communication*). Este sistema permite informar al usuario sobre los parámetros de carga, proporcionados por la BMS del EV. Como pueden ser: energía suministrada, tiempo de carga, hora de inicio y fin, estado de SoC, etc. El sistema BMS puede cortar el flujo de energía en caso de detectar alguna discrepancia en la corriente y tensión solicitada y la registrada.

2.2.3. Infraestructura para carga de vehículos eléctricos

Las estaciones de carga se presentan como una de las principales barreras en la adquisición de EV para los consumidores. Actualmente, China lidera la industria mundial de EV. Según datos proporcionados por la agencia para la promoción china de EV (EV-CIPA), China contaba en 2019 con 330.000 estaciones de carga de EV públicas. Seguido por Estados Unidos, con más de 67.000 estaciones de carga [23]. Estos países lideran el mercado de EV a nivel mundial, mostrando un aumento en la construcción de EVSC.

Tal como muestra el esquema de la figura 2.3, existen tres alternativas de carga por cables para los BEV:

- Carga AC monofásica lenta integrada.
- Carga AC trifásica integrado.
- Carga rápida en DC externa.

Existen diferentes estándares normativos aplicables en cada país para clasificar niveles de potencia, velocidad de carga o tipo de conectores (*Plug-in*). La figura 2.4 muestra las diferencias para cargadores dedicados en AC. La carga lenta, es la de menor rango de potencias, típicamente entre 1 y 10 *kW*. Es un método de carga asociado a cargadores residenciales (*home charging*) y que se conecta a través del cargador a bordo (OBC). Por otro lado, la carga AC trifásica es de rangos de potencia media de 2 hasta 25 *kW* aproximadamente. Los rangos de potencia más altos son suministrados por equipos de carga rápida en DC (*fast offboard dc charger*), cuya potencia se maneja entre 50 – 400 *kW*.









Standard de Carga AC							
	SAE SAE J1772 		IEC IEC 61851 		GB/T 20234-2 	TESLA 	
Modo de carga	AC Level 1	AC Level 2	Modo 1	Modo 2-3	GB/T	Conector Mobil	Conector Wallbox
Potencia Máxima	1,9 kW	19,2 kW	4 kW (13,3 kW)	8 kW (22 kW)	7 kW (12,8 kW)	1,9 kW (7,7 kW)	2,8 kW (11,5 kW)
Tensión de entrada	120 V monofásico	240 V fase dividida	250 V monofásico (480 V trifásico)	250 V monofásico (480 V trifásico)	250 V, monofásico (400 V, monofásico)	120 V monofásico (240 V monofásico)	208 V monofásico (250 V monofásico)
Corriente Máxima	16 A	80 A	16 A	32 A	32 A	16/32 A	48 A
Tecnología V2G*	En desarrollo		En desarrollo		En desarrollo	No	
Región	Estados Unidos, Japón, Corea del Sur		Europa, Australia		China, India	Global	
Tipo de Plug-in							

Figura 2.4. Estándar para cargadores AC [4].

Como ejemplo la Norma IEC-61851-1 define cuatro modos de carga para EVs, también recogido por el pliego técnico No 15 de la SEC:

- **Modo 1:** Carga a través de corriente alterna, enchufe no dedicado, corriente alterna limitada a 10 A y a una potencia de 3,5 kW.
- **Modo 2:** Carga en AC, hasta 2,2 kW monofásico y hasta 2,2 kW trifásico Opera con protección y control de carga incorporada en el cable (tiempos de carga en torno a 17-25 hrs).
- **Modo 3:** Carga en AC, hasta 3,5 kW monofásico y hasta 44 kW trifásico. Este modo de carga permite conexión con la red, enchufe dedicado (cargador) que gestiona protección y control (tiempos de carga en torno a 3-8 hrs).
- **Modo 4:** Carga en DC a través de un cargador externo, que contiene un convertidor de corriente alterna a continua, su potencia es mayor a 40 kW (tiempos de carga en torno a 20min - 1 hrs).

Cabe mencionar que el tiempo de carga sólo es una estimación a grueso modo, ya que el tiempo real de carga depende de diferentes variables tales como: material y tipo de batería, potencia máxima de la instalación, potencia máxima permitida por condición térmica de la batería, entre otros. Los cargadores rápidos y ultrarrápidos han experimentado grandes cambios en los últimos años respecto a los niveles de tensión y tasas de carga más altas, con lo cual se alcanzan tiempos de carga del orden de los minutos. La figura 2.5 muestra su clasificación y niveles de tensión y potencia máximas actuales.











Standard de Carga DC					
Standard asociado	 CHAdeMO	 CCS-1	 CCS-2	 GB/T 20234-2	 TESLA
Potencia Máxima*	400 kW	350 kW	350 kW	237,5 kW	350 kW
Tensión de salida	50-1000 V	200-1000 V	200-1000 V	250-950 V	300-480 V
Corriente Máxima	400 A	500 A	500 A	250-400 A	800 A
Tecnología V2g	Si	En desarrollo	En desarrollo	En desarrollo	No
Región	Global	Estados Unidos, Corea del Sur	Europa, Australia	China, India	Global
Tipo de Plug-in					

Figura 2.5. Estándar para cargadores rápidos en DC [4].

China basa su sistema de carga rápida DC en el estándar Guobiao/recommended (GB/T) con normativas del año 2011 y actualizado en los años recientes para potencias más elevadas, llegando hasta tensiones de 950 V y corrientes de 250 A. Mientras la industria de Japón utiliza el estándar de carga “Charge de Move” (CHAdeMO), cuyos especificaciones están en constante actualización y revisión. Ambos países asiáticos trabajan en conjunto para elaborar un estándar común llamado “ChaoJi”. Su versión del año 2020 permite una potencia máxima de 900 kW, 1,5 kV y 600 A [24].

Para destrabar problemas de compatibilidad con los modelos occidentales se presenta el sistema de carga abierta “Combined Charging System” (CCS) del año 2014, que abarca carga trifásica y monofásica según el estándar SAE J1772 (*Society of Automotive Engineers*) y IEC 61851-22 (*International Electrotechnical Commission*), a la vez que incluye carga rápida en DC de alta tensión, mayor a 690 V.

2.2.4. Almacenamiento de energía mediante baterías en electromovilidad

Para el correcto funcionamiento y autonomía de los EV, es crucial contar con sistemas de almacenamiento de energía adecuados. Existen diversas opciones disponibles para lograr este objetivo, entre ellas, volantes de inercia que almacenan energía de forma mecánica, condensadores que almacenan energía mediante campos eléctricos, superconductores que almacenan energía en campos magnéticos SMES (*Superconducting magnetic energy storage*) y las baterías, que almacenan energía de forma química.

Es importante evaluar cuidadosamente los sistemas de almacenamiento disponibles y seleccionar el más adecuado para garantizar la máxima eficiencia y autonomía de los EV. De entre las características de interés para describir las baterías en electromovilidad se encuentran:

- **Energía específica** [kWh/kg], cantidad de energía que se puede acumular por unidad de masa.
- **Potencia específica** [kW/kg], asociada con la potencia que se puede agregar o

retirar por unidad de masa.

- **Densidad de energía** [Wh/kg], cantidad de energía por unidad de volumen.
- **Capacidad de la batería** [kWh], asociada con la capacidad máxima total de la batería.
- **Ciclos de vida**, o cantidad de ciclos de carga y descarga que puede realizar la batería en condiciones normales de operación hasta que su capacidad se vea reducidas en cierto valor predefinido.
- **Estado de carga (SoC)**, estimación del estado de la carga, con el fin de conocer de forma rápida la energía disponible en la batería como el porcentaje con respecto al valor nominal.
- **Profundidad de descarga (*Depth of Discharge DoD*)**, relación entre la energía utilizada y la capacidad total.
- **Eficiencia de carga y descarga**, eficiencia asociada con el proceso de recarga de la batería.
- **Tensión de circuito abierto (*Open Circuit Voltage OCV*)**, valor de tensión en bornes midiendo batería en vacío.
- **Resistencia serie equivalente**, valor de resistencia serie interna para utilizar en circuito equivalente.

Las baterías utilizadas en electromovilidad son sistemas electroquímicos de alta densidad energética, que cuentan con una vida útil limitada, asociada a un número máximo de ciclos de carga. El monitoreo del estado interno de las baterías es especialmente importante, ya que permite conocer la autonomía del vehículo, mejorar la eficiencia y realizar mantenimientos preventivos. Para lo tanto, es mandatorio hacer seguimiento sobre el SoC y el estado de salud de la batería (SoH, *State of health*).

El SoH es una medida del estado de desgaste de las baterías. Cuando la batería es nueva, comienza en un 100 %, pero se va degradando con el tiempo según las condiciones de uso. Los fabricantes de baterías entregan recomendaciones sobre cómo cuidar esta vida útil. Algunas marcas recomiendan hacer cargas completas al 100 % cada cierto tiempo para equilibrar las celdas y evitar desequilibrios internos. También existen situaciones de desgaste asociadas a fugas electrolíticas o crecimiento de dendritas.

A su vez, surge el dilema sobre cuál es la forma más saludable de cargar las baterías. La carga lenta (Modo 2 o 3) se presenta como más segura y menos estresante para la batería, mientras que la carga rápida (Modo 4) es más conveniente para cargas rápidas en viajes largos. Sin embargo, estudios recientes han concluido que los sistemas de carga rápida no afectan directamente el estado de vida de la batería. En cualquier caso, se recomienda utilizar la carga lenta siempre que sea posible y la carga rápida solo cuando sea necesario.

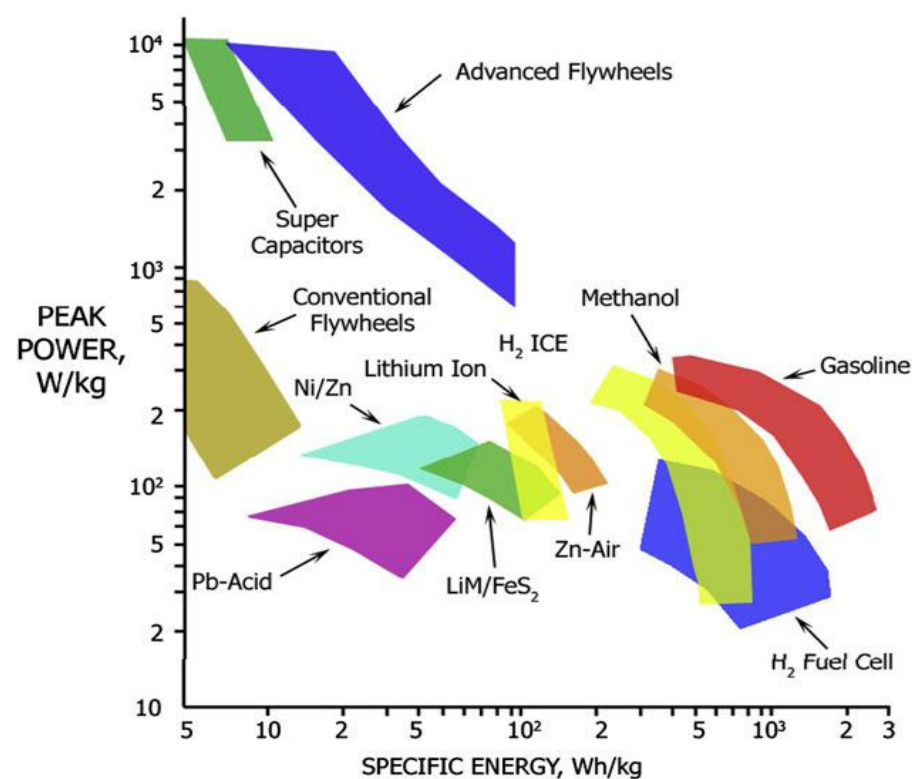


Figura 2.6. Densidad de potencia y energía de distintos sistemas de almacenamiento, especialmente en sistemas de transporte. Fuente: [25].

Existen diversos tipos de baterías, dependiendo de los elementos químicos que las componen. Las baterías ion-litio (LICOO₂) han presentado buenas condiciones para su desarrollo en la industria automotriz, sobresaliendo por su elevada densidad energética apuntando a lograr 350 Wh/kg para las celdas y 250 Wh/kg para el pack completo. Sin embargo, su DoD es relativamente bajo, siendo típicamente menor al 40 %, comparadas con baterías de ciclo profundo (*deep cycle*) o batería de plomo-ácido (Pb-Ácido), que cuentan con un DoD mayor al 80 %.

Las baterías de Pb-Ácido cuentan con una densidad específica y ciclos de carga menores que las de ion-litio, tal como se aprecia en el gráfico 2.6. Por lo que se utilizan para alimentar elementos de soporte auxiliar de 6 o 12 V. Las baterías de LICOO₂ cuentan con ciclo de cargas y descargas de entre 400 y 1200 [25]. Mientras que su variación con cátodos de ferrofosfato (LIFEPO₄) cuentan con densidades menores (90-100 kW/kg), pero mayores ciclos de carga (2000 ciclos de carga y descarga). Su versión con polímeros de litio (LIPO) alcanzan los 300 Wh/kg con menores ciclos de carga (1000 ciclos).

Las baterías no tienen las altas densidades energéticas (Wh/kg) de los combustibles fósiles, por lo cual se requiere una mayor masa (kg) de baterías para transportar la misma energía que el combustible fósil o el combustible de hidrógeno (H₂), lo cual es una limitante importante para el diseño y autonomía de los vehículos livianos. En este sentido, el diseño de vehículos híbridos livianos es más flexible en esta materia en comparación con los BEV actuales.

Las baterías carecen de una elevada potencia específica, tal cómo se aprecia en el eje vertical de la figura 2.6. Los supercondensadores manejan grandes potencias (torques) en los motores eléctricos y soportan frenos regenerativos abruptos. Sin embargo no almacenan tanta energía eléctrica como las baterías. Debido a lo cual se prefiere utilizar los supercondensadores para vehículos con ciclos de trabajo pesados, como buses y tranvías urbanos.

2.3. Convertidor de potencia

2.3.1. Topología de convertidores de potencia

Los convertidores de potencia son a grandes rasgos equipos que permiten controlar, transformar y convertir señales de potencia tales como tensión y corriente en DC y AC y utilizarlas en aplicaciones de procesos industriales. Para mejorar la eficiencia de estos procesos y disminuir el coste de producción se han desarrollado diferentes topologías [26], entre ellas los convertidores multinivel, ver figura 2.7.

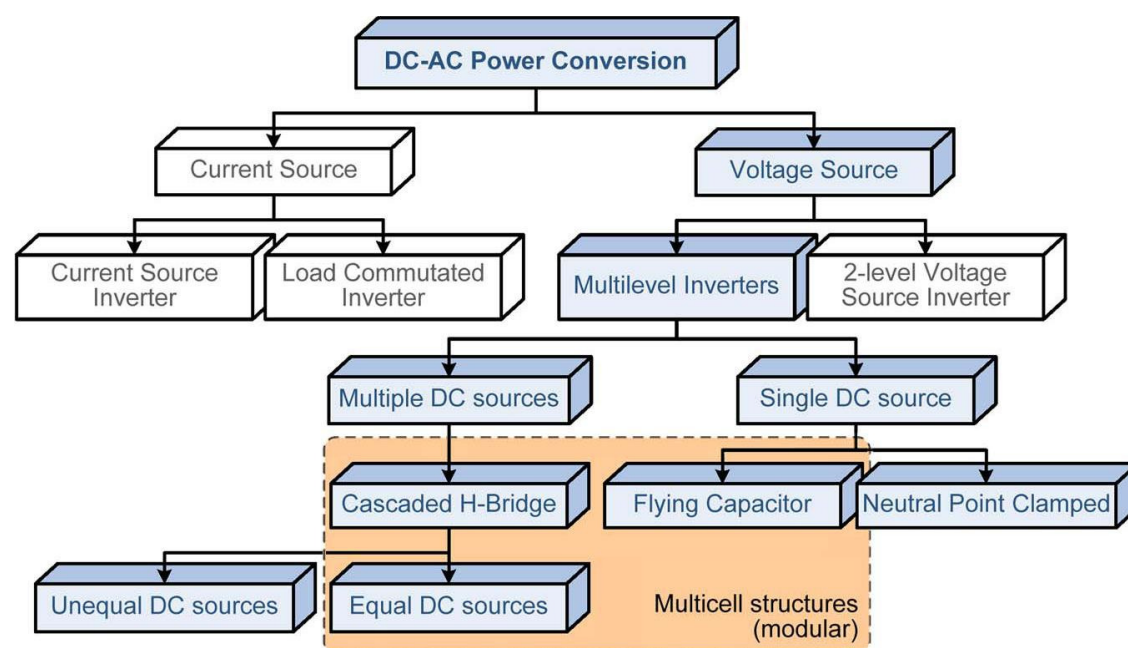


Figura 2.7. Clasificación de convertidores multinivel. Fuente: [26].

El modo de operación de un convertidor del tipo AFE se basa en poder transmitir potencia activa de forma controlada, con capacidad de regeneración hacia la red, lo cual permite operar como inversor y rectificador [27]. Dentro de las topologías para convertidores multinivel se distinguen tres tipos por ser ampliamente documentados y probados: *neutral point clamped* (NPC), *flying capacitor* (FC) y *cascaded H-bridge* (CHB). En comparativa las topologías NPC y el FC utilizan un sólo enlace en DC, mientras que el CHB emplea múltiples fuentes de tensión DC. Por otro lado el FC y CHB se les suele agrupar dentro de los convertidores multicelda, debido a su estructura modular, compuesta por una serie de pequeños convertidores llamados celdas de potencia.

Los dispositivos basados en interruptores de conmutación forzada introducen un menor contenido armónico a la vez permiten controlar la potencia reactiva introducida a través de una técnica de corrección del factor de potencia (*power-factor correction*, PFC). Para ejecutar estas estrategias se utilizan interruptores basados en IGBT, GTO, IGCT y MOSFET dependiendo de la frecuencia de conmutación y niveles de tensión y corriente involucrada.

2.3.1.a. Convertidor puente H

Uno de los convertidores de potencia más flexibles es el llamado Convertidor Puente H en cascada (CHB), es una topología de convertidor multinivel formada por la unión de uno o más inversores monofásico puente H completos (*H-Bridge*, HB) conectados en cascada. Cada uno de estos inversores cuenta con su propia fuente de tensión DC independiente, lo

cual permite elevar la tensión de salida y potencia transmitida según la cantidad de celdas conectadas. En términos generales, cuando se conectan k HB en cascada y las fuentes de tensión DC son iguales, existirán $2k + 1$ estados de conmutación que generan salidas diferentes y será posible obtener una tensión de salida máxima de $k v_{dc}$.

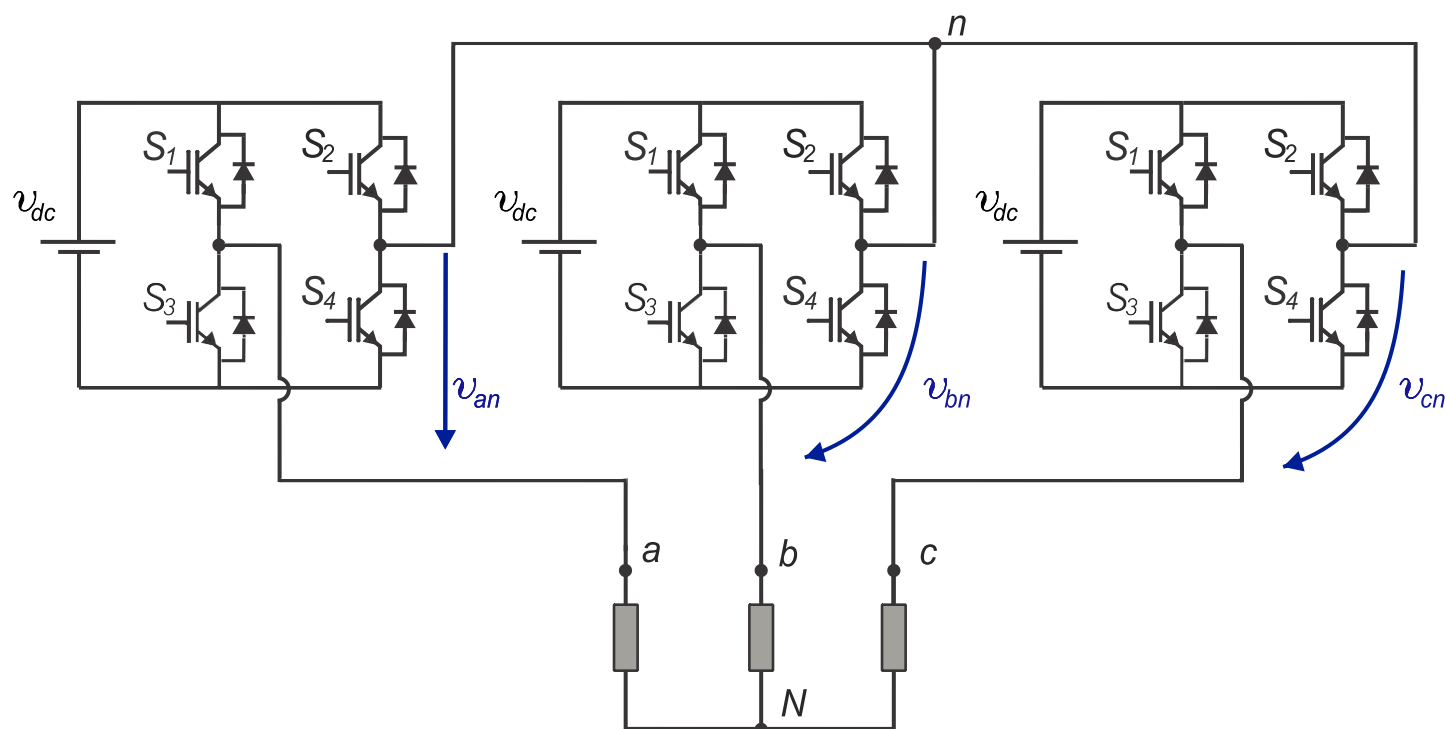


Figura 2.8. Convertidor CHB trifásico de tres niveles.

Esta topología cuenta con una estructura modular, lo cual es ventajoso para situaciones de fallas, donde es posible identificar y cambiar sólo la celda afectada. La figura 2.8 muestra un convertidor CHB para su topología trifásica de tres niveles con un módulo HB por fase y $k = 1$. Se aprecia que se requieren tres fuentes de tensión separadas y de igual valor v_{dc} para su funcionamiento normal, generando tres niveles de tensión en la salida por fase, tal como indica la figura 2.9. Si bien presenta cuatro estados de conmutación posibles, sólo genera tres niveles de tensión por módulo, ya que dos de ellos son redundantes asociados a la tensión cero.

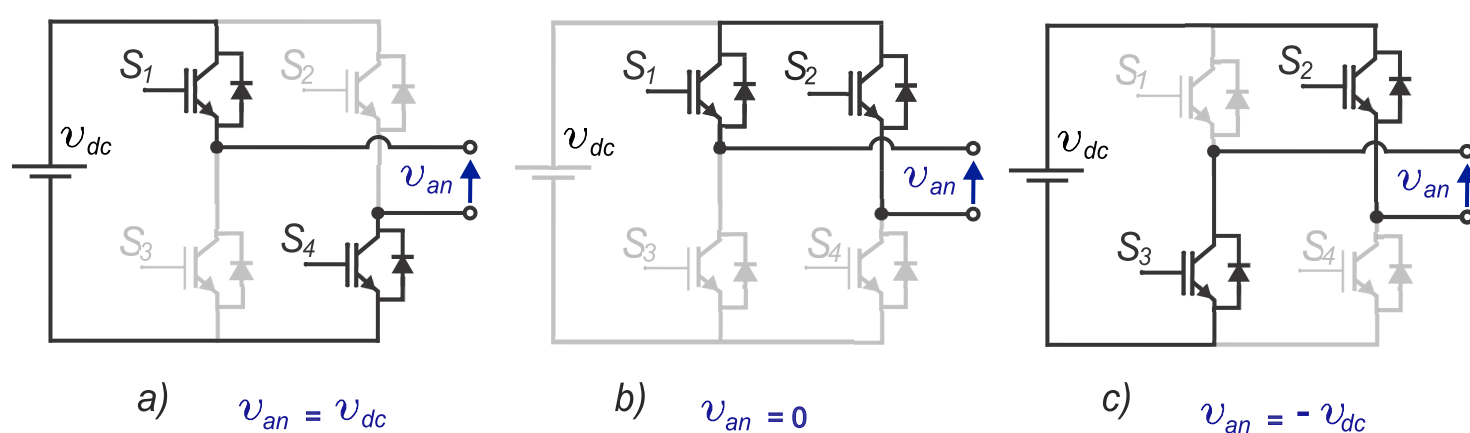


Figura 2.9. Modos de operación de convertidor puente H.

La gran desventaja de la topología CHB es la gran cantidad de fuentes independientes requeridas a medida que aumenta el número de celdas conectadas. Ya que cada celda requiere su propia fuente DC aislada, lo cual usualmente se logra mediante un transformador alimentado por un rectificador trifásico, lo cual hace aumentar el precio y tamaño del equipo.

2.3.1.b. Convertidor Tipo T

La configuración tipo T se muestra en la figura 2.10. Se aprecia que utiliza la misma cantidad de IGBTs que la topología del CHB de la figura 2.8. Sin embargo presenta un diseño más compacto y un único *dc-link* con un punto neutro n que divide dos condensadores idénticos. Cada fase del convertidor tipo T cuenta con dos semiconductores para conectar el enlace DC con el punto neutro (S_{a2} y S_{a3}) donde cada uno soporta la mitad de la tensión del *dc-link*, además de dos semiconductores que soportan el doble de esa tensión de bloqueo (S_{a1} y S_{a4}).

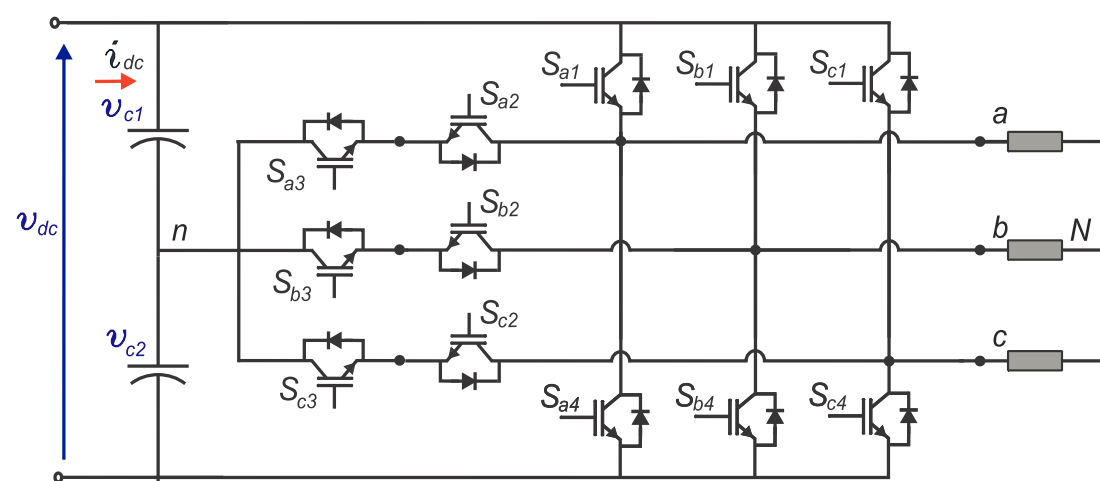


Figura 2.10. Convertidor tipo 3L-T.

La figura 2.11 muestra los tres niveles de tensión que se pueden obtener por fase considerando que ambos condensadores tienen la misma tensión $v_{c1} = v_{c2} = \frac{v_{dc}}{2}$. Se aprecia que para el estado de tensión cero, el camino conductor está conformado por un diodo y un IGBT, mientras que los niveles positivo (P) y negativo (N) están conectados mediante un sólo IGBT. En total, el convertidor cuenta con 27 estados de conmutación diferentes

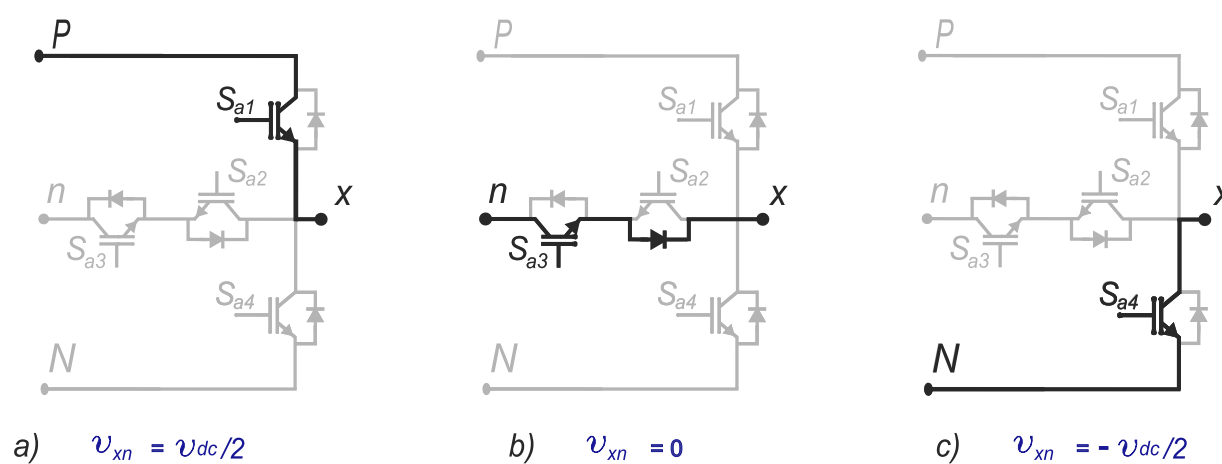


Figura 2.11. Tres niveles de tensión para convertidor 3L-T.

2.3.1.c. Convertidor 3L-NPC

El inversor de punto neutro (*neutral point clamped* o NPC) es la topología de convertidores multinivel más utilizado en la industria. La figura 2.12 presenta el convertidor NPC de tres niveles con diodos de fijación (*three-level NPC diode-clamped inverter* o simplemente 3L-NPC en este trabajo). El convertidor 3L-NPC está compuesto por dos condensadores idénticos en serie separados por el punto neutro n , lo cuales en conjunto conforman el *dc-*

link y conectan con la fuente de alimentación en DC. Para una correcta operación, la tensión de esta fuente DC se debe repartir de manera equitativa entre los condensadores mencionados. Este inversor se caracteriza por su alta flexibilidad, al permitir trabar con diferentes equipos de baja y media tensión, incluyendo sistemas de generación distribuida conectados a la red o motores de inducción.

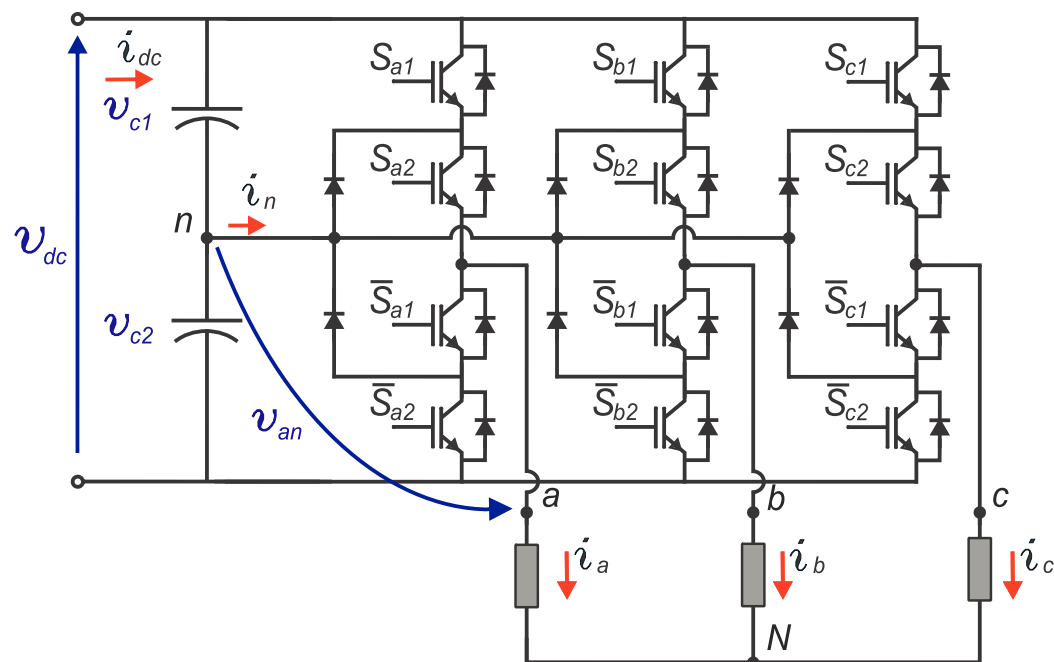


Figura 2.12. Convertidor 3L-NPC en funcionamiento como inversor.

En este trabajo se utiliza un convertidor 3L-NPC, debido a la buena formas de onda que permite obtener en comparación al NPC de dos niveles convencional (2L-NPC). Para el 3L-NPC la tensión de bloqueo de cada semiconductor corresponde a la mitad que la soportada por los interruptores del 2L-NPC, además se requiere que sus semiconductores conmuten en promedio a la mitad de la frecuencia de conmutación para producir señales con contenido armónico (THD) similar, pudiendo utilizando una única fuente DC en comparación al CHB que requiere al menos tres. Estas ventajas, permiten elevar el nivel de potencia, manteniendo un estándar de calidad de la energía adecuado para la operación solicitada.

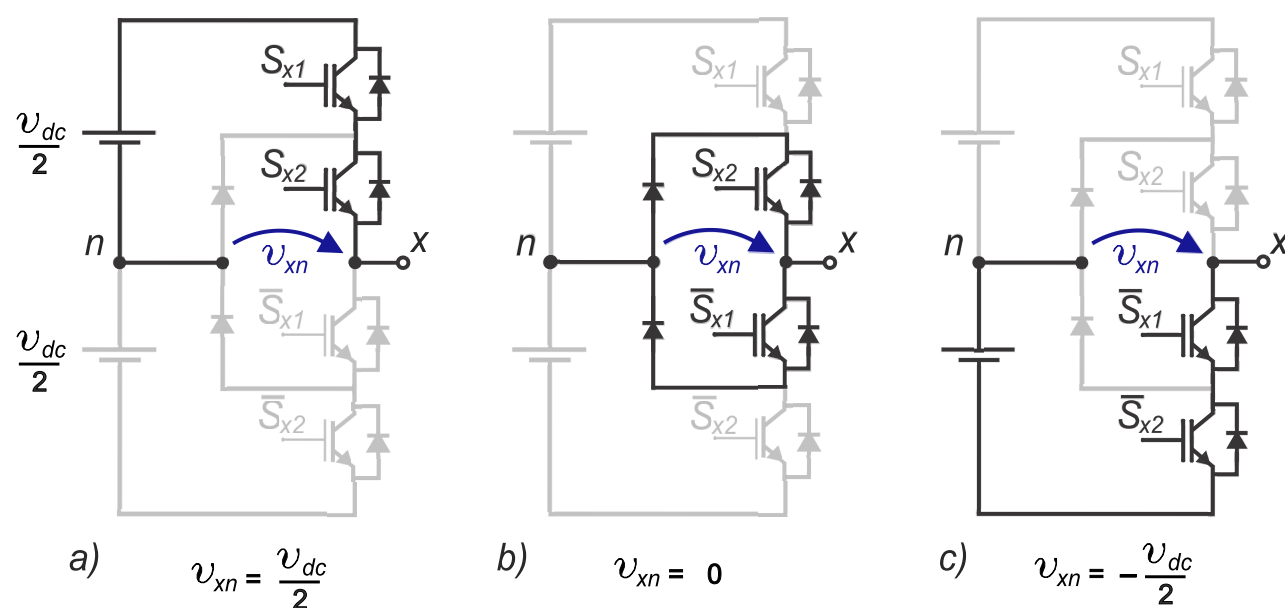


Figura 2.13. Estados de conmutación convertidor 3L-NPC en una fase.

La figura 2.13 muestra los tres estados de operación factibles para una pierna del convertidor. Por simplicidad se considera que el convertidor se encuentra balanceado, lo

cual ocurre cuando $v_{c1} = v_{c2} = \frac{v_{dc}}{2}$. Los estados de conducción pueden obtenerse a partir de las señales S_{x1} y S_{x2} , designado con “ x ” a la fase correspondiente: $x = \{a, b, c\}$, según muestra la figura. Cuando ambos interruptores superiores están encendidos, es decir $(S_{x1}, S_{x2}) = (1, 1)$, Se logra medir $v_{xn} = \frac{v_{dc}}{2}$ entre la fase “ x ” y el neutro del convertidor “ n ”, este estado se conoce como el estado positivo (+). De igual forma cuando los interruptores del medio están encendidos $(S_{x1}, S_{x2}) = (0, 1)$, la tensión de salida es $v_{xn} = 0$, llamado el estado cero de conducción (0). Finalmente, cuando los dos interruptores inferiores están encendidos $(S_{x1}, S_{x2}) = (0, 0)$ se genera el estado negativo (-) asociado a una tensión de $v_{xn} = -\frac{v_{dc}}{2}$ en esa pierna del convertidor.

Según lo anterior, existen por tanto tres posibles estados de conducción durante la operación normal. La tabla 2.5 resume estos estados de conmutación posibles para el circuito de la figura 3.10, que opera con los condensadores balanceados.

Señales Gate (S_{x1}, S_{x2})	Estado de Conmutación u_x	Tensión de salida v_{xn}	corriente de neutro i_n
(1 ,1)	+1	$v_{dc}/2$	0
(0 ,1)	0	0	$-i_x$
(0 ,0)	-1	$-v_{dc}/2$	0

Tabla 2.5

ESTADOS POSIBLES DE CONMUTACIÓN DE UNA PIERNA DEL CONVERTIDOR 3L-NPC.

2.3.2. Principales estrategias de control

El principal objetivo de la etapa de control es generar la tensión de salida deseada. En específico para los convertidores multinivel, existe la disyuntiva entre poder manejar una mayor cantidad de interruptores y el aprovechar los grados de libertad disponibles según cada esquema de control.

2.3.2.a. Modulación carrier-based PWM

Como su nombre lo indica, la técnica basada en una señal portadora (*Carrier-based PWM*) CB-PWM, es una técnica de modulación de alta frecuencia de conmutación, que utiliza una señal triangular, de amplitud y frecuencia fija, que se compara con la señal de referencia a modular. A partir de la relación de ambas señales es posible definir el índice de modulación m según (2.3).

$$m = \frac{u_1}{u_{1max}} \quad (2.3)$$

Donde u_1 es la amplitud de la componente fundamental de tensión obtenida a partir del patrón de conmutación y u_{1max} corresponde a la amplitud máxima de la señal triangular para operación lineal sin inyecciones de señales de modo común. Por otro lado se define el índice de frecuencia m_f , que compara la frecuencia de la portadora (f_{cr}) con la frecuencia de la señal u_1 según (2.4) [28].

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_1} \quad (2.4)$$

Para el funcionamiento normal de la modulación CB-PWM requiere que la señal portadora f_{cr} sea varias veces superior a f_1 , pudiendo llegar al orden de algunos kHz . El índice de modulación se utiliza como un factor importante para conocer la máxima tensión que es posible obtener en la carga en la zona de operación lineal (sin sobremodulación). Un técnica de operación del CB-PWM en esta zona lineal es el método de sub-oscilación, bajo el cual se realiza la comparación de las señales sinusoidales simétricas de referencia con la señal triangular, sin que la amplitud de estas señales sinusoidales sobrepasen la amplitud de la portadora. Por ejemplo, para un sistema con $v_{dc} = 400 V$, la máxima tensión fundamental que es posible obtener en la carga es de $200 V$, al momento de alimentar una carga resistiva e inductiva (RL).

Sin embargo, existen métodos de modulación modificados, en los cuales se utilizan técnicas para ampliar este rango lineal. De entre estas técnicas destacan: la inyección de señal de secuencia cero (inclusión de tercera armónica) o el método min-max.

Otro modo de operación PWM se logra en la zona de sobremodulación, para la cual $m > 1$. Por lo cual hay instantes en los cuales los semiconductores no están conmutando, lo cual rompe la linealidad entre el valor de referencia y la tensión en terminales de la carga.

2.3.2.b. Modulación multicarrier PWM

Con la implementación de convertidores multinivel, es posible clasificar los esquemas de modulación para señal portadora en dos categorías: los de desplazamiento de fase (PS-PWM, *Phase shifted PWM*) y los de desfase de nivel (LS-PWM, *Level shifted PWM*). El método PS-PWM utiliza modulación por ancho de pulso unipolar y se emplea en los convertidores CHB, lo cual implica el uso de señales portadoras de igual frecuencia f_{cr} en cada celda, para lo cual las señales portadoras deben respetar el desfase (2.5) donde θ_{cr}^{CHB} y θ_{cr}^{FC} es el corrimiento de fase entre portadores en los convertidores CHB y FC respectivamente (donde k es el número de celdas por fase).

$$\theta_{cr}^{CHB} = \frac{180^\circ}{k}, \quad \theta_{cr}^{FC} = \frac{360^\circ}{k} \quad (2.5)$$

Los esquemas de desfase por nivel LS-PWM se basan en la utilización de $2k$ señales portadoras de igual magnitud s_{cr} y frecuencia f_{cr} . Este método se puede aplicar en el convertidor NPC, permitiendo que cada señal portadora esté asociada a dos interruptores por fase. También se puede utilizar este método para las topologías CHB y FC, aunque presenta desventajas, en LS-PWM cada celda tiene su propia referencia y por tanto se debe manejar índices de modulación diferentes. En PS-PWM todas las celdas tienen la misma referencia y por tanto índices de modulación muy similar para todas las celdas (2.6), donde v_o^* es la tensión de referencia de cada rama, o producir la aparición de componente impares en el espectro de potencia de las celdas.

$$m_o = \frac{v_o^*}{2ns_{cr}}, \quad 0 \leq m_o \leq 1 \quad (2.6)$$

2.3.2.c. Modulación vectorial (SVM)

La estrategia basada en espacio vectorial de modulación (SVM, *Space vector modulation*) está asociada con la ubicación de fasores espaciales en el plano $\alpha\beta$. A diferencia del método anterior no utiliza moduladores individuales por fase, sino que recibe el fador espacial de referencia a través del cual determina la señal de actuación.

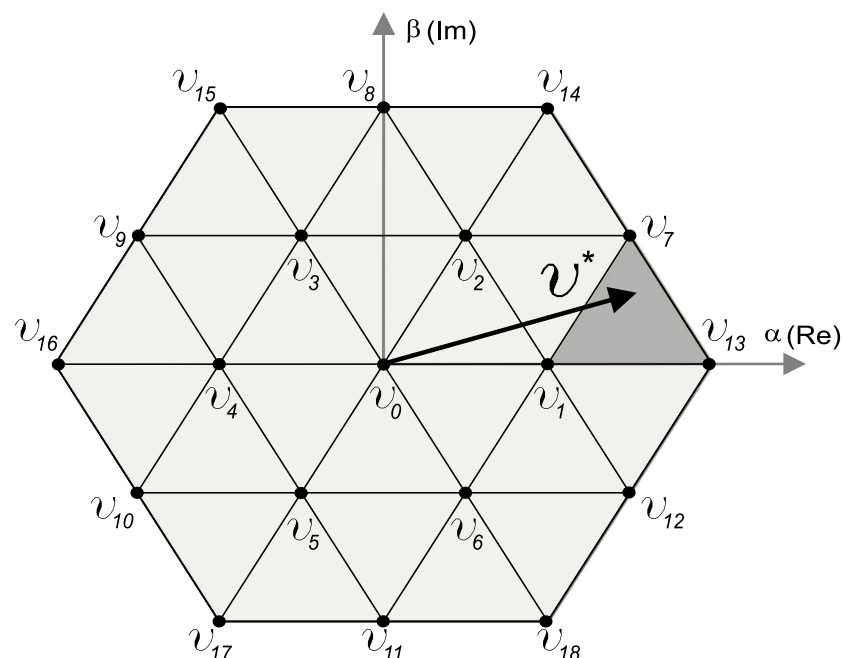


Figura 2.14. *Espacio vectorial para modulación de convertidor de tres niveles.*

Para ello se aplica una referencia de tensión de cierta magnitud y ángulo, que se encuentra dentro de un sector del plano, tal como se muestra en la figura 2.14. Con el sector ubicado es posible sintetizar el vector original a partir de los vectores que delimitan la región (v_1 , v_7 y v_{13} en este caso).

$$v^* = \frac{1}{T_s}(v_1 \cdot t_1 + v_7 \cdot t_7 + v_{13} \cdot t_{13}) \quad (2.7)$$

A partir de ello se determinan los tiempos que debe estar activo cada vector para cumplir la restricción (2.8).

$$T_s = t_1 + t_7 + t_{13} \quad (2.8)$$

El fador espacial generado con esta técnica puede tener una magnitud máxima de $\frac{2}{3}v_{dc}$, restringida a $\frac{1}{\sqrt{3}}v_{dc}$ para trabajar en zona lineal.

2.3.2.d. Eliminación selectiva de armónicas (SHE)

Otra técnica se basa en la eliminación selectiva de armónicas (SHE, *selective harmonic elimination*), es un esquema atractivo por su capacidad para eliminar armónicos de orden bajo no deseados en convertidores de alta potencia. Operan a frecuencias de conmutación muy bajas (menores a 1 kHz), a la vez que reduce las pérdidas de los semiconductores.

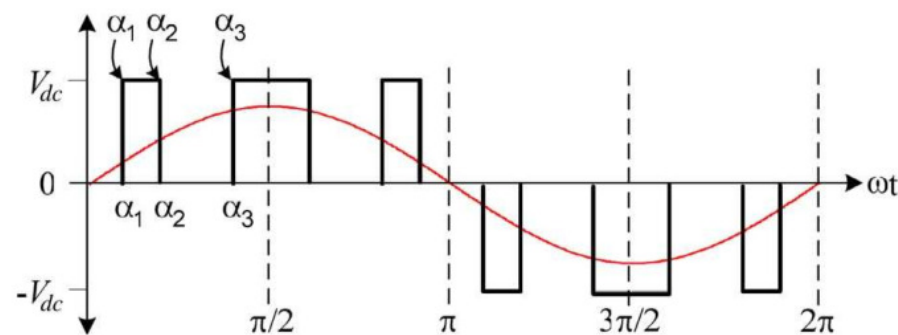


Figura 2.15. SHE de tres niveles. Fuente: [29].

Se recurre a la técnica de análisis de coeficientes de Fourier o componentes armónicas para realizar la alimentación con pulsos de ancho precalculado, de forma tal de poder eliminar ciertas armónicas específicas, o bien mejorar el contenido armónico de la señal en general.

Un ejemplo, es el caso de aplicación en el convertidor 3L-NPC (ver figura 2.15), para el cual se consideran tres ángulos de actuación (α_1 , α_2 y α_3). Para esta situación la componente fundamental puede ser forzada a algún valor y algunos coeficientes de la serie de Fourier pueden hacerse cero, que habitualmente corresponde a la quinta y séptima armónica. La ecuación con la restricción de operación se muestra en (2.9) siendo m el índice de modulación.

$$\begin{aligned} m \cdot \frac{\pi}{4} &= \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) \\ 0 &= \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \cos(5\alpha_3) \\ 0 &= \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \cos(7\alpha_3) \end{aligned} \quad (2.9)$$

2.3.2.e. Control predictivo FCS-MPC

El Control Predictivo basado en Modelo de Conjunto de Estados Finitos (FCS-MPC) se basa en recorrer todos los posibles estados de conmutación del convertidor, permitiendo evaluar los posibles valores de las variables de interés a través de una función de costo “ g ”, sobre esta serie de estados finitos conocidos, y así identificar cuál de ellos minimiza esta función para el siguiente ciclo de conmutación y hacer que el convertidor lo implemente.

La forma de esta función de costo varía según el objetivo de control elegido [5]-[7], para implementar un control de seguimiento de corriente, se utiliza (2.10), pero a la vez se puede incluir otro objetivo de control, para cumplir el balance de los condensadores (2.11), calculado cómo el valor absoluto de la diferencia de los condensadores del 3L-NPC. El factor de peso λ se encarga de dar prioridad entre ambos términos de la función g , lo cual implica que a mayor valor de λ se tendrá una mayor prioridad sobre el objetivo de balance, a la vez que se relajará la solicitud de seguimiento de corriente.

$$g = |i_\alpha^* - i_\alpha(k+2)| + |i_\beta^* - i_\beta(k+2)| \quad (2.10)$$

$$g = |i_\alpha^* - i_\alpha(k+2)| + |i_\beta^* - i_\beta(k+2)| + \lambda \cdot |v_{c1}(k+2) - v_{c2}(k+2)| \quad (2.11)$$

El sistema de control digital trabaja en tiempo discreto, por lo cual, a partir de las mediciones registradas ($x(k)$) se estima el valor de las variables ($x(k+1)$), durante el instante en que se están realizando los cálculos del control, dado que se conoce cuáles son los pulsos de disparo que se envían al convertidor. A partir de la señal estimada, se obtiene la variable predicha ($x(k+2)$), ver figura 2.17. El foco de este trabajo está en lograr un control de potencia activa para el AFE, utilizando un esquema de control directo de potencia (2.12).

$$g = \lambda_P |P_{in}^* - P_{in}(k+2)| + \lambda_Q |Q_{in}^* - Q_{in}(k+2)| \quad (2.12)$$

Según se desprende de la tabla 2.13, para el caso del convertidor 3L-NPC, se introduce el vector u_x , que puede tomar sólo tres estados $u_x = \{-1, 0, +1\}$. Esto nos permite definir el vector \mathbf{u}_s que contiene la información sobre el estado de conmutación en las tres fases. Se generan 27 estados de conmutación diferentes indicados en la figura 2.16, asociados con 19 vectores de tensión diferentes en el plano $\alpha\beta$.

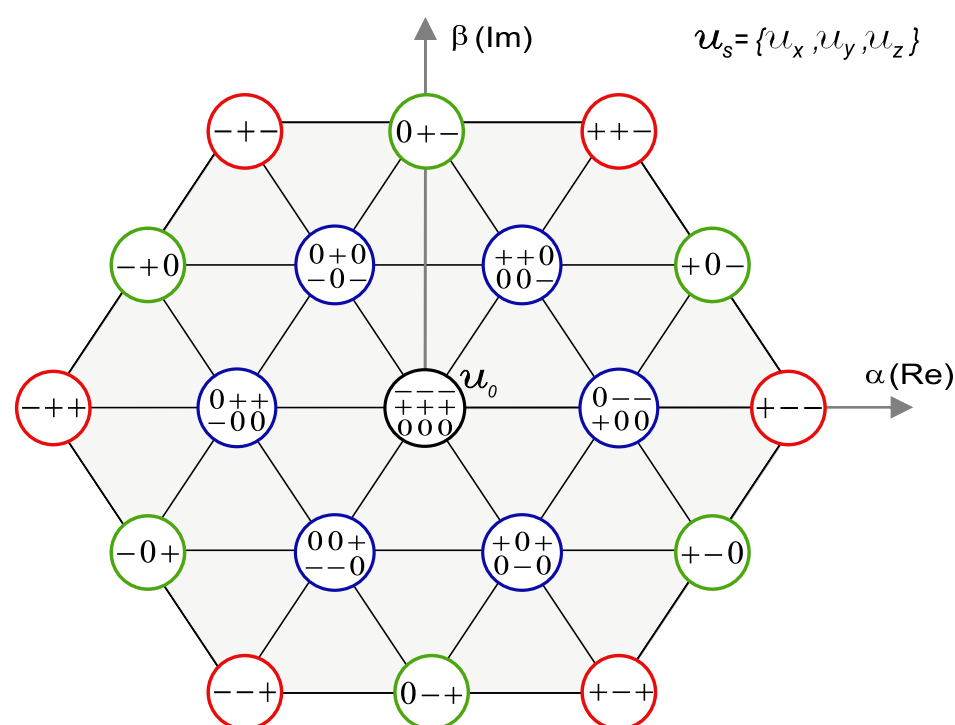


Figura 2.16. Estados de conmutación finitos y vectores de tensión convertidor 3L-NPC.

La figura 2.17 muestra el flujo algoritmo de control implementado para este caso. Se aprecia que en cada interrupción se evalúan todos los estados posibles de conmutación, para encontrar el estado que minimiza la función de costo. Esto genera una limitante sobre el tiempo de ejecución del código, ya que el código debe alcanzar a ejecutar todos sus procesos dentro del tiempo disponible entre cada interrupción, conocido como periodo de muestreo (T_s).

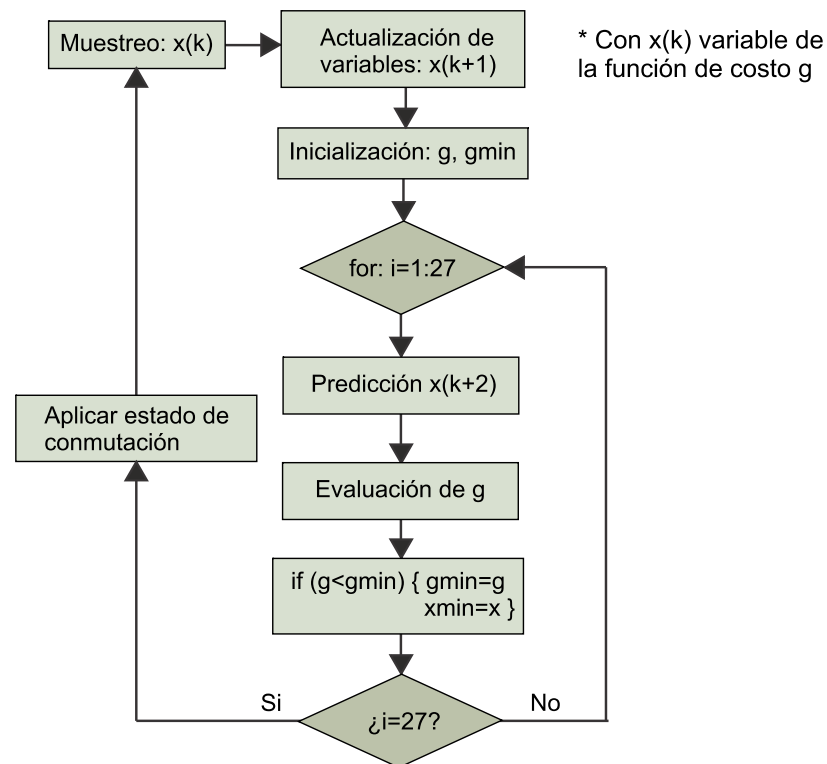


Figura 2.17. Diagrama de flujo sobre la estrategia de control propuesta.

La ventaja de este método es su elevada respuesta dinámica sin la necesidad de usar modulación PWM y que permite la incorporación de manera simple y directa de las no-linealidades del sistema. Una de las desventajas del método es la alta variabilidad de la frecuencia de conmutación de los convertidores, produciendo una distribución desigual del encendido y apagado de los interruptores del 3L-NPC. Las pérdidas de conmutación al estar asociadas a las frecuencia de conmutación, no es constante y varía de un periodo a otro, disminuyendo la eficiencia del equipo.

2.4. Concepto de smart-grid en electromovilidad

2.4.1. Tecnología V2G

La tecnología *vehicle to grid* (V2G) es un estilo de carga que permite que un EV devuelva energía de sus baterías hacia la red, manejando un flujo de energía bi-direccional. Esta tecnología es especialmente conveniente debido al rendimiento que produce la carga en las horas valle para utilizarla en las horas punta.

El usuario por tanto tiene la capacidad de entregar energía a la red en los horarios de mayor demanda, para así reducir el estrés del sistema eléctrico en esos momentos. Debido también al crecimiento del mercado de EV, se espera en un futuro tener soluciones comerciales y competitivas.

El desarrollo de la tecnología V2G en electromovilidad, a su vez va de la mano con la creación de normativa técnica, que permita desarrollar esta tecnología de forma segura, y entregar incentivos en reducciones de tarifa eléctrica o el desarrollo de modelos de remuneración para la descarga, con la finalidad de obtener un beneficio económico por la utilización del estilo de carga bi-direccional en estaciones de carga domiciliaria (V2H) tanto como en estaciones de carga para flotas de vehículos.

2.4.2. Carga inteligente de vehículos

Las energías renovables presentan característica de variabilidad, que dependen de las condiciones meteorológicas y ambientales. Es aquí donde el análisis de carga inteligente o *smart charging* toma preponderancia debido al control descentralizado que puede producir para equilibrar la generación y la demanda. Este algoritmo permite redistribuir las horas de carga del vehículo, por ejemplo, eligiendo “horas valle” para las sesiones de carga, retrasar o adelantar la hora de inicio de carga, reducir la potencia de la sesión, etc. En general realizar una gestión de la energía de una cierta región de la red (red inteligente) para incurrir en un menor coste de carga para los vehículos.

La red inteligente se encarga de identificar el valor de referencia P_{in}^* que se desea inyectar o extraer del sistema eléctrico y el tiempo de duración de la sesión. El sistema de control de carga sobre el convertidor se encarga de seguir la referencia. Además, se deben cuidar las restricciones de operación tales como límites de estado de carga de la batería recomendada por el fabricante (no sobrepasar límites $20\% < SoC < 80\%$), respetar estados de carga inicial y final para no disminuir autonomía del EV.

El trabajo realizado por la Agencia de Sostenibilidad Energética [30] muestra resultados experimentales para la topología de carga V2G en Chile, ver figura 2.18.

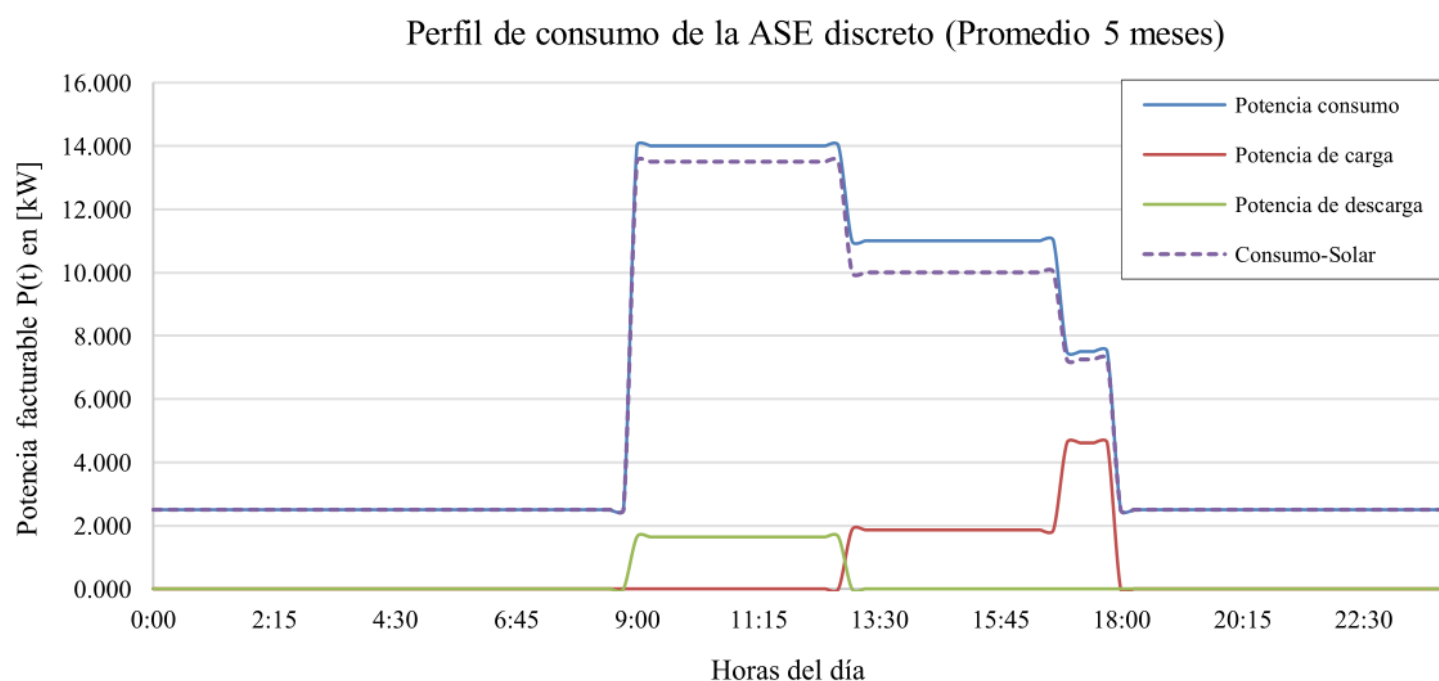


Figura 2.18. Resultado para perfil diario. Fuente: Agencia SE.

De entre las ventajas a las que apunta esta estrategia se encuentran:

- Equilibrar mercado de energía.
- Manejar congestión de red de distribución local.
- Utilización eficiente de la energía.
- Reducción del coste de recarga de los EVs.

Por otro lado algunas posibles desventajas radican en:

- Mayor degradación de las baterías (limitante por cantidad de ciclos de carga/descarga).
- Necesidad de equipo especial para medición y control.
- Posible pérdida de privacidad en la información de consumo eléctrico.

Este concepto se ve fortalecido al usar fuentes de energías renovables como apoyo a la carga, además, de ir en el mismo sentido de que políticas públicas de reducción de emisiones y residuos contaminantes en industrias y ciudades.

Capítulo 3

Metodología y fundamentos del modelo

3.1. Carga de EV considerando energía fotovoltaica

3.1.1. Modelo de carga para EV propuesto

Considérese un BEV del cual se disponen las conexiones necesarias para acceder al terminal DC de su sistema de carga externa. Para poder desarrollar el proceso de carga del EV desde una toma de media tensión de la red es requerido, por tanto, un convertidor de potencia que permita manejar la potencia activa inyectada hacia el vehículo, a la vez que se cumplen los criterios de operación eléctricos. A este modelo se le agrega un arreglo fotovoltaico residencial (PV), cuyos terminales se conectan directamente al *dc-link* del convertidor, ver figura 3.1.

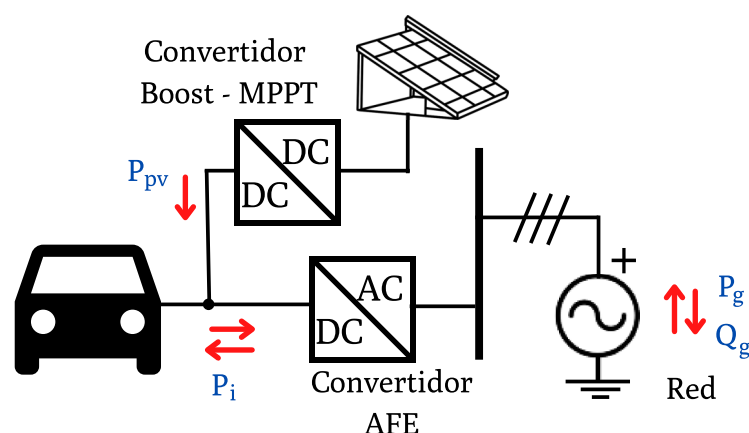


Figura 3.1. Esquema eléctrico sistema de carga vehículo.

Este sistema plantea la existencia de escenario de carga para el vehículo, tal como se detalla en la figura 3.2. Para el proceso de carga de la batería, se señalan los Escenarios (I), (III) y (IV). Que consideran inyección de potencia desde una fuente PV, desde la red o la posibilidad de utilizar ambas. El Escenario (II) considera el caso en que un vehículo ha alcanzado su estado de carga máximo y por lo cual la energía PV es enviada a la red. Finalmente el Escenario (V) da la posibilidad de descargar la batería del vehículo, esto en un contexto de micro-red o para alimentar cargas monofásicas desconectadas de la red.

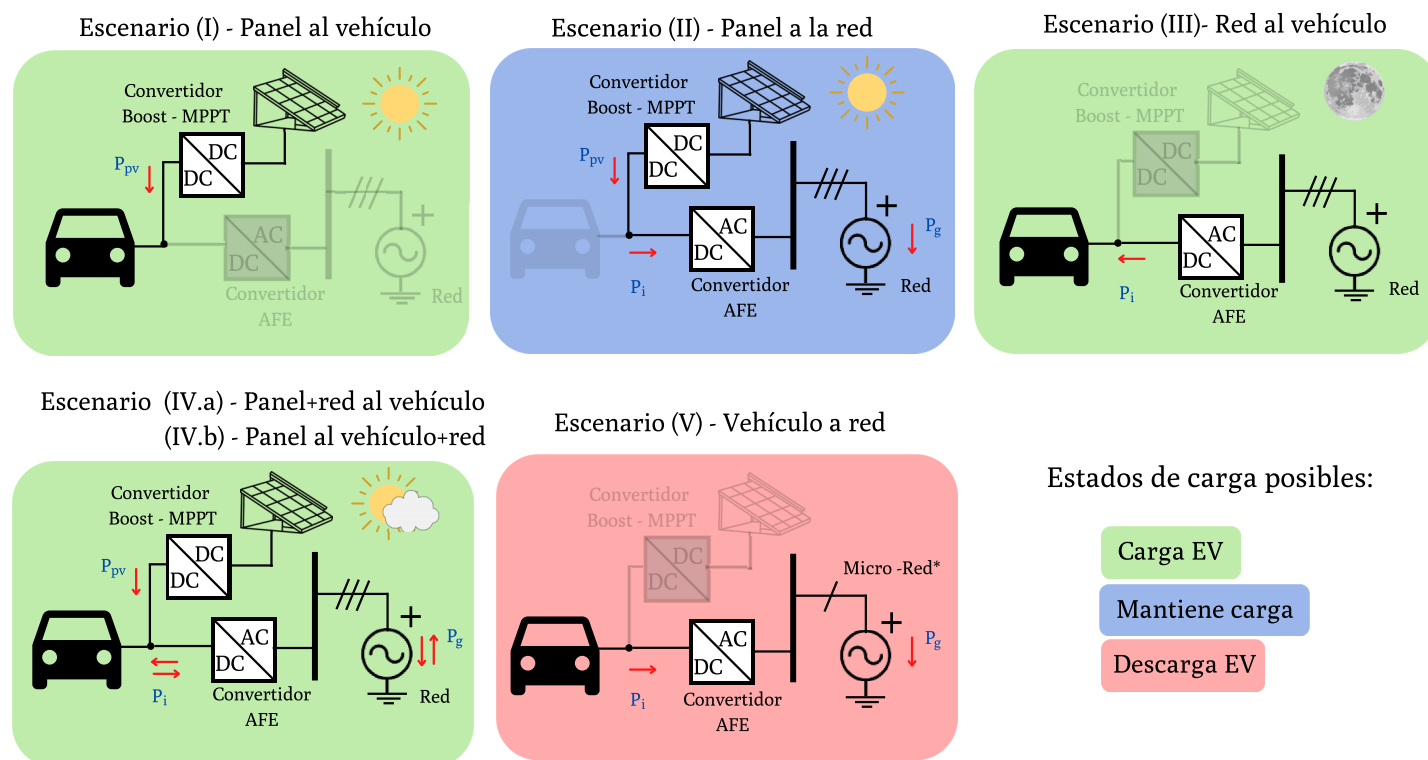


Figura 3.2. Escenarios de carga propuestos para la estación de carga.

Por tanto, el esfuerzo se centra en manejar el convertidor apropiadamente en cada régimen de trabajo, para lo cual será empleado el esquema de control FCS-MPC del control directo de potencia (DPC), donde las potencias activas y reactivas son estimadas midiendo la corriente por las líneas mediante un sistema de procesamiento digital (DSP+FPGA). El esquema DPC también usa un control PI externo para compensar el error en la tensión del *dc-link* mediante una consigna de potencia activa. La figura 3.3 resume el esquema de control propuesto.

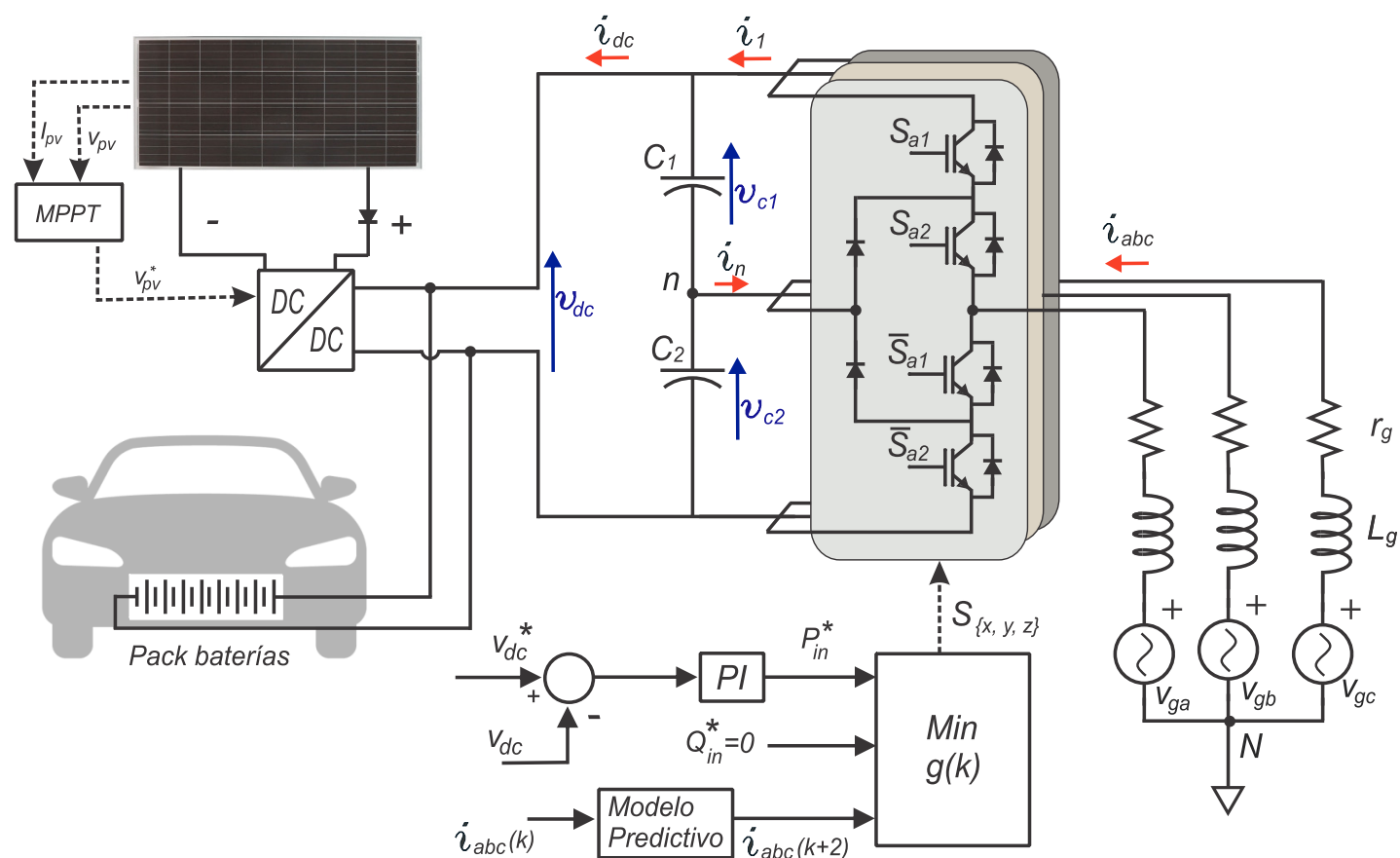


Figura 3.3. Esquema de control FCS-MPC para convertidor trifásico alimentando baterías de vehículos e inclusión de sistema PV.

La tensión en terminales del arreglo fotovoltaico es regulada mediante un convertidor DC/DC tipo Boost para conseguir el punto de trabajo óptimo o *maximum power point track* (MPPT), dado que la potencia máxima varía con la radiación solar, temperatura ambiente y temperatura interior de las celdas solares, entre otros. El algoritmo MPPT permite ubicar el punto de tensión (V_{pm}) para la máxima transferencia de potencia en cada instante de tiempo.

3.1.2. Consideraciones convertidor Boost DC-DC

Para unir el enlace DC con el módulo PV se utiliza un convertidor elevador Boost DC-DC, este tipo de convertidor, en su topología más simple tiene al menos dos semiconductores y un elemento almacenador de energía [21]. Su topología se muestra en la figura 3.4.

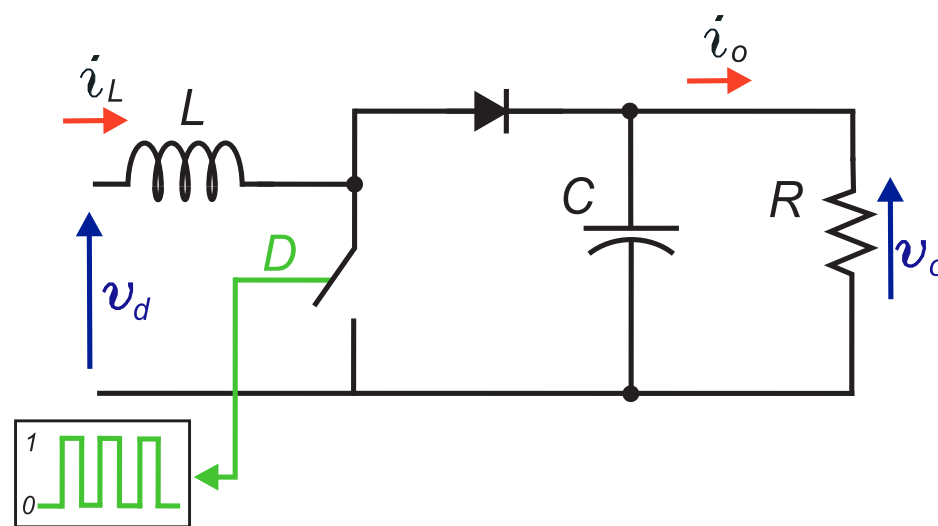


Figura 3.4. Convertidor dc-dc elevador de tensión.

Cómo su nombre lo indica la tensión de salida v_o es siempre mayor a la tensión de entrada v_d y el encendido y apagado del interruptor permite controlar la tensión de salida. Cuando el interruptor está cerrado, dado que v_o es positiva, el diodo queda con polarización inversa y no conduce. En ese caso el circuito para la corriente por el inductor i_L se cierra por el interruptor y la salida queda aislada, recibiendo sólo energía del condensador, produciendo su descarga. En el caso contrario cuando el interruptor se abre, el diodo conduce conectando con la salida, en este caso la salida recibe energía tanto de la entrada y del inductor, lo cual permite cargar el condensador.

Se puede utilizar la técnica de control PWM para manejar el tiempo de duración de encendido y apagado de los interruptores, t_{on} y t_{off} respectivamente, operando a una frecuencia de conmutación constante. La relación entre el tiempo de encendido y el tiempo de muestreo se conoce como ciclo de trabajo (3.1) (*Duty Cycle*, D). El valor medio de la tensión en la salida depende del periodo de muestreo T_s , el ciclo de trabajo D y el valor del condensador C .

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.1)$$

El convertidor Boost DC-DC permite conectar el *dc-link* con la fuente de alimentación generada mediante energía PV. Por ejemplo, al conectar cinco módulos PV en serie (conexión *string*), cada uno de tensión nominal de 24 V, es posible generar una tensión

de entrada nominal de $v_d = 120 V$. Para lograr una tensión de salida de $v_o = 400 V$ a una frecuencia de conmutación (f_c) de $5 kHz$ se requiere operar con un ciclo de trabajo de $D = 0,7$. La operación del convertidor en operación continua se rige por (3.2). De esta forma es posible lograr una tensión aproximadamente constante en terminales $v_o(t) \simeq \bar{v}_o$, según se desprende de la figura 3.5, donde la forma de operación depende de D y de los valores del condensador e inductor C y L utilizado.

$$v_o = v_d \cdot \frac{T_s}{t_{off}} = v_d \cdot \frac{1}{1-D} = (5 \cdot 24) \cdot \frac{1}{1-0,7} = 400 V \quad (3.2)$$

En este caso se logra un *ripple* del 1% y al agrupar varias fuentes PV para aumentar la tensión v_d se genera una menor sollicitación de corriente por el inductor i_L a la vez que permite entregar una mayor energía fotovoltaica. Cabe mencionar que i_L debe mantenerse regulada para evitar caer en zonas de operación discontinuas donde (3.2) deja de ser válido.

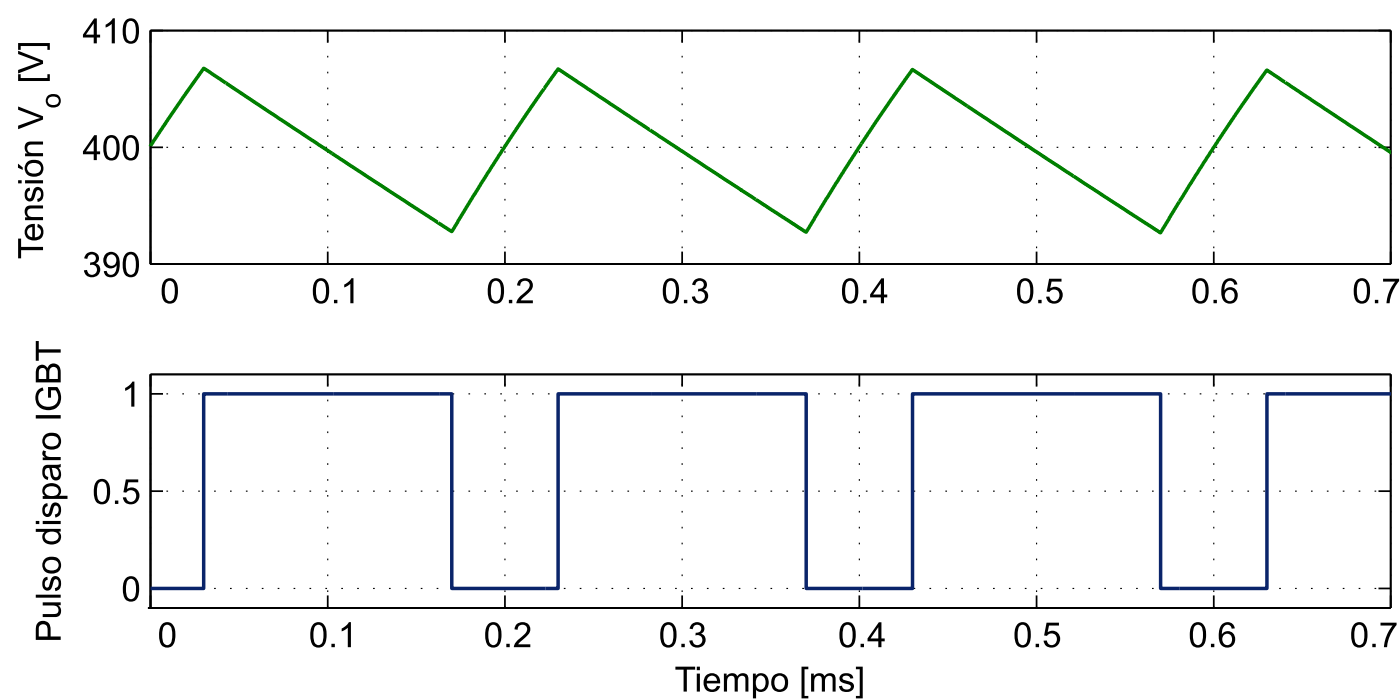


Figura 3.5. Superior: Tensión de salida v_o , Inferior: Pulsos de disparo interruptor.

3.2. Fundamentos y simulación de escenarios de carga en convertidor NPC-3L

El eje central del sistema propuesto se basa en poder analizar el sistema de carga en los diferentes escenarios de la figura 3.2. La sección 3.2.2 considera una tensión fija en el lado DC y se controla la potencia inyectada hacia a la red (Escenarios II y V). Posteriormente las secciones 3.2.3, 3.2.4 y 3.2.5 abordan la inyección de potencia desde la red a la batería (Escenario III), comprobando bidireccionalidad del control. Finalmente, en la sección 3.2.6 considera la posibilidad de utilizar la energía proveniente del panel PV (Escenarios I y IV) hacia la batería del EV.

3.2.1. Modelo linealizado para PLL

Al contar con una fuente trifásica de alimentación se puede inyectar o extraer potencia activa y reactiva desde la red. Para lograrlo es usual utilizar algún método para alinear el vector espacial de tensión VOC (*Voltage Oriented Control*), en este caso para capturar el ángulo del vector espacial de la tensión de la red y así especificar que desfase existe entre la tensión y la corriente. Utilizando para este propósito un algoritmo del tipo PLL (*phase locked loop*) mostrado en la figura 3.6.

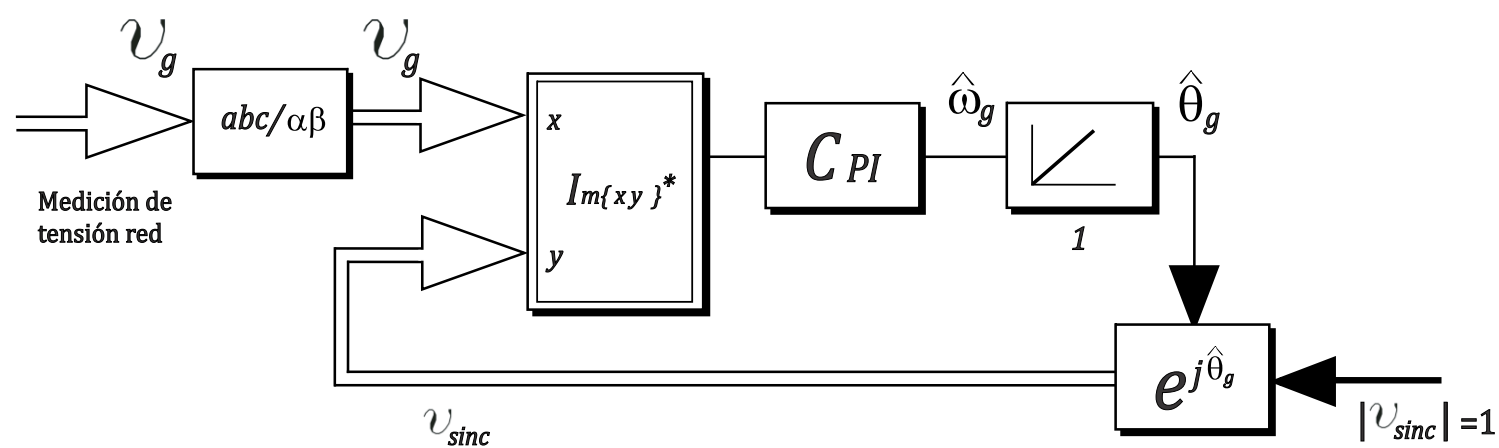


Figura 3.6. Esquema de PLL para ángulo θ_g de la red.

3.2.1.a. Filtrado para tensión de red

Al medir la tensión de la red desde una instalación de baja y media tensión, es habitual encontrar una señal con cierta distorsión armónica debido a la impedancia de entrada de la toma de energía. Para evitar este ruido no deseado, se emplea un filtro pasabanda (3.3) de primer orden para adquirir sólo la señal de interés, que corresponde a la componente fundamental de la tensión de la red.

$$h_{f_{pb}}(s) = \frac{\omega_{ban}s}{s^2 + \omega_{ban}s + \omega_{ban} * \omega_n^2} \quad (3.3)$$

Se elige filtrar para 50 Hz y con un ancho de banda de 10 Hz . El efecto de la tensión filtrada es muestra en la figura 3.7.

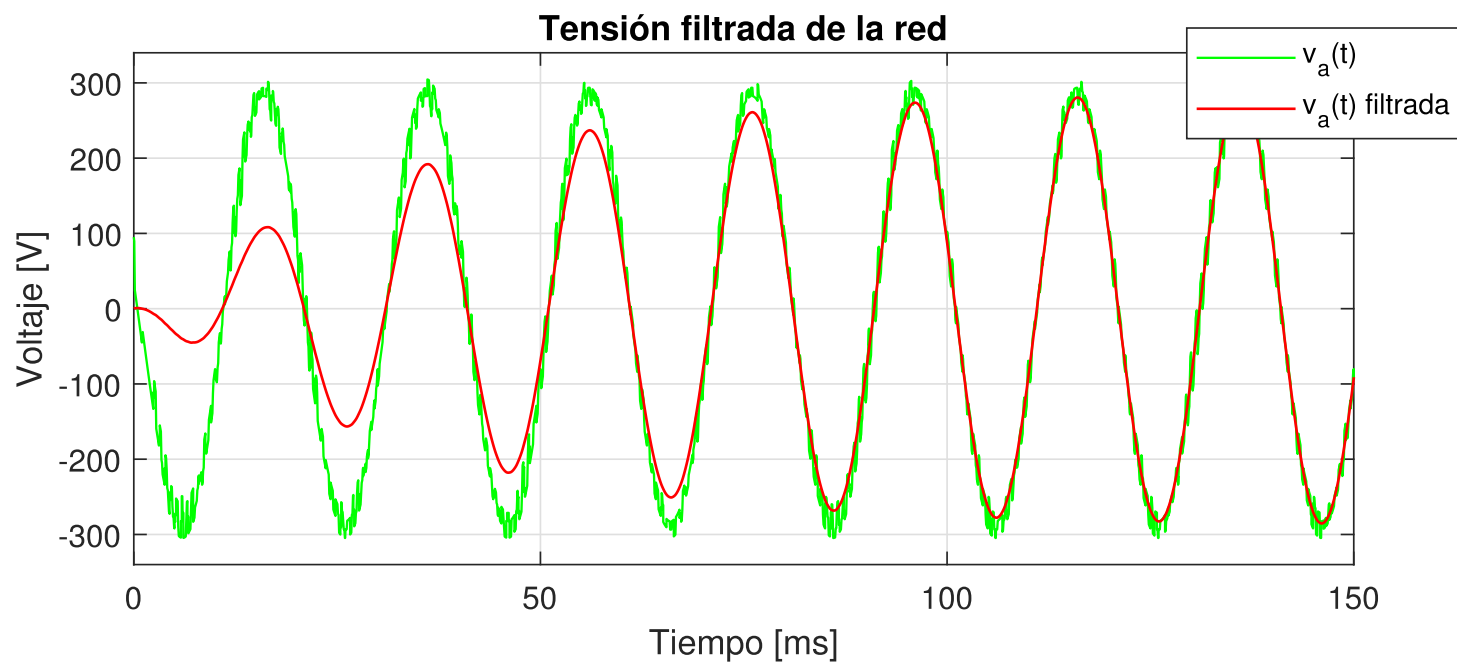


Figura 3.7. Tensión de fase a procesada mediante filtro pasabanda.

3.2.1.b. Ajuste controlador PI

Para capturar el ángulo θ_g , se utiliza un esquema basado en PLL mostrado en la figura 3.6. Se mide la tensión de la red \mathbf{v}_g en cada fase. Para posteriormente pasar a coordenadas $\alpha\beta$, según la transformación (3.4).

$$\begin{aligned} v_{g\alpha} &= \frac{1}{3}(2 \cdot v_{ga} - v_{gb} - v_{gc}) \\ v_{g\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{gb} - v_{gc}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Con las tensiones $v_{g\alpha}$ y $v_{g\beta}$, se construye el vector de tensión de la red \mathbf{x} (3.5) en coordenadas $\alpha\beta$. Para efectos del control, interesa comparar que tan desalineados se encuentra respecto a la referencia \mathbf{y} (3.6).

$$\mathbf{x} = v_{g\alpha} + \mathbf{j}v_{g\beta} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{y} = \cos(\hat{\theta}_g) + \mathbf{j}\sin(\hat{\theta}_g) \quad (3.6)$$

La salida corresponde a la parte imaginaria de la operación vectorial, está representa una medida del nivel de desfase entre ambos vectores giratorios, y por lo tanto, se puede regular mediante la acción integral del controlador disminuyendo esta diferencia angular. Al utilizar esta técnica junto con el filtrado de la señal se logra capturar la tensión de la red con un menor ruido de medición. En (3.7) se expresa la tensión $\mathbf{v}_{g\alpha\beta}$ desacoplada en su parte real e imaginaria.

$$\begin{aligned} \Im\{\mathbf{x} \cdot \mathbf{y}^*\} &= |v_{g\alpha\beta}| \cos(\theta_g) \cdot \sin(\hat{\theta}_g) + |v_{g\alpha\beta}| \sin(\theta_g) \cdot \cos(\hat{\theta}_g) \\ &= |v_{g\alpha\beta}| \sin(\theta_g - \hat{\theta}_g) = |v_{g\alpha\beta}| \sin(\Delta\theta_g) \end{aligned} \quad (3.7)$$

La expresión anterior se basa en la multiplicación vectorial entre (3.5) y (3.6) conjugado, conservando sólo el argumento de la parte imaginaria (j). Mediante propiedades trigonométricas es posible reducirla a la magnitud de la tensión ($v_{g\alpha\beta}$), ponderada por el seno de la diferencia angular entre la tensión medida y la referencia ($\Delta\theta_g = \theta_g - \hat{\theta}_g$).

La diferencia anterior, para pequeñas señales puede ser aproximada según: $\sin(\Delta\theta_g) \approx \Delta\theta_g$. Con lo cual el ajuste del controlador PI se realiza sobre este sistema linealizado. La planta consiste en un integrador más el retardo de un periodo de muestreo (3.8).

$$G(z) = \frac{1}{(z-1) \cdot z} \quad (3.8)$$

Idealmente el PI debe ajustarse lento en el tiempo de asentamiento (preferentemente con el cero del controlador y los polos de lazo cerrado cercano a la unidad del plano z) para de esta forma capturar sólo las componentes de baja frecuencia, y así evitar acumular error en el controlador y producir una inestabilidad que haga perder el control. Con estas consideraciones el sistema responde adecuadamente ante perturbaciones de alta frecuencia. La forma del controlador es (3.9), donde k_p y k_i representan las ganancias proporcional e integral, o en su forma agrupada donde k_1 y k_2 corresponden a la ganancia del controlador y al cero real respectivamente.

$$c(z) = k_p + \frac{k_i}{z-1} = k_1 \frac{(z-k_2)}{z-1} \quad (3.9)$$

3.2.1.c. Implementación y alcances del modelo

Se simula el sistema para diferentes valores de k_1 y k_2 en el controlador (3.9), operando a una frecuencia de conmutación de: $f_c = 10 \text{ kHz}$, con una resistencia de red de $r_g = 0,4 \Omega$ e inductancia de red de $L_g = 20 \text{ mH}$.

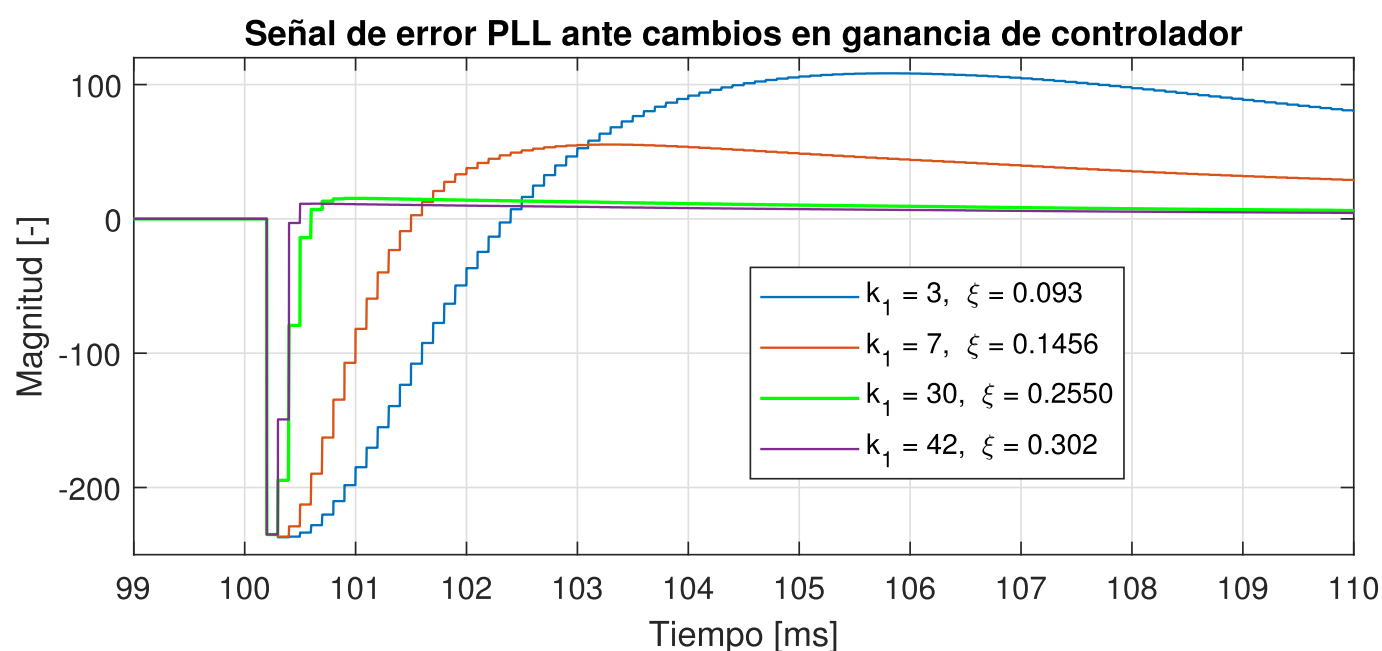


Figura 3.8. Respuesta señal de error lazo PLL con $k_2 = 0,99$ y k_1 variable.

El resultado del seguimiento angular se muestra en la figura 3.9, para la tensión de

la fuente se reescala la tensión del eje real v_α para poder hacer la comparativa de ambas señales en el mismo gráfico.

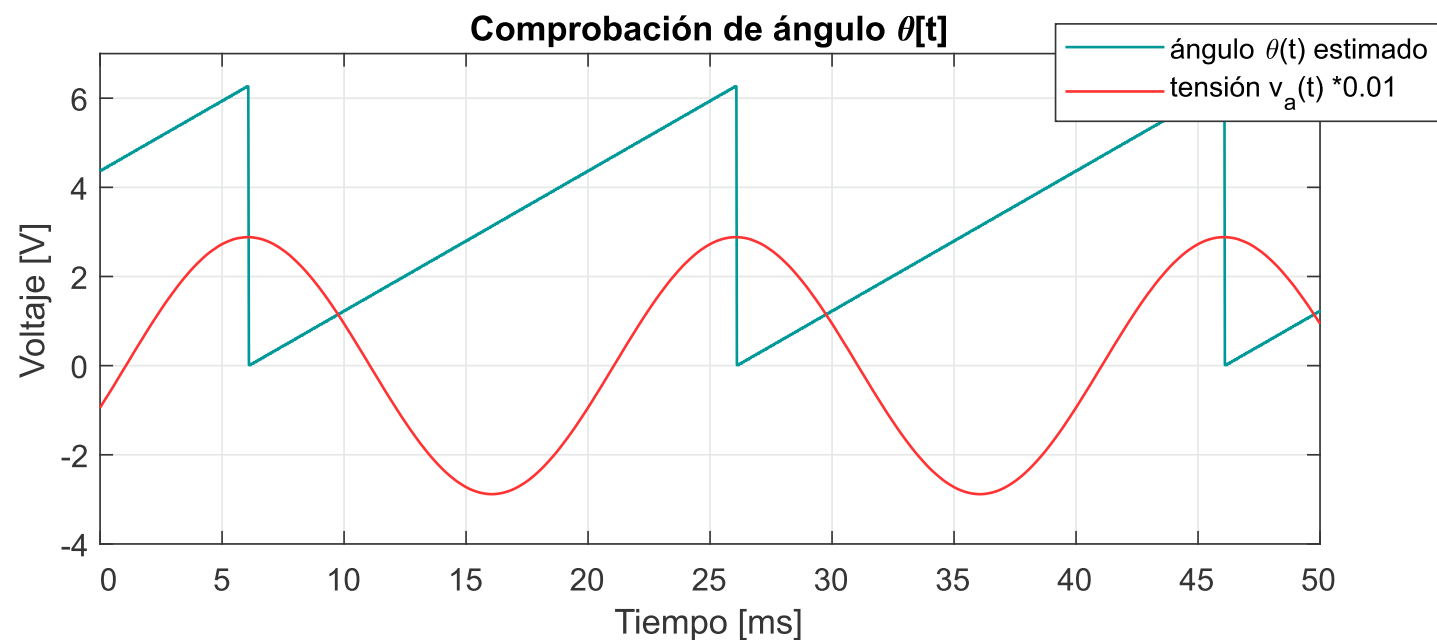


Figura 3.9. Comparativa ángulo $\theta(t)$ estimado y tensión en fase a.

En el proceso del diseño, para ganancias bajas se tiene un tiempo de asentamiento lento, pero a la vez para ganancias mayores aumenta el tiempo de respuesta junto con factor de amortiguamiento de diseño ξ . Hay una ganancia límite hasta la cual el control se mantiene estable, debido a ello se elige una ganancia intermedia de $k_1 = 42$ que logra un buen seguimiento al ángulo en un tiempo menor a 1 ms.

3.2.2. Control de corriente como inversor

3.2.2.a. Modelo del sistema y ecuaciones en tiempo continuo

Como se mencionó en las secciones previas, se trabaja sobre un convertidor NPC (*Neutral Point clamped*) de tres niveles según indica la figura 3.10. Cada pierna del convertidor cuenta con 4 semiconductores basados en IGBT con un par de diodos de fijación que conectan con el punto neutro flotante. Este convertidor se conecta a la red pasando por un elemento resistivo-inductivo que sirve de filtro para mejorar la forma de onda de la corriente.

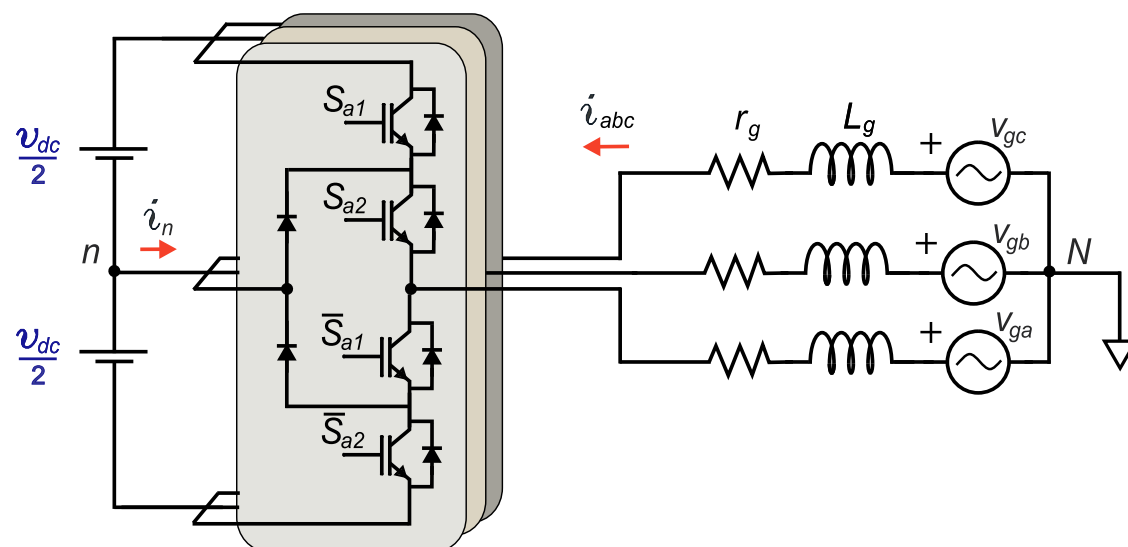


Figura 3.10. Circuito para prueba de control de corriente por método MPC-FCS.

El lado AC del convertidor se puede modelar por (3.10)-(3.12) aplicando LVK en cada fase. Esta ecuación de la planta se compone de la tensión de fase de la red trifásica (v_{ga} , v_{gb} y v_{gc}), la componente resistiva e inductiva y la tensión del convertidor (v_{aN} , v_{bN} y v_{cN}).

$$v_{ga} = r_g i_a + L_g \frac{di_a}{dt} + v_{aN} \quad (3.10)$$

$$v_{gb} = r_g i_b + L_g \frac{di_b}{dt} + v_{bN} \quad (3.11)$$

$$v_{gc} = r_g i_c + L_g \frac{di_c}{dt} + v_{cN} \quad (3.12)$$

Esta expresión se puede condensar en (3.13), donde \mathbf{i} es la corriente de entrada en su forma vectorial (3.14) utilizando el operador complejo $a = e^{j2\pi/3}$, \mathbf{v}_g es la tensión vectorial de la red (3.15) y \mathbf{v}_{abcN} es el vector de tensión del convertidor (3.16)

$$L_g \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{v}_g - r_g \mathbf{i} - \mathbf{v}_{abcN} \quad (3.13)$$

$$\mathbf{i} = \frac{2}{3}(i_a + ai_b + a^2 i_c) \quad (3.14)$$

$$\mathbf{v}_g = \frac{2}{3}(v_{ga} + av_{gb} + a^2 v_{gc}) \quad (3.15)$$

$$\mathbf{v}_{abcN} = \frac{2}{3}(v_{aN} + av_{bN} + a^2 v_{cN}) \quad (3.16)$$

3.2.2.b. Modelo corriente en tiempo discreto

La corriente predicha se calcula utilizando (3.17) en tiempo discreto a partir de la aproximación (3.18) para un tiempo de muestreo T_s . Donde r_g y L_g es la resistencia e inductancia de entrada en serie de igual valor para cada fase. La corriente $\mathbf{i}(k+1)$ es el valor de un paso de muestreo en adelante respecto a $\mathbf{i}(k)$.

$$\mathbf{i}(k+1) = \frac{T_s}{r_g T_s + L_g} \left[\frac{L_g}{T_s} \mathbf{i}(k) + \mathbf{v}_g(k) - \mathbf{v}_{abcN}(k) \right] \quad (3.17)$$

La discretización se realiza considerando la aproximación de la derivada de la corriente o también conocida como transformada de Euler hacia adelante de un paso. Se elige este método por simplicidad, aún cuando existan otros métodos de mejor precisión (de mayor grado por ejemplo), sin embargo para frecuencias de muestreo suficientemente altas esta diferencia no es apreciable en la respuesta de la corriente.

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k)}{T_s} \quad (3.18)$$

3.2.2.c. Modelo predictivo para corriente

La función de costo g se diseña para lograr control de corriente. La función de costo contiene la expresión para la optimización planteada, la cual queda descrita según (3.19).

$$g(k) = \left[i_{ar}^* - i_a(k+2) \right]^2 + \left[i_{br}^* - i_b(k+2) \right]^2 + \left[i_{cr}^* - i_c(k+2) \right]^2 \quad (3.19)$$

La ecuación (3.17) se utiliza para predecir el valor futuro de la corriente $\mathbf{i}(\mathbf{k}+2)$ en un ciclo de conmutación posterior. Cuando la frecuencia de conmutación es suficientemente alta es posible realizar la aproximación $\mathbf{i}(\mathbf{k}+1)^* \approx \mathbf{i}(\mathbf{k})^*$ para la corriente de referencia, por lo cual no se requeriría utilizar técnicas de extrapolación. Además se debe compensar el *delay* de la corriente producto del sistema de control, esto basta con evaluar (3.17) un siguiente paso.

$$\begin{aligned} i_{ar}^* &= \hat{i}_r \cos(\theta_g + \phi_x) \\ i_{br}^* &= \hat{i}_r \cos\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3} + \phi_x\right) \\ i_{cr}^* &= \hat{i}_r \cos\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3} + \phi_x\right) \end{aligned} \quad (3.20)$$

La corriente de referencia se maneja mediante la magnitud (\hat{i}_r) y el ángulo de defase con la red (ϕ_x), respecto a la tensión orientada con la red θ_g obtenido del PLL. Se expresa esta consigna de corriente para cada fase siguiendo (3.20).

3.2.2.d. Implementación y alcances del modelo

Se implementa el sistema en *PLECS*, se considera un tiempo de muestreo para el control de $100 \mu s$. Los parámetros del sistema usados para esta simulación fueron $v_{dc} = 400 V$, $\hat{v}_g = 150 V$, $r_g = 0,4 \Omega$, $L_g = 20 mH$. La figura 3.11 muestra el seguimiento para la corriente ante diferentes escalones en la referencia (\hat{i}_r). Se comprueba un buen seguimiento hasta alcanzar la tensión máxima por el convertidor para la componente fundamental, que corresponde a $v_{1conv}^{max} = v_{dc} \cdot \frac{2}{\pi} V$.

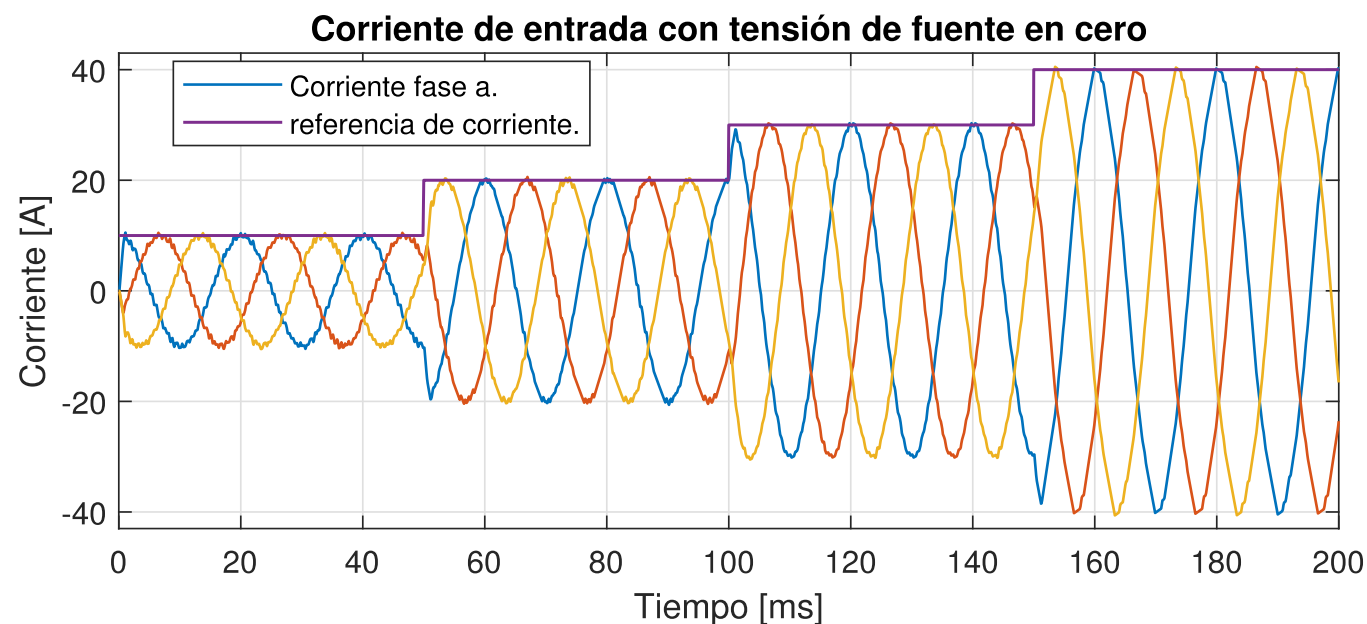


Figura 3.11. Respuesta para control de corriente, con filtro RL mediante MPC-FCS.

Dada la propia limitación del convertidor, la componente fundamental de corriente tendrá una limitante dependiente de los parámetros del filtro RL y la tensión disponible en el *dc-link*. La tensión del convertidor v_{aN} se muestra en la figura 3.12, la cual, debido a la acción del filtro de entrada, permite disminuir el contenido armónico de la corriente según se aprecia de la figura 3.13.

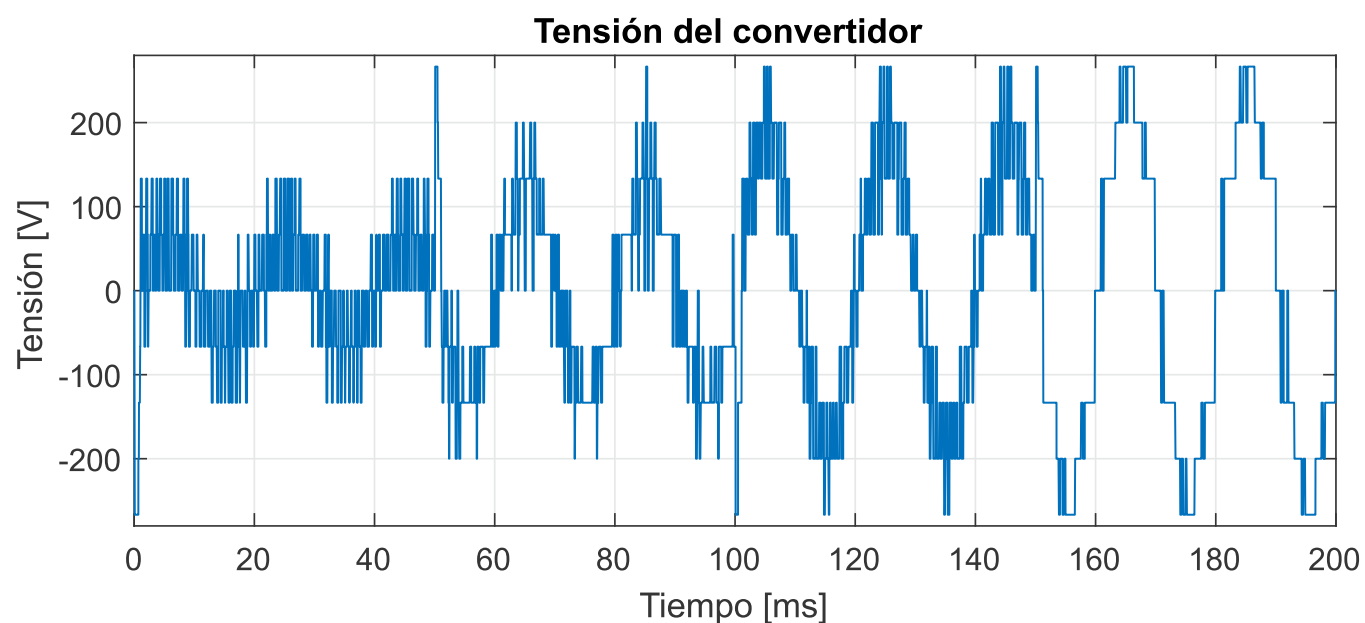


Figura 3.12. Tensión del convertidor en la fase a, ante diferentes escalones en la referencia \hat{i}_r .

Al hacer un requerimiento de corriente más allá del límite de saturación, el sistema ya no pueden alcanzar la petición de corriente y comienzan a aparecer armónicas de magnitud considerable en las corrientes de línea, por lo cual ya no se estará cumpliendo el límite impuesto por las normas para ello. Debido a lo cual, se prefiere trabajar con un límite para evitar caer en estas zonas.

De la figura 3.13 se aprecia que la tensión de fase del convertidor contiene un gran componente fundamental de amplitud 63 V , sumado a una serie de componente de alta frecuencia. Estos componentes de alta frecuencia no se ven reflejados en la corriente, debido a la acción del filtro RL, debido a lo cual la corriente es sinusoidal pura de 50 Hz , cumpliendo el seguimiento de la referencia.

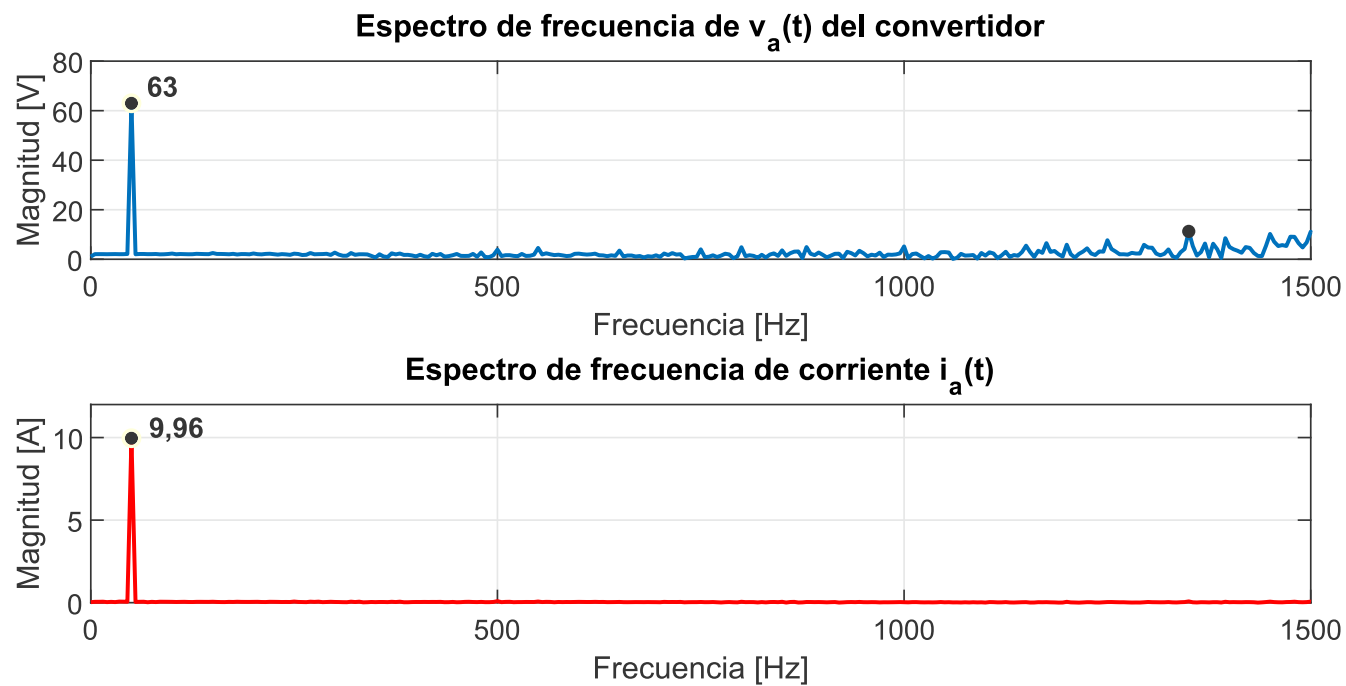


Figura 3.13. Espectro de frecuencia para tensión y corriente del convertidor, para referencia $\hat{i}_r = 10 A$ y sin alimentación desde la red.

La figura 3.14 muestra el cambio en la corriente ante un cambio en el ángulo de la referencia de corriente (ϕ_x), logrando seguimiento del control en menos de 10 ms. La corriente se impone tanto en magnitud como en ángulo y por tanto ella define implícitamente la potencia entregada por la fuente. Por lo cual, la potencia activa pasa de ser positiva a negativa.

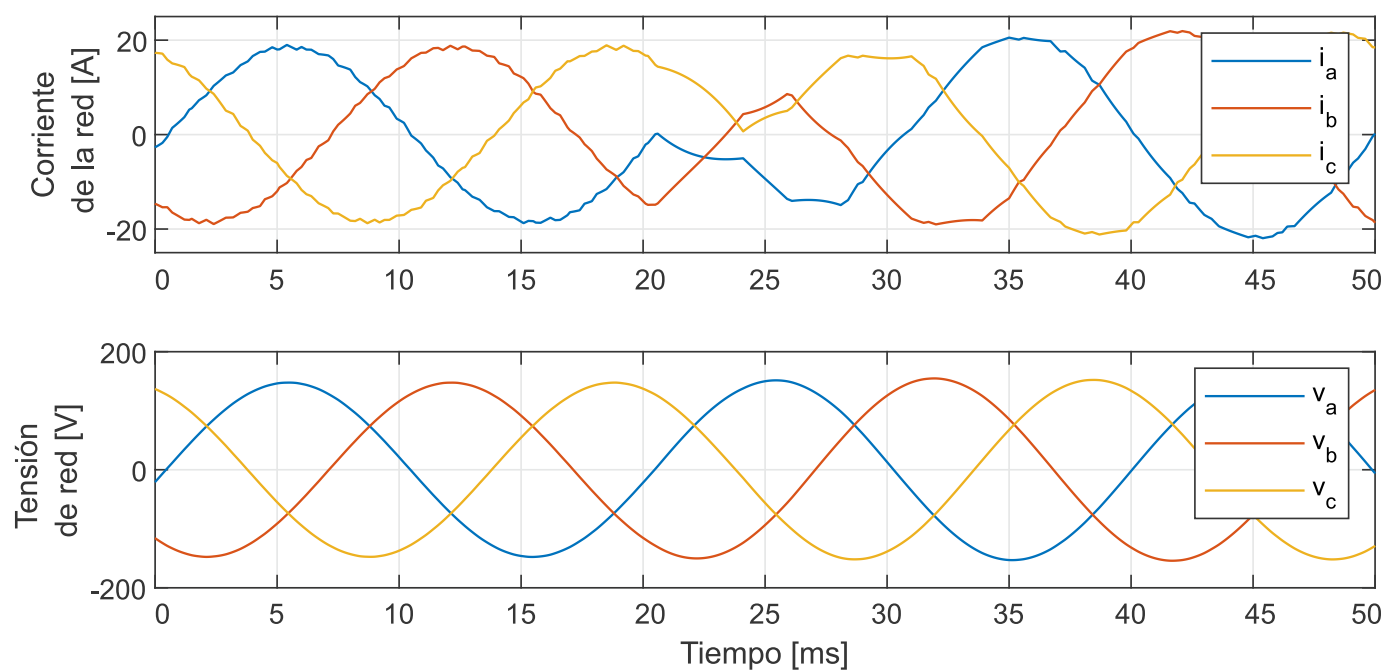


Figura 3.14. Repuesta de corriente y tensión de la red ante cambio en ángulo de fase de la corriente, $\phi_x = 0$ a $\phi_x = \pi$.

3.2.3. Control de tensión como rectificador

3.2.3.a. Modelo del sistema

Se reemplaza la fuente de tensión ideal, por dos capacitores de igual valor, tal cómo se muestra en la figura 3.15. La carga resistiva (R_c) sirve para modelar el consumo de potencia activa desde el pack de baterías del EV.

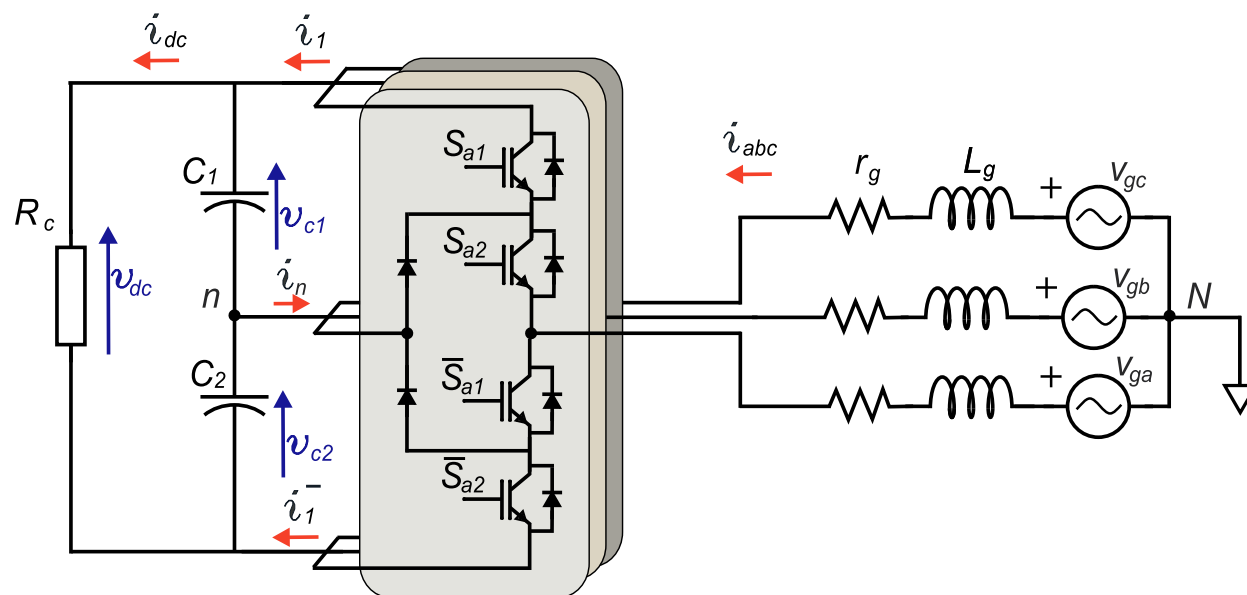


Figura 3.15. Diagrama de circuito con inclusión de modelo de carga de batería.

Para una operación correcta del convertidor, la tensión en el capacitor v_{c1} y v_{c2} deben operar balanceados y con un bajo nivel de *ripple* de tensión. En el lado continuo se alimenta una carga resistiva pura, las corrientes se relacionan con las siguientes ecuaciones:

$$v_{dc} = R_c \cdot i_{dc} \quad (3.21)$$

$$v_{dc} = v_{c1} + v_{c2} \quad (3.22)$$

La expresión (3.21) contiene la caída de tensión en la salida del rectificador, la cual es igual a la corriente rectificadora i_{dc} , por la resistencia de carga, además la tensión v_{dc} es igual a la suma de las tensiones de los condensadores v_{c1} y v_{c2} (3.22). Hay dos ecuaciones de nodos en la salida, representadas por (3.23) y (3.24), donde i_{C1} e i_{C2} son las corrientes por los condensadores C_1 y C_2 . La tensión en el *dc-link* está directamente relacionado con la corriente que pasa por estos elementos capacitivos según (3.25).

$$i_1 = i_{dc} + i_{C1} \quad (3.23)$$

$$i_{C2} = i_n + i_{C1} \quad (3.24)$$

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt}, \quad i_{C2} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} \quad (3.25)$$

Si analizamos el convertidor en cada fase, se aprecia que la corriente de entrada superior al *dc-link* i_1 es una contribución de las corrientes de la red y de los estado de conducción S_x de los IGBT's, expresada mediante (3.26).

$$i_1 = S_{a1}S_{a2}i_a + S_{b1}S_{b2}i_b + S_{c1}S_{c2}i_c \quad (3.26)$$

Según los estados definidos en la tabla 2.5. Es posible definir una estimación de la corriente de entrada en el estado positivo $u_x = +1$ (i_1^+) o en el estado negativo $u_x = -1$ (i_1^-) según (3.27) y (3.28) respectivamente.

$$i_1^+ = S_{a1}i_a + S_{b1}i_b + S_{c1}i_c \quad (3.27)$$

$$i_1^- = i_a(\bar{S}_{a2}) + i_b(\bar{S}_{b2}) + i_c(\bar{S}_{c2}) \quad (3.28)$$

3.2.3.b. Ecuaciones de tensión en tiempo discreto

Al aplicar la transformación de tiempo discreto (3.18) en ambos condensadores, se tiene (3.29), donde $v_{Cx}(k)$ es la tensión del condensador x (con $x = \{1, 2\}$) en el instante k , $v_{Cx}(k+1)$ es la estimación de la tensión del condensador y i_{Cx} es la corriente por el condensador k .

$$v_{Cx}(k+1) = i_{Cx}(k) \frac{T_s}{C_x} + v_{Cx}(k) \quad \text{con } x = \{1, 2\} \quad (3.29)$$

Por lo tanto, es posible describir el valor futuro de la tensión los capacitores basado en el valor actual medido ($v_{Cx}(k)$). Se puede utilizar (3.27) y 3.28 directamente para estimar el valor de la corriente por los condensadores ($i_{C1}(k+1)$ e $i_{C2}(k+1)$).

$$i_{C1}(k+1) = i_{dc}(k) + (S_{a1}(k)i_a(k) + S_{b1}(k)i_b(k) + S_{c1}i_c(k)) \quad (3.30)$$

$$i_{C2}(k+1) = i_{dc}(k) - [(1 - S_{a2}(k))i_a(k) + (1 - S_{b2}(k))i_b(k) + (1 - S_{c2})i_c(k)] \quad (3.31)$$

De esta forma, según se desprende de (3.30)-(3.31), la estimación de la tensión de los condensadores depende del estado de encendido de los semiconductores en el instante k ($S_{a1}(k)$, $S_{a2}(k)$, $S_{b1}(k)$, $S_{b2}(k)$, $S_{c1}(k)$, $S_{c2}(k)$) y de conocer la medición de tensión de ambos condensadores, siempre y cuando se conozca el valor de las capacitancias.

La tensión de fase del convertidor depende del estado de conducción de los semiconductores, por lo cual queda bien definido por (3.32)-(3.34), para los tres estados disponibles por fase.

$$v_{an}(k+1) = \frac{v_{dc}}{2}(S_{a1}(k) + S_{a2}(k) - 1) \quad (3.32)$$

$$v_{bn}(k+1) = \frac{v_{dc}}{2}(S_{b1}(k) + S_{b2}(k) - 1) \quad (3.33)$$

$$v_{cn}(k+1) = \frac{v_{dc}}{2}(S_{c1}(k) + S_{c2}(k) - 1) \quad (3.34)$$

3.2.3.c. Modelo predictivo para tensión

La función de costo g (3.35) se diseña tanto para lograr control de tensión en el rectificador como para garantizar balance de condensadores. Empleando (3.32)-(3.34) para compararla con la tensión de referencia por fase: v_{ar}^* , v_{br}^* y v_{cr}^* , definidas en (3.36). Además se añade los términos para balance de condensadores.

$$g(k) = \left[v_{ar}^* - v_{an}(k+2) \right]^2 + \left[v_{br}^* - v_{bn}(k+2) \right]^2 + \left[v_{cr}^* - v_{cn}(k+2) \right]^2 + \lambda_2 \cdot \left[v_{c1}(k+2) - \frac{v_{dc}^*}{2} \right]^2 + \lambda_2 \cdot \left[v_{c2}(k+2) - \frac{v_{dc}^*}{2} \right]^2 \quad (3.35)$$

El control de tensión sigue la consigna de referencia por fase según (3.36). Mientras que el factor de peso λ_2 cumple la función de dar prioridad entre balance de condensadores y seguimiento de la tensión.

$$\begin{aligned} v_{ar}^* &= \hat{v}_r \cos(\omega t + \phi_x) \\ v_{br}^* &= \hat{v}_r \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi_x\right) \\ v_{cr}^* &= \hat{v}_r \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi_x\right) \end{aligned} \quad (3.36)$$

La referencia permite modificar su magnitud (\hat{v}_r) y ángulo de fase (ϕ_x) para la tensión. De tal forma de permitir manejar la tensión de entrada del convertidor. Al comparar (3.35) con (3.19), se aprecia que la corriente no se controla directamente (quedando en lazo abierto), ya que dependerá implícitamente de la tensión solicitada, esto puede producir problemas de estabilidad debido a alguna desviación en la carga que no esta siendo controlado. Sin embargo su ventaja es lograr un control preciso sobre la tensión de entrada del convertidor.

3.2.3.d. Implementación control de tensión en la carga

Se implementa la función de coste (3.35) en *PLECS*, utilizando: $v_g = 500 V$, $T_s = 10 [\mu s]$, $\lambda_2 = 0,98$, $r_g = 0,4 [\Omega]$, $L_g = 20 [mH]$ e $C_1 = C_2$ de $1500 [\mu F]$. La figura (3.16) muestra el resultado para la operación en condiciones estacionarias. En la tensión de entrada del convertidor (v_{an}), se aprecian los tres niveles de tensión generados por fase. En la parte central de la figura (3.16) se muestra la tensión del convertidor respecto al neutro de la red (v_{aN}), con una forma sinusoidal, debido a la inclusión de la tensión entre neutros v_{nN} , cuya relación se indica en (3.37). En la parte inferior se aprecia que se logra corriente de entrada sinusoidal.

$$v_{Nn} = \frac{v_{an} + v_{bn} + v_{cn}}{3} v_{dc} \quad (3.37)$$

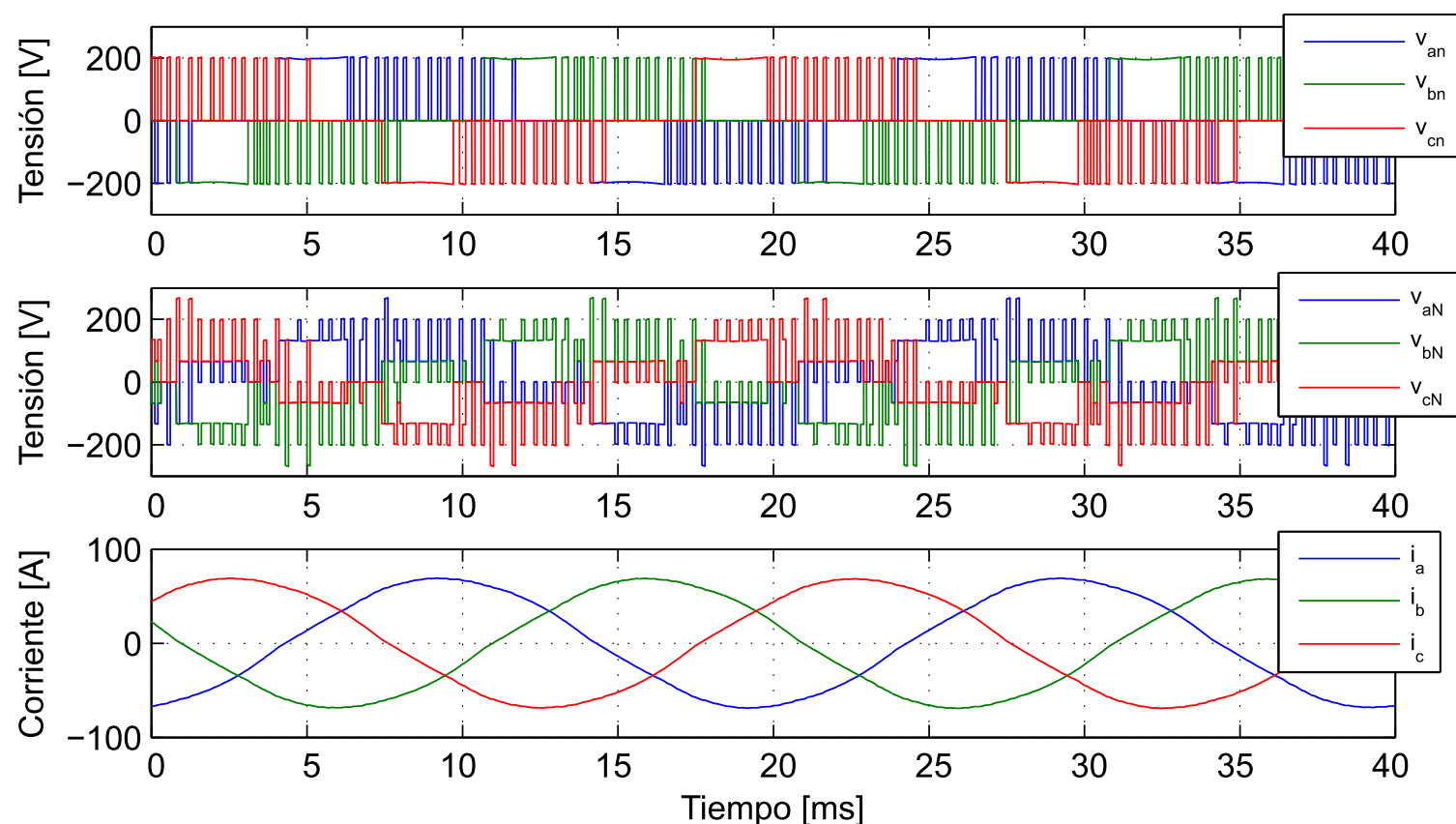


Figura 3.16. Superior: Tensión de fase convertidor, Centro: Tensión entrada convertidor, Inferior: Corriente de entrada.

Se aprecia la distorsión presente en la corriente de la figura (3.16), debido a la falta del lazo de control de corriente, forma de onda que logra un mejor desempeño según el enfoque de la sección 3.2.4.

La figura (3.17) muestra el balance de la tensión de los condensadores C_1 y C_2 para una tensión de referencia de $v_{dc}^* = 400 V$. Se aprecia que el *ripple* de tensión es del 4,37%, apreciando que el valor medio de la tensión de los condensadores siguen a la referencia.

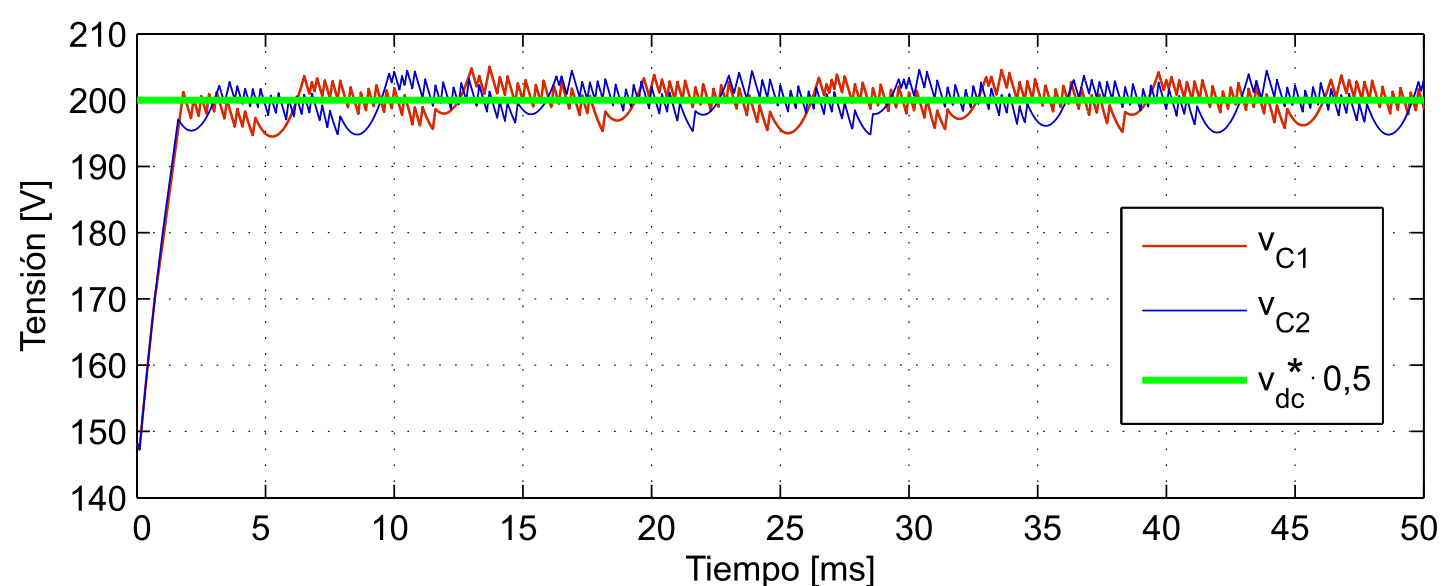


Figura 3.17. Tensión condensadores v_{C1} , v_{C2} y referencia v_{dc} .

Al aumentar λ_2 disminuye el *ripple* de tensión, pero este parámetro debe mantenerse controlado ya que para aumentos mayores se provoca distorsión de corriente de entrada. El sistema responde con seguimiento a la referencia de tensión, ante cambios de tipo escalón con alta respuesta dinámica según se aprecia de (3.18).

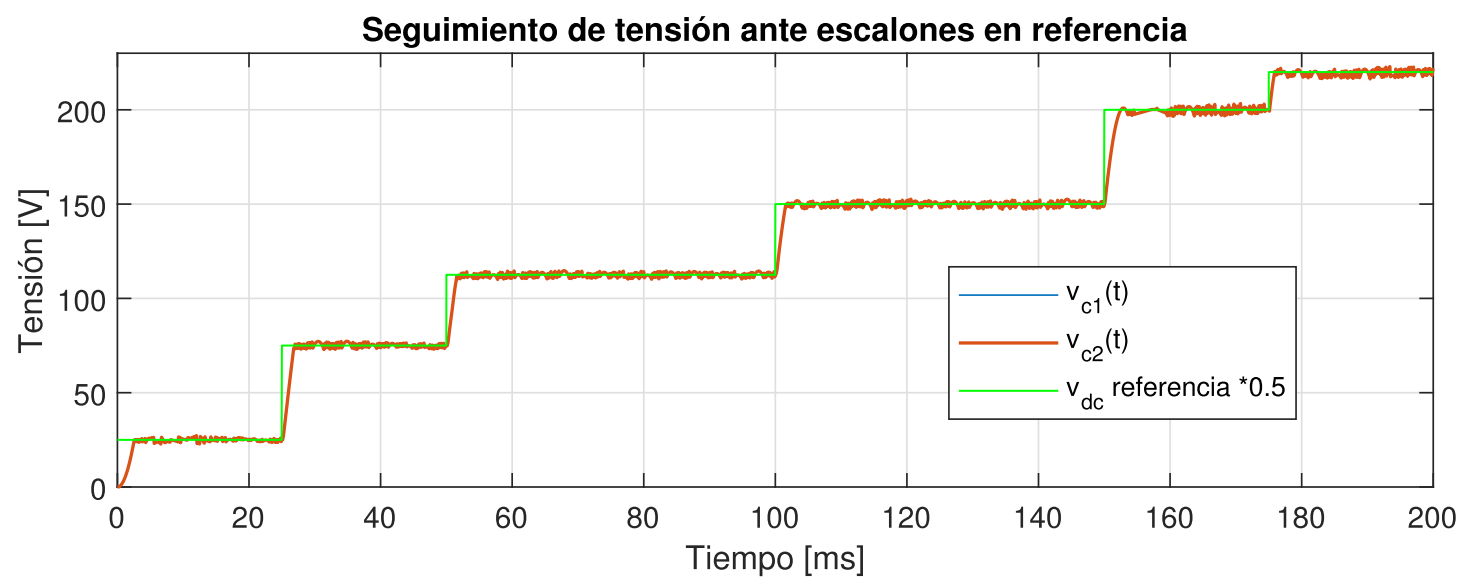


Figura 3.18. Seguimiento de tensión en capacitores, ante escalones de magnitud: 25, 75, 112, 150, 200, 220 V.

En general es complicado ajustar un punto de trabajo con la estrategia (3.35), ya que la referencia de tensión es muy sensible a parámetros como la tensión de entrada, el nivel de v_{dc}^* solicitado o λ_2 , por lo cual se hace difícil utilizarlo en una operación dinámica, prefiriendo hacer pruebas de conducción de tensión en vacío o ensayos iniciales de laboratorio. En la implementación experimental se prefiere controlar la corriente de entrada en vez de tensión tal como se describe en la sección 3.2.4, dejando esta sección de carácter referencial.

3.2.4. Inyección controlada de potencia activa

En esta sección se presenta el esquema de control de potencia activa P_{in}^* del sistema de la figura 3.15, de esta forma se maneja el convertidor para transmitir potencia hacia la carga que estará modelando la batería de los EV.

3.2.4.a. Definición de referencia de potencia activa y reactiva

La figura 3.19 presenta el esquema sobre la dirección de los flujos de potencia en el *dc-link*. Por el lado izquierdo se inyecta en un único sentido potencia proveniente del sistema de generación PV: $p_{pv}(t)$. Por el lado derecho se conecta con la red de alimentación, donde se tiene la potencia de entrada: $p_{in}(t)$ que acepta flujos en ambos sentidos.

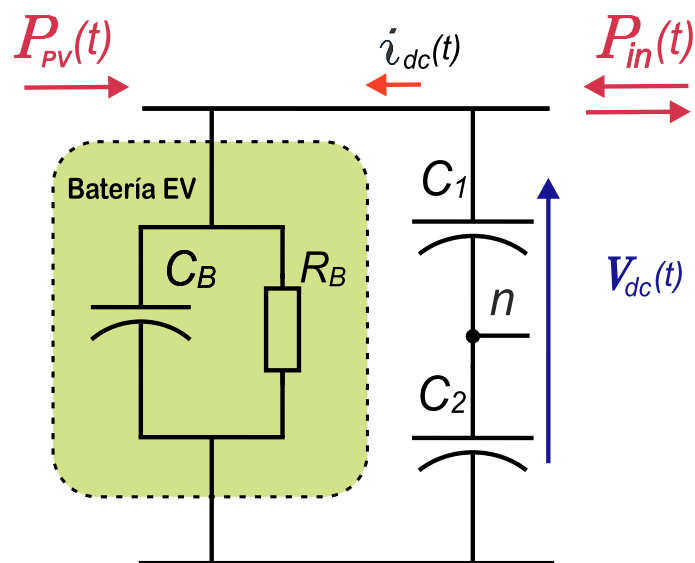


Figura 3.19. Modelo RC paralelo para batería y referencia de balance de potencia.

En este punto interesa obtener una relación entre potencia activa de entrada P_{in} y la tensión en la salida v_{dc} .

3.2.4.b. Planta para control de tensión

La expresión 3.38 muestra el balance de potencia instantánea del circuito y como se relaciona con la tensión a la salida del rectificador. La capacitancia C_B representa el efecto transitorio durante el proceso de carga de la batería, mientras que R_B representa el consumo de potencia activa de la batería.

En esta etapa no se considera inyección PV, por lo cual la potencia total que llega a la carga (P_{bat}) proviene totalmente de la entrada (P_{in}) según se desprende de (3.38). La corriente del el rectificador (i_{dc}) se divide en una parte resistiva ($i_{r bat}$) y una capacitiva ($i_{c bat}$). Al reemplazar la tensión del *dc-link* en esta expresión es posible llegar a una ecuación diferencial de segundo orden, que describe el estado de v_{dc} , según la potencia total en la batería (p_{tot}).

$$\begin{aligned}
 p_{tot} &= p_{in} + p_{pv} \stackrel{0}{=} p_{bat} \\
 p_{tot} &= v_{dc} \cdot i_{c bat} + v_{dc} \cdot i_{r bat} \\
 p_{tot} &= v_{dc} \cdot C_B \frac{dv_{dc}}{dt} + v_{dc} \cdot \frac{v_{dc}}{R_B} \\
 f(\underbrace{v_{dc}, \dot{v}_{dc}}_x) &= p_{tot} = \frac{1}{2} C_B \frac{dv_{dc}^2}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R_B} \quad (3.38)
 \end{aligned}$$

La expresión de potencia total en la carga $f(x)$, pasa a depender de dos variables de estado $x = \{v_{dc}, \dot{v}_{dc}\}$, por lo que es posible linealizar el sistema con respecto a un punto de operación en estado estacionario. En este caso se propone trabajar a un nivel de tensión de $v_{dc} = 400 V$, con un C_B de $150 \mu F$ y una resistencia de 32Ω para poder consumir $5 kW$.

Para emplear la linealización de primer orden se deriva la función $f(x)$ con respecto a cada variable del vector x , las expresiones (3.39)-(3.40).

$$\left. \frac{\partial f}{\partial v_{dc}} \right|_{x=x_o} = k_1 = 2 \frac{v_{dc0}}{R_B} = 25 \quad (3.39)$$

$$\left. \frac{\partial f}{\partial \dot{v}_{dc}} \right|_{x=x_o} = k_2 = C_B v_{dc0} = 0,06 \quad (3.40)$$

Con dichos parámetros se construye la aproximación de Taylor de primer orden de $f(x)$, resultando en (3.41).

$$\begin{aligned} f(x) &\approx f(x_o) + k_1 \cdot \Delta v_{dc} + k_2 \cdot \Delta \dot{v}_{dc} \\ f(x) &\approx \frac{k_1}{2} + k_1(v_{dc} - v_{dc0}) + k_2(\dot{v}_{dc} - \dot{v}_{dc0}) \\ f(x) &\approx k_2 \dot{v}_{dc} + k_1 v_{dc} + \underbrace{\left(\frac{k_1}{2} - k_1 v_{dc0} \right)}_{k_3} \end{aligned} \quad (3.41)$$

Para esta función se trabaja sobre el punto de operación $x_o = (v_{dc0}, \dot{v}_{dc0}) = (400, 0)$, se define el punto de operación k_3 como perturbación, v_{dc} como variable de estado y p_{tot} como la actuación. La expresión llevada al plano de Laplace $\mathcal{L}\{.\}$ se muestra en 3.42.

$$\frac{V_{dc}(s)}{P_{tot}(s)} = \frac{1}{k_2 s + k_1} = \frac{k_p}{\tau_p s + 1} \quad (3.42)$$

Se llega a una planta de primer orden, donde $k_p = 1/k_1$, y $\tau_p = \frac{k_2}{k_1}$. Reemplazando los valores obtenidos en (3.39)-(3.40) se llega a la planta en función de los parámetros.

$$\frac{V_{dc}(s)}{P_{tot}(s)} = \frac{1}{C_B v_{dc0} \cdot s + \frac{2v_{dc0}}{R_B}} \quad (3.43)$$

Una descripción más detallada del modelo de la planta realizada en [6] muestra que esta función cuenta en realidad con un cero de fase no mínima, lo cual agrega restricciones al momento de diseñar el controlador. Reemplazando en (3.44) el punto de operación elegido se obtiene la planta de tensión, la cual corresponde a una función de primer orden con un polo estable.

$$\frac{V_{dc}(s)}{P_{tot}(s)} = \frac{1}{0,06s + 25} = \frac{0,04}{2,4 \cdot 10^{-3}s + 1} \quad (3.44)$$

Esta última ecuación contiene la dinámica de la respuesta de tensión ante una petición de potencia, y sirve de planta para ajustar el control PI que se encarga de hacer el seguimiento de potencia P_{tot}^* , una vez estabilizada la potencia de referencia se puede obtener la referencia de corriente necesaria para lograr la potencia deseada.

Se identifica la planta del sistema, $(G(s))$, considerando el retardo por el ciclo de conmutación del convertidor, en el dominio discreto z , según (3.45).

$$G(z) = \frac{0,001632}{z - 0,9592} \cdot \frac{1}{z} \quad (3.45)$$

3.2.4.c. Diseño control PI

En base a la planta obtenida, se define la estructura de control según 3.46, tal que permita generar la referencia de potencia P_{in}^* empleada para definir el control de tensión del lazo abierto.

$$C(z) = \frac{k_{c1}(z - k_{c2})}{z - 1} \quad (3.46)$$

La velocidad de seguimiento a la referencia del lazo cerrado depende de la frecuencia con que se ajuste el ancho de banda (BW). De esta forma se eligen los parámetros del controlador para lograr un seguimiento dentro de la banda del 2% antes de medio ciclo de la red (tiempo de estabilización menor a 10 ms). Un ajuste óptimo para ambas peticiones se logra con $k_{c1} = 1,5$ y $k_{c2} = 0,9$. Lo cual está asociado a un tiempo de respuesta en lazo abierto de 24,5 ms mostrado en la figura 3.20.

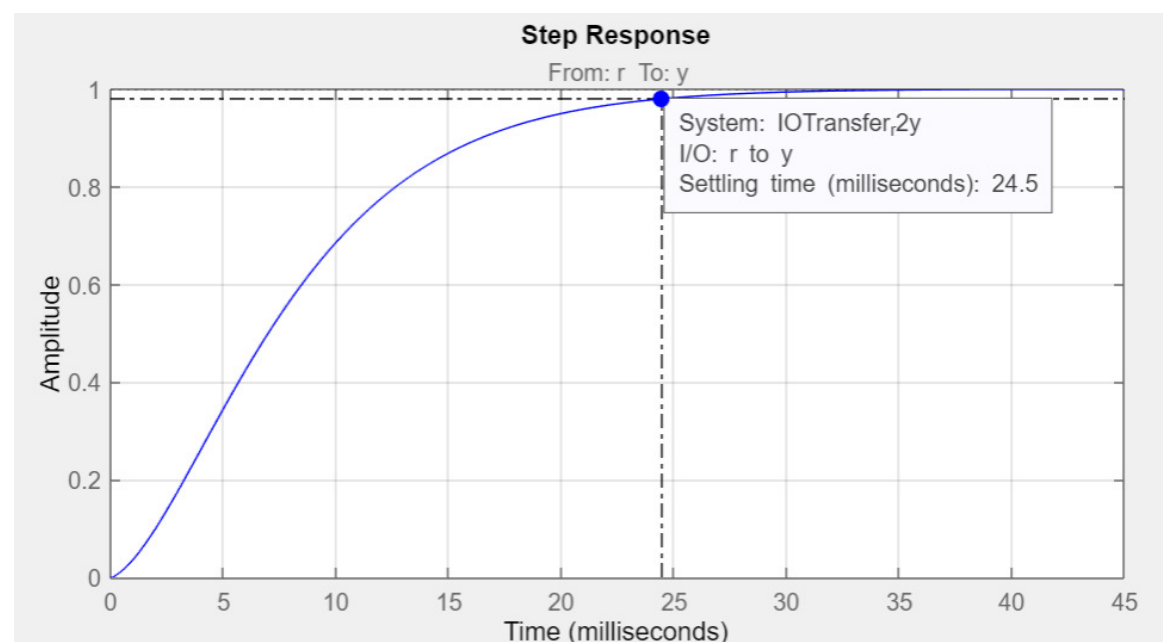


Figura 3.20. Respuesta escalón para lazo de control de tensión.

El ajuste mediante *rltool* además muestra un ancho de banda de 150 rad/seg para obtener -3 dB y el amortiguamiento se ajusta cerca de la unidad en $\xi = 0,97$. El controlador se modifica para formar parte de la topología de antienrollamiento, esto siguiendo el esquema mostrado en la figura 3.21 y según lo desarrollado en [31]. Los elementos necesarios para esta estrategia son los siguientes

$$C_{\infty} = k_{c1} = 1,5 \quad (3.47)$$

$$C^{-1}(z) - C_{\infty} = \frac{x}{u_{sat}} = \frac{1}{k_{c1}} \cdot \left(\frac{k_{c2} - 1}{z - k_{c2}} \right) \quad (3.48)$$

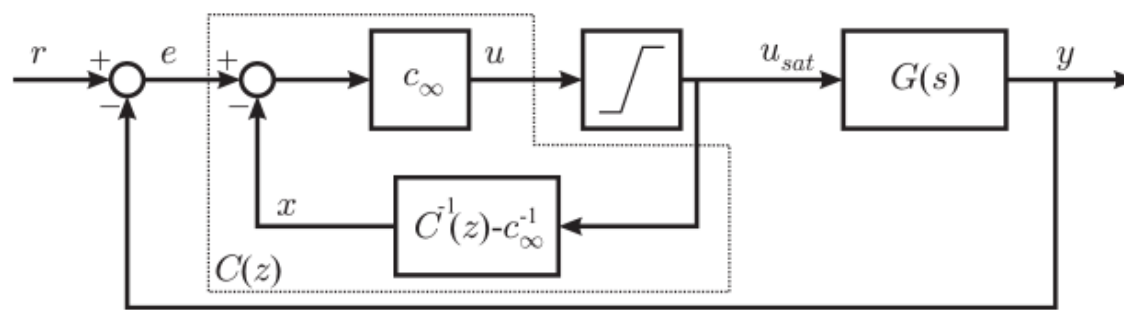


Figura 3.21. Esquema antirollamiento. Fuente: [31].

Para implementar el control digital se efectúa el código (3.49) que se actualiza según los valores de entrada del bloque *c-script*, este elemento es la forma que tiene *PLECS* para emular un controlador digital. Partiendo de las ecuaciones anteriores se realiza el álgebra necesaria para llegar a la siguiente expresión en tiempo discreto.

$$\begin{aligned}
 x \cdot (z - k_{c2}) k_{c1} &= (k_{c2} - 1) u \quad / \cdot \mathcal{F}^{-1}\{ \} \\
 x(k+1) &= \underbrace{k_{c2}}_{c1} \cdot x(k) + \underbrace{\frac{k_{c2} - 1}{k_{c1}}}_{c2} \cdot u(k)
 \end{aligned} \tag{3.49}$$

3.2.4.d. Modelo predictivo propuesto

La función de costo g (3.50) se diseña para lograr control de corriente y balance de tensión en los condensadores. En comparación a (3.35), este método permite conocer la potencia activa y reactiva de entrada de forma directa, al definir la corriente de referencia i_{xr} , para cada fase $x = \{a, b, c\}$, en amplitud y ángulo según (3.20), siempre que se disponga de la medición de la tensión de la red v_g .

$$\begin{aligned}
 g(k) &= \left[i_{ar}^* - i_a(k+2) \right]^2 + \left[i_{br}^* - i_b(k+2) \right]^2 + \left[i_{cr}^* - i_c(k+2) \right]^2 + \\
 &+ \lambda_1 \cdot \left[v_{c1}(k+2) - v_{c2}(k+2) \right]^2
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

El factor de peso λ_1 afecta el desempeño del control en el sentido que permite dar orden de jerarquía entre ambos controles, tanto en el seguimiento de corriente como del balance de tensión.

La figura 3.22 muestra la interacción de la estrategia FCS-MPC (3.50) en conjunto con el control PI y PLL. La PLL se utiliza para fijar el ángulo de la red (θ_g) y el control PI se encarga de cumplir el seguimiento de tensión v_{dc}^* a la vez que fija la potencia activa de referencia (P_{in}^*). Dado que se miden las tensiones de la red (v_{ga} , v_{gb} , v_{gc}), es posible calcular la referencia de corriente (3.20) que satisfaga la consigna de P_{in}^* solicitada. La amplitud de corriente se calcula según 3.51, expresión que es válida siempre que se cumpla (3.38), es decir que la potencia de inyectada sea igual a la potencia en la carga. Para lo cual la resistencia de entrada debe ser lo más pequeña posible y deben mantenerse reguladas las pérdidas de conmutación.

$$\hat{i}_r = \frac{2P_{in}^*}{3|\hat{v}_g|} \quad (3.51)$$

De la figura 3.22 se aprecia que para ejecutar la estrategia se requieren en total tres mediciones de corriente (i_a, i_b, i_c) y cinco mediciones de tensión ($v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}, v_{C1}, v_{C2}$). Señales que se deben procesar por dispositivos análogos/digitales para incorporarlos al control digital.

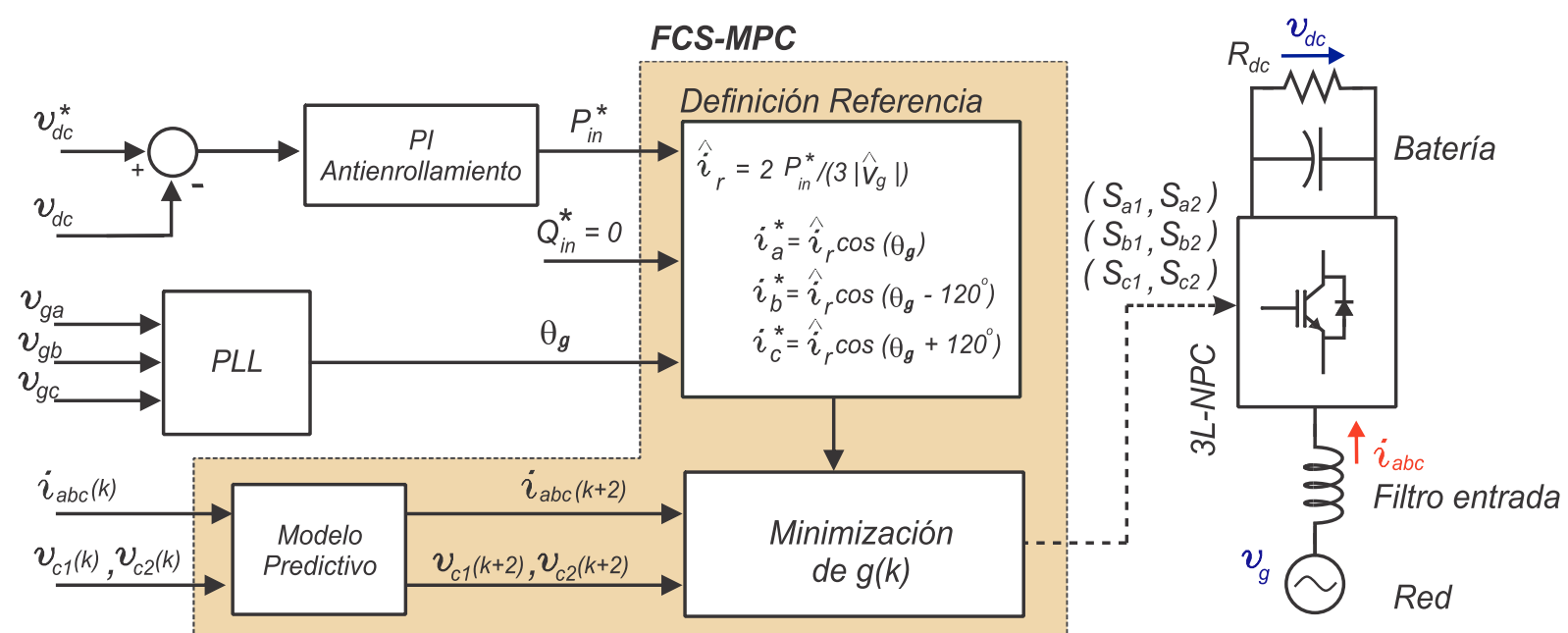


Figura 3.22. Diagrama de flujo de estrategia control de potencia, $FP=1$.

3.2.4.e. Pruebas control AFE

Para verificar el desempeño del sistema ajustado, se realiza una simulación en torno al punto de operación $v_{dc}^* = 400 \text{ V}$, $P_{in}^* = 5 \text{ kW}$ y $Q_{in}^* = 0 \text{ VAR}$. Para ello se utilizan los parámetros indicados en la tabla 3.1.

Parámetro	Descripción	Valor
f_c	frecuencia de conmutación	20 [kHz]
$ \hat{v}_g $	amplitud de tensión de entrada	200 [V]
r_g	resistencia de red	0.1 [Ω]
L_g	inductancia de red	10 [mH]
C_1, C_2	capacitor dc-link	1500 [μF]
R_{dc}	resistencia carga DC	32 [Ω]

Tabla 3.1

PARÁMETROS ELÉCTRICOS PARA SIMULACIÓN.

Tal cómo se describió en la sección 3.2.4.b, se está operando en un punto de trabajo linealizado, para un sistema que es no lineal en la realidad, por lo cual cualquier incongruencia que genere un desvío de las condiciones de linealización descritas generará una respuesta distinta a la del sistema diseñado. En este caso particular, el resultado del control PI de tensión se muestra en la figura 3.23 con un *overshoot* algo menor a un 20% y un tiempo de estabilización en torno a los 84 ms para la banda del 2% de error en

estado estacionario. Por otro lado, la señal de error de tensión evoluciona con una alta respuesta dinámica y el sistema converge en menos de 5 ciclos de la red. Otros ajustes se pueden realizar sobre los parámetros del controlador PI para suprimir el *overshoot* mediante un procedimiento de prueba y error, dado que limita el rango de operación de los condensadores debido a la sobretensión respecto al punto de operación.

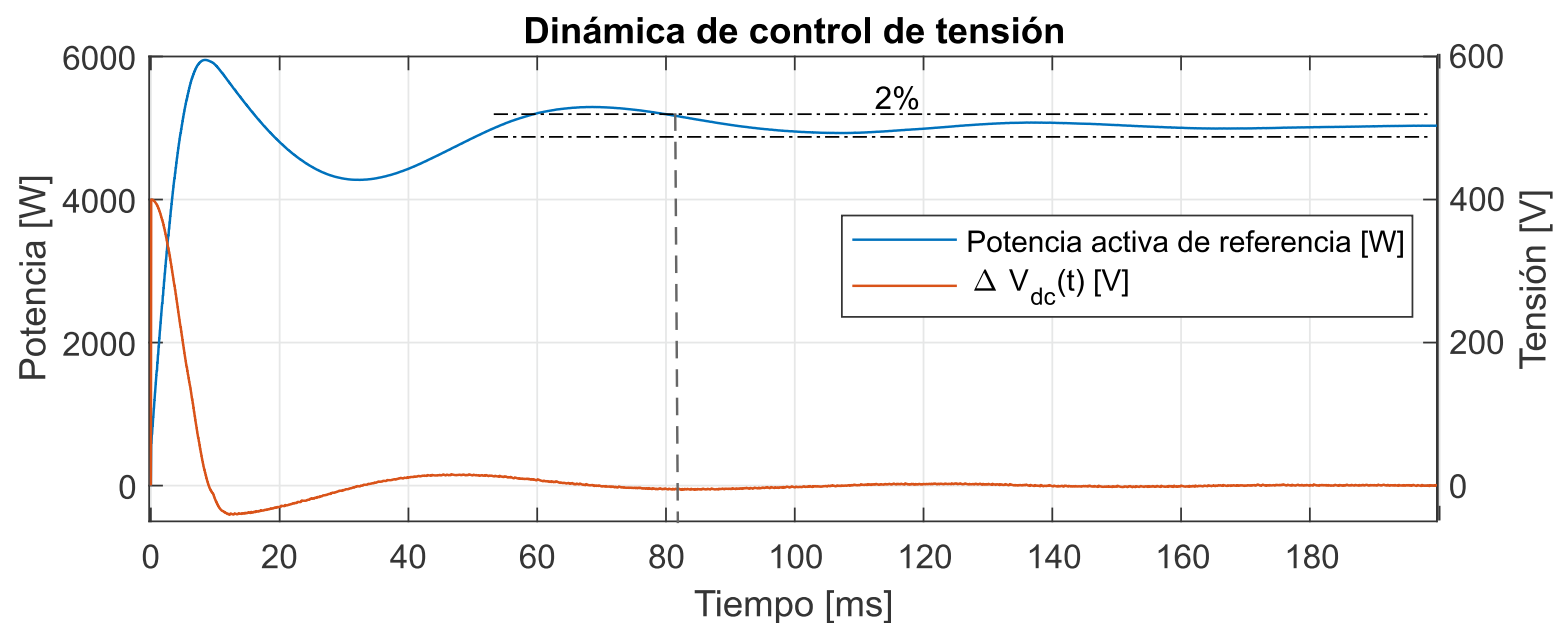


Figura 3.23. Respuesta actuación y error lazo de tensión de dc-link.

El desempeño del control para estado estacionario en la entrada se muestra en la figura 3.24. Tensión y corriente están alineados, la potencia activa oscila en torno a 5040 W y la reactiva es menor a 20 VAR una vez estabilizado el sistema. Con lo cual el factor de potencia en la práctica es unitario.

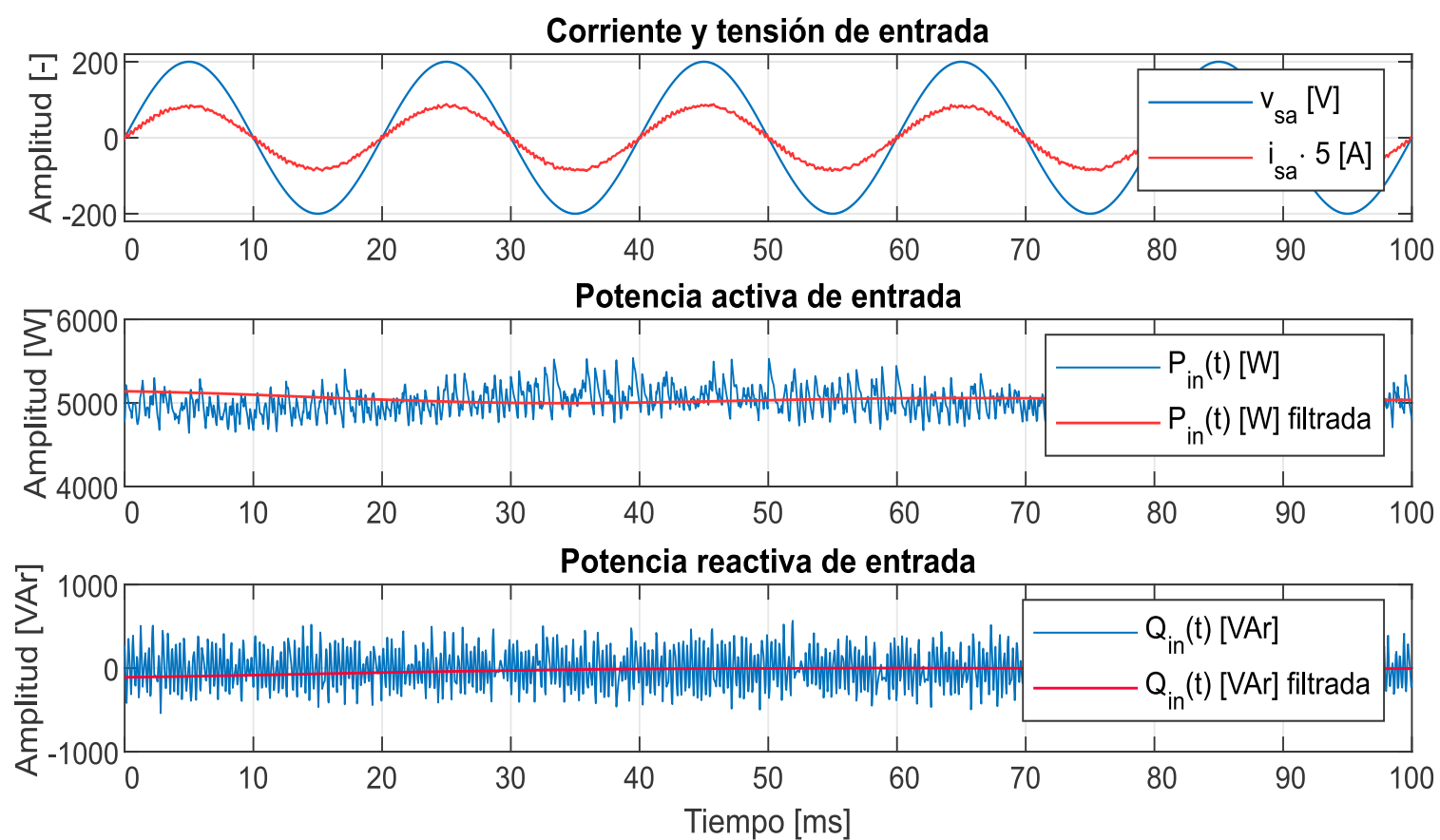


Figura 3.24. Desempeño de variables de entrada ante petición de potencia en $P_{in}^* = 5 kW$, $Q_{in}^* = 0 VAR$.

La dinámica de la respuesta para seguimiento de tensión se muestra en la figura 3.25,

se estabiliza en un tiempo similar que el observado para la respuesta de potencia y su *ripple* de tensión es inferior al 2%.

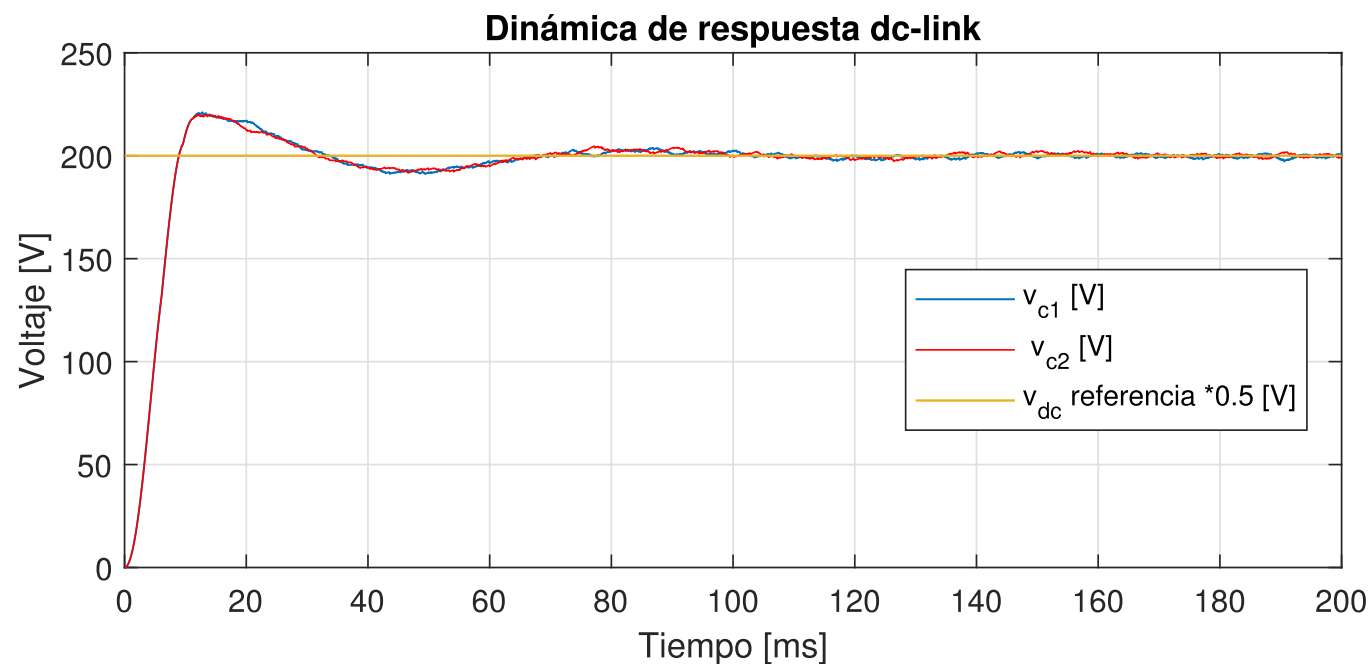


Figura 3.25. Dinámica de respuesta para balance de capacitores en dc-link.

A partir de la consigna de potencia se define la magnitud de corriente \hat{i}_r proveniente de 3.20 aplicada en 3.52. Para ello se supone que existe sólo la componente fundamental de corriente de entrada y se considera tensión y corriente en fase, es decir condiciones para lograr FP cercano a la unidad.

$$\hat{i}_r = \frac{2P_{in}^*}{3|\hat{v}_g|} = 16,8 \text{ A} \quad (3.52)$$

La respuesta de corriente en estado estacionario se muestra en la figura 3.26. Se logra buen seguimiento de magnitud y ángulo respecto a la petición de corriente.

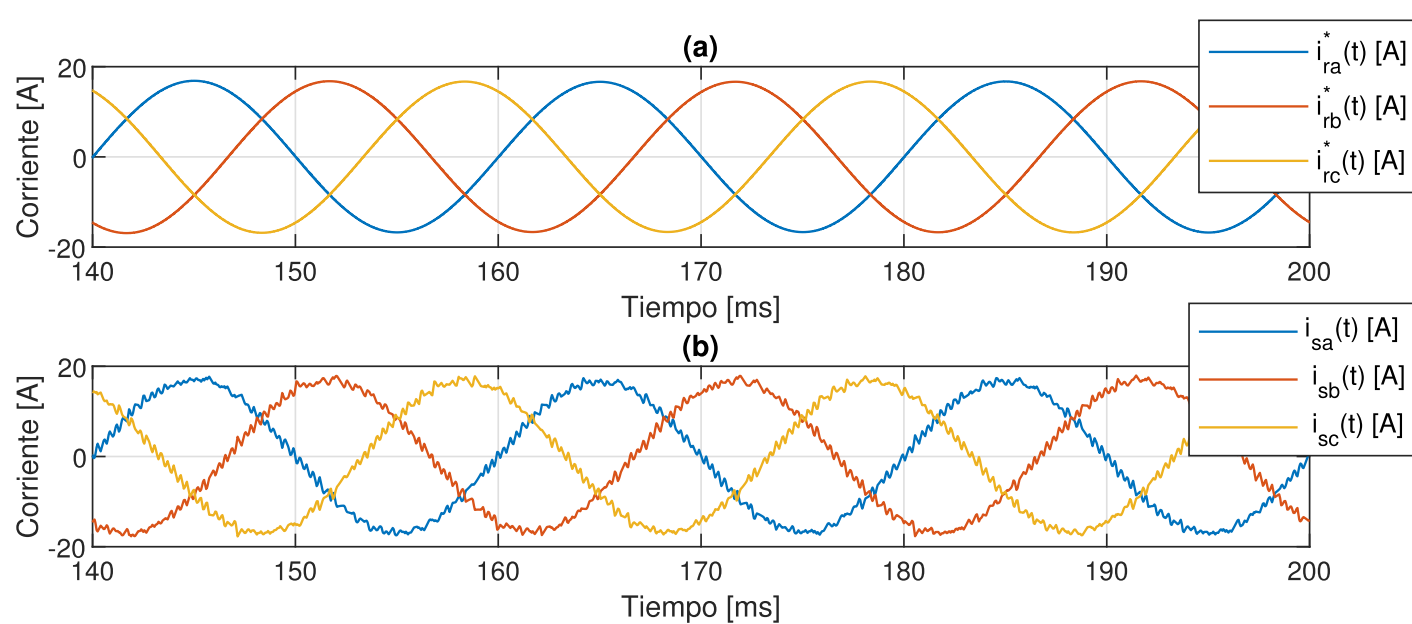


Figura 3.26. Seguimiento a la referencia para la corriente de entrada.

3.2.5. Control directo de potencia de AFE

El énfasis de este trabajo se basa en poder seguir las consignas de potencia activa y reactiva (P_{in}^*, Q_{in}^*) de forma simultánea, obtenidas desde el optimizado de la red o *smart-grid*. Para ello control directo de potencia (DPC) reemplaza el control de corriente de la sección 3.2.4 por la petición de potencia activa y reactiva, según se desprende de la función de costo g (3.53). Se mantiene el término con λ_1 para lograr balance de condensadores del circuito de la figura 3.15.

$$g(k) = \lambda_p \cdot \left[P_{in}^* - P_{in}(k+2) \right]^2 + \lambda_q \cdot \left[Q_{in}^* - Q_{in}(k+2) \right]^2 + \lambda_1 \cdot \left[v_{c1}(k+2) - v_{c2}(k+2) \right]^2 \quad (3.53)$$

En una primera instancia, se arranca con el control 3.2.4.d, por lo que el control PI se encarga de mantener la referencia en el *dc-link* y generar la referencia de P_{in}^* . Una vez alcanzado el punto de operación y estabilizada la tensión del *dc-link*, se activa el control DPC, la potencia de referencia son las entradas del control, mientras que la potencia calculada pasa a depender de la corriente y tensión medidas.

Para controlar potencia directamente es posible orientarse respecto a un sistema en coordenadas rotatorias, sincronizadas con la red en coordenadas $d - q$, bajo la cual el objetivo de control toma la forma (3.54). Las variables v_{gd} y v_{gq} se obtienen de la medición, por lo cual, la dinámica de la respuesta pasa a depender directamente de las corrientes en los ejes (i_d , y i_q).

$$P_{in}^* = \Re\{\mathbf{v}_{g \, dq} \cdot \mathbf{i}_{dq}^*\} = \frac{3}{2}(v_{gd}i_d + v_{gq}i_q) \quad (3.54)$$

$$Q_{in}^* = \Im\{\mathbf{v}_{g \, dq} \cdot \mathbf{i}_{dq}^*\} = \frac{3}{2}(v_{gq}i_d - v_{gd}i_q) \quad (3.55)$$

Debido a que el PLL permite sincronizar el sistema rotatorio con la red, se alinea v_g sólo con componente en el eje d , por lo cual $v_{gq} = 0$. Las ecuaciones de referencia de potencias toman la forma (3.56).

$$P_{in}^* = \frac{3}{2} \cdot v_{gd} i_d \quad (3.56)$$

$$Q_{in}^* = -\frac{3}{2} \cdot v_{gd} i_q \quad (3.57)$$

Para arrancar el DPC, se comienza en las mismas condiciones descritas en la sección 3.2.4 (condiciones de partida: $\lambda_p = \lambda_q = 0$), hasta que se estabiliza la tensión del *dc-link*, luego de lo cual se apaga el control PI y simultáneamente se activa el control DPC ($\lambda_p = \lambda_q = 1$). Para una potencia fija en 5 kW se realiza un ensayo a escalón en la referencia de potencia reactiva Q_{in}^* . El resultado se aprecia en la figura 3.27.

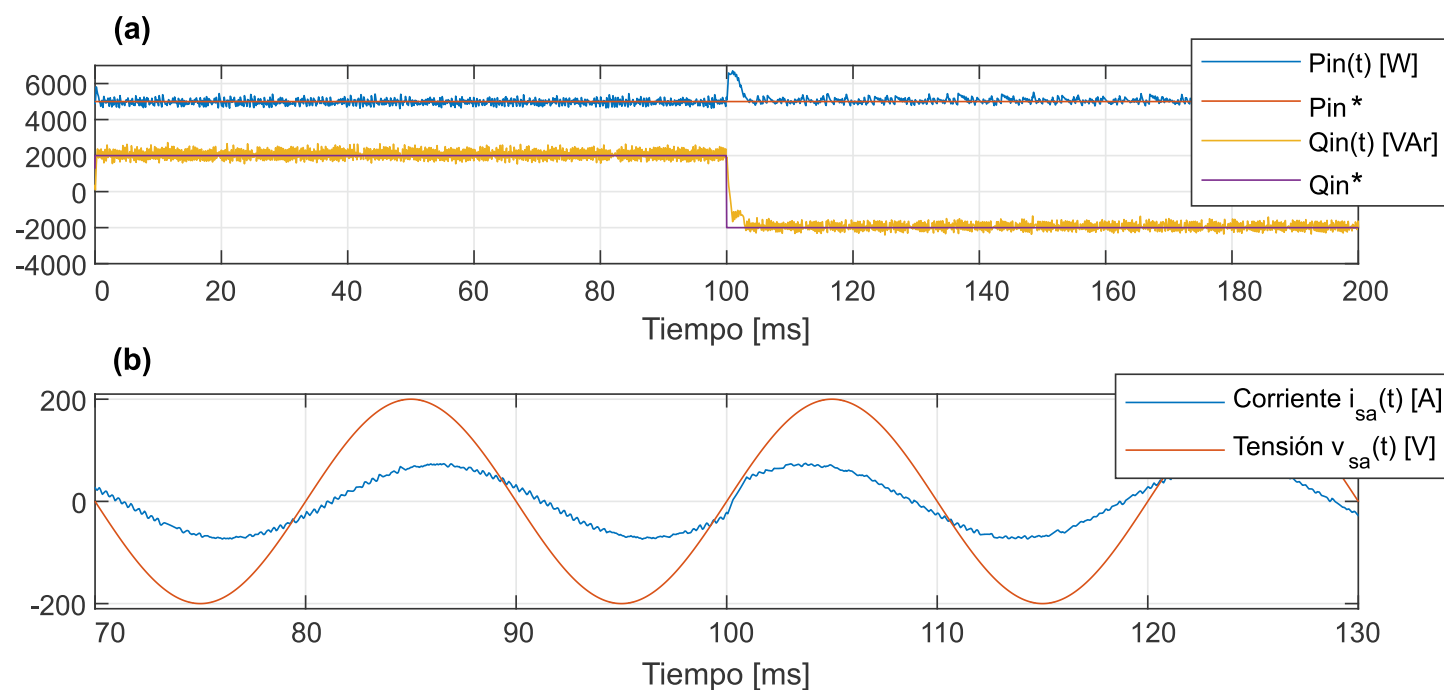


Figura 3.27. (a): Potencia activa y reactiva, (b): Corriente y tensión fase a.

Se debe sin embargo conocer la zona de trabajo de este régimen, ya que debido a condiciones propias del sistema puede haber ciertas referencias de potencia que lleven al sistema a puntos de inestabilidad. Por ejemplo $(P_{in}^*, Q_{in}^*) = (0, Q_x)$, con $Q_x \neq 0$, no es un punto válido ya que el rectificador no es capaz de cumplir físicamente esta consigna de referencia, dado que al balancear los condensadores siempre se está consumiendo potencia activa en la resistencia de salida R_{dc} en el circuito de la figura 3.15. Se obtienen buenos resultados en zonas de trabajo donde la magnitud de Q_{in}^* corresponde a una fracción de la de P_{in}^* .

3.2.6. Inclusión de inyección fotovoltaica

Cuando se conecta el módulo PV, según la conexión de la figura 3.3. Es posible describir la interacción de tres potencias: la potencia de la batería (P_{batt}), la de la red (P_{in}) y la del módulo PV (P_{pv}). Por simplicidad se modela la inyección fotovoltaica por una fuente de tensión fija de valor conocido v_{mppt} , obtenida a partir del algoritmo MPPT en terminales del convertidor Boost, con R_s resistencia serie del conductor. La figura 3.28 muestra la forma de operación de los escenarios (IV.a) y (IV.b) de la figura 3.2. Por un lado, el panel y la red alimentan en conjunto la batería del vehículo, y por el otro, el sistema PV cuenta con la energía suficiente para abastecer tanto la batería como para entregar el remanente a la red.

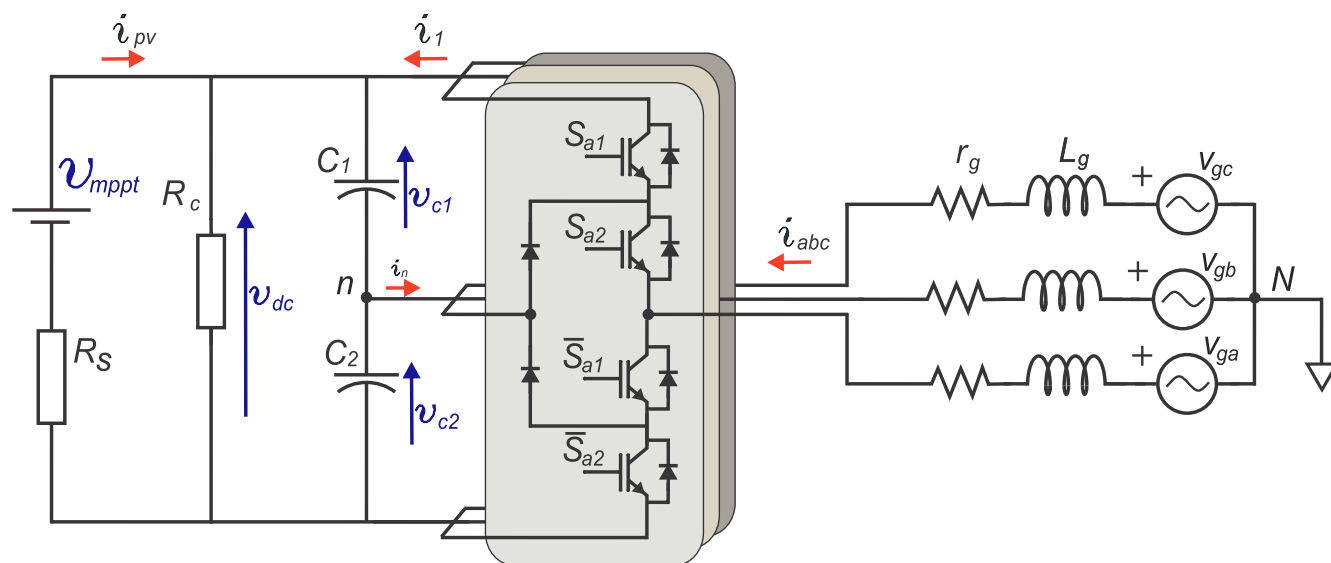


Figura 3.28. Diagrama de circuito con inclusión modelo fuente de corriente PV.

La estrategia de control se basa en la misma forma que en la sección 3.2.5, por lo que la función de costo tiene la forma 3.53 y se mantiene el control PI para fijar tensión v_{dc} . La diferencia se encuentra en la forma de definir P_{in}^* , dado que se conoce la inyección de potencia PV (P_{pv}) producto del algoritmo MPPT. Se debe satisfacer (3.59).

$$P_{pv} = v_{mppt} \cdot i_{pv} \quad (3.58)$$

$$P_{in}^* = P_{batt}^* - P_{pv} \quad (3.59)$$

El orden de prioridad en la operación del sistema con inyección PV debe ser el siguiente:

1. Definir la potencia de carga de la sesión (definir P_{batt}^*) para el EV.
2. El sistema debe utilizar toda la energía fotovoltaica disponible (P_{pv}).
3. La red se debe adaptar para generar o consumir energía según (3.59).

La figura 3.29 muestra este funcionamiento descrito, para el caso de aumento de la solicitud de potencia de carga de la sesión (P_{batt}^*) de 4 kW hasta 6 kW , donde el sistema responde siguiendo la forma de tipo escalón. La red se adapta siguiendo la dinámica de la tensión en los condensadores. La simulación se realiza bajo $v_{mppt} = 400\text{ V}$, $C_1 = C_2 = 1500\text{ }\mu\text{F}$, $R_{batt} = 32\text{ }\Omega$, con un filtro sólo inductivo $L_g = 10\text{ mH}$ para no agregar pérdidas de conducción: $r_g = R_s = 0,1\text{ }\Omega$.

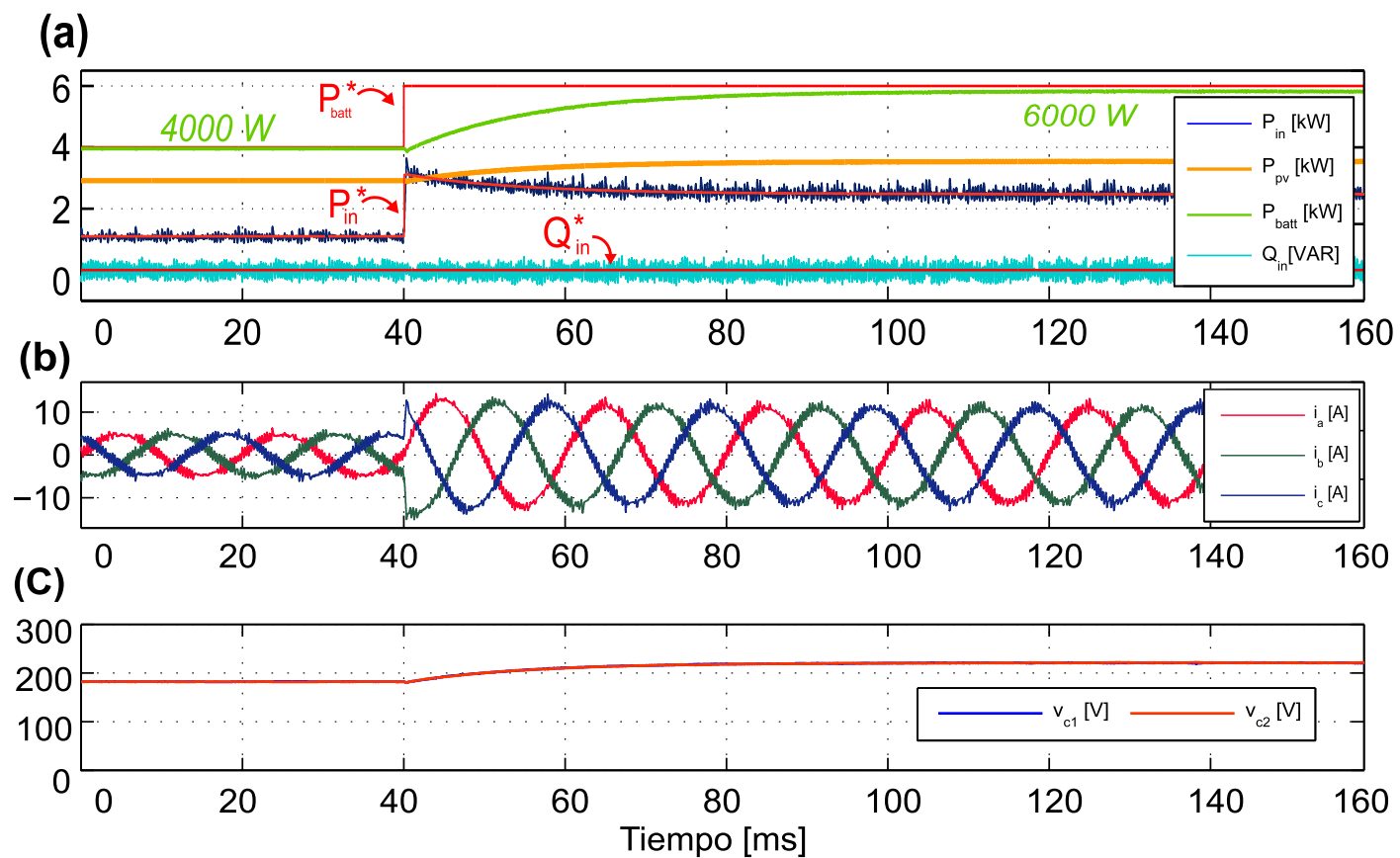


Figura 3.29. a) Potencia activa y reactiva, b) Corriente de entrada, c) Tensión de condensadores.

Dado que el sistema se debe adaptar a las condiciones meteorológicas o a otras inyecciones de energía (*Battery Energy Storage System*, BESS), existe el caso donde la energía fotovoltaica permita devolver energía a la red y además cargar la batería. Para ello se incluyen las figuras 3.30 y 3.31, donde se aprecia este cambio de sentido de P_{in} . El lado izquierdo muestra el Escenario (IV.a), en el cual la red y el panel ambos generan potencia activa en torno a $P_{in}^* = 1 \text{ kW}$ y 3 kW respectivamente. Mientras el banco de baterías consume la suma de ambos que es de 4 kW .

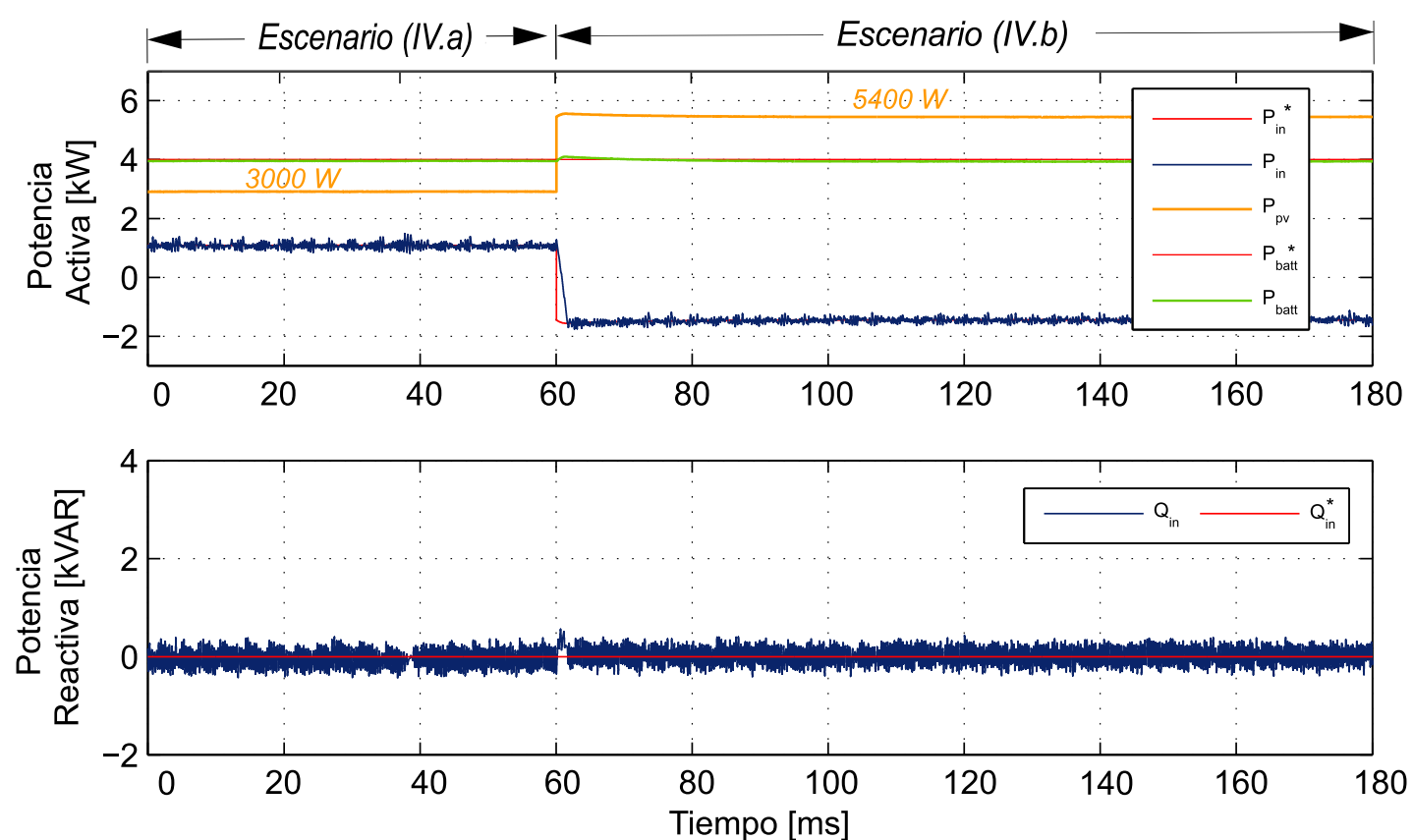


Figura 3.30. Superior: Potencia activa y reactiva, Inferior Potencia reactiva.

Si la energía PV es suficientemente elevada se genera el Escenario (IV.b), bajo el cual se invierte el sentido de las corrientes de la red de la figura 3.31. La potencia PV genera en torno a $5,4 kW$, la red deja de generar energía y pasa a consumir $1,4 kW$, mientras no se cambie el requerimiento de carga esta se mantiene fija en $4 kW$.

En resumen el modulo PV primero alimenta la batería junto con la red y luego el modulo PV pasa a entrega potencia a la batería y a la red. El sistema mantiene el control con $FP = 1$, las señales controladas a partir del método FCS-MPC responden con alta respuesta dinámica.

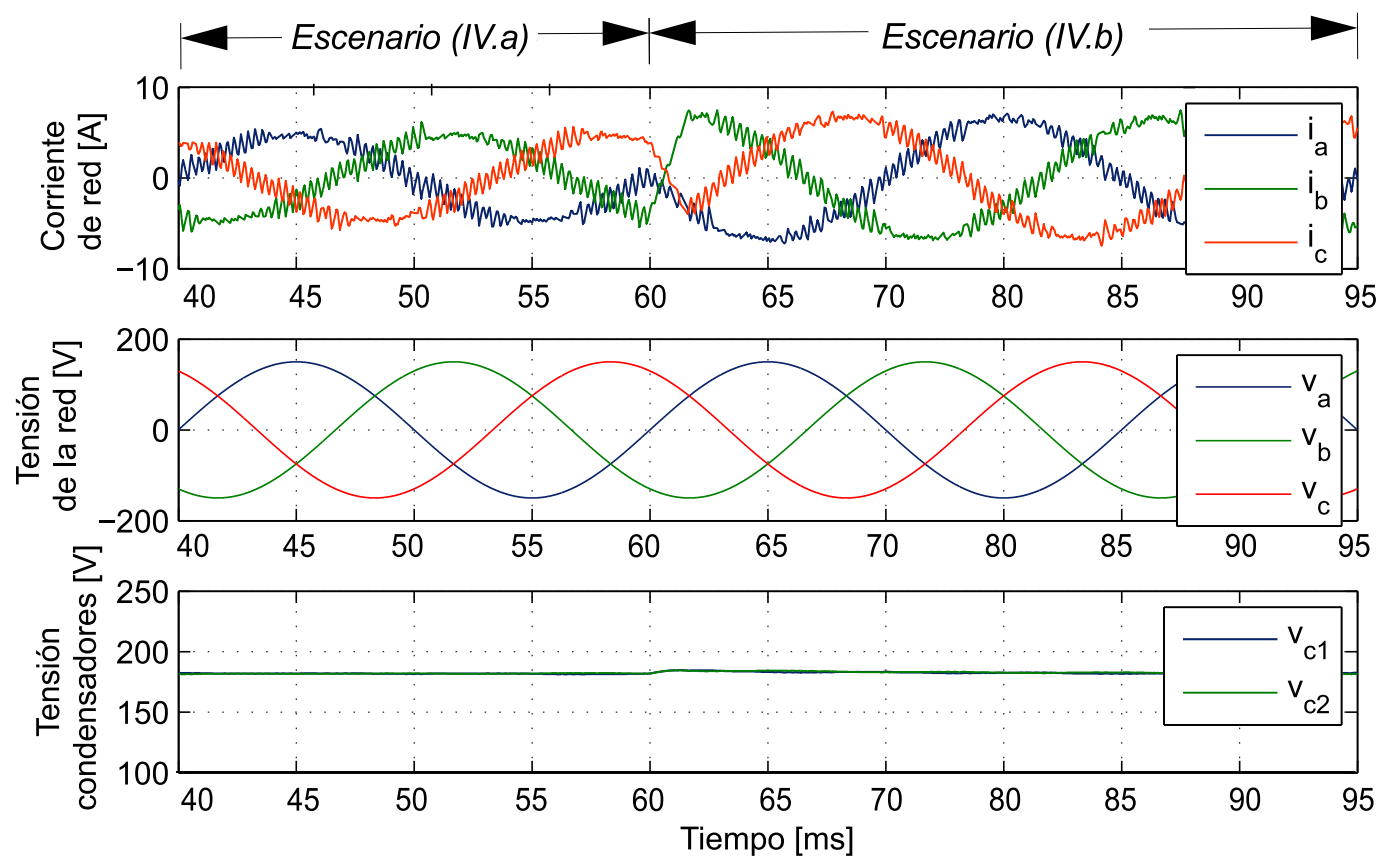


Figura 3.31. Superior: Corriente de entrada, Medio: Tensión de la red, Inferior: Tensión de los condensadores.

Capítulo 4

Implementación y resultados experimentales

La plataforma utilizada para ejecutar la estrategia de control digital se basa en un sistema DSP+FPGA. Se montó el sistema de potencia (convertidor 3L-NPC, resistencia, inductores y condensadores) y se soldaron y calibraron las tarjetas de medición de corriente y tensión. Se realizaron los ensayos para probar el desempeño del convertidor en régimen de inversor, utilizando la estrategia FCS-MPC de control de corriente de la sección 3.2.2. Posteriormente se prueba el desempeño como inversor, para lo cual se utiliza la estrategia de inyección controlada de potencia activa, descrita en la sección 3.2.4.

Todo este equipo fue facilitado por el Laboratorio de Investigación de Accionamientos Eléctricos (LIAcE) del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM).

4.1. Plataforma digital de control

El sistema DSP+FPGA implementado se muestra en la figura 4.1. La tarjeta DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320C6713 32-bits de *Spectrum Digital*, es en esencia un microprocesador diseñado para realizar operaciones matemáticas a una alta velocidad.

Para la escritura y compilación del código se utiliza el entorno de *Code Composer Studio v3.1*, que permite editar el código fuente desde el PC y realizar el proceso de debugging. El procesador se basa en la línea DSK6713 desarrollado por $\text{\textcircled{R}}$ *Texas Instrument*, con un reloj de 225 MHz. Esta unidad de DSP permite trabajar con unidades de *punto flotante float*, por lo que permite operar con decimales directamente.

Por otro lado se utiliza la tarjeta *Field Programmable Gate Array* (FPGA) de Xilinx Spartan 3. Esta tarjeta se basa en la configuración de compuertas lógicas programables, con capacidad para realizar diferentes operaciones lógicas tales como ANDs, OR, entre otras.

Para acceder a estos periféricos se utiliza el *firmware* desarrollado por Gonzalo Carrasco [32]. De entre los periféricos existentes se utilizan las siguientes funcionalidades:

- 5 Timers de 16-bits con reloj base configurable y opción de interrupción por periodo, underflow y cuenta máxima.

- 5 módulos de PWM, asociado a cada Timer, además de permitir ajustar el tiempo muerto (DT).
- 2 módulos para el manejo de convertidores análogos-digitales (A/D), permitiendo sincronizar las interrupciones con la lectura de los convertidores análogos-digitales (ADC).
- Tarjeta de extensión de FPGA para fibra óptica.

Mediante los módulos de PWM se genera la actuación del control, la cual se transmite a través de un módulo que es compatible con fibra óptica. Los pines de fibra óptica van a parar a la tarjeta de pulsos de disparo donde se agregan los tiempos muertos y se ajustan los niveles de tensión para el correcto encendido y apagado de los semiconductores del convertidor de potencia.

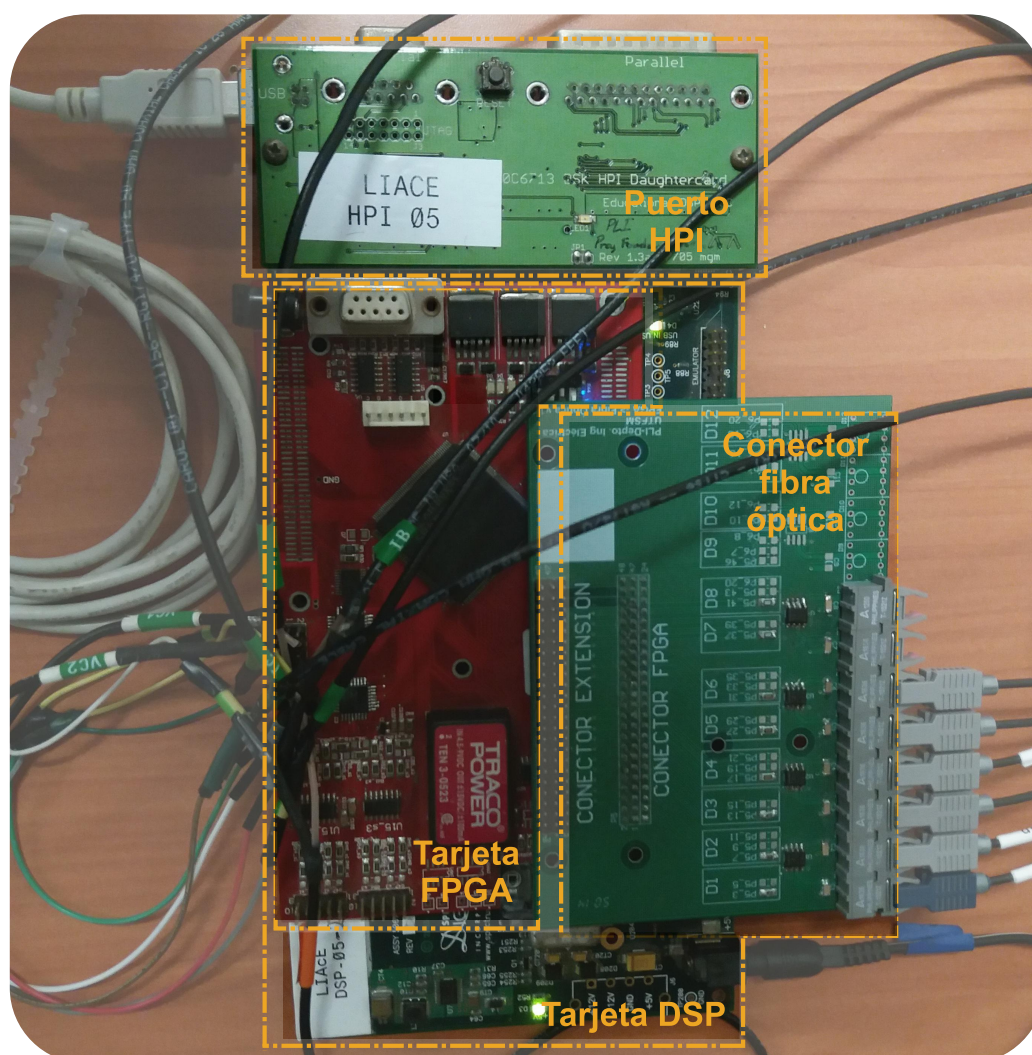


Figura 4.1. Plataforma digital de control FPGA+DSP LIAcE.

La tarjeta DSP cuenta con un puerto de comunicación con un computador, el denominado HPI (*Host Processor Interface*) que permite interactuar de forma robusta con el sistema de control, implementando la escritura y lectura sincrónica de variables desde *Matlab*.

Mediante la interacción de *Matlab* y el código en *C* se logra extender las bondades del control, permitiendo realizar cambios de referencias, obtener gráficos o visualización de datos, lo cual proporciona un ambiente más cercano al usuario.

4.2. Setup experimental

El convertidor de potencia consiste en el módulo 3L-NPC de *Infineon* de características disponibles en A, el cual se monta sobre un disipador, tal como se muestra en la figura 4.2. El sistema de potencia se alimenta desde un variac trifásico, el cual pasa por un filtro principalmente inductivo que conecta el convertidor, a la salida del convertidor se encuentra la carga a alimentar que puede ser resistiva puro o RL dependiendo del régimen de trabajo.

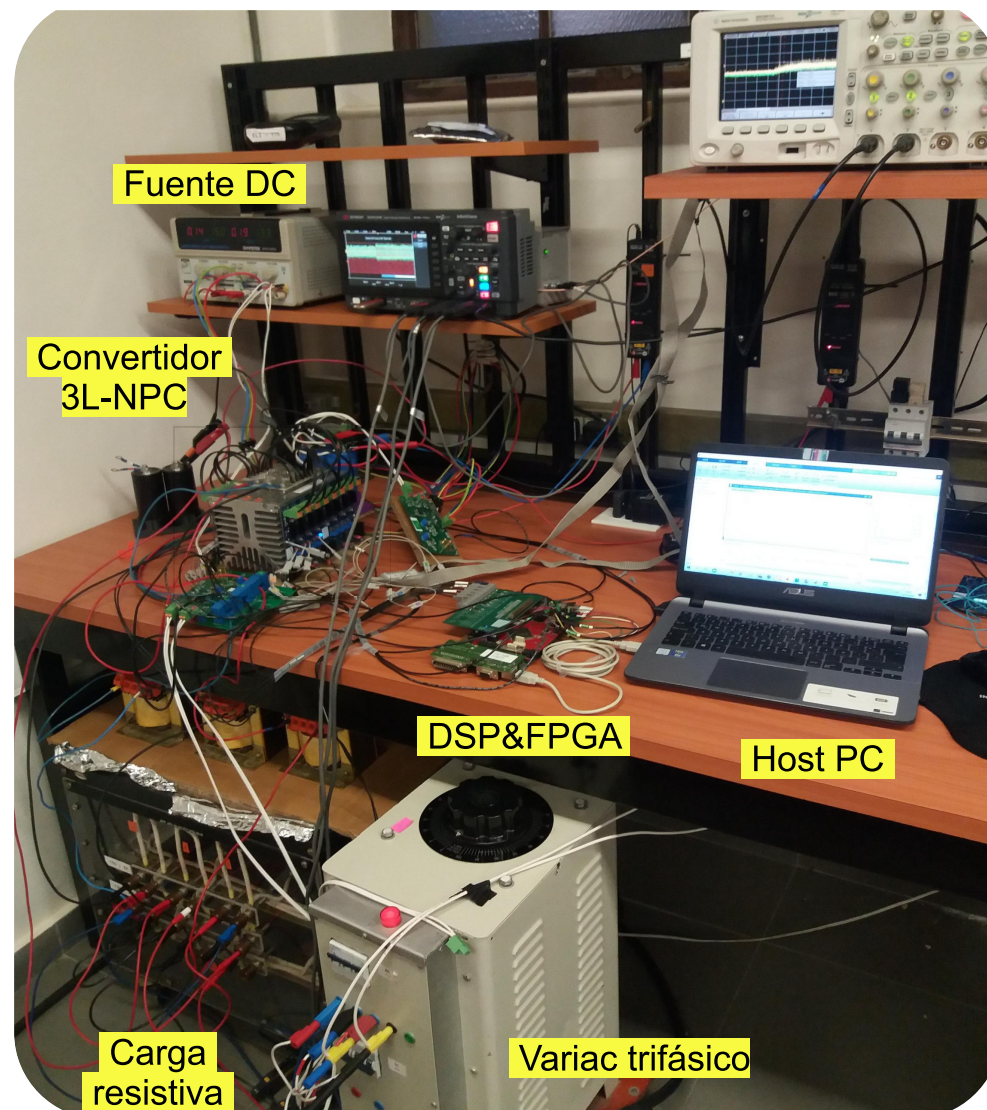


Figura 4.2. *Setup experimental LIAcE.*

En la entrada del convertidor se sensa corriente por las tres líneas, mediante sensores de corriente LEM de efecto Hall, y para la tensión se utiliza la tarjeta de medición diferencial de tensión. Ambas mediciones son procesadas por las tarjetas y se envían a los ADC del periférico de la FPGA. Proceso mediante el cual es posible realizar el control en lazo cerrado. Para la visualización de éstas variables se registra la medición de corriente, tensión de la red y de los condensadores hacia un osciloscopio *Keysight DSOX1204G* de 100 MHz.

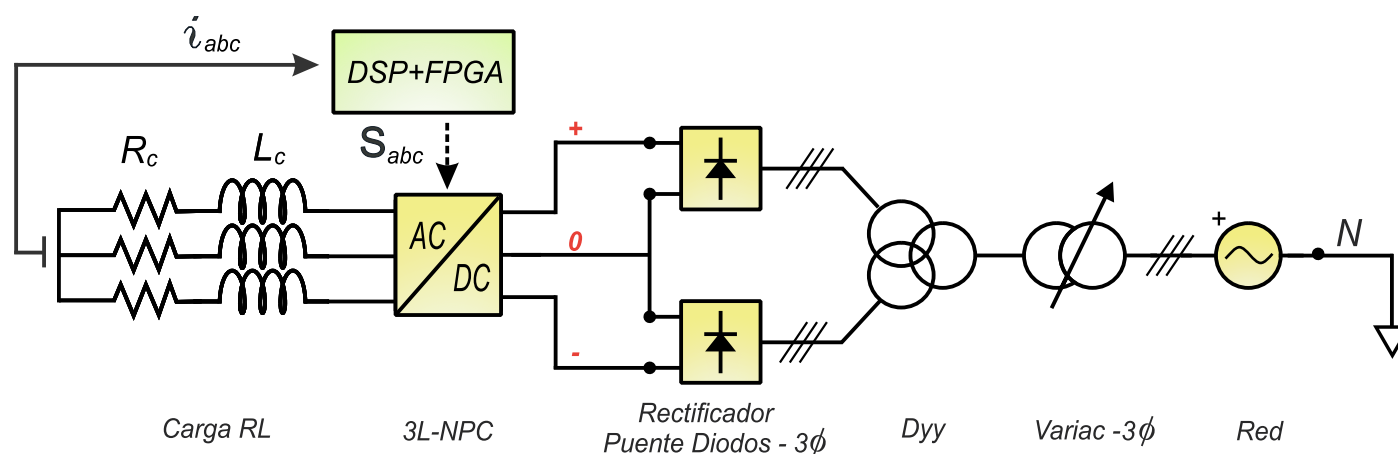
Parámetro	Descripción	Valor
T_s	Periodo de muestreo	80 [μs]
L_g	inductancia filtro	7 [mH]
C_1, C_2	capacitor dc-link	2200 [μF]
R_{dc}	resistencia carga DC	33 [Ω]

Tabla 4.1

PARÁMETROS DEL SISTEMA.

4.3. Control de corriente como inversor

Se implementa el control de corriente, utilizando una fuente de tensión continua regulable en el lado DC y una carga RL en el lado alterno de valores $R_c = 1,6 \Omega$ y $L_c = 7 mH$, según se desprende de la figura 4.3. Se agrega un transformador conexión Dyy de 380/125 V para separar galvánicamente los puentes de diodos. Se mide corriente en la carga y tensión en la red. El esquema de control utilizado corresponde al FCS-MPC de corriente (3.19), de la sección 3.2.2.


Figura 4.3. Esquemático setup control cómo inversor.

El voltaje se fija con dos puentes de diodos dado que esta topología garantiza mantener la igualdad en la tensión de salida de ambos dispositivos, para lo cual los parámetros internos de ambos rectificador deben ser los mismos. Además permite elevar el nivel de tensión en el *dc-link*.

La figura 4.4 muestra la lectura de corriente en la carga, medida desde el sistema digital ante un cambio en la referencia desde $\hat{i}_r = 2 A$ a $\hat{i}_r = 4 A$. Se aprecia que el cambio en la referencia produce un cambio en el patrón de conmutación en la señal v_{an} . Se sensa la tensión de la red y corriente en la carga RL.

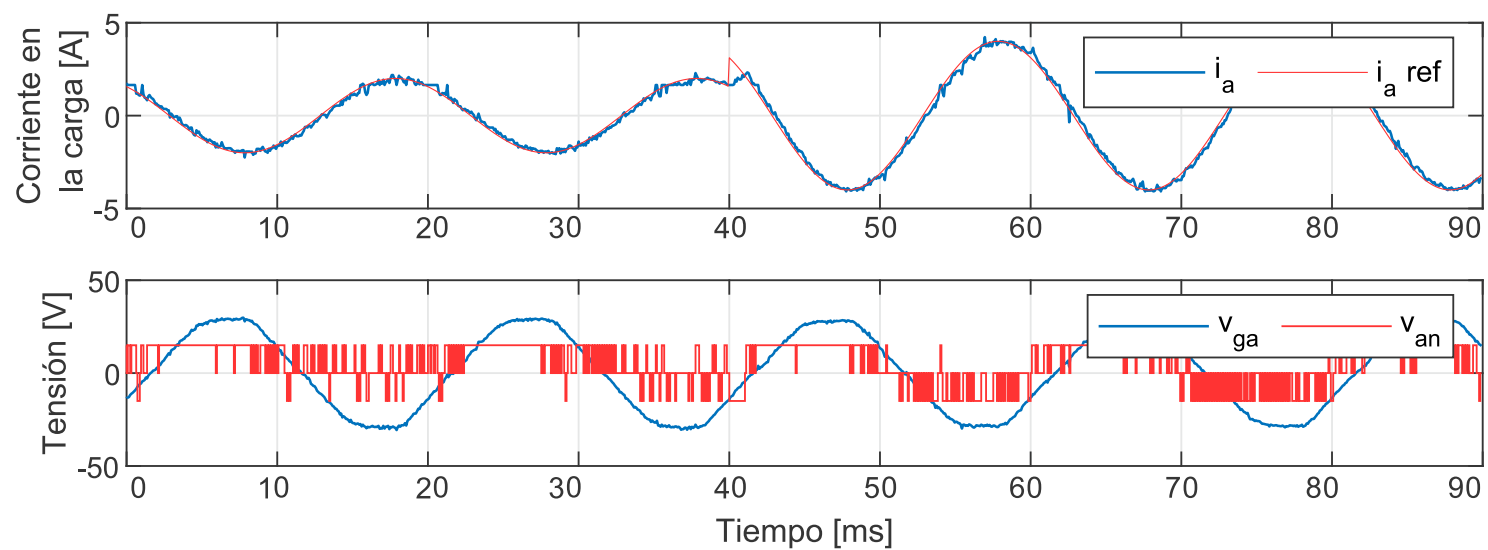


Figura 4.4. Superior: Corrientes ADC y referencia de corriente, Inferior: Tensión de la red y del inversor.

En la figura 4.6 se muestran las corrientes a la salida del inversor registrado desde el osciloscopio, se aprecia el desempeño del control para una referencia de $\hat{i}_r = 4 \text{ A}$. Comprobando de esta forma que la estrategia predictiva FCS-MPC mantiene el control con alta respuesta dinámica.

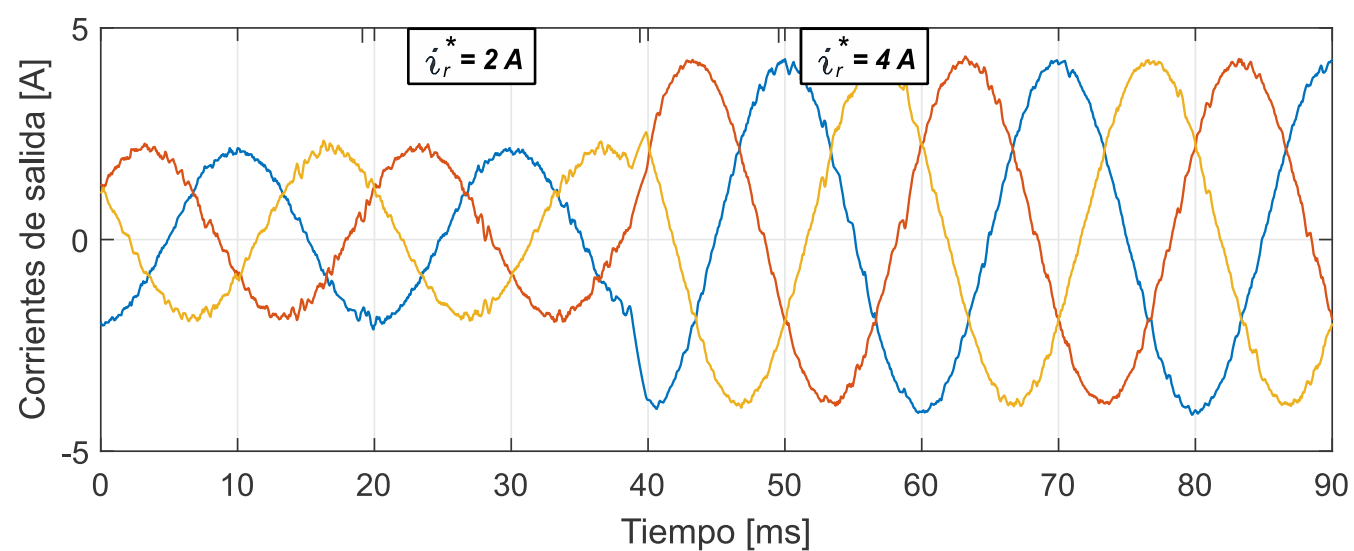


Figura 4.5. Respuesta dinámica ante cambio referencia de corriente.

El espectro de frecuencia para la respuesta de corriente tiene un contenido armónico despreciable, encontrándose la magnitud de todas las armónicas por debajo del 1%, respecto a la magnitud de la componente fundamental. El THD calculado es del orden de $THD = 1,4318\%$.

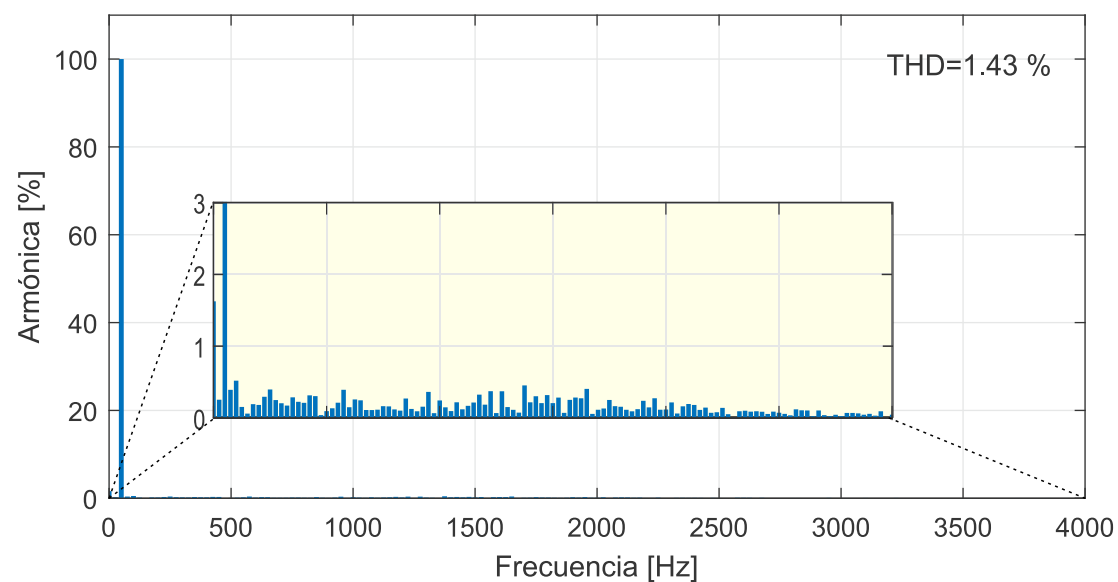


Figura 4.6. Espectro de frecuencia corriente de la red, $f_c = 12,5kHz$.

4.4. Control de tensión como rectificador

El convertidor se conecta a la red, mediante filtro inductivo puro de $7mH$, evitando la resistencia para minimizar el consumo de potencia activa. Se sensa corriente y tensión de la red además de tensión en ambos condensadores. Se ajusta la saturación del PI con antirollamiento para limitar la corriente por la red a su valor máximo para el prototipo (de $10A$) impuesto por el módulo del NPC. La estrategia utilizada se basa en la estrategia FCS-MPC para seguimiento de corriente y balance de condensadores de la sección 3.2.4.

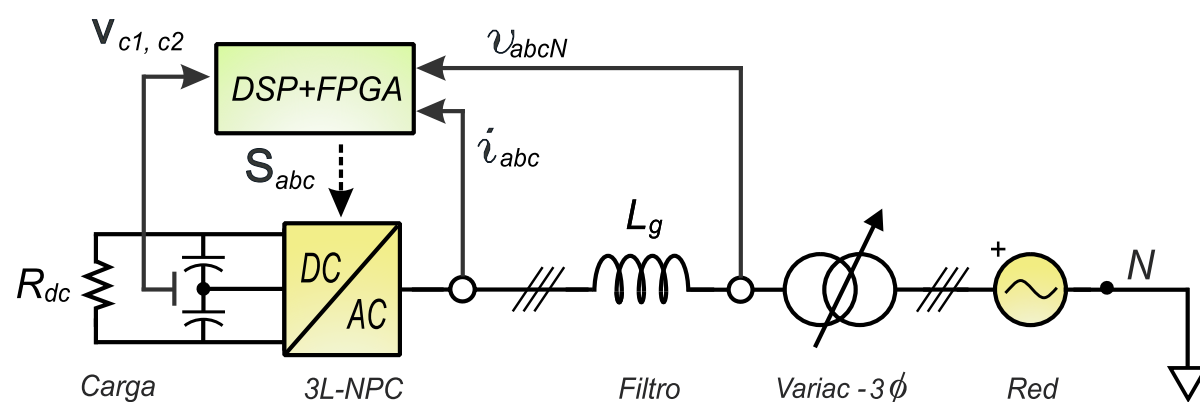


Figura 4.7. Esquemático setup control cómo rectificador.

Para garantizar el correcto funcionamiento del NPC, se prohíben las conmutación desde $u_x = 1$ a $u_x = -1$ y -1 a 1 . Ya que los fabricantes califican estas transiciones como potencialmente dañinas para el convertidor, por lo que se buscaría pasar por el estado cero $u_x = 0$ y así evitar posibles cortocircuitos internos, ver C.

La operación estacionaria se muestra en la figura 4.8, se aprecia que se logra balance de los condensadores con una tensión de $175V$ para cada uno. Se aprecian claramente los tres niveles de tensión del convertidor en la señal v_{an} . Una vez que el PLL fija el ángulo de la red, se logra control de potencia. El sistema trabaja con FP cercano a la unidad y la corriente sigue a la referencia con cierto *ripple* debido a la limitante de corriente del prototipo.

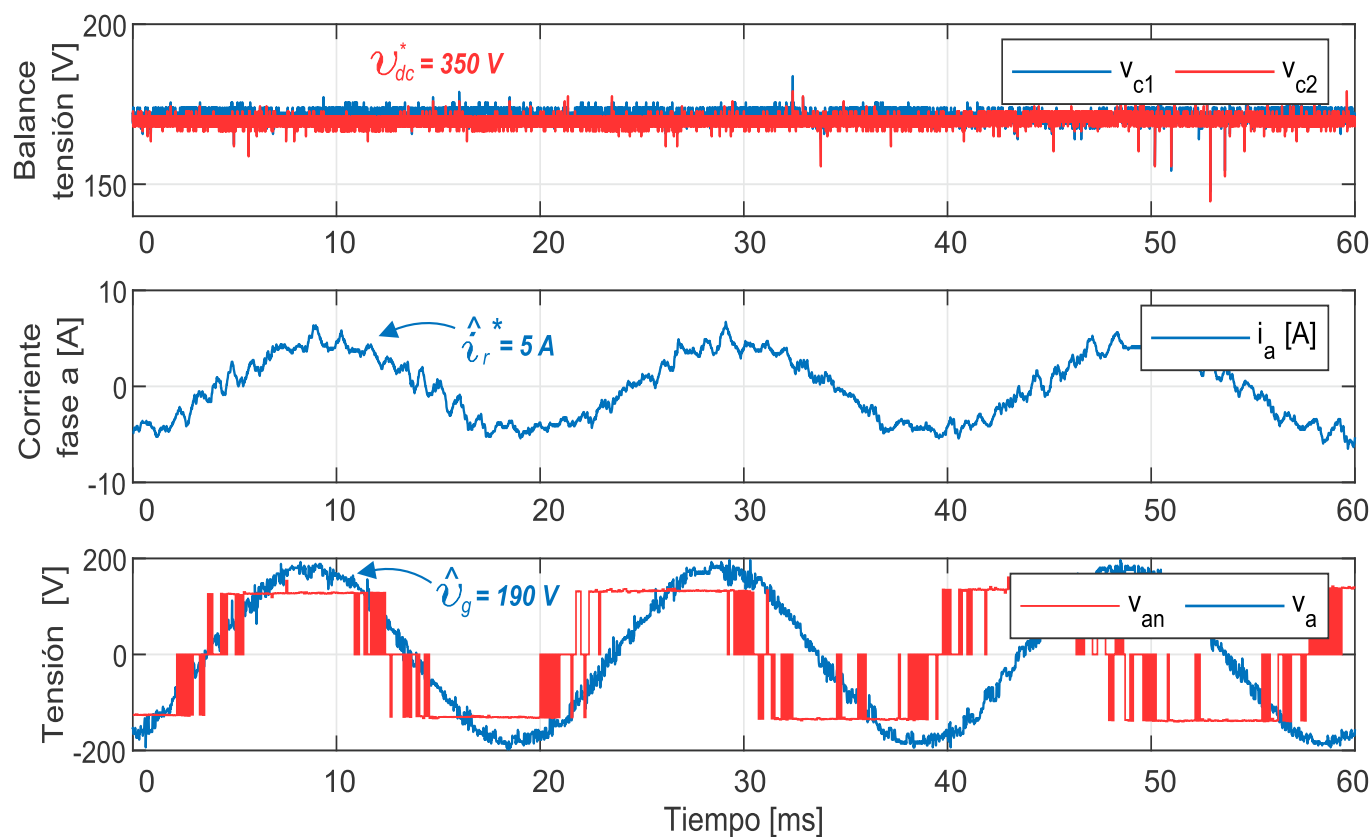


Figura 4.8. Operación control en estado estacionario y para una fase.

La figura 4.9 muestra la respuesta de tensión en el v_{dc} ante un cambio de referencia. La curva verde representa la tendencia o ajuste de interpolación de la curva para rescatar esta dinámica. Se aprecia los *peaks* de tensión rectificadora, debido a la conmutación normal del NPC, que se encuentran en el rango de los 30 V, pero son de muy corta duración.

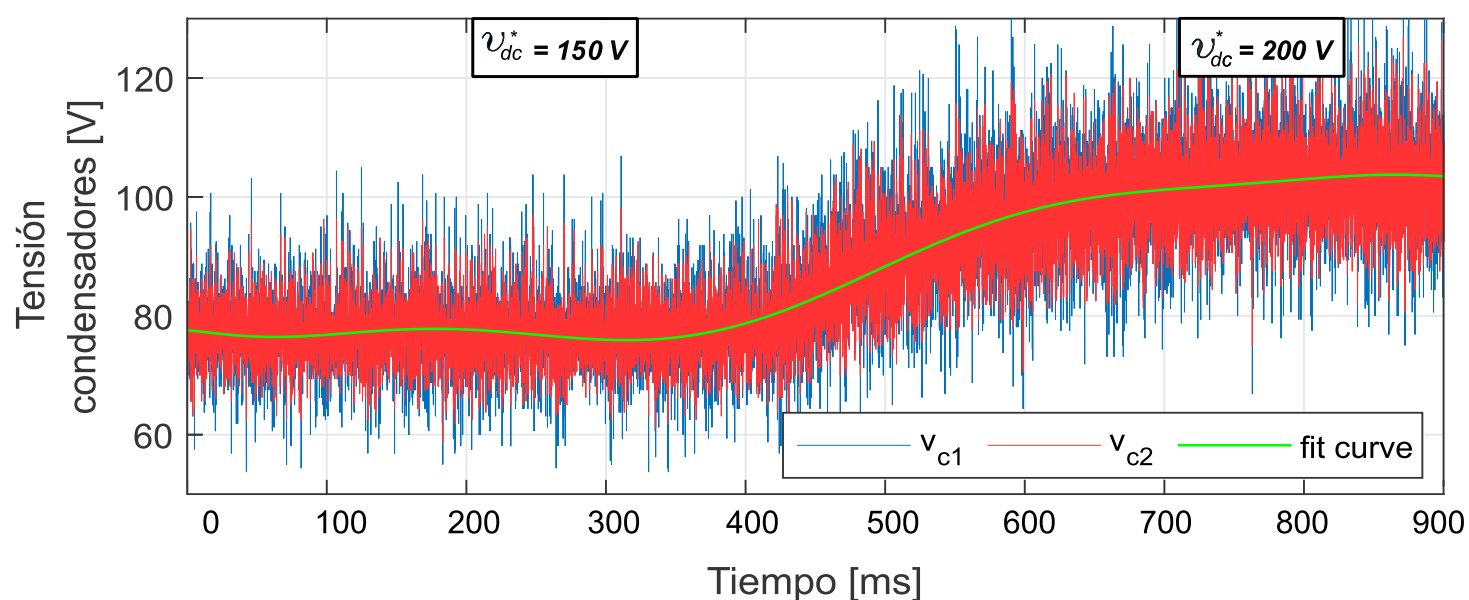


Figura 4.9. Respuesta dinámica v_{c1}, v_{c2} ante cambio escalón en v_{dc}^* .

Se aplica un escalón de tensión de 50 V para la referencia de tensión v_{dc}^* . De la figura 4.10 se desprende que el cambio de tensión produce un aumento en la solicitud de potencia activa en la carga, debido a lo cual la corriente de la red debe aumentar su magnitud para sostener el balance de potencia. Se aprecia que las señales que dependen del control FCS-MPC responden con elevada respuesta dinámica, mientras que el control de tensión tiene un tiempo de estabilización más lento ya que depende de la dinámica de respuesta del control PI. El tiempo de estabilización es unas 5 veces más lento en

comparación al caso base de la simulación, ya que se ajustó el controlador para generar una respuesta sobreamortiguada, para evitar *overshoot* indeseados, además se trabaja a una menor frecuencia de conmutación y con un condensador de alisamiento

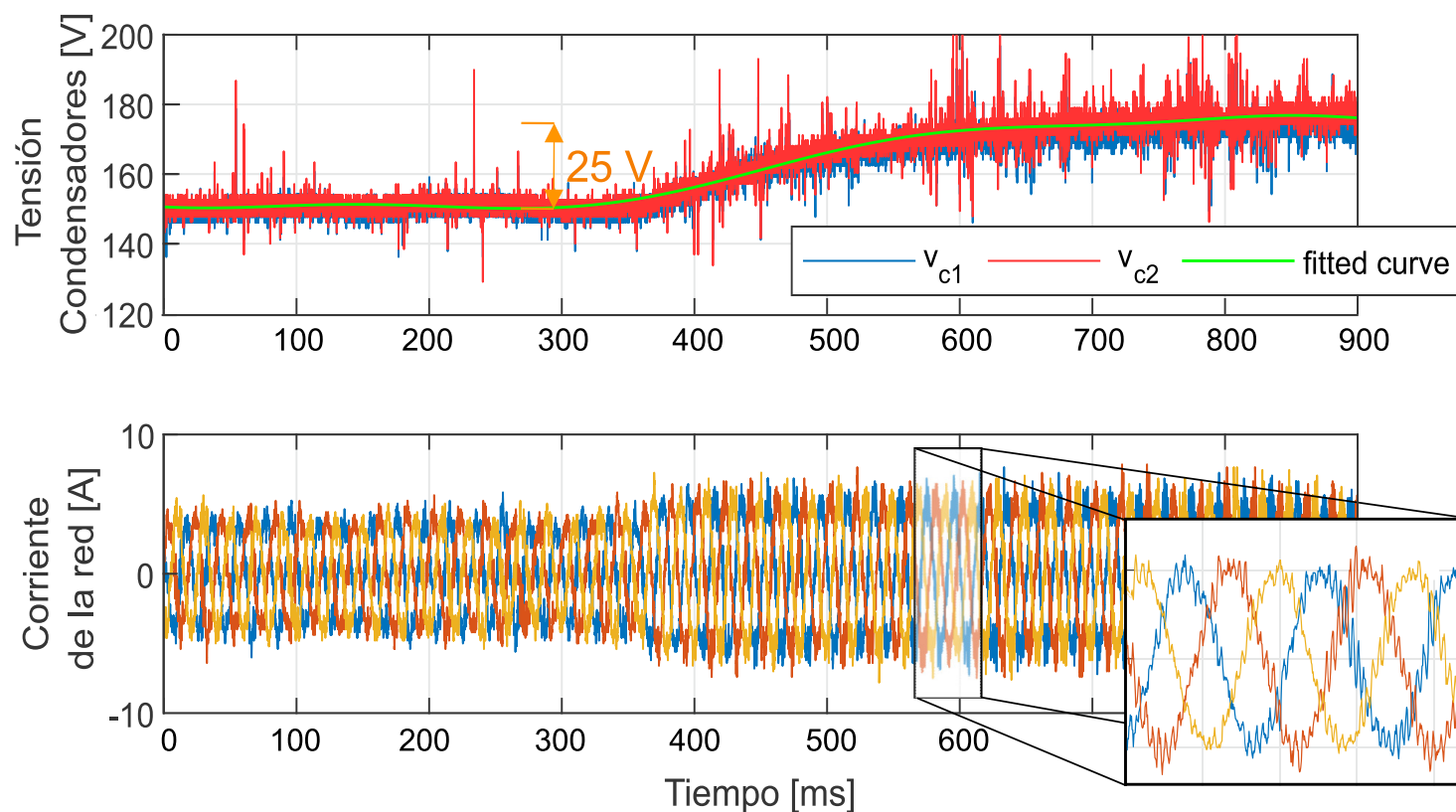


Figura 4.10. Respuesta dinámica v_{c1}, v_{c2} ante cambio referencia de tensión de $v_{dc}^* = 300 V$ a $v_{dc}^* = 350 V$.

La figura 4.11 entrega el espectro de frecuencia para la corriente de la red expresada como porcentaje de la fundamental, las componentes armónicas individuales el límite impuesto en la Norma IEEE-519. Se distingue la componente de $150 Hz$ para la cual la magnitud alcanza un $3,37\%$ y la componente de $250 Hz$ de magnitud $5,46\%$. Se calcula el THD según (2.2), obteniendo un valor menor al 8% .

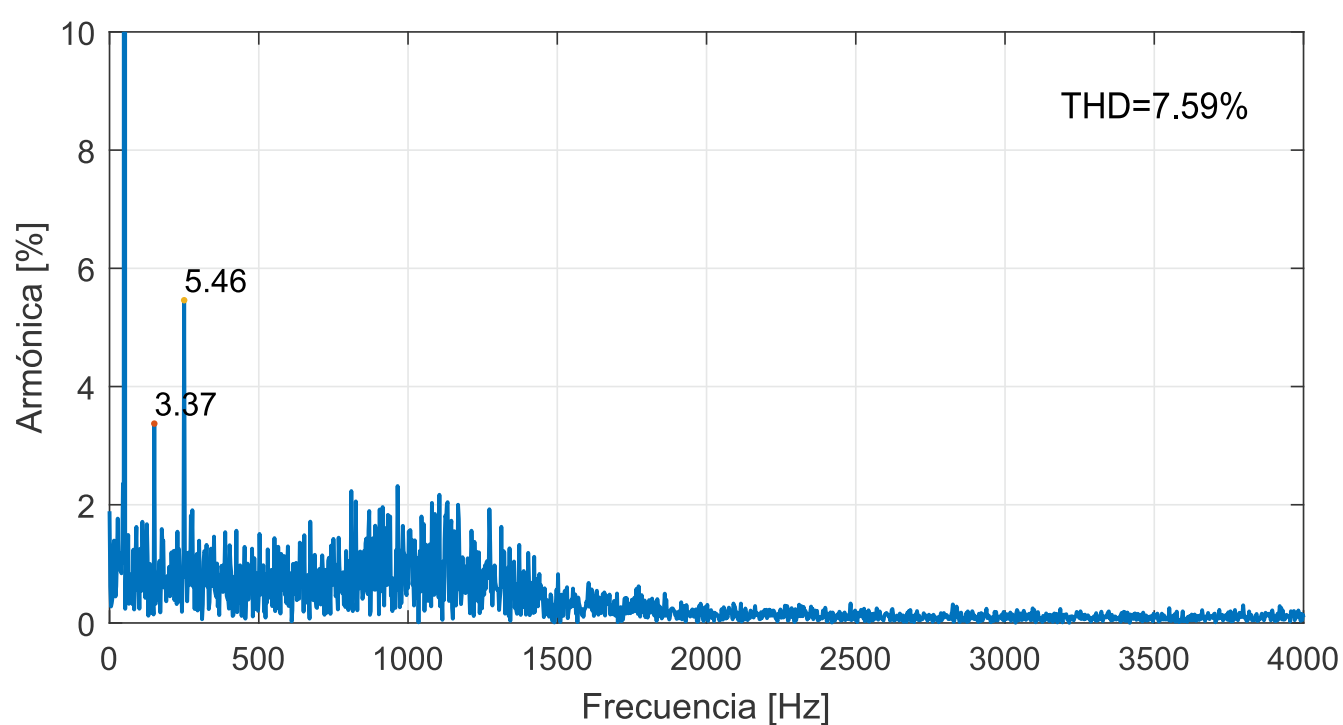


Figura 4.11. Espectro de corriente de red, fase A de $f_c = 12,5 kHz$.

Capítulo 5

Conclusiones.

Se comprobó la validez de los escenarios presentados en la figura 3.2, verificando cumplimiento en la consigna del control de potencia y bidireccionalidad de flujo de energía entre el vehículo eléctrico y la red de alimentación.

5.1. Resultado de las simulaciones

Se identificaron y simularon por separado los escenarios de carga posibles para la estación de carga de vehículos. El lazo de control de corriente de la sección 3.2.2 sigue la consigna de corriente con una alta respuesta dinámica, se logra FP unitario en terminales de la red y corriente sinusoidal.

La sección 3.2.3 verifica el seguimiento de la tensión de referencia (v_{dc}^*) con tiempos de estabilización menores a los 10 *ms* y corriente sinusoidal. Sin embargo, a medida que aumenta la tensión del *dc-link* el *ripple* de la tensión se vuelve considerable, sumado al hecho que el valor medio de v_{dc} debe ser corregido para mantener el seguimiento de tensión, debido a la no linealidad del control. Por lo cual, esta estrategia se vuelve poco práctica para diferentes puntos de trabajo.

Se comprobó el control de potencia para el convertidor en la sección 3.2.4, para el cual se utiliza el modelo FCS-MPC enfocado en controlar corriente y balance de condensadores, se agregó un controlador PI implementado con antienrollamiento para lograr seguimiento de la tensión en el *dc-link*. El PI se estabiliza en un tiempo menor a 5 ciclos de red con un error menor al 2%. La corriente y la potencia responden ante cambios de tipo escalón con una elevada respuesta dinámica.

El sistema permite incorporar otras inyecciones de potencia directamente en la carga, como el caso de la inyección PV de la sección 3.2.6. Se comprueba que el control permite operación bidireccional del convertidor 3L-NPC manteniendo factor de potencia unitario.

5.2. Sobre el resultado experimental

El sistema de control se probó experimentalmente en dependencias del LIAcE de la UTFSM, para lo cual se construyó un prototipo basado en un módulo NPC de tres niveles. Se probaron dos topologías, por un lado el funcionamiento como inversor que simula la

inyección de energía desde la batería hacia la red, y el funcionamiento como rectificador, que emula el proceso de carga de la batería del vehículo realizado a tensión fija en DC y potencia activa variable.

Para el funcionamiento como inversor, se comprueba el control de corriente FCS-MPC, incluso para cambios dinámicos de la magnitud con elevada respuesta dinámica. Se obtiene una corriente sinusoidal en la carga con un $THD = 1,43\%$.

Para la operación como rectificador, se comprobó que los condensadores mantienen el balance incluso ante cambios de la referencia v_{dc}^* . La corriente mantiene una forma de onda sinusoidal con FP cercano a la unidad en la entrada, se cumple el límite armónico para la corriente con un THD de $7,59\%$.

Dentro del trabajo experimental se comprueba que la forma de trabajo a través de la matriz de transiciones de estados resulta ser adecuada para la operación del rectificador, se prohíben las transiciones de los estados: $u_x = +1$ a $u_x = -1$ o viceversa, ya que se estaría generando un cambio brusco de tensión en los terminales del NPC. Lo anterior va en la línea de la recomendación de fabricantes (*Infineon* o *Semikron*) se debe pasar obligatoriamente por el estado cero ($u_x = 0$).

5.3. Trabajos futuros

La inclusión de la electromovilidad tiene un gran potencial, pero su incorporación al sistema eléctrico chileno debe realizarse de forma inteligente para no saturar las redes eléctricas disponibles. Para lo cual las estaciones de carga en puntos específicos permitiría conectar decenas o cientos de vehículos a la red, haciendo que la energía de las baterías de éstos pueda ser reutilizada. Al ser la estación un punto fijo de las ciudades se puede diseñar para incorporar energía renovable PV que apoyen el proceso de carga desde la red.

Existen diferentes posibilidades de continuación del trabajo propuesto sobre la estación de carga. Algunos enfoque que se pueden considerar son:

- La inclusión de un modulo o simulador de panel solar PV en terminales del *dc-link* para el prototipo de laboratorio o utilizar una batería real para los ensayos.
- Simular otros modelos para la batería que se ajusten mejor a las características física y eléctricas de cada tipo de batería de los EVs, tales como el modelo *Shepherd* por ejemplo.
- Probar el desempeño del proceso de carga y descarga de las baterías en un sistema *micro grid* real mediante el método de FCS-MPC incorporando la estrategia de control mencionada en este trabajo.
- Existe la posibilidad de llevar el problema a un modelo de optimización sobre la valorización de la energía eléctrica, tomando escenarios diarios sobre el perfil de generación PV. De tal forma que el optimizado entregue el escenario de carga en cada bloque horario, para minimizar una función de costo asociada al gasto de suministrar energía eléctrica a la batería del vehículo.

Apéndice A

Módulo NPC

El convertidor utilizado para construir el prototipo, se basa en el módulo 3L-NPC *FS3L50R07W2H3F* de *Infineon*, sus principales características se muestran en la figuras A.1 y A.2.

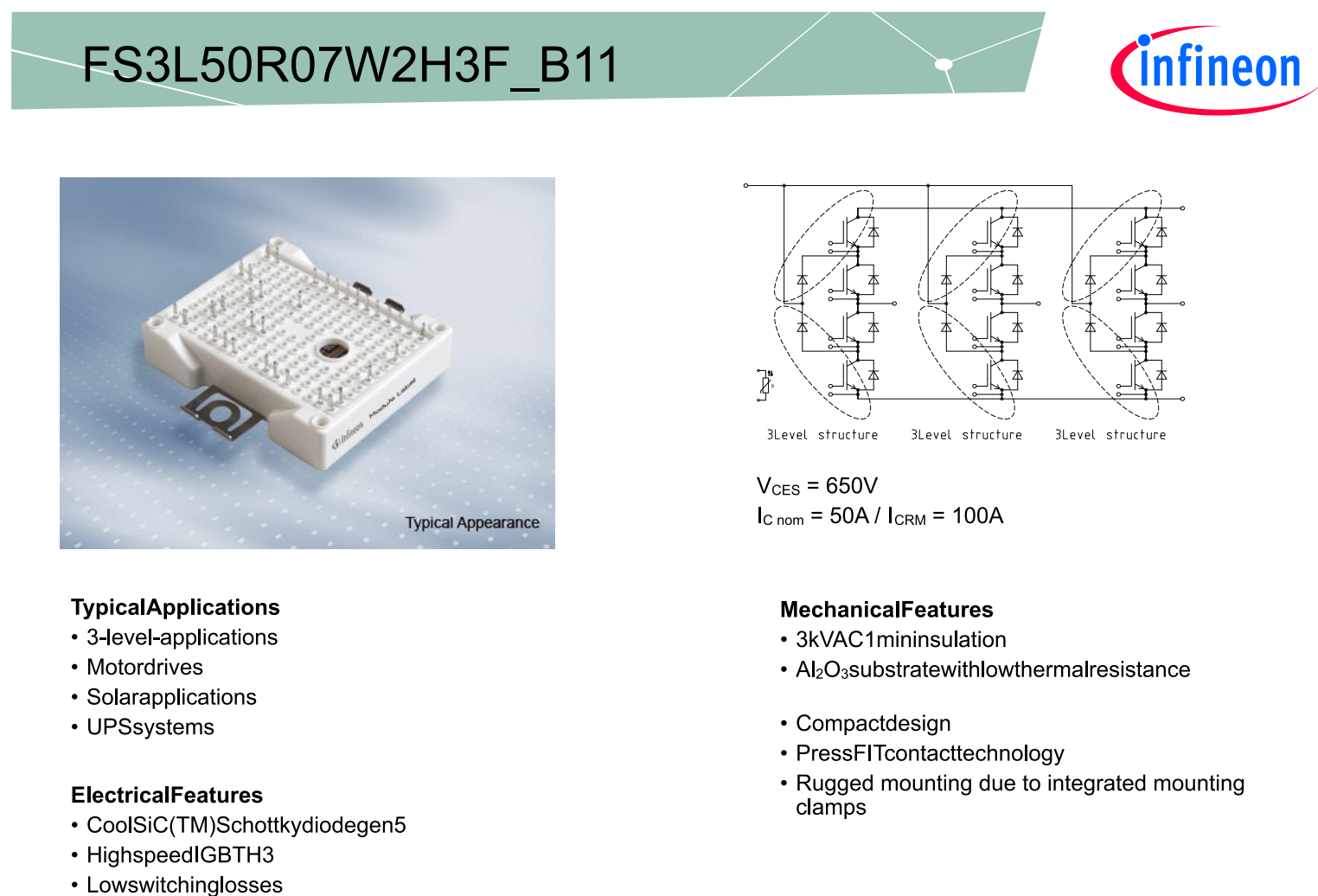


Figura A.1. Hoja de características técnicas módulo NPC-3L ®Infineon. Avialable Online: infineon.com.

FS3L50R07W2H3F_B11



Diode,3-Level/Diode,3-Level HöchstzulässigeWerte/MaximumRatedValues

PeriodischeSpitzensperrspannung Repetitivepeakreversevoltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{RRM}	650	V
Dauergleichstrom ContinuousDCforwardcurrent		I_F	10	A
PeriodischerSpitzenstrom Repetitivepeakforwardcurrent	$t_p = 1\text{ ms}$	I_{FRM}	20	A
Grenzlastintegral I^2t -value	$V_R = 0\text{ V}, t_p = 10\text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	I^2t	4,50	A ² s

IGBT,3-Level/IGBT,3-Level HöchstzulässigeWerte/MaximumRatedValues

Kollektor-Emitter-Sperrspannung Collector-emittervoltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{CES}	650	V
Kollektor-Dauergleichstrom ContinuousDCcollectorcurrent	$T_H = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj\text{ max}} = 175^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{ nom}}$	30	A
PeriodischerKollektor-Spitzenstrom Repetitivepeakcollectorcurrent	$t_p = 1\text{ ms}$	I_{CRM}	60	A
Gate-Emitter-Spitzenspannung Gate-emitterpeakvoltage		V_{GES}	+/-20	V

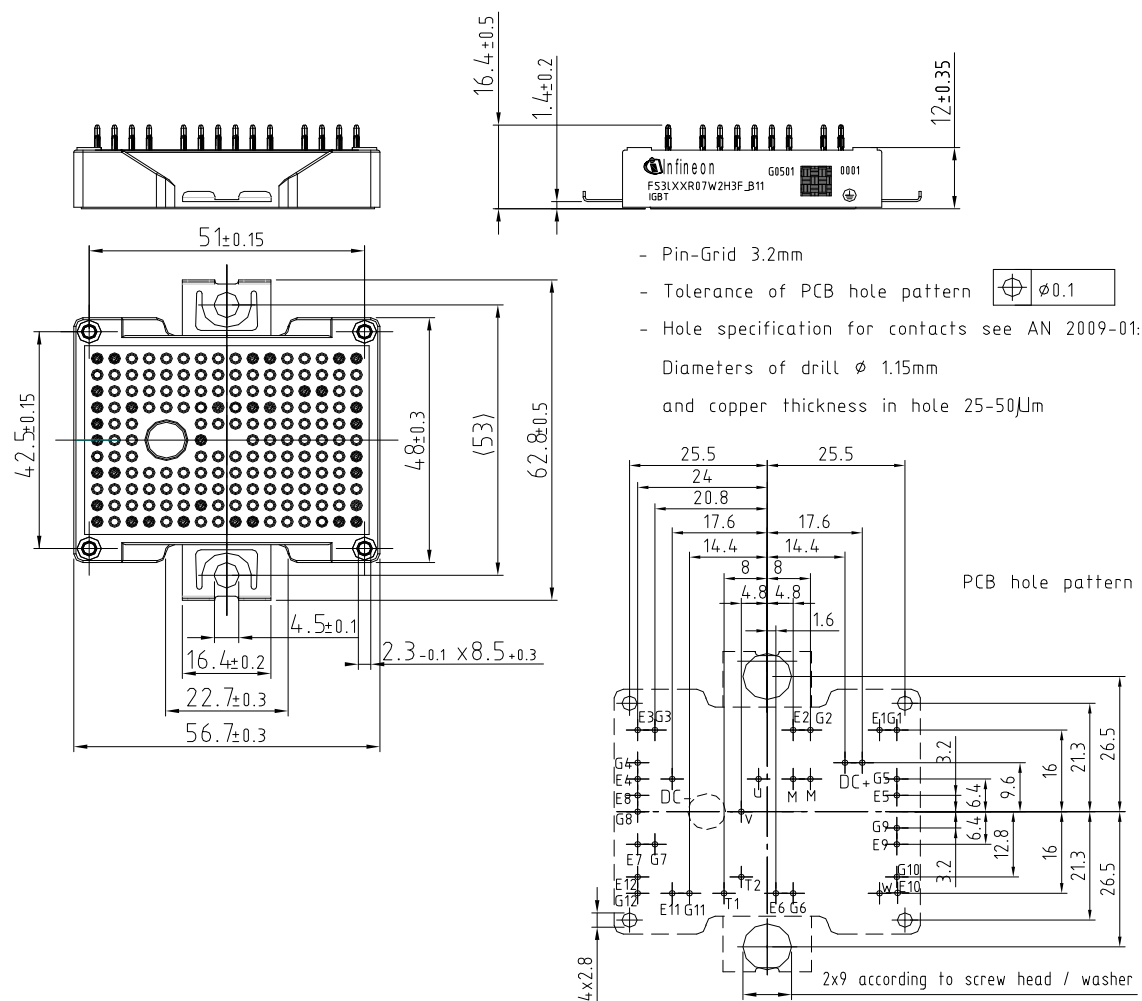


Figura A.2. Hoja de características técnicas módulo NPC-3L $\text{\textcircled{R}}$ Infineon. Available Online: infineon.com.

Apéndice B

Setup de laboratorio

La figura B.1 muestra la vista frontal del Equipo.

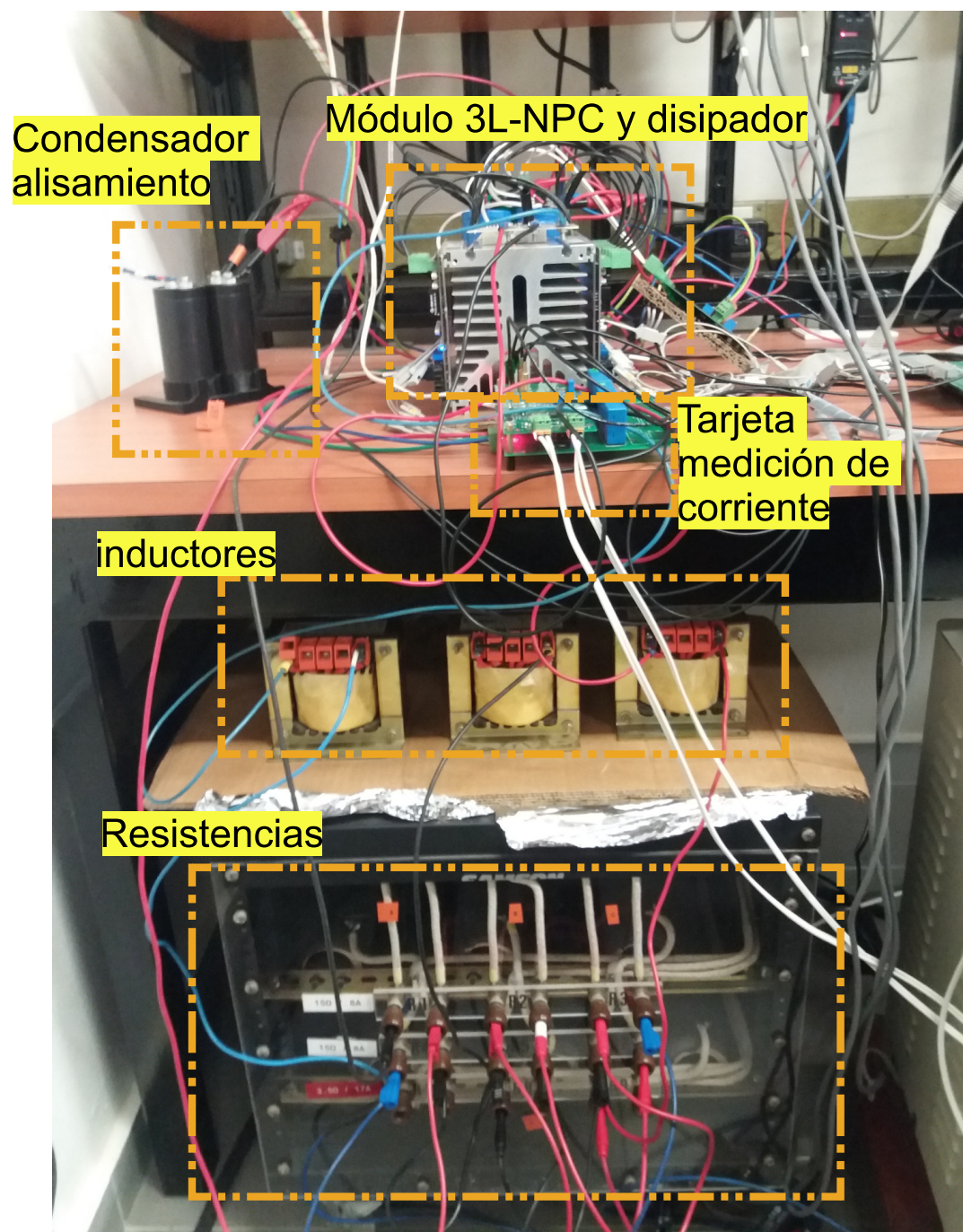


Figura B.1. *Vista frontal Setup.*

La figura B.2 muestra la vista superior. El *dc-link* esta compuesto por dos condensa-

dores, y la tarjeta de medición de tensión.

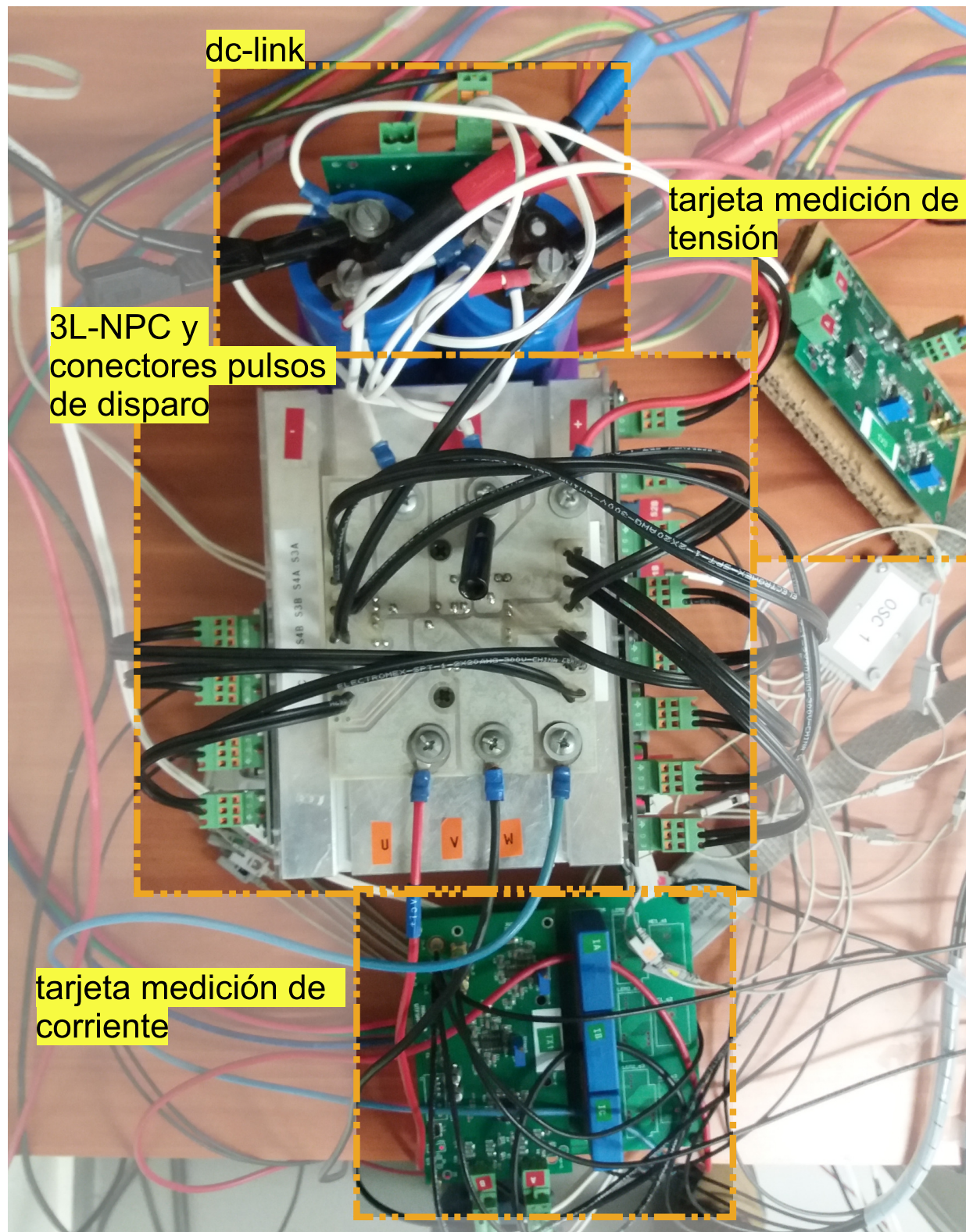


Figura B.2. Vista superior Setup.


```
#pragma DATA_SECTION(datos_ttt, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_s11, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_s12, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_s21, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_s22, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_s31, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_s32, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_VAN, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_VBN, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_VCN, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_iam_adc, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_ibm_adc, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_icm_adc, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_vc1, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_vc2, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_v1m, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_v2m, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_v3m, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_gamma_k, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_gamma_kr, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_estados, ".gabo")
#pragma DATA_SECTION(datos_Pact, ".gabo")

// Definiciones variables globales
int Cmax=4000;//12,5kHz    ////3125; //16kHz
unsigned int Toggle=0;
int cont=0;
int cont_t=0;
float pi=3.141592653589793238462643383279502884197169399375105;
float va_r=0, vb_r=0, vc_r=0;
float VAN=0, VBN=0, VCN=0;
int s1a=0, s2a=0, s3a=0, s4a=0;
int s1b=0, s2b=0, s3b=0, s4b=0;
int s1c=0, s2c=0, s3c=0, s4c=0;
float ia_m=0, ib_m=0, ic_m=0;// variables para leer ADC's
float vc1_m=0, vc2_m=0;
float ea_m=0, eb_m=0, ec_m=0;
int act=13; //para que comience en 0 act_ant
int i=0, k=0;
float g=0;
float g_min=1E20;
float m=0.5;
float ttt=0;
float Van_t1=0;
float Vbn_t1=0;
float Vcn_t1=0;
float VNn_t1=0;
float Vc1_t1=0, Vc2_t1=0;
```

```

float Vc1_t2=0, Vc2_t2=0;
float i_ref=0, i_ref_2=0;
float ia_r=0, ib_r=0, ic_r=0;
float ia_t1=0, ib_t1=0, ic_t1=0;
float ia_t2=0, ib_t2=0, ic_t2=0;
float k1= 0.0333333333333333; //12,5 kHz
float k2= 1; //sin R en filtro RL ////
float k3= 0.01122334455667; //12,5 kHz ////
float ia_topt=0, ib_topt=0, ic_topt=0;
int act_ant=13;
float e_alpha=0, e_beta=0;
float entrada_k_1=0, entrada_k=0, gamma_k_1=0, gamma_k=0,
omega_k_1=0, omega_k=0;
float phi_x=0, phi_r=0;
float w2=0.05; //0.06; // 0.01;
float vdc_ref=0, vs_max=0;
// saturaciones en potencia instantanea [W]
float sat_pos=0; //saturacion para iref=5A
float sat_neg=0;
float e_act=0, x_act=0, x_ant=0, u_ant=0, u_act=0;
float Ptot_ref=0;

float datos_ia_r[NT*nt];
float datos_ib_r[NT*nt];
float datos_ic_r[NT*nt];
float datos_VAN[NT*nt];
float datos_VBN[NT*nt];
float datos_VCN[NT*nt];
float datos_ttt[NT*nt];
int datos_s11[NT*nt], datos_s12[NT*nt];
int datos_s21[NT*nt], datos_s22[NT*nt];
int datos_s31[NT*nt], datos_s32[NT*nt];
float datos_iam_adc[NT*nt], datos_ibm_adc[NT*nt], datos_icm_adc[NT*nt];
int datos_contador[NT*nt];
float datos_vc1[NT*nt], datos_vc2[NT*nt];
float datos_v1m[NT*nt], datos_v2m[NT*nt], datos_v3m[NT*nt];
float datos_gamma_k[NT*nt], datos_gamma_kr[NT*nt];
float datos_estados[NT*nt];
float datos_Pact[NT*nt];

// Lectura de datos
int contador_datos=0;
int llenar_buffer=0;
int flag=0; // 1: para ubicar cero tarjeta corriente
float sum_j_a=0, sum_j_b=0, sum_j_c=0, sum_j_vc1=0, sum_j_vc2=0;
float sum_j_v1m=0, sum_j_v2m=0, sum_j_v3m=0;
int j=0;
// Variables de Falla

```

```

float vdc_m=0; //tension dc-link
float ia_modulo =0,ib_modulo =0,ic_modulo =0;
int cont_falla_a=0, cont_falla_b=0, cont_falla_c=0;
int cont_falla_dc=0;
int trip=0;

int main()
{
DSK6713_init();

/* DSP initialization */
CSR = 0x100; /* Disable all interrupts */
IER = 2; /* Disable all interrupts except NMI */
IER |= 0x0010; /* Enables INT14 (timer 0 interrupt) */

ICR = 0xffff; /* Clear all pending interrupts */
CSR |= 0x1; /*global interrupt enable */

// ////////////////////////////////////////
//Inicializacion de los registros de control en la FPGA
// ////////////////////////////////////////
//TEST_ON=1;
//TEST_ENABLE=1;
//LED_DSP_SET= LED_SET_0 + LED_SET_2;

ADCOCHS=0;
ADCOCTRL=0;
ADC1CHS=0;
ADC1CTRL=0;

TOCTRL=0;
T1CTRL=0;
T2CTRL=0;
PWMOCTRL=0;
PWM1CTRL=0;
PWM2CTRL=0;
PWM3CTRL=0;
PWM4CTRL=0;
INT_CTRL=0;

DIV_CLK0 =3;
DIV_CLK1 =3;
//DIV_CLK2 =200;
DIV_CLK3 =5; //clock 3 se utiliza hasta 5 no modificar afecta a los adc

//TIMER 0
TOC_MAX=Cmax;
TOLOAD=(int)(0);
TOCTRL= SEL_CLK_0 + MODE_UP_DOWN + SEL_INT_UND + SEL_INT_PER + E_INT

```

```
//TOCMPR2=1500;
//TOCMPR3=2000;
//TIMER 1
T1C_MAX=Cmax;
T1LOAD=0;
T1CTRL= SEL_CLK_1 + MODE_UP_DOWN + SEL_INT_UND + SEL_INT_PER + E_INT
//T1CMPR2=2100;
//T1CMPR3=3400;
//TIMER 2
T2C_MAX=Cmax;
T2LOAD=0;
T2CTRL= SEL_CLK_1 + MODE_UP_DOWN + SEL_INT_UND + SEL_INT_PER + E_INT
//T2CMPR1=16000;
//T2CMPR2=18000;

//TIMER 3
T3C_MAX = 0x0FFF; //Cuenta maxima en 255
T3LOAD = 0; //Valor de precarga
T3CTRL = 0;
//Seleccion del reloj CLK1
//encendido en modo U/D, independiente de T0
//TIMER 4
T4C_MAX = 0; //Cuenta máxima en 255
T4LOAD = 0; //Valor de precarga
T4CTRL = 0;

////////Configuracion PWM //////////
PWMOCTRL= EN_PWM + PWM_DT(1);
PWM1CTRL= EN_PWM + PWM_DT(1);
PWM2CTRL= EN_PWM + PWM_DT(1);
// PWMTRIP=0;

////////////////////////////////////
////////// CONVERTIDORES ADC //////////
////////////////////////////////////
// ADC0 conversion de canales
ADCOCHS=ADC_CHS(3,6,5,6,1,1);
ADCOCTRL=E_INT + ADC_T1MIN + ADC_T1MAX + NUM_CONV(2);
//ADCOSTART=1; // + ADC_ST_DSP;
// ADC1 conversion de canales
ADC1CHS = ADC_CHS(3,6,5,6,5,6);
ADC1CTRL = E_INT + ADC_T1MIN + ADC_T1MAX + NUM_CONV(2);
//ADC1START=1;
//Interrupcion desde fpga
INT_CTRL = INT_ADC;

/*Inicializacion de variables*/
while(1) // loop infinito
```

```

    {
/*Escriba su funcion aqui*/
/*Aqui termina el codio while*/
}
}

/*-----*/
/* int4_isr() - Interrupt service routine asociated with EXT_INT4      */
/*-----*/
interrupt void int4_isr(void)
{
IER &= 0x0000; //Inhabilita interrupcion externa

LED_DSP_SET=0;
if (trip==1)
{
LED_DSP_SET=LED_SET_0; // trip ia
}
if (trip==2)
{
LED_DSP_SET=LED_SET_1; // trip ib
}
if (trip==3)
{
LED_DSP_SET=LED_SET_2; // trip ic
}
if (trip==4)
{
LED_DSP_SET=LED_SET_3; // trip tension dc-link
}
//***** Ajuste cero tarjeta corriente *****//
if (flag==1) // si cambia NT o nt cambiar el 0.000625
{for (j=0;j<=20000 ;j=j+1)
{
sum_j_a= sum_j_a + 0.00005*(float)((ADC_CONV_B(ADCOCONV1A_1B)^0x800));
sum_j_b= sum_j_b + 0.00005*(float)((ADC_CONV_A(ADCOCONV1A_1B)^0x800));
sum_j_c= sum_j_c + 0.00005*(float)((ADC_CONV_A(ADC1CONV1A_1B)^0x800));

sum_j_v1m=sum_j_v1m + 0.00005*(float)((ADC_CONV_B(ADC1CONV1A_1B)^0x800));
sum_j_v2m=sum_j_v2m + 0.00005*(float)((ADC_CONV_B(ADC1CONV2A_2B)^0x800));
sum_j_v3m=sum_j_v3m + 0.00005*(float)((ADC_CONV_A(ADC1CONV2A_2B)^0x800));

sum_j_vc1= sum_j_vc1 + 0.00005*(float)((ADC_CONV_A(ADCOCONV2A_2B)^0x800));
sum_j_vc2= sum_j_vc2 + 0.00005*(float)((ADC_CONV_B(ADCOCONV2A_2B)^0x800));
}
flag=0;
}
//***** Lectura ADC's *****//

```

```

ia_m= (float)((ADC_CONV_B(ADC0CONV1A_1B)^0x800))-sum_j_a;
ia_m= 0.0358102817141808*ia_m; //0.038903418245958*ia_m;
ib_m= (float)((ADC_CONV_A(ADC0CONV1A_1B)^0x800))-sum_j_b;
ib_m= 0.0369319841570285*ib_m; //0.0361732111830872*ib_m;
ic_m= (float)((ADC_CONV_A(ADC1CONV1A_1B)^0x800))-sum_j_c;
ic_m= 0.0226680713672167*ic_m; //0.0232613199114344*ic_m;
//--- tension red
ea_m =(float)((ADC_CONV_B(ADC1CONV1A_1B)^0x800)) -sum_j_v1m;
ea_m=0.161630637902604 *ea_m; //ea_m=0.14586680092328*ea_m;
eb_m =(float)((ADC_CONV_B(ADC1CONV2A_2B)^0x800)) -sum_j_v2m;
eb_m=0.144*eb_m; //eb_m=0.162690048147307*eb_m;
ec_m =(float)((ADC_CONV_A(ADC1CONV2A_2B)^0x800)) -sum_j_v3m;
ec_m=0.1808595080532*ec_m; //ec_m=0.147868670162387*ec_m;
ec_m= -ea_m -eb_m; //
//--- tension dc-link
vc1_m=(float)((ADC_CONV_A(ADC0CONV2A_2B)^0x800))-sum_j_vc1;
vc1_m=0.145208350246926*vc1_m;
//vc2_m=(float)((ADC_CONV_B(ADC0CONV2A_2B)^0x800))-sum_j_vc2;
//vc2_m=0.142166179439861*vc2_m;
vc2_m=(float)((ADC_CONV_A(ADC1CONV2A_2B)^0x800)) -sum_j_v3m;
vc2_m=0.16*vc2_m; //0.1808595080532*vc2_m;

//ea_m=(float)((ADC_CONV_A(ADC1CONV4A_4B)^0x800));
//ver_var_a[cont_a]=ea_m;
//cont_a++;
//if (cont_a>=NT*nt)
// cont_a=0;

/*----- Deteccion de falla-----*/
ia_modulo=0;
ib_modulo=0;
ic_modulo=0;
//reset_trip=0;
ia_modulo = ia_m*ia_m;
ib_modulo = ib_m*ib_m;
ic_modulo = ic_m*ic_m;

if(ia_modulo>i_max_trip)
{cont_falla_a++;
if(cont_falla_a >= 4)
{
//PWMTRIP = TR_T0 + TR_T1 + TR_T2;
LED_DSP_SET=LED_SET_0;
trip = 1;
}
}
else
{

```

```
cont_falla_a = 0;
}

if(ib_modulo>i_max_trip)
{cont_falla_b++;
if(cont_falla_b >= 4)
{
//PWMTRIP = TR_T0 + TR_T1 + TR_T2;
LED_DSP_SET=LED_SET_1;
trip = 2;
}
}
else
{
cont_falla_b = 0;
}

if(ic_modulo>i_max_trip)
{cont_falla_c++;
if(cont_falla_c >= 4)
{
//PWMTRIP = TR_T0 + TR_T1 + TR_T2;
LED_DSP_SET=LED_SET_2;
trip = 3;
}
}
else
{
cont_falla_c = 0;
}

if((vc1_m>v_dc_trip)||(vc2_m>v_dc_trip))
{cont_falla_dc++;
if(cont_falla_dc >= 5)
{
//PWMTRIP = TR_T0 + TR_T1 + TR_T2;
LED_DSP_SET=LED_SET_3;
trip = 4;
}
}
else
{
cont_falla_dc = 0;
}

/*****/
/***** CONTROL PI Potencia-tensión *****/
/*****/
```

```

// antienrollamiento ***
e_act = (vdc_ref - (vc1_m + vc2_m));
x_act = c1*x_ant + c2*u_ant;
u_act= kc1*(e_act - x_act);
if (u_act>sat_pos)
{ u_act=sat_pos; }
else
if (u_act<sat_neg)
{u_act=sat_neg;}
u_ant=u_act;
x_ant=x_act;

Ptot_ref=u_act;

/***** PLL - tensión fuente*****/
e_alpha = un_tercio*(2.*ea_m - eb_m - ec_m);
e_beta = raiz3m1*(eb_m - ec_m);

entrada_k=e_beta*cos(gamma_k_1)-e_alpha*sin(gamma_k_1);
//Esto significaba el desfase entre las señales x e y (parte Im)
omega_k=K*entrada_k - K*c*entrada_k_1 + omega_k_1;
gamma_k= h*omega_k+gamma_k_1;
if (gamma_k>2.*pi)
{ gamma_k=gamma_k-2.*pi;}
entrada_k_1=entrada_k;
omega_k_1=omega_k;
gamma_k_1=gamma_k;

/****----- Definiciones para MPC-FCS -----****
act_ant=act; //actuacion anterior
act=0;
i=0;
k=0;
g=0;
g_min=1E20;
/**** Primera prediccion ****/
vdc_m=(vc1_m+ vc2_m);
Van_t1= 0.5*(S11[act_ant]+S12[act_ant]-1)*vdc_m; //ref;
Vbn_t1= 0.5*(S21[act_ant]+S22[act_ant]-1)*vdc_m; //ref;
Vcn_t1= 0.5*(S31[act_ant]+S32[act_ant]-1)*vdc_m; //ref;

VNn_t1=(Van_t1+Vbn_t1+Vcn_t1)/3;

/**** Referencia de corriente ****/
i_ref=2*Ptot_ref*0.33333333333333333333*(1/vs_max); // si cambias tension cambiar sat_neg, po
gamma_k=gamma_k + h*omega_k; //actualizacion delay angulo
phi_x=0; //-pi*0.1; // -pi*0.2*(1-phi_r*0.25);

```

```

gamma_k=gamma_k + phi_x;
ia_r=i_ref*cos(gamma_k);
ib_r=i_ref*cos(gamma_k - 2*pi/3);
ic_r=i_ref*cos(gamma_k + 2*pi/3);

//ia_topt=ia_topt*k2 +k3*(-Van_t1 + VNn_t1);
//ib_topt=ib_topt*k2 +k3*(-Vbn_t1 + VNn_t1);
//ic_topt=ic_topt*k2 +k3*(-Vcn_t1 + VNn_t1);
ia_t1=ia_m*k2 +k3*(-Van_t1 + VNn_t1 + ea_m);
ib_t1=ib_m*k2 +k3*(-Vbn_t1 + VNn_t1 + eb_m);
ic_t1=ic_m*k2 +k3*(-Vcn_t1 + VNn_t1 + ec_m);

Vc1_t1=vc1_m + k1*(ia_t1*s1a + ib_t1*s1b + ic_t1*s1c);
Vc2_t1=vc2_m - k1*(ia_t1*(1-s2a) + ib_t1*(1-s2b) + ic_t1*(1-s2c));

/**** Prediccion variables de interes ****/
for (i=0;i<=26;i=i+1)
{
k=transitions[act_ant][i];

Van_t1= 0.5*(S11[k]+S12[k]-1)*vdc_m;
Vbn_t1= 0.5*(S21[k]+S22[k]-1)*vdc_m;
Vcn_t1= 0.5*(S31[k]+S32[k]-1)*vdc_m;

VNn_t1=(Van_t1+Vbn_t1+Vcn_t1)/3;

ia_t2=ia_t1*k2 +k3*(-Van_t1 + VNn_t1 + ea_m);
ib_t2=ib_t1*k2 +k3*(-Vbn_t1 + VNn_t1 + eb_m);
ic_t2=ic_t1*k2 +k3*(-Vcn_t1 + VNn_t1 + ec_m);

Vc1_t2=Vc1_t1 + k1*(ia_t2*S11[i] + ib_t2*S21[i] + ic_t2*S31[i]);
Vc2_t2=Vc2_t1 - k1*(ia_t2*(1-S12[i]) + ib_t2*(1-S22[i]) + ic_t2*(1-S32[i]));

g=(ia_r- ia_t2)*(ia_r- ia_t2) + (ib_r- ib_t2)*(ib_r- ib_t2) +
(ic_r- ic_t2)*(ic_r- ic_t2) + w2*(Vc1_t2 -Vc2_t2)*(Vc1_t2 -Vc2_t2);

if (g<g_min)
{
g_min = g;
act = k;
}
}
//act=0; //PRUEBA DE CONNDUCION ESTADO i=1

/**Actualizacion de variables**/
Van_t1= (S11[act]+S12[act]-1)*vdc_m*0.5;
Vbn_t1= (S21[act]+S22[act]-1)*vdc_m*0.5;
Vcn_t1= (S31[act]+S32[act]-1)*vdc_m*0.5;

```

```
VNn_t1=(Van_t1+Vbn_t1+Vcn_t1)/3;

//ia_topt=ia_topt*k2 +k3*(-Van_t1 + VNn_t1+ ea_m);//ia_topt=ia_m;
//ib_topt=ib_topt*k2 +k3*(-Vbn_t1 + VNn_t1+ eb_m);//ib_topt=ib_m;
//ic_topt=ic_topt*k2 +k3*(-Vcn_t1 + VNn_t1+ ec_m);//ic_topt=ic_m;

s1a=S11[act];
s2a=S12[act];
s3a=1-S11[act];
s4a=1-S12[act];

s1b=S21[act];
s2b=S22[act];
s3b=1-S21[act];
s4b=1-S22[act];

s1c=S31[act];
s2c=S32[act];
s3c=1-S31[act];
s4c=1-S32[act];

/** Salida de variables **/
if (trip>=1)
{
act=13; //esto genera el estado {0,0,0}
s1a=S11[act];
s2a=S12[act];
s3a=1-S11[act];
s4a=1-S12[act];

s1b=S21[act];
s2b=S22[act];
s3b=1-S21[act];
s4b=1-S22[act];

s1c=S31[act];
s2c=S32[act];
s3c=1-S31[act];
s4c=1-S32[act];
}

/** generacion de pulso pwm
TOCMPR1=s1a*15000; // D1
TOCMPR2=s2a*15000; // D2
TOCMPR3=s1b*15000; // D3
T1CMPR1=s2b*15000; // D4
T1CMPR2=s1c*15000; // D5
```

```

T1CMPR3=s2c*15000;    // D6

    /** se niega dentro del codigo
//T2CMPR1=s2c*15000;    // D7
//T2CMPR2=s4c*15000;    // D8

/*-----Comunicacion con MatLab-----*/
if (llenar_buffer) // ¿Hay que guardar datos?
{
datos_ia_r[contador_datos]=ia_r;    // Guardado sincronico de datos
datos_ib_r[contador_datos]=ib_r;
datos_ic_r[contador_datos]=ic_r;
//datos_s11[contador_datos]=s1a;
    //datos_s12[contador_datos]=s2a;
//datos_s21[contador_datos]=s1b;
    //datos_s22[contador_datos]=s2b;
//datos_s31[contador_datos]=s1c;
    //datos_s32[contador_datos]=s2c;
datos_VAN[contador_datos]=Van_t1;
datos_VBN[contador_datos]=Vbn_t1;
datos_VCN[contador_datos]=Vcn_t1;
datos_iam_adc[contador_datos]=ia_m; //ia_m;
datos_ibm_adc[contador_datos]=ib_m; //ib_topt; //ib_m;
datos_icm_adc[contador_datos]=ic_m; //ic_topt; //ic_m;
datos_vc1[contador_datos]=vc1_m;
datos_vc2[contador_datos]=vc2_m;
datos_v1m[contador_datos]=ea_m;
datos_v2m[contador_datos]=eb_m;
datos_v3m[contador_datos]=ec_m;
datos_gamma_k[contador_datos]=gamma_k;
datos_gamma_kr[contador_datos]=omega_k; //gamma_kr;
datos_estados[contador_datos]=act;
datos_Pact[contador_datos]=Ptot_ref;
contador_datos++;

//if (contador_datos >= NT*nt*0.5)
// {i_ref=i_ref_2;
// }
if (contador_datos >= NT*nt) // ¿Se lleno el buffer?
{
contador_datos = 0;
llenar_buffer = 0;
}
}

if (ttt>=0.02) // ¿Se lleno el buffer?
{
ttt=0;

```

```
    if (cont_t >= NT*nt)
    {
    cont_t=0;
    }
}

datos_ttt[cont_t]=ttt;
cont_t++;
cont++;
ttt= ttt+h;

IER |= 0x0010; //Habilita interrupcion externa
}
```

Bibliografía

- [1] *Carbono neutralidad en el sector energía; proyección de consumo energético nacional 2020*. Ministerio de Energía.
- [2] S. C. C. Chile, *Chilean NDC mitigation proposal: Methodological approach and supporting ambition*. Mitigation and energy working group, 2019.
- [3] *Global EV Outlook 2018 - Towards cross-modal electrification*. International Energy Agency (IEA).
- [4] S. Rivera, S. Kouro, S. Vazquez, S. M. Goetz, R. Lizana, and E. Romero-Cadaval, “Electric vehicle charging infrastructure: From grid to battery,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 15, no. 2, pp. 37–51, 2021.
- [5] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, “Direct power control of an afe using predictive control,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, 2008.
- [6] M. A. Pérez, R. L. Fuentes, and J. Rodríguez, “Predictive control of dc-link voltage in an active-front-end rectifier,” in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp. 1811–1816, 2011.
- [7] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, “Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, 2007.
- [8] “Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems,” *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, 2014.
- [9] “Assesment of emission limits for distorting loads in mv and hv power systems,” *IEC 61000-3-6:1996 Electromagnetic compatibility (EMC)*, pp. 1–48, 1996.
- [10] *DFL 4DFL 4/20018- Fija Texto Redundido, Coordinado y Sistematizado del Decreto con Fuerza de Ley No 1, de Minería de 1982, Ley General de Servicios Eléctricos, en Materia de Energía Eléctrica*.
- [11] S. d. E. y. C. Ministerio de Energía, *Pliego Técnico Normativa: RIC No 15*.
- [12] *Oficio SEC ORD. No24850*. disponible online.
- [13] *Resolución Exenta No 33675 del 27 de noviembre de 2020, sobre autorización de productos de uso en infraestructura de recarga de vehículos eléctricos*.

- [14] *Decreto 244- Aprueba Reglamento para medios de Generación No Convencionales y Pequeños medios de Generación Establecidos en la Ley General de Servicios Eléctricos.* disponible online: <https://www.bcn.cl/leychile/navegar?idNorma=246461>.
- [15] *Norma Técnica de Conexión y Operación de PMGD en Instalaciones de Media y Baja Tensión.* disponible online: <https://www.cne.cl/wp-content/uploads/2019/07/NTCO-PMGD-Julio-2019.pdf>, Julio 2019 - Santiago de Chile.
- [16] *IEC 60364-7-712:2017.* Low voltage electrical installations - Part 7-712: Requirements for special installations or locations - Solar photovoltaic (PV) power supply systems TC 64 Additional information.
- [17] *IEC 61727:2004.* Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface.
- [18] *IEC 61683:1999.* Photovoltaic systems - Power conditioners - Procedure for measuring efficiency.
- [19] *IEC 62093:2022.* Photovoltaic system power conversion equipment - Design qualification and type approval.
- [20] *IEC 62116:2014.* Utility-interconnected photovoltaic inverters - Test procedure of islanding prevention measures.
- [21] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, Applications and Design.* John Wiley and Sons, Inc, third ed., 2003.
- [22] G. de Chile, *Trayectoria del Sector Energía hacia la Carbono Neutralidad en el contexto del ODS7.* Agencia de Sostenibilidad Energética, Santiago 2020.
- [23] C. SIPA, *Electric Charging in China And The United States.* Anders Hove and Sandalow Febrero 2019.
- [24] J. Boyd, "China and Japan drive a global EV charging effort: The new standard will be backward compatible with select charging stations - [news]," *IEEE Spectrum*, vol. 56, no. 2, pp. 12–13, 2019.
- [25] A. F. Ghoniem, "Needs, resources and climate change: Clean and efficient conversion technologies," *Progress in Energy and Combustion Science*, vol. 37, pp. 15–51, 2011.
- [26] J. Rodríguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats, and M. A. Perez, "Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786–1817, 2009.
- [27] J. Rodríguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: state of the art," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, 2005.
- [28] J. Holtz, "Pulsewidth modulation for electronic power conversion," *Proceedings of the IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, 1994.
- [29] J. Rodríguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, "A survey on neutral-point-clamped inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2219–2230, 2010.

-
- [30] E. C. Gonzales, “Análisis de factibilidad técnico económica de la operación del sistema bidireccional v2g en la agencia de sostenibilidad energética,” *Memoria para optar el título de Ingeniero Civil Mecánico*, vol. Santiago de Chile, 2020.
- [31] P. A. L. Illesca, “Manejo de la plataforma digital dsp+fpga para el control de accionamientos,” *UTFSM*, Valparaíso, 17 de noviembre de 2020.
- [32] G. Carrasco, “Diseño e implementación de módulos de firmware para uso de fpga en aplicaciones de potencia,” *Memoria para optar el título de Ingeniero Civil Electrónico*, 2008.