

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:

**Dr. Eduardo P. Wiechmann
F.**

Informe de Memoria de Título
para optar al título de:

Ingeniero Civil Eléctrico

Análisis comparativo de arquitecturas alternativas de estaciones de carga para vehículos eléctricos

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN
Facultad de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante
Dr. Eduardo P. Wiechmann F.

Análisis comparativo de arquitecturas alternativas de estaciones de carga para vehículos eléctricos

Cristian Esteban Araneda Rivera

Informe de Memoria de Título
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Marzo 2025

Resumen

La creciente adopción de vehículos eléctricos (EV) ha impulsado la necesidad de una infraestructura de carga eficiente y sostenible. En este contexto, esta memoria realiza un análisis comparativo de arquitecturas alternativas para estaciones de carga rápida, con especial enfoque en la integración de sistemas de almacenamiento de energía en baterías (BESS) y paneles solares.

Se estudiaron dos arquitecturas principales: una con barra de corriente continua de voltaje constante y otra con voltaje variable. A través de simulaciones, se evaluó su eficiencia energética, impacto en la red eléctrica y calidad del suministro. Los resultados mostraron que ambas configuraciones alcanzan eficiencias superiores al 94%, siendo la arquitectura de voltaje variable ligeramente más eficiente y con menores pérdidas energéticas. Además, se analizó el contenido armónico de la corriente consumida, donde ambas configuraciones mantuvieron niveles de distorsión armónica total (THD) por debajo del 0,41%, cumpliendo con los estándares de calidad de energía.

El estudio concluye que la arquitectura de voltaje variable es la opción más conveniente debido a su mayor eficiencia, menor complejidad en el control y menor costo de implementación.



Agradecimientos

Al culminar esta etapa académica, quiero expresar mi más sincero agradecimiento a todas aquellas personas que, de una u otra manera, hicieron posible la realización de esta memoria de título y contribuyeron a mi formación profesional.

En primer lugar, agradezco a mi profesor guía, Ph.D. Eduardo Wiechmann, por su orientación, paciencia y valiosos conocimientos, los cuales fueron fundamentales para el desarrollo de este trabajo.

A mis profesores del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción, quienes a lo largo de mi formación me entregaron herramientas y conocimientos esenciales, no solo para este trabajo, sino para mi desarrollo como ingeniero.

A mi familia, por su apoyo incondicional y por ser mi fuente de motivación en cada momento. A mi madre, Carmen Gloria Rivera, y a mi padre, Cristian Araneda, por su amor, consejos y sacrificios. A mis hermanos, Hugo y Pablo, por su compañía y aliento en todo este proceso. Y, por supuesto, un agradecimiento especial a nuestro gato, Tiberio Pancraccio, quien me acompañó en las largas noches de trabajo.

A mis amigos y compañeros, cuya compañía y apoyo fueron invaluableles. A Jorge Daza, Mikel Contreras, Bryan Morales, Carlos, Diego Henríquez, Jorge Araneda, Kin Ng, Guillermo Lettelier, Nicolás Choque, Patricio Baeza, Felipe Quintana y Raúl López, por su amistad, motivación y por estar presentes en cada etapa de esta travesía.

Finalmente, agradezco a todas aquellas personas que, de manera directa o indirecta, aportaron a la concreción de esta memoria. Sin su ayuda, este logro no habría sido posible.

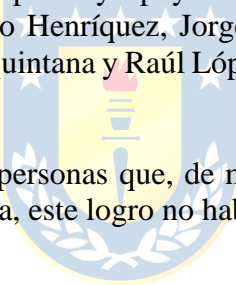


Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS	VI
NOMENCLATURA.....	VII
ABREVIACIONES.....	X
1. INTRODUCCIÓN	11
2. REVISIÓN DE ARQUITECTURAS DE CARGA RÁPIDA.....	15
2.1 TOPOLOGÍAS PARA LA ETAPA AC/DC.....	16
2.2 TOPOLOGÍAS PARA LAS ETAPAS DC/DC	17
3. ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA EN BATERÍAS (BESS).	21
3.1 QUÍMICA DE LAS BATERÍAS	21
3.2 GESTIÓN Y MODELADO DE LAS BATERÍAS	21
4. PANELES SOLARES	23
4.1 MODELADO DE PANELES SOLARES	23
5. MODELAMIENTO DE ESTACIONES DE CARGA DE VEHÍCULOS ELÉCTRICOS	24
5.1 RECTIFICADOR DE FRENTE ACTIVO	25
5.3 BESS	41
5.4 PANELES FOTOVOLTAICOS	42
6. ANÁLISIS DE EFICIENCIA ENERGÉTICA BAJO DISTINTAS CONDICIONES OPERATIVAS.	44
7. ANÁLISIS DEL CONTENIDO ARMÓNICO BAJO DIFERENTES CONDICIONES OPERATIVAS. ...	51
8. ANÁLISIS COMPARATIVO Y DISCUSIÓN DE RESULTADOS.	56
9. CONCLUSIONES SOBRE LA VIABILIDAD DE LAS ARQUITECTURAS EVALUADAS.	57
10. RECOMENDACIONES PARA FUTUROS DESARROLLOS E INVESTIGACIONES.	58
11. ANEXO 1.....	59
12. REFERENCIAS.....	61

Lista de Tablas

Tabla 3.1.1 Tabla resumen de las características de distintas químicas de baterías de iones de litio.
Datos obtenidos de [34]..... 21



Nomenclatura

Matrices

A	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot n$.
B	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot p$.
C	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot n$.
D	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot p$.
E	: matriz de parámetros de dimensión $n \cdot m$.
F	: matriz de parámetros de dimensión $q \cdot m$.
T	: matriz de transformación de dimensión de $n \cdot n$.
A_T	: matriz de parámetros transformada mediante T de dimensión $n \cdot n$. A_T = TAT ⁻¹
B_T	: matriz de parámetros transformada mediante T de dimensión $n \cdot p$. B_T = TB
C_T	: matriz de parámetros transformada mediante T de dimensión $q \cdot n$. C_T = CT ⁻¹
D_T	: matriz de parámetros transformada mediante T de dimensión $q \cdot p$. D_T = D
E_T	: matriz de parámetros transformada mediante T de dimensión $n \cdot m$. E_T = TE
F_T	: matriz de parámetros transformada mediante T de dimensión $q \cdot m$. F_T = F
T_{abc-αβ0}	: matriz de transformación de ejes abc a $\alpha\beta 0$, dimensión 3·3.
T_{αβ0-abc}	: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta 0$ a abc , dimensión 3·3.
T_{αβ0-dq0}	: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta 0$ a $dq0$, dimensión 3·3.
T_{dq0-αβ0}	: matriz de transformación de ejes $dq0$ a $\alpha\beta 0$, dimensión 3·3.
T_{abc-dq0}	: matriz de transformación de ejes abc a $dq0$, dimensión 3·3.
T_{dq0-abc}	: matriz de transformación de ejes $dq0$ a abc , dimensión 3·3.
H(s)	: matriz de transferencia. H(s) = C(sI - A) ⁻¹ B + D .
H[†](s)	: matriz de transferencia pseudo inversa. H[†](s) = H(s) ⁻¹ si H(s) es cuadrada.
H(s)^H	: matriz conjugada transpuesta de H(s) . H(s)^H = (H(s) [*]) ^T .
C	: matriz de controlabilidad.
O	: matriz de observabilidad.
L(s)	: matriz de transferencia en L.D.
Φ(t)	: matriz de transición.
Adj{ P }	: matriz adjunta de la matriz P .
diag{ x_1, \dots }	: matriz diagonal compuesta por los valores x_1, x_2, \dots
Re{ X }	: matriz parte real de la matriz X .
Im{ X }	: matriz parte imaginaria de la matriz X .
X	: matriz compuesta por elementos \vec{x}_{ij} que son fasores.

Vectores

x	: vector de n variables de estados, x = $[x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$
u	: vector de p variables de entrada, u = $[u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
y	: vector de q variables de salida, y = $[y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$ y = $[y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$
p	: vector de m perturbaciones, p = $[p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$
x̂	: vector de n variables de estados, x̂ = $[\hat{x}_1 \ \hat{x}_2 \ \dots \ \hat{x}_n]^T$ (estimación de x).
ŷ	: vector de q variables de estados, ŷ = $[\hat{y}_1 \ \hat{y}_2 \ \dots \ \hat{y}_q]^T$ (estimación de y).

$\tilde{\mathbf{x}}$: vector de n variables de estados, $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \dots \tilde{x}_n]^T$ (error $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}$).
\mathbf{x}^{abc}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{abc} = [x^a x^b x^c]^T$ (ejes estacionarios abc).
$\mathbf{x}^{\alpha\beta 0}$: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{\alpha\beta 0} = [x^\alpha x^\beta x^0]^T$ (ejes estacionarios $\alpha\beta 0$).
\mathbf{x}^{dq0}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{dq0} = [x^d x^q x^0]^T$ (ejes rotatorios $dq0$).
\mathbf{x}_0	: condición inicial del vector de estados, $\mathbf{x}_0 = [x_{10} x_{20} \dots x_{n0}]^T$
\mathbf{x}_o	: condición inicial del vector de estados, $\mathbf{x}_o = [x_{1o} x_{2o} \dots x_{no}]^T$
\mathbf{u}_o	: vector de entradas en el punto de operación, $\mathbf{u}_o = [u_{o1} u_{o2} \dots u_{op}]^T$
\mathbf{y}_o	: vector de salidas en el punto de operación, $\mathbf{y}_o = [y_{o1} y_{o2} \dots y_{oq}]^T$
\mathbf{y}_d	: vector deseado (referencia) de q variables de salida, $\mathbf{y}_d = [y_{d1} y_{d2} \dots y_{dq}]^T$
\mathbf{p}_o	: vector de perturbaciones en el punto de operación, $\mathbf{p}_o = [p_{o1} p_{o2} \dots p_{oq}]^T$
$\Delta \mathbf{x}$: variación del vector de estados \mathbf{x} en torno a \mathbf{x}_o , $\Delta \mathbf{x} = [\Delta x_1 \Delta x_2 \dots \Delta x_n]^T$
$\Delta \mathbf{u}$: variación del vector de entradas \mathbf{u} en torno a \mathbf{u}_o , $\Delta \mathbf{u} = [\Delta u_1 \Delta u_2 \dots \Delta u_p]^T$
$\Delta \mathbf{y}$: variación del vector de salidas \mathbf{y} en torno a \mathbf{y}_o , $\Delta \mathbf{y} = [\Delta y_1 \Delta y_2 \dots \Delta y_q]^T$
$\Delta \mathbf{p}$: variación del vector de perturbaciones \mathbf{p} en torno a \mathbf{p}_o , $\Delta \mathbf{p} = [\Delta p_1 \Delta p_2 \dots \Delta p_m]^T$
$\mathbf{x}(s)$: Laplace de \mathbf{x} , $\mathbf{x}(s) = [x_1(s) x_2(s) \dots x_n(s)]^T$
$\mathbf{u}(s)$: Laplace de \mathbf{u} , $\mathbf{u}(s) = [u_1(s) u_2(s) \dots u_p(s)]^T$
$\mathbf{y}(s)$: Laplace de \mathbf{y} , $\mathbf{y}(s) = [y_1(s) y_2(s) \dots y_q(s)]^T$
$\mathbf{p}(s)$: Laplace de \mathbf{p} , $\mathbf{p}(s) = [p_1(s) p_2(s) \dots p_m(s)]^T$
\mathbf{v}_k	: k -ésimo vector propio de \mathbf{A} .
\mathbf{w}_k	: k -ésimo vector propio de \mathbf{A}^T .
\mathbf{v}_k^*	: conjugado del k -ésimo vector propio de \mathbf{A} .
\mathbf{x}_{ec}	: vector de estados para entrada cero.
\mathbf{x}_{ci}	: vector de estados para c.i. nulas.
\mathbf{y}_{ec}	: vector de salidas para entrada cero.
\mathbf{y}_{ci}	: vector de salidas para c.i. nulas.
\mathbf{c}_k	: k -ésima fila de la matriz \mathbf{C} .
\mathbf{b}_k	: k -ésima columna de la matriz \mathbf{B} .
$\nabla V(\mathbf{x})$: gradiente de la función $V(\mathbf{x})$. $\nabla V(\mathbf{x}) = \partial V(\mathbf{x})/\partial \mathbf{x}$.
$\vec{\mathbf{x}}$: vector de fasores, $\vec{\mathbf{x}} = [\vec{x}_1 \vec{x}_2 \dots \vec{x}_n]^T$.

Escalares

x_k	: k -ésima variable de estado.
$dx_k/dt = \dot{x}_k$: derivada de la k -ésima variable de estado.
a_k	: k -ésimo coeficiente del polinomio característico de \mathbf{A} .
λ_k	: k -ésimo valor propio de \mathbf{A} .
λ_k^*	: conjugado del k -ésimo valor propio de \mathbf{A} .
λ_{ij}	: ganancia relativa entre la entrada i -ésima y la salida j -ésima.
$l(s)$: función de transferencia en L.D.
d_{ij}	: elemento ij de la matriz \mathbf{D} .
$h_{ij}(s)$: elemento ij de la matriz $\mathbf{H}(s)$.
$h_{ij}^\dagger(s)$: elemento ij de la matriz pseudo inversa $\mathbf{H}^\dagger(s) = \mathbf{H}(s)^{-1}$ si $\mathbf{H}(s)$ es cuadrada.
$\text{rango}\{\mathbf{P}(s)\}$: rango de la matriz $\mathbf{P}(s)$.
$\det\{\mathbf{P}(s)\}$: determinante de la matriz $\mathbf{P}(s)$.
$\arg\{\vec{\mathbf{x}}\}$: ángulo del número complejo $\vec{\mathbf{x}}$.

$\text{tr}\{\mathbf{P}(s)\}$: traza de la matriz $\mathbf{P}(s)$.
$\max_{ij}\{w_{ij}\}$: máximo elemento de la matriz \mathbf{W} .
$\max\{\}$: máximo valor.
$\min\{\}$: mínimo valor.
$\log\{\}$: logaritmo en base 10.
$u(t)$: entrada escalón.
$r(t)$: entrada rampa.
$\ e\ $: norma del elemento e .
$\sigma_l(\mathbf{A})$: l -ésimo valor singular de \mathbf{A} .
$\bar{\sigma}(\mathbf{A})$: máximo valor singular de \mathbf{A} .
$\underline{\sigma}(\mathbf{A})$: mínimo valor singular de \mathbf{A} .
$\rho(\mathbf{A})$: radio espectral de \mathbf{A} .
$\gamma(\mathbf{A})$: número de condición de \mathbf{A} .
$V(\mathbf{x})$: función de Lyapunov.
Ω	: vecindad en el espacio de estados de \mathbf{x} .
\mathbf{G}	: conjunto invariante.
\mathbf{R}	: conjunto invariante subconjunto de \mathbf{G} .
e_{ss}	: vector de error en estado estacionario.
δ	: banda de asentamiento.
t_s	: tiempo de asentamiento.
V	: valor medio (RMS) de la señal continua (alterna) $v(t)$.
$f(t)$: función en el tiempo continuo.
$f(k)$: función en el tiempo discreto (también escrita $f(kT)$, con T el tiempo de muestreo).
$f(s)$: función en el plano de Laplace.
$f(\omega)$: función en frecuencia continua de tiempo continuo.
$f(\Omega)$: función en frecuencia continua de tiempo discreta.
$f(n)$: función en frecuencia discreta de tiempo continuo.
$f(m)$: función en frecuencia discreta de tiempo discreta.
\vec{x}	: fasor.

Abreviaciones

Mayúsculas

AFE: Active Front End (Rectificador de Frente Activo).
BEV: Battery Electric Vehicle (Vehículo Eléctrico de Batería).
BESS: Battery Energy Storage System (Sistema de Almacenamiento de Energía en Baterías).
BMS: Battery Management System (Sistema de Manejo de Baterías).
CAPEX: Capital Expenditure (Gasto de Capital).
CLLC: CLLC Resonant Converter (Convertidor Resonante CLLC).
DAB: Dual Active Bridge (Puente Activo Dual).
EMS: Energy Management System (Sistema de Manejo de la Energía).
ESS: Energy Storage System (Sistema de Almacenamiento de Energía).
EV: Electric Vehicle (Vehículo Eléctrico).
FC: Flying Capacitor (Condensador Flotante).
FCDC: Fast Direct Current Charging (Carga Rápida de Corriente Continua).
FCS: Fast Charging Station (Estación de Carga Rápida).
FFT: Fast Fourier Transform (Transformada Rápida de Fourier).
HVAC: Heating, Ventilation, and Air Conditioning (Calefacción, Ventilación y Aire Acondicionado).
ICEV: Internal Combustion Engine Vehicle (Vehículo de Combustión Interna).
IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolar de Puerta Aislada).
LC: Inductor-Capacitor (Inductor-Capacitor).
LCK: Kirchhoff's Current Law (Ley de Corrientes de Kirchhoff).
LCL: LCL Filter (Filtro LCL).
LFP: Lithium-Iron-Phosphate (Litio-Hierro-Fosfato).
LLC: LLC Resonant Converter (Convertidor Resonante LLC).
LVK: Kirchhoff's Voltage Law (Ley de Voltajes de Kirchhoff).
MPPT: Maximum Power Point Tracking (Seguimiento del Punto de Máxima Potencia).
NCA: Nickel-Cobalt-Aluminum (Níquel-Cobalto-Aluminio).
NMC: Nickel-Manganese-Cobalt (Níquel-Manganeso-Cobalto).
NPC: Neutral Point Clamped (Neutral Punto Sujetado).
OPEX: Operational Expenditure (Gasto Operativo).
PCS: Power Conversion System (Sistema de Conversión de Potencia).
PHEV: Plug-in Hybrid Electric Vehicle (Vehículo Híbrido Enchufable).
PI: Proportional-Integral (Controlador Proporcional-Integral).
SOC: State of Charge (Estado de Carga de la Batería).
THD: Total Harmonic Distortion (Distorsión Armónica Total).
VPP: Virtual Power Plant (Planta Generadora Virtual).
VOC: Voltage Oriented Control (Control Orientado al Voltaje).
VSC: Voltage Source Converter (Convertidor Fuente de Voltaje).
ZCS: Zero Current Switching (Conmutación a Corriente Cero).
ZVS: Zero Voltage Switching (Conmutación a Voltaje Cero)

1. Introducción

Los vehículos eléctricos tanto de baterías como híbridos enchufables presentan varias ventajas para los consumidores frente a sus equivalentes de combustión interna por lo que existe una progresiva transición a la electromovilidad. Parte importante de la transición a la electromovilidad es el desarrollo de infraestructura de carga rápida que permita a los usuarios operar sus vehículos eléctricos de manera parecida a como lo hacen con sus vehículos de combustión interna. En [1] Liu et al. hacen una comparación entre el costo total de propiedad de los vehículos eléctricos de batería y los vehículos de combustión interna llegando a la conclusión de que el mayor costo inicial de los vehículos eléctricos puede ser recuperado en alrededor de 5 años debido al menor costo de la electricidad en comparación con los combustibles fósiles y el menor mantenimiento requerido por los BEVs. Los datos citados anteriormente permiten inferir que a largo plazo el ser dueño de un BEV resulta menos costoso que ser dueño de un ICEV lo cual es un claro incentivo para que los consumidores hagan la transición a la electromovilidad. Las baterías de iones de litio son actualmente uno de los componentes más costosos de los BEVs, pero como se puede apreciar en la figura 1.1 han presentado una tendencia a la baja en su costo por kWh y se espera que esta tendencia continúe [2]. El menor costo de las baterías de iones de litio podría permitir la fabricación de BEVs con un costo inicial inferior a sus equivalentes ICEV, lo cual sumado a los menores costos operacionales de los BEVs podría impulsar la transición masiva a la electromovilidad debido a razones económicas. En las figuras 1.2 y 1.3 se presentan datos sobre la cantidad total de vehículos eléctricos en circulación y ventas totales de los mismos a nivel mundial, pudiendo apreciarse un aumento sostenido en el tiempo de ambas cantidades. Se espera que la cantidad de vehículos eléctricos vendidos y en circulación continúe aumentando, llegando a más de 500 millones de vehículos eléctricos en circulación y más de 60 millones de vehículos eléctricos vendidos anualmente por 2035 [3]. Los datos y proyecciones actuales indican que ya se está produciendo una transición progresiva a la electromovilidad. Los vehículos eléctricos presentan varias ventajas sobre los de combustión interna, lo que incentiva la transición hacia la electromovilidad, la cual es apoyada por el desarrollo de infraestructura de carga rápida y la reducción de costos de baterías de iones de litio lo que se refleja en un aumento sostenido en la cantidad en circulación y ventas de estos vehículos, proyectándose más de 500 millones en circulación y 60 millones vendidos anualmente para 2035.

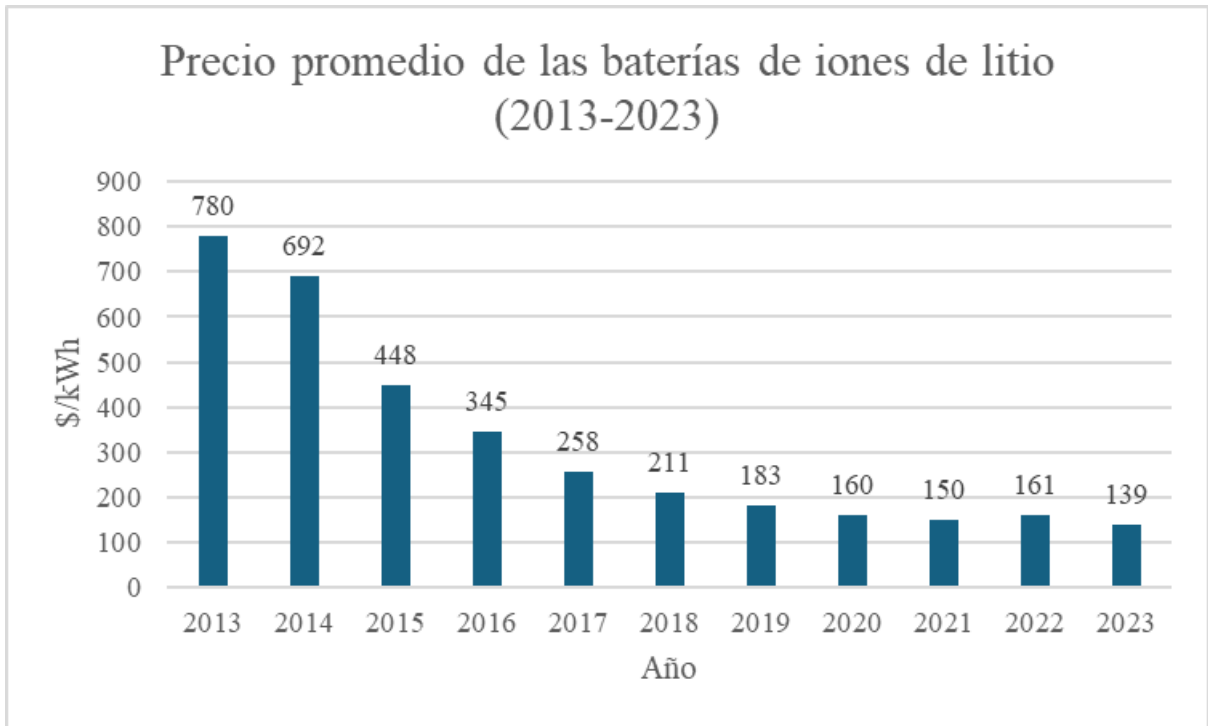


Figura 1.1 Precio promedio de las baterías de iones de litio desde 2013 a 2023, los valores fueron ajustados de acuerdo con la inflación. Datos obtenidos de Bloomberg NEF [4]

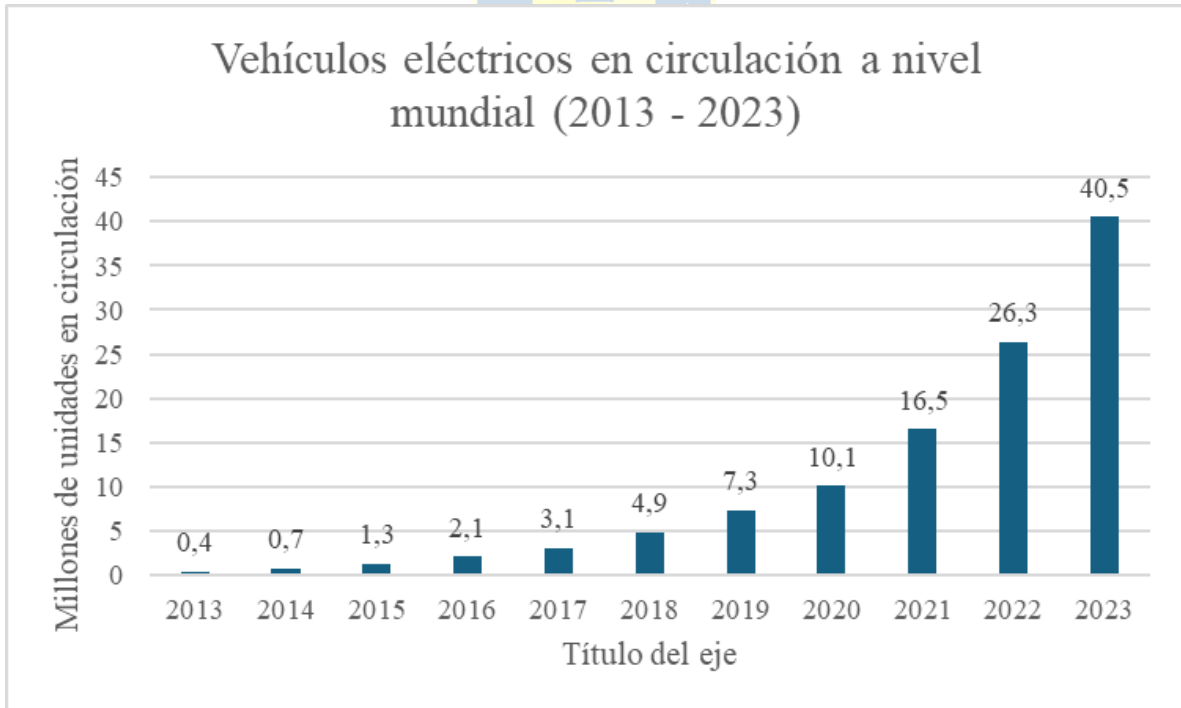


Figura 1.2 Vehículos eléctricos en circulación a nivel mundial desde 2013 a 2023. Se consideran BEVs y PHEVs. Datos obtenidos de IEA [3].

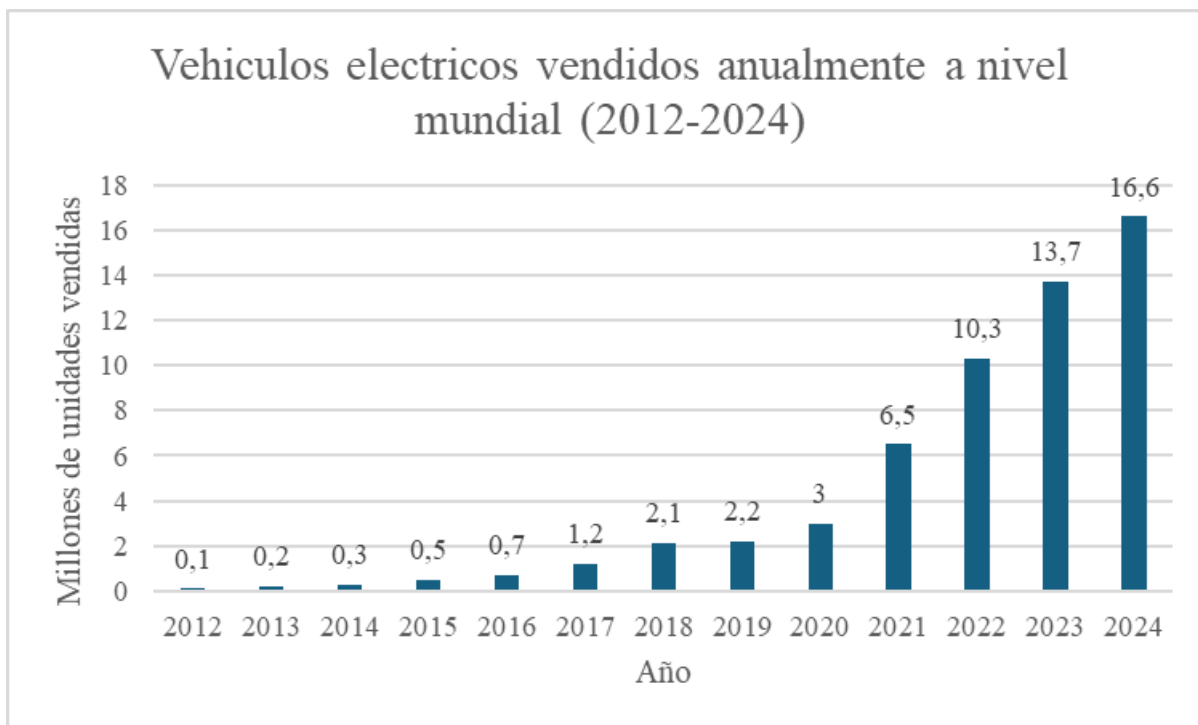


Figura 1.3 Vehículos eléctricos vendidos a nivel mundial desde 2012 a 2024. Se consideran BEVs y PHEVs. Datos obtenidos de IEA [3]

En el contexto de la transición a la electromovilidad es de vital importancia el desarrollo de una infraestructura de carga rápida robusta y adecuadamente distribuida. No todos los dueños de vehículos eléctricos serán capaces de instalar un cargador en sus residencias, ya sea porque no son propietarios o por razones de espacio. Para este sector de consumidores el considerar adquirir un vehículo eléctrico depende fuertemente de la disponibilidad de cargadores comerciales. La disponibilidad de cargadores rápidos en ubicaciones estratégicas permite aumentar significativamente el rango de los vehículos eléctricos con tiempos de recarga más cercanos a los que se obtienen con el uso de ICEVs. Una de las principales preocupaciones de muchos consumidores sobre los BEVs es el menor rango y mayor tiempo de recarga de estos en comparación con los ICEVs. El desarrollo de una infraestructura de carga rápida y bien distribuida es crucial para fomentar la adopción de vehículos eléctricos, especialmente para aquellos que no pueden instalar cargadores en sus hogares o que tienen preocupaciones sobre el rango de los vehículos eléctricos en comparación con los de combustión interna.

La inclusión de sistemas de almacenamiento de energía en el diseño de estaciones de carga rápida para vehículos eléctricos presenta ventajas económicas al reducir significativamente el OPEX del proyecto a pesar de un aumento del CAPEX, además el uso de ESSs puede reducir el impacto de las estaciones de carga en la red eléctrica y aumentar el uso de fuentes de energía renovables como la energía solar. En [5] Li et al. realizan un estudio económico que demuestra que la implementación de BESS y la optimización de estrategias de carga en estaciones de carga rápida para autobuses eléctricos pueden reducir picos de carga y costos, mejorando significativamente la economía del sistema. En [6] Stecca et al. demuestran que los BESS pueden reducir significativamente la potencia demandada a la red

y aumentar el valor presente neto de un proyecto de FCS, haciendo que las estaciones sean más rentables y menos dependientes de la red eléctrica. Los BESS pueden almacenar el exceso de energía generado por fuentes renovables como paneles solares para usarla cuando estas no estén disponibles [7]. La inclusión de sistemas de almacenamiento de energía en las estaciones de carga rápida para vehículos eléctricos, a pesar de aumentar el CAPEX, reduce significativamente el OPEX y el impacto en la red eléctrica, permitiendo un mayor uso de energías renovables y mejorando la rentabilidad y sustentabilidad del sistema.

La integración de paneles solares en estaciones de carga rápida de vehículos eléctricos permite reducir la dependencia de la red eléctrica externa, disminuir los costos operativos mediante el uso de energía renovable y minimizar las emisiones de carbono, mejorando así la sostenibilidad y eficiencia energética del sistema de carga. En [8] Mouli et al. analizan los beneficios económicos y medioambientales de utilizar estaciones de carga de vehículos eléctricos alimentadas por energía solar en lugares de trabajo en los Países Bajos, demostrando que cargar los vehículos utilizando energía solar es más barato que la de la red y reduce significativamente las emisiones de CO₂. La integración de paneles solares en estaciones de carga de vehículos eléctricos reduce costos, emisiones de carbono y dependencia de la red eléctrica, mejorando la sostenibilidad y eficiencia del sistema.

La transición hacia la electromovilidad está siendo impulsada por las ventajas de los vehículos eléctricos (BEVs y PHEVs) sobre los de combustión interna, incluyendo menores costos operativos y de mantenimiento, y se espera que la disminución continua en el costo de las baterías de iones de litio haga que los BEVs sean aún más asequibles. Con proyecciones de más de 500 millones de vehículos eléctricos en circulación y 60 millones vendidos anualmente para 2035, es esencial desarrollar una infraestructura de carga rápida robusta y bien distribuida para abordar las preocupaciones sobre la autonomía y tiempos de recarga, especialmente para usuarios que no pueden instalar cargadores en sus hogares. La incorporación de sistemas de almacenamiento de energía y la integración de paneles solares en las estaciones de carga rápida ofrecen ventajas económicas y medioambientales al reducir costos operativos, disminuir la dependencia de la red eléctrica y minimizar las emisiones de carbono, mejorando así la sostenibilidad y eficiencia energética del sistema de carga. Este análisis comparativo de arquitecturas alternativas de estaciones de carga para vehículos eléctricos explora cómo el diseño y la implementación de ESS y energías renovables pueden optimizar la infraestructura de carga, apoyando la transición masiva hacia la electromovilidad.

2. Revisión de arquitecturas de carga rápida

En la figura 2.1 se presentan dos arquitecturas básicas de estaciones de carga rápida para vehículos eléctricos que permiten la integración de sistemas de almacenamiento de energía en baterías y paneles solares utilizando una barra de corriente continua común a la cual se conectan los distintos componentes de la estación. La principal diferencia entre las dos arquitecturas presentadas es que, en una, el BESS se conecta directamente a la barra de corriente continua, por lo que el nivel de voltaje de esta varía dependiendo del nivel de carga del BESS, mientras que en la otra se utiliza un convertidor DC/DC bidireccional para conectar el BESS a la barra de corriente continua, lo que permite mantener constante el voltaje de esta.

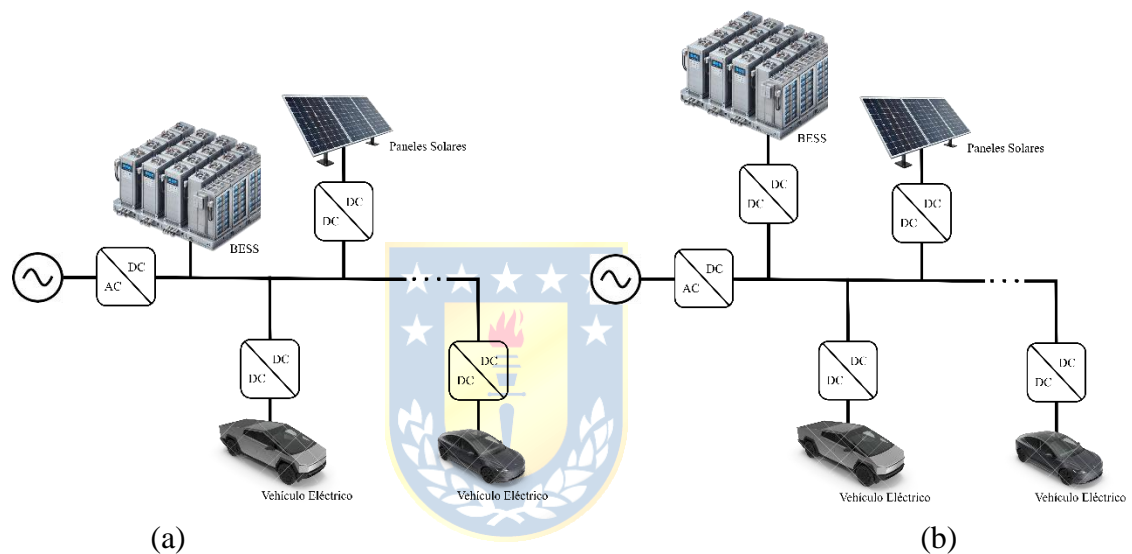


Figura 2.1 Arquitecturas básicas para estaciones de carga de vehículos eléctricos con integración de BESS. (a) Corresponde a la arquitectura de barra de corriente continua constante, mientras que (b) corresponde a la arquitectura de barra de corriente continua variable. Imágenes creadas por el autor.

Cuando se conecta directamente la batería de la estación a la barra de corriente continua es posible omitir una etapa DC/DC disminuyendo el costo del proyecto y aumentando su eficiencia, pero con esta configuración el voltaje de la barra de corriente continua depende del estado de carga de la batería lo que complica el proceso de diseño de los convertidores DC/DC aislados que alimentan los vehículos pues se debe considerar un rango más amplio de voltajes de entrada lo que también puede comprometer la eficiencia del diseño.

Mantener el voltaje de la barra de corriente continua constante requiere de la inclusión de una etapa DC/DC entre esta y la batería de la estación, lo cual aumenta los costos iniciales y disminuye la eficiencia, pero simplifica el diseño de los convertidores que alimentarán a los vehículos y permite aumentar la eficiencia de estos últimos.

Independientemente de la arquitectura elegida la estación de carga requiere de un convertidor AC/DC principal que transformará los voltajes trifásicos suministrados por la red en un voltaje de corriente continua, un convertidor DC/DC para conectar el sistema de generación fotovoltaico a la barra de corriente continua y de varios convertidores DC/DC que alimenten a los vehículos en carga.

2.1 Topologías para la etapa AC/DC

Independiente de la arquitectura básica con la que se pretenda diseñar la estación de carga el propósito de la etapa AC/DC es convertir los voltajes trifásicos suministrados por la red eléctrica en voltaje de corriente continua. Algunas de las topologías más comúnmente utilizadas para este propósito en el contexto de las FCS son mostradas en la figura 2.1.1.

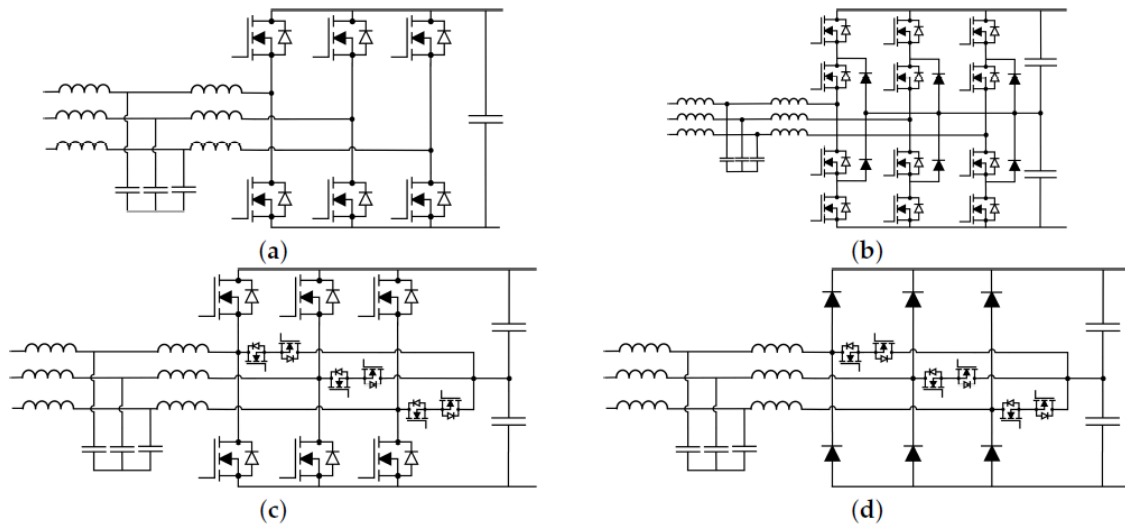


Figura 2.1.1 (a) AFE de 2 niveles. (b) NPC-AFE. (c) AFE tipo T. (d) Rectificador VIENNA. Imágenes obtenidas de [9].

La topología más comúnmente utilizada es el rectificador de frente activo o AFE por sus siglas en ingles de 2 niveles, el cual se puede apreciar en la figura 2.1.1a. Este conversor consiste en solo 6 switches y dependiendo de la tecnología de estos es posible utilizarlo con un flujo de potencia bidireccional. En las figuras 2.1.1b y 2.1.1c se presentan el NPC-AFE de 3 niveles [10] y el AFE tipo T [11], respectivamente. Estas topologías son superiores al AFE de 2 niveles ya que requieren filtros más pequeños [12], presentan un mejor THD, menor tensión en los semiconductores, menores pérdidas y mejor refrigeración debido a la distribución de las pérdidas en un mayor número de semiconductores. El NPC-AFE de 3 niveles consta de 12 interruptores y 6 diodos, mientras que el AFE tipo T solo tiene 12 interruptores. Ambas topologías tienen una forma de onda de voltaje de 5 niveles que reduce la necesidad de filtrado, por lo tanto, ambos tienen un tamaño de filtro reducido [13]. La principal diferencia entre los dos es la tensión en los semiconductores. Mientras que el NPC-AFE de 3 niveles tiene una tensión en los semiconductores de $\frac{V_{dc}}{2}$ en todos los interruptores en la topología tipo T los interruptores de línea están sujetos a V_{dc} y los interruptores

conectados a la fuente común están sujetos a $\frac{V_{dc}}{2}$. Ambas topologías requieren un equilibrio de voltaje en los capacitores del enlace DC [14].

En la figura 2.1.1d, se presenta el rectificador VIENNA [15]. Comparado con el tipo T de 3 niveles y el NPC-AFE, el rectificador de Viena utiliza solo seis diodos y seis interruptores así que por lo tanto es menos costoso y requiere menos interruptores controlados activamente. Tiene todas las ventajas de un nivel 3. Sin embargo, una desventaja de esta topología es el hecho de que es unidireccional y requiere de control activo para el equilibrio de voltaje en el enlace DC.

2.2 Topologías para las etapas DC/DC

Dependiendo de la arquitectura seleccionada tanto los EVs como la batería de la estación pueden requerir un convertidor DC/DC para conectarse a la barra de corriente continua. El convertor utilizado para el BESS debe permitir un flujo de energía bidireccional, mientras que los convertidores que alimentan a los EVs no tienen tal requerimiento y se prioriza la velocidad de carga y la eficiencia. El convertidor DC/DC que alimenta el BESS no requiere ser del tipo aislado si ese requerimiento se satisface en la etapa AC/DC por lo que se podría utilizar un convertidor no aislado, los cuales presentan mejores eficiencias [16], [17].

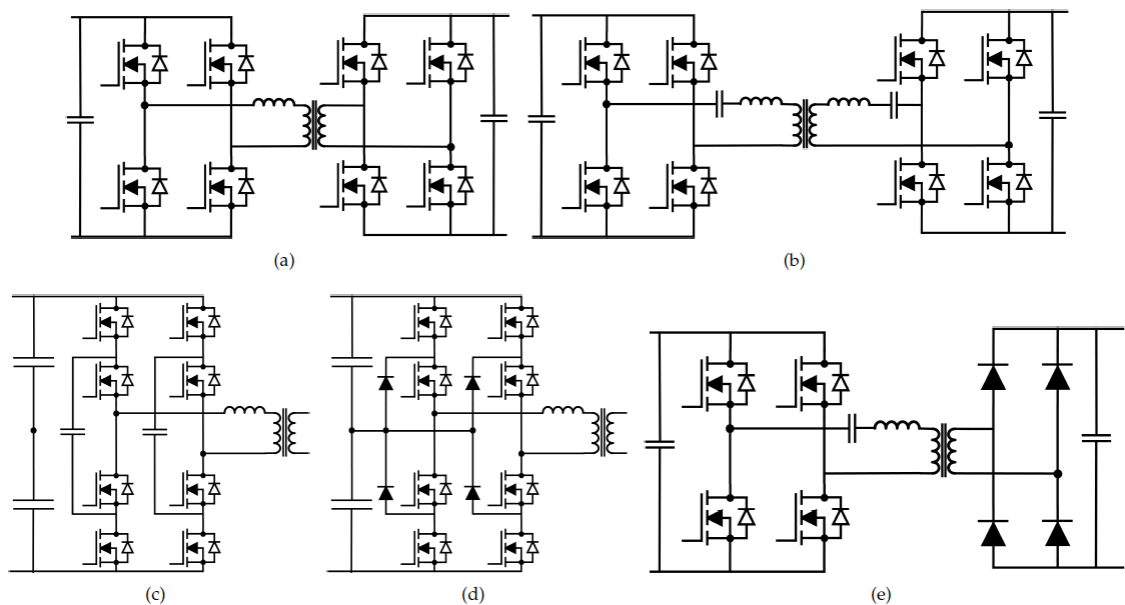


Figura 2.2.1 (a) DAB. (b) CLLC. (c) FC-DAB. (d) NPC-DAB. (e) LLC. Imágenes obtenidas de [9]

EL puente activo dual o DAB por sus siglas en inglés, el cual se puede apreciar en la figura 2.2.1a se destaca debido a su simplicidad, bajo número de componentes, alta eficiencia y densidad de potencia [18]. Consiste en cuatro interruptores bidireccionales tanto en primario como secundario. El acoplamiento se logra utilizando un transformador de alta frecuencia. La potencia del DAB se controla ajustando el desfase entre los voltajes de los lados primario y secundario [19]. El convertidor DAB también puede lograr ZVS, lo que resulta en una alta eficiencia. Sin embargo, dependiendo del valor de la inductancia de fuga, el rango de ZVS se ve significativamente afectado. Para una pequeña inductancia de fuga, el rango de ZVS es estrecho, lo que significa que cualquier desviación en la potencia transferida o la ganancia de voltaje puede resultar en una conmutación dura. Si la inductancia de fuga es grande, el rango de ZVS se puede extender para una ganancia y potencia más amplias. No obstante, una inductancia de fuga grande resultará en una mayor circulación de potencia reactiva y por lo tanto de corriente lo que aumenta las pérdidas por conducción, reduciendo la eficiencia. Además, dado que las baterías de vehículos eléctricos tienen un amplio rango de tensiones la selección óptima de inductores de fuga requiere un esfuerzo significativo.

Otra topología bidireccional es la topología CLLC [19], [20]. Similar al DAB, tiene ocho interruptores y un transformador de alta frecuencia. La estructura resonante LC en serie presente tanto en el secundario como el primario actúa como un filtro pasa banda por lo que la corriente que fluye en todo el circuito es altamente sinusoidal. La eliminación de componentes de corriente de alta frecuencia reduce la pérdida de los elementos magnéticos. Por lo tanto, los elementos magnéticos son más pequeños en comparación con el DAB. Además, en comparación con el DAB, la inductancia de fuga requerida es menor y, por lo tanto, fluye una menor potencia reactiva a través del circuito [21]. Aunque es posible lograr altas eficiencias para una determinada potencia y relación de voltaje, la operación a carga ligera del CLLC es problemática.

Los dos últimos sistemas bidireccionales mostrados en la figura 2.2.1 son los convertidores FC-DAB 3 niveles [22] y los convertidores NPC-DAB [23], [24]. El convertidor FC-DAB de 3 niveles disminuye el nivel de voltaje que los dispositivos semiconductores utilizados deben ser capaces de soportar en comparación con el DAB. Consiste en ocho interruptores en el lado primario con un estrés de voltaje de $\frac{V_{dc}}{2}$ en cada semiconductor. En comparación con el NPC-DAB de 3 niveles, el FC-DAB no necesita diodos de sujeción adicionales. Además, el FC-DAB no tiene el problema de equilibrio de voltaje en el punto neutro. La única desventaja del FC-DAB es la necesidad de un circuito de precarga para el condensador volante.

Si no se requiere bidireccionalidad en el flujo de potencia se puede utilizar un convertidor LLC. Similar al convertidor CLLC, tiene una estructura resonante LC en serie que actúa como filtro pasa banda por lo que la corriente que circula por el transformador es altamente sinusoidal [25], [26]. Los convertidores LLC tienen una excelente eficiencia para la ganancia y la transferencia de potencia para las que fueron diseñados. Debido al inductor más pequeño en comparación con el DAB, se requiere una menor potencia reactiva en el sistema, además se logra ZVS en el primario y ZCS en el secundario. Si se diseña correctamente, el inductor de fuga requerido y el transformador se pueden combinar en un solo elemento magnético, lo que reduce el costo y aumenta la densidad de potencia. El convertidor LLC tiene una protección inherente contra cortocircuitos y un amplio rango de voltaje para cargas ligeras. Sin embargo, satisfacer la operación ZVS bajo diferentes condiciones de carga para una amplia ganancia de voltaje es problemático [27].

En la figura 2.2.2 se presentan algunas de las topologías de convertidores DC/DC no aislados más comunes.

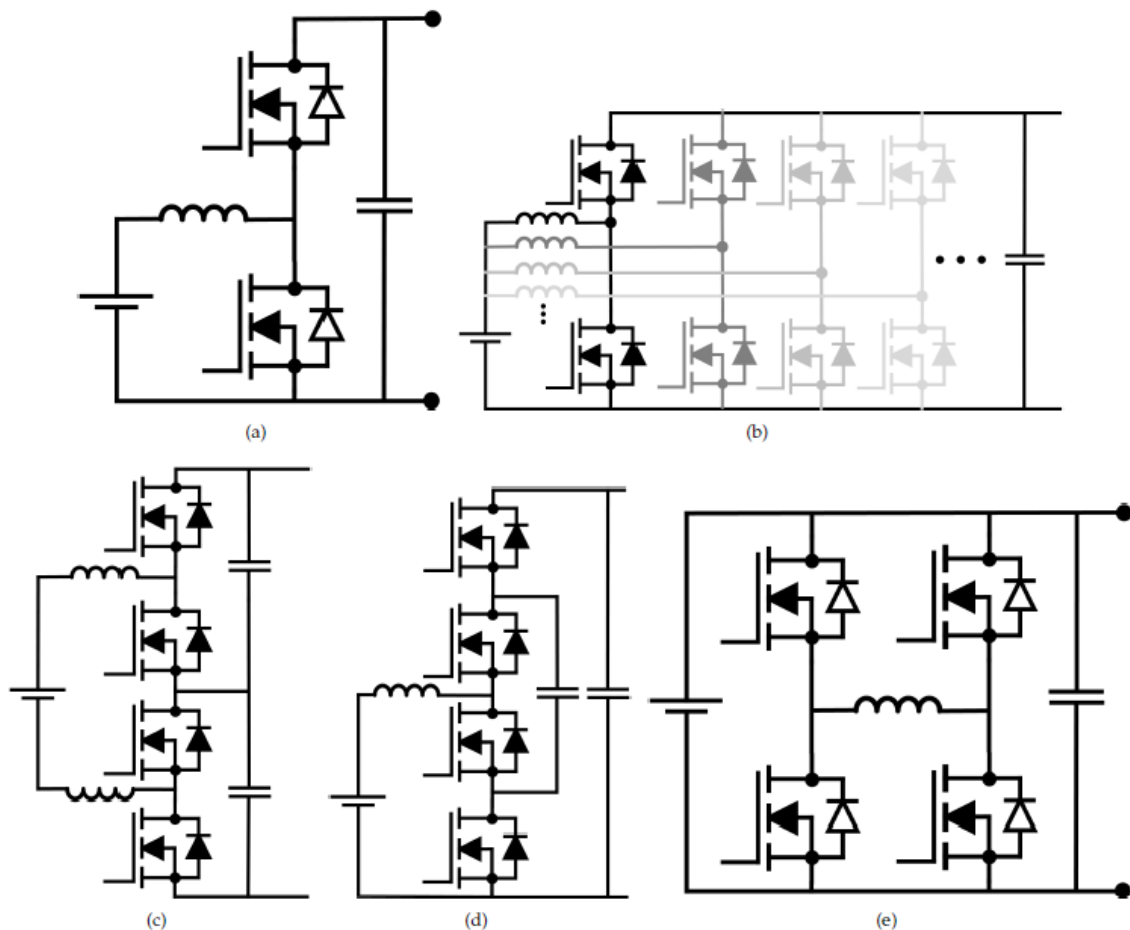


Figura 2.2.2 (a) Buck Converter. (b) Buck Converter entrelazado. (c) NPC Buck converter. (d) FC Buck Converter. (e) Buck-Boost Converter no inversor. Imágenes obtenidas de [9].

En la figura 2.2.2a se presenta la topología del convertidor buck convencional. En comparación con otras topologías, la topología del convertidor buck es superior en términos del ripple de corriente de salida. Debido a su bajo número de componentes y al desarrollo reciente en materiales de núcleo magnético, se puede lograr una alta densidad de potencia. En la figura 2.2.2b se presenta un convertidor buck entrelazado. Consiste en $2N$ semiconductores donde N es el número de convertidores entrelazados. El ripple de corriente puede reducirse o incluso eliminarse completamente dependiendo del ciclo de trabajo. Otro beneficio de usar convertidores buck entrelazados es lograr redundancia en el sistema. Sin embargo, una desventaja de tener un gran número de módulos es que el reparto de corriente entre los módulos se vuelve más sensible a las fluctuaciones del ciclo de trabajo y a pequeñas variaciones.

Si el sistema se conectará a una barra de corriente continua con alto voltaje, entonces los convertidores multinivel son una opción viable. Las topologías más comunes son el convertidor buck NPC [28] y FC [29], [30]. Ambas topologías tienen la misma ventaja de los convertidores de tres niveles, que son la disminución del estrés de voltaje en los semiconductores, el doblado de la frecuencia en el inductor, alta eficiencia del sistema y mejora en la refrigeración. Sin embargo, similar al NPC-AFE y NPC-DAB, la topología NPC sufre de oscilaciones de voltaje en el punto neutro. Además, la topología FC requiere un circuito de precarga externo para cargar el FC a $\frac{V_{dc}}{2}$ en la partida [31]. Finalmente, cuando se desea un amplio rango de voltaje, puede ser necesaria una topología buck-boost. En la Figura 2.2.2e se presenta la topología buck-boost no inversora [32]. Un beneficio de esta topología es que cuando se opera solo en modo buck o boost se puede lograr una alta eficiencia al igual que en los convertidores buck o boost convencionales [33].

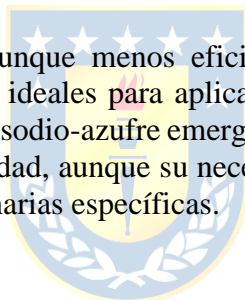
3. Almacenamiento de energía en baterías (BESS).

El sistema de almacenamiento de energía en baterías es un componente clave en el diseño de estaciones de carga para vehículos eléctricos, ya que podría mejorar la eficiencia operativa, reducir los costos energéticos y aumentar la sustentabilidad del sistema. Entre las tecnologías de baterías utilizadas en los BESS destacan las baterías de iones de litio, níquel-cadmio, níquel-hidruro metálico y sodio-azufre

3.1 Química de las baterías.

Las baterías de iones de litio son ampliamente utilizadas gracias a su alta densidad de energía, su larga vida útil y su capacidad para ser cargadas rápidamente. Sin embargo, es crucial mantenerlas dentro de un rango seguro de operación para evitar riesgos de incendio y daños. Dentro de esta tecnología, existen varias alternativas. Las baterías NCA son una opción económica con alta densidad de energía, aunque presentan problemas de seguridad significativos debido a la inestabilidad del cátodo. Por su parte, las baterías NMC mejoran la seguridad y el ciclo de vida, aunque a un costo elevado. En contraste, las baterías LFP destacan por su estabilidad térmica y su menor costo, aunque sacrifican densidad de energía.

Además, las baterías de níquel, aunque menos eficientes en términos energéticos, son robustas y seguras, lo que las hace ideales para aplicaciones que demandan altas tasas de corriente. Por último, las baterías de sodio-azufre emergen como una alternativa prometedora debido a su bajo costo y alta capacidad, aunque su necesidad de operar a altas temperaturas limita su uso a aplicaciones estacionarias específicas.



Química	Voltaje de celda ([V])	Densidad de energía ([WH/kg])	Rango de temperaturas ([°C])	Máxima cantidad de ciclos
LCO	3,7	150-180	-40 - 80	1000
LMO	3,7	100-150	-40 - 85	700
LFP	3,2	90-160	-40 - 80	12000
NMC	3,6	150-220	-40 - 70	2000
NCA	3,6	200-260	-40 - 70	3000
LTO	2,4	50-80	-40 - 55	20000

Tabla 3.1.1 Tabla resumen de las características de distintas químicas de baterías de iones de litio. Datos obtenidos de [34].

3.2 Gestión y modelado de las baterías.

El comportamiento de las baterías se modela utilizando circuitos equivalentes que describen la relación entre el voltaje, la corriente y otros parámetros. El circuito equivalente utilizado se muestra en la figura 3.2.1, a partir de este se pueden plantear ecuaciones

diferenciales que representan el comportamiento dinámico de la corriente y voltaje de la batería. Este modelo permite implementar BMSs que optimizan la operación de las baterías y maximizan su vida útil. La carga y descarga de la batería se modela mediante el voltaje de circuito abierto que es función del estado de carga de la batería.

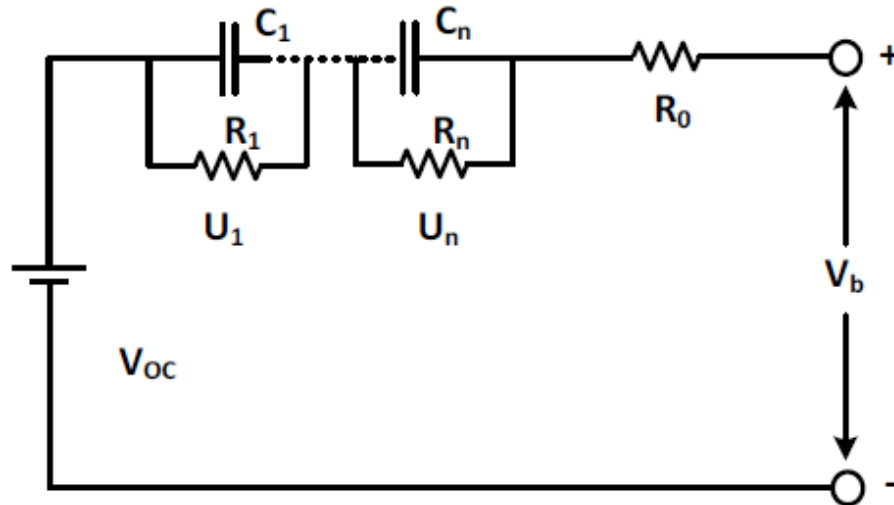


Figura 3.2.1 Circuito equivalente que representa el comportamiento eléctrico de una batería. Imagen obtenida de [35]



4. Paneles Solares

Los paneles solares son una tecnología esencial para integrar energía renovable en estaciones de carga de vehículos eléctricos, ya que permiten reducir la dependencia de la red eléctrica, disminuyen las emisiones de carbono y aprovechan recursos energéticos disponibles localmente. Entre las opciones más comunes para estas aplicaciones se encuentran los paneles monocristalinos, policristalinos y de capa fina. Los paneles monocristalinos son conocidos por su alta eficiencia, que oscila entre el 20% y el 22%, lo que los hace ideales para espacios limitados y aplicaciones que demandan alta densidad de potencia. Sin embargo, su costo es elevado debido al proceso de fabricación intensivo en energía. Por su parte, los paneles policristalinos ofrecen un equilibrio entre costo y eficiencia, con un rango de eficiencia del 15% al 18%, aunque su rendimiento en condiciones de baja irradiación es menor. Finalmente, los paneles de capa fina son adecuados para aplicaciones específicas, gracias a su flexibilidad y peso reducido, aunque su eficiencia más baja, generalmente entre el 10% y el 12%, limita su implementación en proyectos que buscan maximizar la generación energética. Por lo general el costo de los paneles solares monocristalinos es mayor al de los paneles policristalinos.

4.1 Modelado de paneles solares

El comportamiento eléctrico de los paneles solares puede describirse mediante un modelo basado en la ecuación característica de un diodo. Este modelo permite simular las corrientes y voltajes generados por un panel bajo diferentes condiciones de operación, considerando factores como irradiación, temperatura y parámetros internos del dispositivo. La ecuación (4.1.1) rige el comportamiento de un panel solar, donde I es la corriente generada por el panel solar, V es el voltaje terminal del panel solar, I_{sc} es la corriente de cortocircuito bajo irradiación estándar, I_0 es la corriente de saturación inversa del diodo, R_s es la resistencia serie del panel, R_{sh} es la resistencia en paralelo o shunt, q es la carga elemental, k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura absoluta del panel y n es el factor de idealidad del diodo. La corriente de saturación inversa del diodo I_0 es sensible a la temperatura y puede calcularse mediante la ecuación (4.1.2.) Donde V_{oc} es el voltaje en circuito abierto del panel. La ecuación completa describe cómo el panel convierte la energía solar en corriente eléctrica, tomando en cuenta las pérdidas asociadas con resistencias internas R_s y fugas R_{sh} .

$$I = I_{sc} - I_0 \left(e^{\frac{q(V+IR_s)}{nkT}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (4.1.1)$$

$$I_0 = I_{sc} e^{-\frac{qV_{oc}}{nkT}} \quad (4.1.2)$$

El rendimiento de los paneles solares está fuertemente influenciado por la temperatura y la irradiación. La corriente de cortocircuito es proporcional a la irradiación solar incidente, mientras que el voltaje en circuito abierto disminuye linealmente con el aumento de la temperatura del panel. Para capturar estas variaciones, se utiliza la ecuación (4.1.3).

$$V_{OC}(T) = V_{OC}(T_{ref}) + \beta(T - T_{ref}) \quad (4.1.3)$$

5. Modelamiento de estaciones de carga de vehículos eléctricos

Se consideró una estación de carga con 4 cargadores de 500 [kW] cada uno, un BESS de baterías de LiFePO4 capaz de suministrar energía a los cuatro cargadores al mismo tiempo y un sistema de paneles solares con una potencia máxima de 10 [kW] compuesto por 17 paneles solares Jinko Tiger NEO de 580 [W]. Se decidió que el rectificador de entrada tuviera la potencia para alimentar uno de los cargadores en caso de una descarga total del BESS. En la figura 5.1 se presenta una ilustración generada con inteligencia artificial de cómo podría verse la estación de carga. Se decidió utilizar esta configuración ya que



Figura 5.1 Representación de la estación de carga generada con inteligencia artificial.

Debido al constante aumento en los niveles de voltaje y potencia de carga en las baterías de vehículos eléctricos se decidió como requerimientos de diseño para los cargadores que estos debían ser capaces de entregar una potencia de 500 [kW] y tener un rango de voltaje de entre 360 [V] y 900 [V] con el objetivo de ser compatibles con una amplia gama de vehículos actuales y futuros. Se han anunciado vehículos como el Xiaomi SU7 Ultra con una potencia máxima de carga de alrededor de 490 [kW] y una batería de 897 [V] [36] mientras que aún están vigentes vehículos como el Tesla Model 3 que tiene un batería de 400 [V] con una potencia de carga máxima de 170 [kW] en su versión más básica [37]. Debido al aumento en los niveles de voltaje y potencia de carga de los vehículos eléctricos, los cargadores deben ofrecer hasta 500 [kW] y un rango de voltaje de 360 [V] a 900 [V] para ser compatibles con modelos actuales y futuros, como el Xiaomi SU7 Ultra y el Tesla Model 3.

Se decidió utilizar como cargador un convertidor LLC trifásico a cuya salida se conectó un convertidor buck entrelazado trifásico, permitiendo cumplir con el requerimiento de aislación galvánica impuesto por motivos de seguridad [38] además de proporcionar un control efectivo del voltaje de salida. El convertidor LLC se controla a través de la frecuencia de conmutación de los semiconductores, pero la relación entre el voltaje de salida y la frecuencia de conmutación es no lineal lo que complica el correcto diseño de un controlador para ese convertidor.

Para convertir los voltajes trifásicos suministrados por la red eléctrica en voltaje de corriente continua se decidió utilizar un rectificador de frente activo debido que produce una distorsión armónica de corriente aceptable y además permite un flujo de potencia bidireccional lo cual puede ser usado para comercializar los excedentes generados por los paneles fotovoltaicos de la estación o incluso permitir que la estación opere como una planta generadora virtual o VPP por sus siglas en inglés inyectando la energía almacenada en su batería de vuelta a la red si se proyecta una baja demanda en los cargadores.

Para conectar el sistema BESS a la estación de carga se decidió utilizar dos opciones, una conectando directamente el BESS al rectificador de frente activo y otra utilizando un convertidor buck entrelazado trifásico.

5.1 Rectificador de frente activo

El rectificador debe ser capaz de suministrar potencia suficiente para alimentar uno de los cargadores de la estación por lo que se requiere una potencia nominal de 500 [kW]. Se escogió una frecuencia de conmutación de 5 [kHz]. Debido al nivel de potencia que manejará el rectificador se decidió utilizar una tensión de entrada trifásica de 690 [V] y una tensión de salida de 1.5 [kV]. Se seleccionó un rectificador de frente activo con filtro LCL como el que se muestra en la figura 5.1.1 debido a que para los niveles de potencia de la estación de carga el uso de solo un filtro L requeriría un valor alto de inductancia, lo que afectaría la dinámica del sistema y aumentaría el costo del proyecto. En [39] Yagnik y Solanki realizan una comparación entre los filtros L, LC y LCL en convertidores fuente de voltaje (VSC) conectados a la red, resaltando que el filtro LCL se presenta como la mejor opción en bajas frecuencias gracias a su capacidad de atenuar armónicos de manera efectiva con componentes de menor tamaño y costo en comparación con los filtros L y LC. Sin embargo, el filtro LCL introduce resonancias lo que exige el diseño de amortiguamiento con resistores. Se eligió un rectificador de frente activo con filtro LCL para la estación de carga debido a su capacidad de atenuar armónicos de manera eficiente con componentes más pequeños y económicos que los filtros L y LC.

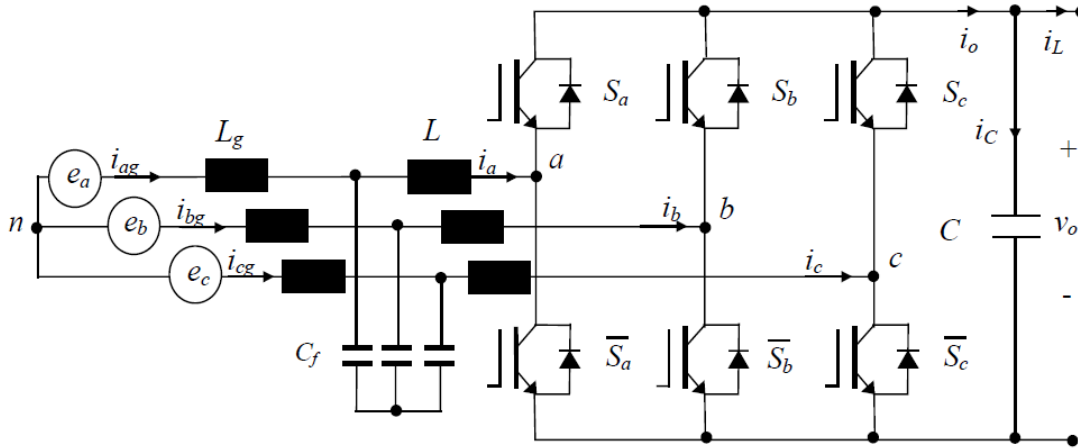


Figura 5.1.1 Rectificador de frente activo con filtro LCL. Imagen obtenida de [40].

Para el diseño del filtro LCL se siguió el procedimiento propuesto por Liserre et al. en [40]. Se definen los valores de impedancia base Z_b y capacitancia base C_b en las ecuaciones (5.1.1) y (5.1.2).

$$Z_b = \frac{V_{ab}^2}{P_n} = \frac{690^2}{500 \cdot 10^3} [\Omega] \approx 0,9522 [\Omega] \quad (5.1.1)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,24} [F] \approx 3342 [\mu F] \quad (5.1.2)$$

Como condiciones de diseño se escogió una disminución de factor de potencia tolerable a potencia nominal de 3%, esto permite un factor de potencia mínimo de 0.97 lo cual es permisible al momento de la redacción de este texto según la norma técnica de calidad de servicio para sistemas de distribución emitida por la comisión nacional de electricidad [41], [42]. Se escogió una atenuación de la corriente armónica a la frecuencia de conmutación de lado de la red a un 2%.

Se calcula el condensador C_f del filtro LCL en función de la disminución del factor de potencia tolerable x utilizando la ecuación (5.1.3) obtenida de [40].

$$C_f = x C_b \approx 100,28 [\mu F] \quad (5.1.3)$$

Se decidió utilizar 1 [mH] para la inductancia del lado del convertidor L_c . A partir de la ecuación (5.1.14) obtenida de [40] se determina el valor de r que permitirá calcular la inductancia necesaria para obtener la atenuación deseada ΔI_g del lado de la red utilizando la ecuación (5.1.5). La frecuencia de resonancia del filtro puede ser calculada utilizando la ecuación (5.1.6) obtenida de [40].

$$r = \frac{1 + \Delta I_g}{\Delta I_g ((L_c C_b \omega_{sw}^2) \cdot x - 1)} \approx 1,03 \quad (5.1.4)$$

$$L_g = r \cdot L = 1,03 \text{ [mH]} \quad (5.1.5)$$

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_g}{L_c L_g C_f}} \approx 596 \text{ [Hz]} \quad (5.1.6)$$

La frecuencia de resonancia se encuentra dentro del rango comprendido entre 10 veces la frecuencia fundamental de la red y la mitad de la frecuencia de conmutación del convertidor cumpliendo con lo recomendado en [40] y en la posterior simulación se comprueba el correcto funcionamiento del rectificador de frente activo. Se agregó un resistor de 12 $[\Omega]$ en serie al condensador del filtro para prevenir oscilaciones y limitar las corrientes armónicas a la frecuencia de resonancia. Se asumió un factor de calidad Q a 50 $[\text{Hz}]$ de 100 para las inductancias del filtro, por lo que su resistencia serie puede calcularse con las ecuaciones (5.1.7) y (5.1.8). Se decidió utilizar un condensador de 800 $[\mu\text{F}]$ para el enlace DC.

$$R_c = \frac{2\pi f_g L_c}{Q} \approx 62,83 \text{ [m}\Omega\text{]} \quad (5.1.7)$$

$$R_g = \frac{2\pi f_g L_g}{Q} \approx 28 \text{ [m}\Omega\text{]} \quad (5.1.8)$$

Los IGBT del convertidor deberán poder soportar al menos la tensión nominal del enlace DC es decir 1,5 $[\text{kV}]$ y una corriente DC igual a la nominal, es decir aproximadamente 333,33 $[\text{A}]$, en base a esto se decidió utilizar los parámetros de los módulos IGBT duales FF450R17ME7_B11 de Infineon que se pueden observar en la figura 5.1.2 los cuales son capaces de soportar un voltaje de 1,7 $[\text{kV}]$ y una corriente de 450 $[\text{A}]$ de acuerdo con los datos obtenidos de [43]. Se transcribieron los datos obtenidos de la hoja de datos del módulo IGBT a la simulación y se comprobó que no se excedían ninguna de sus características.



Figura 5.1.2 Módulo IGBT FF450R17ME7_B11 de Infineon. Imagen obtenida de [43].

Se decidió utilizar la estrategia control orientado de voltaje o VOC por sus siglas en inglés para controlar el voltaje de salida del rectificador. El diagrama en bloques del sistema de control se presenta en la figura 5.1.3.

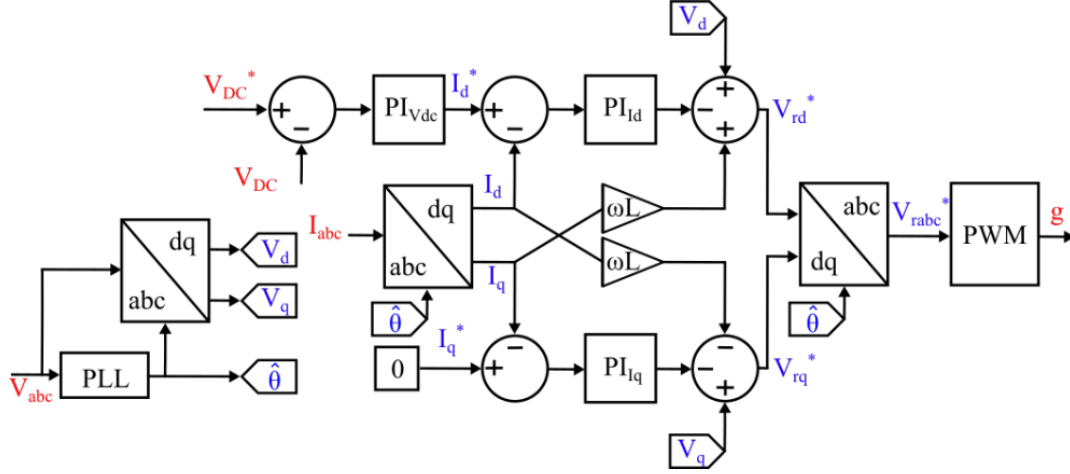


Figura 5.1.3 Diagrama en bloques del sistema de control del voltaje de salida del rectificador de frente activo. Imagen obtenida de [44].

Para el diseño del controlador de corriente se despreció la influencia del condensador del filtro ya que a bajas frecuencias presenta una alta impedancia en comparación con las inductancias teniendo un comportamiento parecido al de un circuito abierto. Se modeló el sistema como un rectificador de frente activo con filtro L. Las ecuaciones (5.1.9) y (5.1.10) describen la dinámica del sistema en un sistema de referencia rotante orientado en el voltaje suministrado por la red, siendo $v_d(t)$ y $v_q(t)$ los voltajes de eje directo y cuadratura impuesto por el convertidor, $i_d(t)$ e $i_q(t)$ las corrientes de eje directo y eje cuadratura que fluyen desde la red al convertidor, e_d el voltaje de eje directo de la red, ω la velocidad angular del sistema de referencia, L_t la inductancia total del convertidor y R_t la resistencia total del filtro.

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{e_d - v_d(t) + \omega L_t i_q(t)}{L_t} - \frac{R_t}{L_t} i_d(t) \quad (5.1.9)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \frac{-\omega L_t i_d(t) - v_q(t)}{L_t} - \frac{R_t}{L_t} i_q(t) \quad (5.1.10)$$

Definiendo las variables $u_d(t)$ y $u_q(t)$ según las ecuaciones (5.1.11) y (5.1.12) pueden plantearse las ecuaciones (5.1.13) y (5.1.14) a partir de las cuales puede determinarse la función de transferencia del sistema mostrada en la ecuación (5.1.15).

$$u_d(t) = e_d - v_d(t) - \omega L_t i_q(t) \quad (5.1.11)$$

$$u_q(t) = -\omega L_t i_d(t) - v_q(t) \quad (5.1.12)$$

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{u_d(t)}{L_t} - \frac{R_t}{L_t} i_d(t) \quad (5.1.13)$$

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \frac{u_q(t)}{L_t} - \frac{R_t}{L_t} i_q(t) \quad (5.1.14)$$

$$H_i(s) = \frac{i_q(s)}{u_q(s)} = \frac{i_d(s)}{u_d(s)} = \frac{1}{R_t} \frac{R_t/L_t}{s + R_t/L_t} \quad (5.1.15)$$

En general si se agrega un controlador PI a un sistema de primer orden con un ancho de banda distinto de cero la función de transferencia del sistema en lazo cerrado tendrá la forma mostrada en la ecuación (5.1.16). Donde K_p es la ganancia proporcional del controlador, K_i es la ganancia integral del controlador, K_{dc} es la Ganancia DC de la planta y α es el ancho de banda de la planta.

$$H_{lc}(s) = \frac{H_c(s)H_p(s)}{1 + H_c(s)H_p(s)} = \frac{K_{dc}\alpha(K_p s + K_i)}{s^2 + (\alpha + K_{dc}\alpha K_p)s + K_{dc}\alpha K_i} \quad (5.1.16)$$

Igualando la función de transferencia en lazo cerrado a una función de transferencia de primer orden con ancho de banda α y ganancia DC unitaria se obtiene la ecuación (5.1.17) a partir de la cual es posible generar un sistema de ecuaciones que permite despejar los valores de K_p y K_i de manera que el sistema en lazo cerrado sea de primer orden con un ancho de banda α específico, obteniéndose las ecuaciones (5.1.18) y (5.1.19).

$$\frac{K_{dc}\alpha(K_p s + K_i)}{s^2 + (\alpha + K_{dc}\alpha K_p)s + K_{dc}\alpha K_i} = \frac{\alpha}{s + \alpha} \quad (5.1.17)$$

$$K_p = \frac{\alpha}{K_{dc}\alpha} \quad (5.1.18)$$

$$K_i = \frac{\alpha}{K_{dc}} \quad (5.1.19)$$

En el caso de los sistemas de las corrientes de eje directo y cuadratura la ganancia dc es $\frac{1}{R_t}$ y su ancho de banda es $\frac{R_t}{L_t}$, al reemplazar estos valores en las ecuaciones (5.1.18) y (5.1.19) se obtienen las ecuaciones (5.1.20) y (5.1.21) que permiten calcular las ganancias K_p y K_i para un ancho de banda deseado para el sistema en lazo cerrado.

$$K_p = \alpha L_t \quad (5.1.20)$$

$$K_i = \alpha R_t \quad (5.1.21)$$

Considerando el balance de potencia del sistema, despreciando las pérdidas en el convertidor y el filtro puede plantearse la ecuación (5.1.22) a partir de la cual puede

despejarse la corriente del lado de corriente continua suministrada por el convertidor $i_{dc}(t)$ en función de la corriente de eje directo. Utilizando LCK puede plantearse la ecuación (5.1.23) a partir de la cual puede obtenerse la función de transferencia entre la corriente suministrada por el conversor y el voltaje del condensador, la cual se muestra en la ecuación (5.1.24). Se considera la corriente de carga $i_l(t)$ una perturbación. Se diseñará un controlador que creará una corriente continua de referencia a partir de la cual se calculará la corriente de eje directo requerida.

$$\frac{3}{2}e_d i_d(t) = v_c(t) i_{dc}(t) \quad (5.1.22)$$

$$i_{dc}(t) = C_{dc} \frac{dv_c(t)}{dt} + i_l(t) \quad (5.1.23)$$

$$H_v(s) = \frac{v_c(s)}{i_{dc}(s)} = \frac{1}{sC_{dc}} \quad (5.1.24)$$

En general si se agrega un controlador PI a un sistema de primer orden con un polo en el origen y ganancia K la función de transferencia del sistema en lazo cerrado tendrá la forma mostrada en la ecuación (5.1.25). Al igualar el denominador de la función de transferencia en lazo cerrado al polinomio característico de un sistema de segundo orden se obtiene la ecuación (5.1.26) a partir de la cual se puede generar un sistema de ecuaciones que permite despejar las ganancias integral y proporcional del controlador PI de manera que el sistema en lazo cerrado tenga las características deseadas de frecuencia natural y factor de amortiguamiento, obteniendo las ecuaciones (5.1.27) y (5.1.28). Reemplazando con la ganancia del sistema de voltaje se obtienen las ecuaciones (5.1.29) y (5.1.30).

$$H_{lc}(s) = \frac{H_c(s)H_p(s)}{1 + H_c(s)H_p(s)} = \frac{KK_p s + KK_i}{s^2 + KK_p s + KK_i} \quad (5.1.25)$$

$$s^2 + KK_p s + KK_i = s^2 2\xi \omega_n + \omega_n^2 \quad (5.1.26)$$

$$K_p = \frac{2\xi \omega_n}{K} \quad (5.1.27)$$

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{K} \quad (5.1.28)$$

$$K_p = 2\xi \omega_n C_{dc} \quad (5.1.29)$$

$$K_i = \omega_n^2 C_{dc} \quad (5.1.30)$$

Se decidió utilizar un ancho de banda de 500 [Hz], diez veces menor que la frecuencia de conmutación de los transistores, para el lazo de corriente, lo que permite despreciar el retardo del convertidor durante el diseño del controlador. El lazo de voltaje se diseñó con una

frecuencia natural de 100 [Rad/s], lo que permite despreciar la dinámica del lazo de corriente durante su diseño y un factor de amortiguamiento de 3 para prevenir el sobrepaso en el voltaje a pesar de la disminución en la velocidad del controlador. Usando las ecuaciones (5.1.20), (5.1.21), (5.1.29) y (5.1.30) se calcularon los controladores para los lazos de corriente y voltaje, obteniendo las funciones de transferencia mostradas en las ecuaciones (5.1.26) y (5.1.27).

$$H_{ci}(s) = \frac{6.38 s + 20.04}{s} \quad (5.1.26)$$

$$H_{cv}(s) = \frac{0,5655 s + 83,27}{s} \quad (5.1.27)$$

Se simuló el rectificador de frente activo diseñado utilizando el software Simulink® con la librería Simscape™ Electrical™ Specialized Power Systems. En la figura 5.1.4 se puede observar el diagrama en bloques de la simulación. Se limitó la corriente de referencia a un 115% de la corriente nominal y se agregó un sistema anti windup clamping para el controlador de voltaje. En la figura 5.1.5 se muestra el voltaje y corriente de salida del rectificador al conectarse una carga resistiva de 500 [kW] a 1,5 [kV], mientras que en la figura 5.1.6 se presentan las corrientes de eje directo y eje cuadratura del sistema bajo las mismas condiciones. En la figura 5.1.7 se muestra la corriente de línea consumida por el rectificador desde la red. En la simulación se observa que no existe sobrepaso tanto de corriente de eje directo como de voltaje de salida y que se llega a un estado estable en menos de 50 [ms] luego de la conexión de la carga.

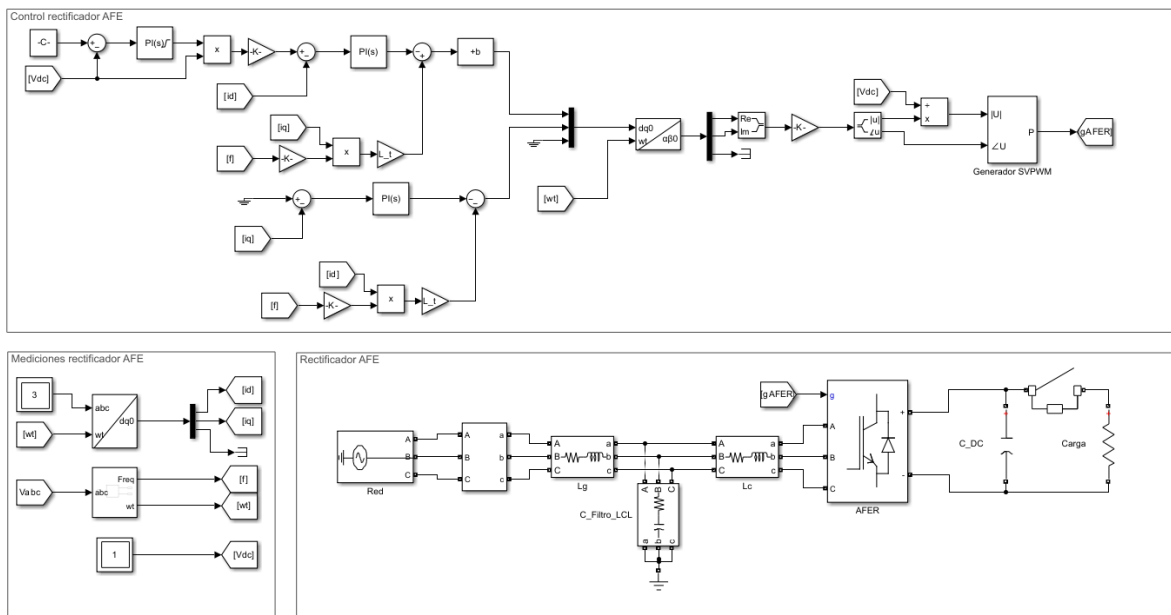


Figura 5.1.4 Diagrama en bloques de la simulación en Simulink® del rectificador de frente activo diseñado.

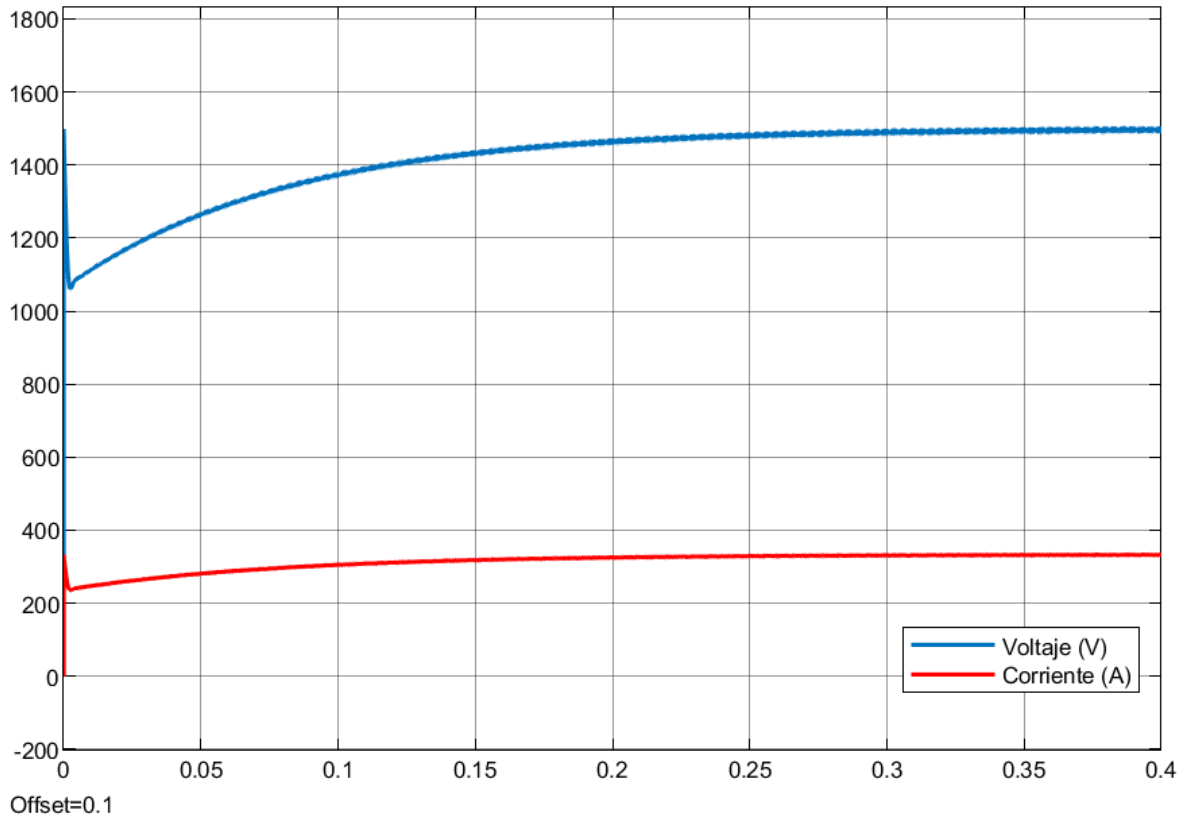
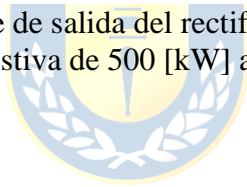


Figura 5.1.5 Voltaje y corriente de salida del rectificador de frente activo diseñado con carga resistiva de 500 [kW] a 1.5 [kV].



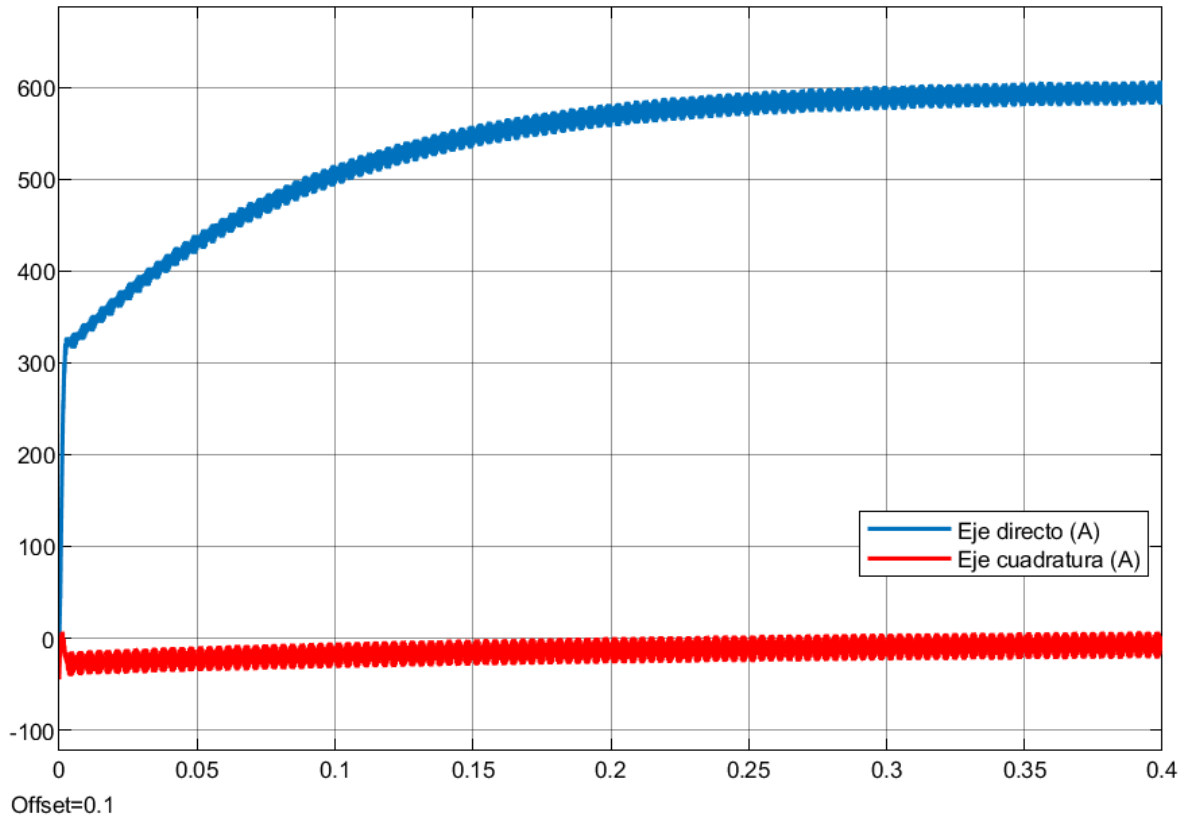
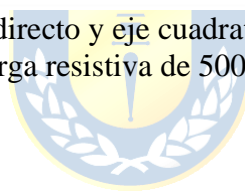


Figura 5.1.6 Corriente de eje directo y eje cuadratura del rectificador de frente activo diseñado con carga resistiva de 500 [kW] a 1.5 [kV].



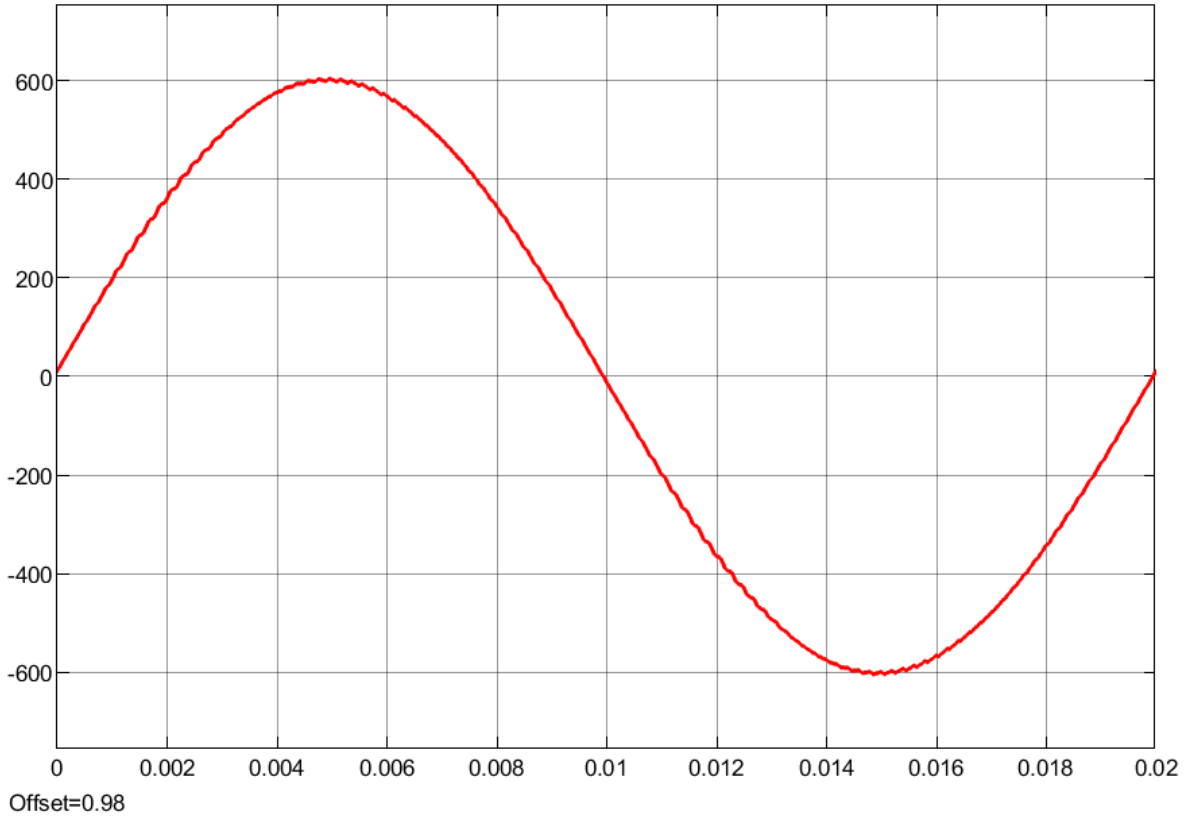


Figura 5.1.7 Corriente de línea del rectificador de frente activo diseñado con carga resistiva de 500 [kW] a 1.5 [kV].

5.2 Cargador de vehículos eléctricos

El cargador que alimentará a los vehículos eléctricos está compuesto por dos etapas, la primera es un convertidor resonante LLC trifásico que proporciona aislación galvánica entre la barra de corriente continua de la estación y la salida del convertidor y la segunda es un convertidor reductor intercalado trifásico que es utilizado para controlar la corriente de carga de la batería. En la figura 5.2.1 se presenta el diagrama del circuito del cargador.

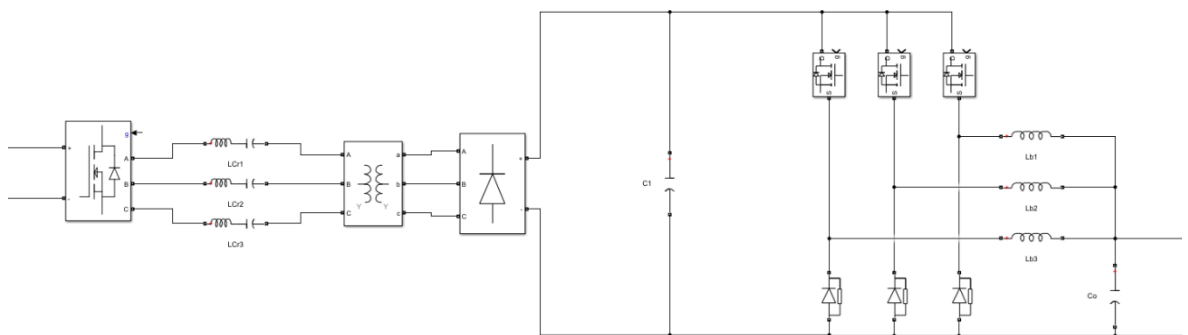


Figura 5.2.1 Diagrama de circuito cargador de vehículos eléctricos.

Para diseñar el convertidor LLC resonante trifásico se consideró cada fase por separado como un conversor LLC resonante monofásico con voltaje de entrada $\frac{V_{in}}{2}$ y se utilizó el procedimiento de diseño propuesto en [45]. La función del convertidor LLC resonante en el cargador es principalmente proporcionar aislación galvánica entre la entrada y la salida por lo que en su diseño se priorizó la eficiencia antes que la sensibilidad del convertidor a la modulación de frecuencia. El circuito equivalente usado para el diseño del convertidor se muestra en la figura 5.2.2, la resistencia de salida equivalente en corriente alterna R_{ac} se calculó de manera que la potencia que consumiera fuera un tercio de la de potencia nominal de salida usando la ecuación 5.2.1. Se decidió utilizar un factor Q máximo de 1, un factor m de 50 y una frecuencia de resonancia de 5 [kHz], con estos valores se utilizaron las ecuaciones (5.2.1), (5.2.2) y (5.2.3) obtenidas de [45] para calcular las inductancias y capacitancias requeridas.

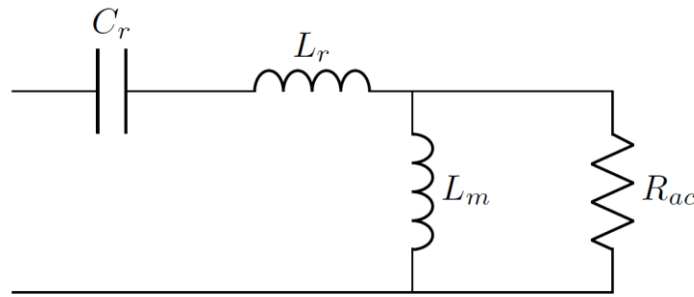


Figura 5.2.2 Circuito equivalente utilizado para diseñar el convertidor LLC.

$$R_{ac} = \frac{V_{ac}^2}{P_o} = \frac{\left(\frac{2V_{in}}{\pi\sqrt{2}}\right)^2}{\frac{P_r}{3}} = \frac{6V_{in}^2}{\pi^2 P_r} \approx 2,7357 [\Omega] \quad (5.2.1)$$

$$L_r = \frac{QR_{ac}}{2\pi f_r} \approx 0,0435 [mH] \quad (5.2.2)$$

$$C_r = \frac{1}{QR_{ac}(2\pi f_r)} \approx 5,8178 [\mu F] \quad (5.2.3)$$

$$L_m = \frac{m}{1-m} \cdot \frac{QR_{ac}}{2\pi f_r} \approx 2,1334 [mH] \quad (5.2.4)$$

Se asumió un factor de calidad Q_r para las inductancias a 50 [Hz] de 100, por lo que su resistencia se puede calcular utilizando la ecuación (5.2.5). El voltaje por fase suministrado por el puente tiene una forma de onda cuadrada con amplitud $\frac{V_{in}}{2}$ el cual es filtrado por filtro LLC y luego reducido por el transformador, usando esto puede plantearse la ecuación (5.2.6) a partir de la cual puede despejarse la relación de vueltas que debe tener el transformador para un voltaje de salida específico, ecuación (5.2.7).

$$R_r = \frac{\omega_{sw} L_r}{Q_r} \approx 0,1368 [\Omega] \quad (5.2.5)$$

$$V_{ab} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} V_{in} \frac{N_s}{N_p} \quad (5.2.6)$$

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{2\sqrt{3} V_{in}}{\pi V_{ab}} = 1,654 \quad (5.2.7)$$

Se diseñó cada fase del convertidor reductor intercalado por separado utilizando el procedimiento propuesto en [46]. Para diseñar un convertidor reductor, se necesita conocer el rango de voltaje de entrada, voltaje nominal de salida y corriente máxima de salida. La variación del voltaje de entrada del cargador dependerá de la arquitectura elegida para la estación, si se decidió utilizar un enlace de corriente continua constante entonces la variación será nula, mientras que si se decidió conectar directamente el BESS al rectificador el voltaje del enlace DC variará dependiendo del SOC de las baterías. Ya que se decidió utilizar baterías LiFePO4 el porcentaje de variación entre el voltaje mínimo y el máximo será de aproximadamente un 20% aunque la variación de voltaje entre el 20% y 80% de SOC es mínima [47]. Con estos datos se diseñaron dos convertidores reductores intercalados distintos uno para cada arquitectura de estación. El máximo ciclo de trabajo del convertidor se puede calcular utilizando la ecuación (5.2.8) El inductor se calcula en base a la corriente de rizado permitida utilizando la ecuación (5.2.9). El condensador de salida se calcula en base al rizado de voltaje permitido utilizando la ecuación (5.2.10), en el diseño final se usará un tercio de este valor calculado. Se decidió permitir una corriente de rizado en el inductor del 10% y un rizado de voltaje del 5%. Ya que se conectarán tres convertidores buck en paralelo desfasados 120° entre ellos el rizado de voltaje de salida será muy inferior al calculado debido a la anulación algunas componentes armónicas de la corriente. Usando esta información se calcularon los parámetros para ambos convertidores reductores requeridos.

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(max)} \cdot \eta} \quad (5.2.8)$$

$$L = \frac{V_{OUT}(1 - D)}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (5.2.9)$$

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot \Delta V_{OUT} \cdot f_s} \quad (5.2.10)$$

Para controlar el voltaje de salida se decidió utilizar un controlador en cascada conformado por tres lazos internos que controlan la corriente en cada uno de los inductores y un lazo externo que controla el voltaje de salida. Aplicando LVK considerando valores promedio se puede obtener la ecuación (5.2.11), definiendo la variable $u(t) = v_{in}(t)d(t) - v_{out}(t)$ se obtiene la ecuación (5.2.12) a través de la cual se puede obtener la función de transferencia entre u y la corriente del inductor la cual se muestra en la ecuación (5.2.13). De la ecuación (5.1.13) se puede identificar que la ganancia DC del sistema es $\frac{1}{R}$ y que su ancho

de banda es $\frac{R_L}{L}$, usando estos datos junto con las ecuaciones (5.1.18) y (5.1.19) se obtienen las ecuaciones (5.2.14) y (5.2.15) a partir de las cuales se pueden calcular las ganancias K_p y K_i para un ancho de banda deseado para el sistema en lazo cerrado.

$$v_{in}(t)d(t) = R_L i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} + v_{out}(t) \quad (5.2.11)$$

$$u(t) = R_L i_L(t) + L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (5.2.12)$$

$$H_i(s) = \frac{i_L(s)}{u(s)} = \frac{1}{R_L} \frac{R_L/L}{s + R_L/L} \quad (5.2.13)$$

$$K_p = \alpha L \quad (5.2.14)$$

$$K_i = \alpha R_L \quad (5.2.15)$$

Aplicando LCK puede obtenerse la ecuación (5.1.16) la cual relaciona la corriente en el inductor con el voltaje en el condensador, linealizando el sistema en torno al punto de operación nominal de tal manera que $i_{L0} = \frac{v_{co} - E_b}{R_b} = i_r$ puede obtenerse la ecuación (5.1.17) a partir de la cual se puede conseguir la función de transferencia entre Δv_c y Δi_L , mostrada en la ecuación (5.1.18). La ganancia DC del sistema es R_b y su ancho de banda es $\frac{1}{R_b C}$, usando estos datos junto con las ecuaciones (5.1.18) y (5.1.19) se obtienen las ecuaciones (5.2.18) y (5.2.19) a partir de las cuales se pueden calcular las ganancias K_p y K_i para un ancho de banda deseado para el sistema en lazo cerrado.

$$i_L(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} + \frac{v_c(t) - E_b}{R_b} \quad (5.2.16)$$

$$\Delta i_L(t) = C \frac{d\Delta v_c(t)}{dt} + \frac{\Delta v_c(t)}{R_b} \quad (5.2.17)$$

$$H_v(s) = \frac{\Delta v_c(s)}{\Delta i_L(s)} = R_b \frac{1/R_b C}{s + 1/R_b C} \quad (5.2.18)$$

$$K_p = \alpha C \quad (5.2.19)$$

$$K_i = \frac{\alpha}{R_b} \quad (5.2.20)$$

El lazo de corriente se diseñó con un ancho de banda de 500 [Hz], el lazo de voltaje con uno de 50 [Hz]. Con estos datos se implementó el convertidor diseñado utilizando

Simulink®. En la figura 5.2.3 se muestra el diagrama en bloques utilizado para la simulación, en las figuras 5.2.4 y 5.2.5 se puede observar la corriente y voltaje de salida del convertidor.

En la carga a corriente constante, la batería se alimenta con una corriente fija que es controlada por el lazo de corriente mientras su voltaje aumenta gradualmente hasta alcanzar un nivel predeterminado. Este método es especialmente útil en las primeras etapas de la carga, cuando la batería puede aceptar altos niveles de corriente sin daños. Por otro lado, en la carga a voltaje constante, se aplica un voltaje fijo que es controlado a través de lazo de voltaje a la batería y la corriente se reduce progresivamente a medida que la batería se acerca a su voltaje de carga objetivo, lo que protege a la batería de una sobrecarga y permite un ajuste fino del proceso de carga en su fase final.

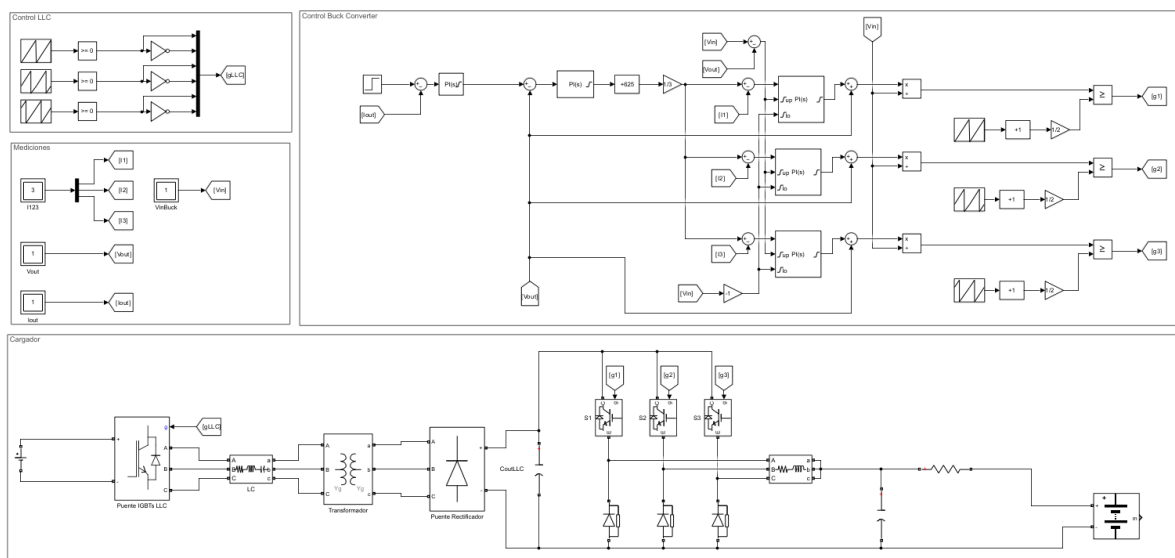
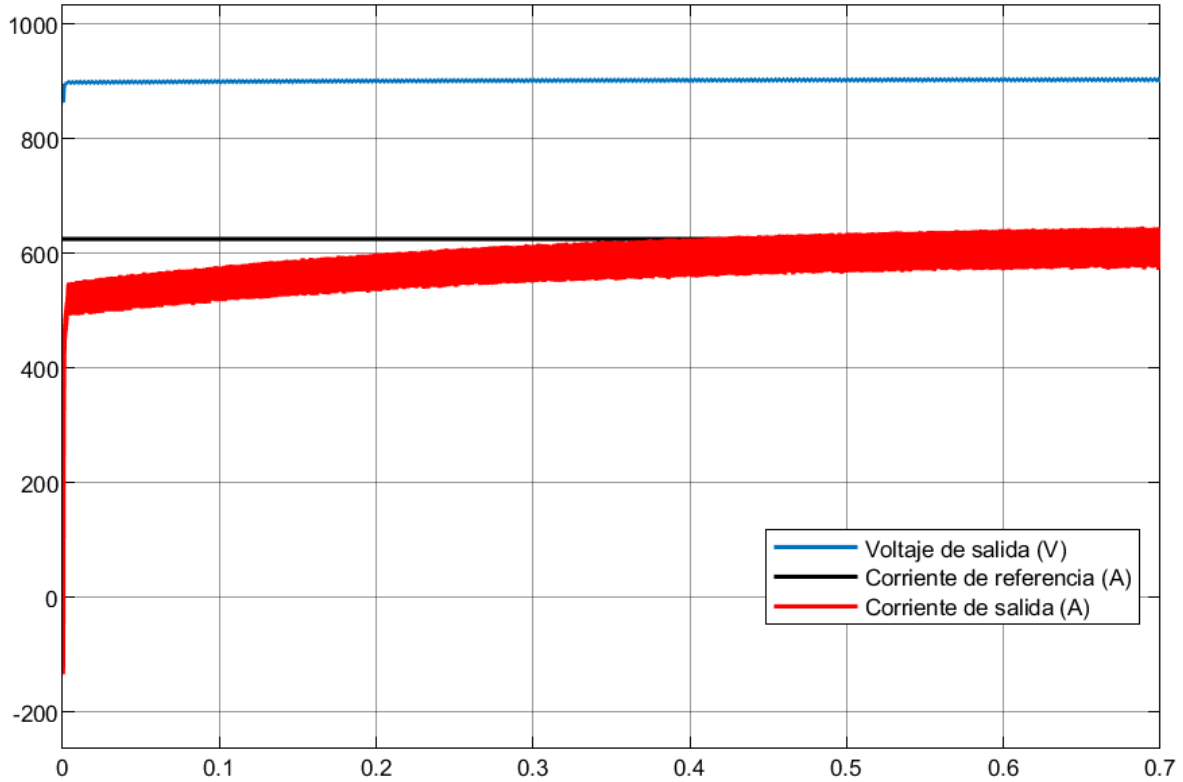
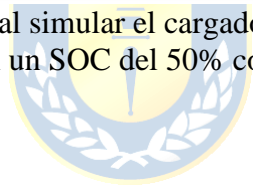


Figura 5.2.3 Diagrama en bloques utilizado para implementar el cargador en Simulink®.



Offset=0

Figura 5.2.4 Resultados obtenidos al simular el cargador alimentando una batería LiFePO4 de 800 [V], 120 [kWh] con un SOC del 50% con una corriente de 625 [A].



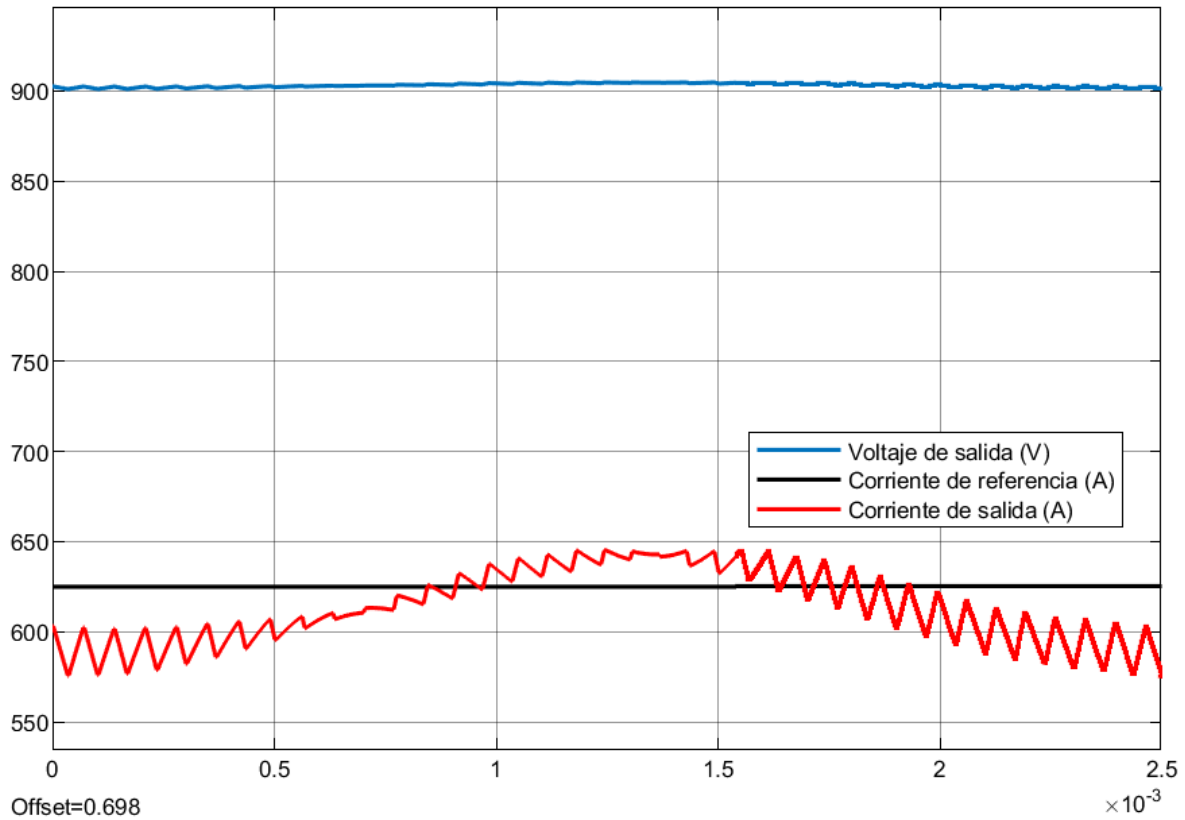


Figura 5.25 Un ciclo del voltaje y corriente salida obtenidos al simular el cargador alimentando una batería LiFePO4 de 800 [V], 120 [kWh] con un SOC del 50% con una corriente de 625 [A].

5.3 BESS

Para conectar el BESS a la barra de corriente continua en la arquitectura de voltaje constante se decidió utilizar un convertidor reductor intercalado trifásico de dos cuadrantes como el que se puede apreciar en la figura 5.3.1 ya que los requerimientos de aislación se cumplen a través del transformador la estación y los convertidores DC/DC aislados que alimentan los vehículos eléctricos. El convertidor se diseñó utilizando el mismo procedimiento utilizado para el diseño del convertidor reductor intercalado de la segunda etapa del cargador de vehículos eléctricos, incluyendo el diseño del controlador. En la arquitectura de corriente continua el BESS se encarga de mantener constante el voltaje del enlace de corriente continua de la estación, aportando la potencia que sea necesaria. Se utilizó el mismo controlador diseñado en la sección 5.1 para el rectificador. Se utilizó el modelo simplificado de batería mostrado en la figura 5.3.2, considerando una resistencia de $0.0255 \text{ } [\Omega]$ y se calculó el voltaje de circuito abierto en base al porcentaje de carga usando los datos obtenidos de [48]. No se utilizó el modelo de batería de Simulink ya que volvía demasiado lenta la simulación y se verificó que los resultados con el modelo simplificado asemejaban a los resultados con el modelo completo.

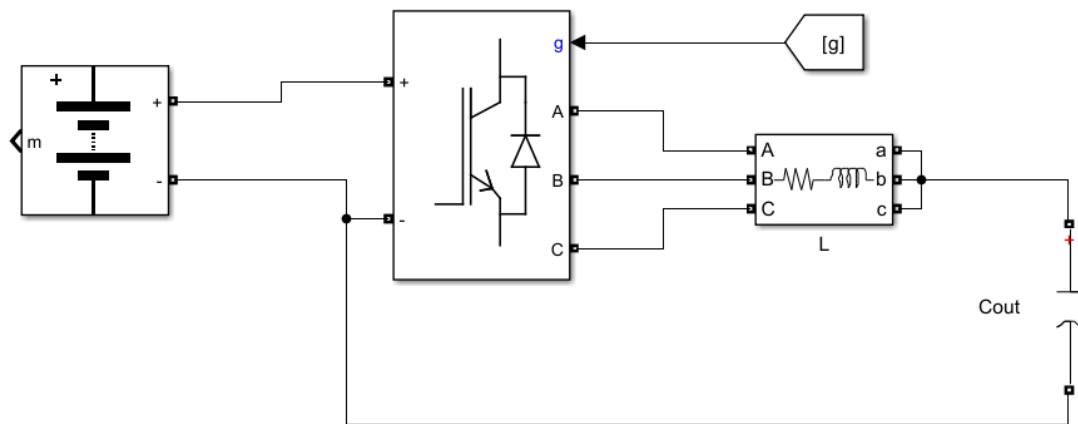


Figura 5.3.1 Convertidor buck intercalado trifásico de 2 cuadrantes.

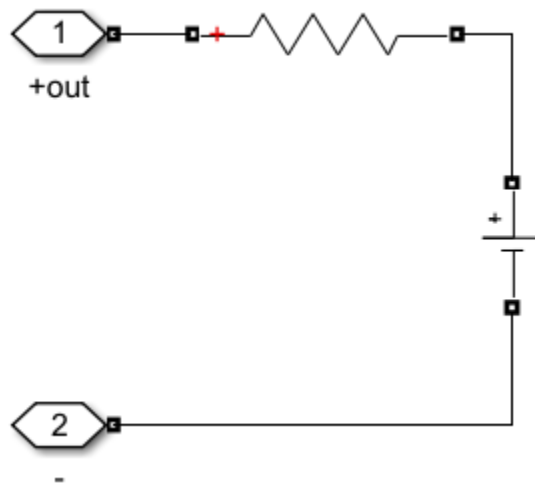


Figura 5.3.2 Modelo de batería utilizado para la simulación.

5.4 Paneles fotovoltaicos.

Para conectar el arreglo fotovoltaico a la barra de corriente continua de la estación se decidió utilizar un convertidor reductor conectado a un convertidor LLC resonante, ambos fueron diseñados utilizando los mismos métodos expuestos anteriormente. El esquema del convertidor utilizado se puede observar en la figura 5.4.1

Se decidió utilizar el método MPPT P&O el cual es un algoritmo de control utilizado en sistemas de generación fotovoltaica para rastrear el punto de máxima potencia en el panel solar. Consiste en realizar pequeñas perturbaciones periódicas en la tensión o corriente del panel y observar la respuesta en la potencia generada. Si la potencia aumenta después de la perturbación, se continúa variando el punto de operación en la misma dirección; si disminuye, se cambia el sentido de la perturbación. De esta forma, el algoritmo se va acercando iterativamente al punto en el que se extrae la máxima potencia disponible, maximizando así la eficiencia del sistema de conversión. En este caso la perturbación aplicada es un aumento o disminución del ciclo de trabajo del convertidor reductor de 0.05 cada 10 [ms]. El diagrama en bloques utilizado para implementar este algoritmo en Simulink se muestra en la figura 5.4.2, además en la figura 5.4.3 se puede observar su desempeño con una carga resistiva a una irradiancia de $1000 \left[\frac{W}{m^2} \right]$.

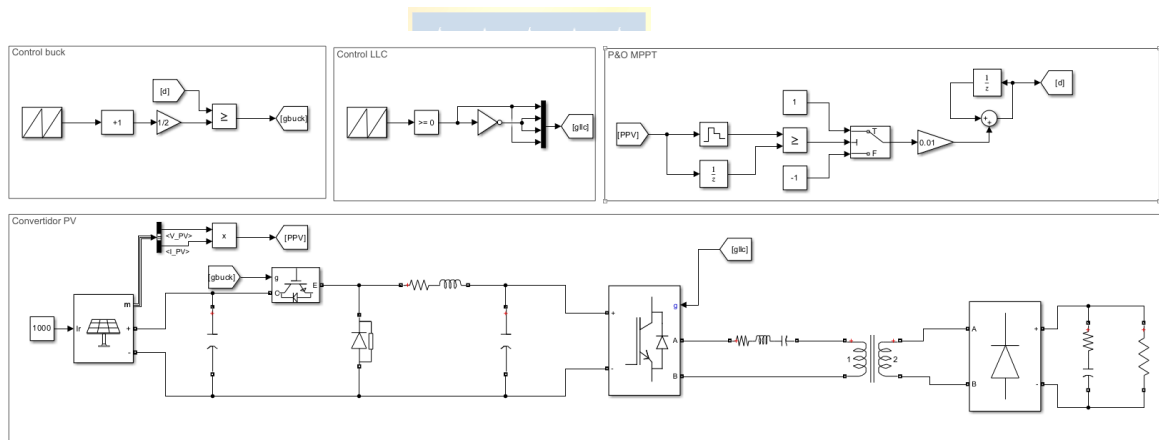


Figura 5.4.2 Diagrama en bloques.

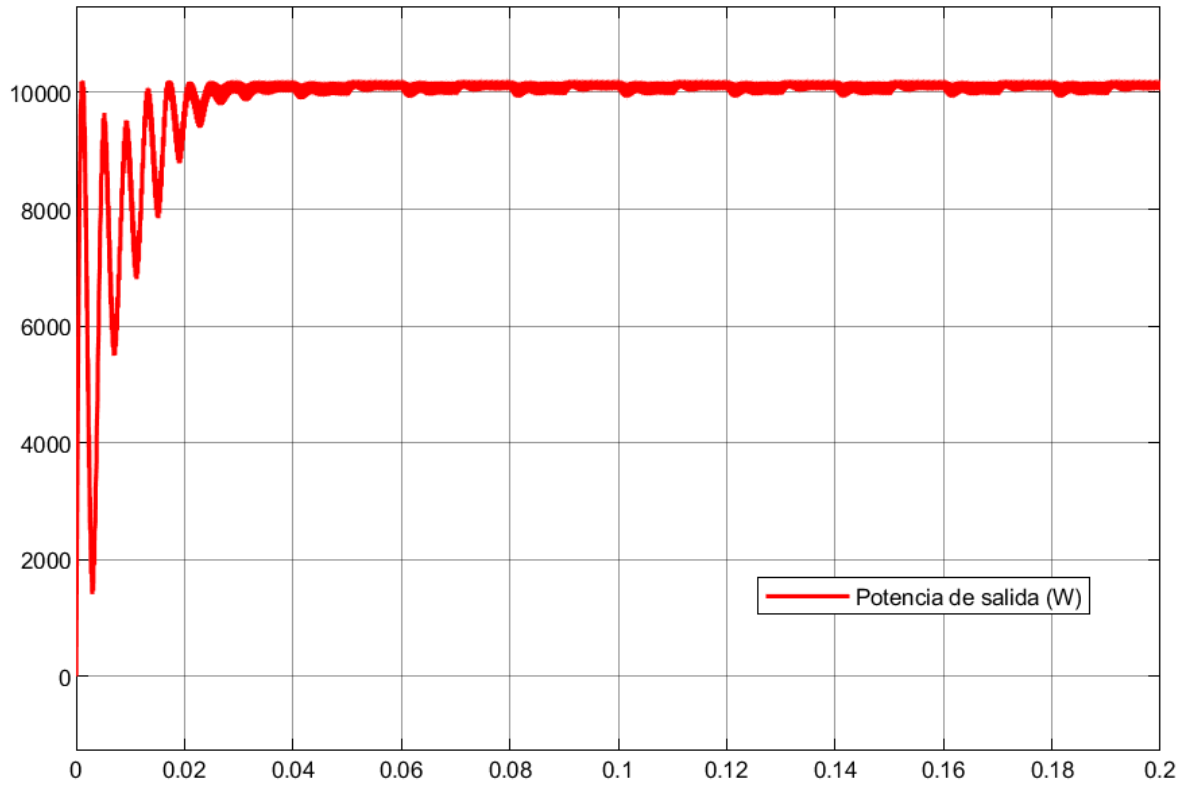


Figura 5.4.3 Potencia de salida del convertor diseñado con una carga resistiva y una irradiancia de $1000 \left[\frac{W}{m^2} \right]$.



6. Análisis de eficiencia energética bajo distintas condiciones operativas.

Se simularon dos arquitecturas de estaciones de carga de vehículos eléctricos, una con barra de corriente continua constante y otra con barra de corriente continua variable. Se evaluó su eficiencia energética en función de la carga aplicada, la irradiancia y el estado de carga del BESS, manteniendo la energía tomada desde la red constante. En las Figuras 6.1, 6.2, 6.3, 6.4, 6.5 y 6.6 se muestran las eficiencias de ambas arquitecturas bajo diferentes niveles de carga en distintos puntos de operación. Los resultados obtenidos de la simulación pueden encontrarse en el anexo 2.

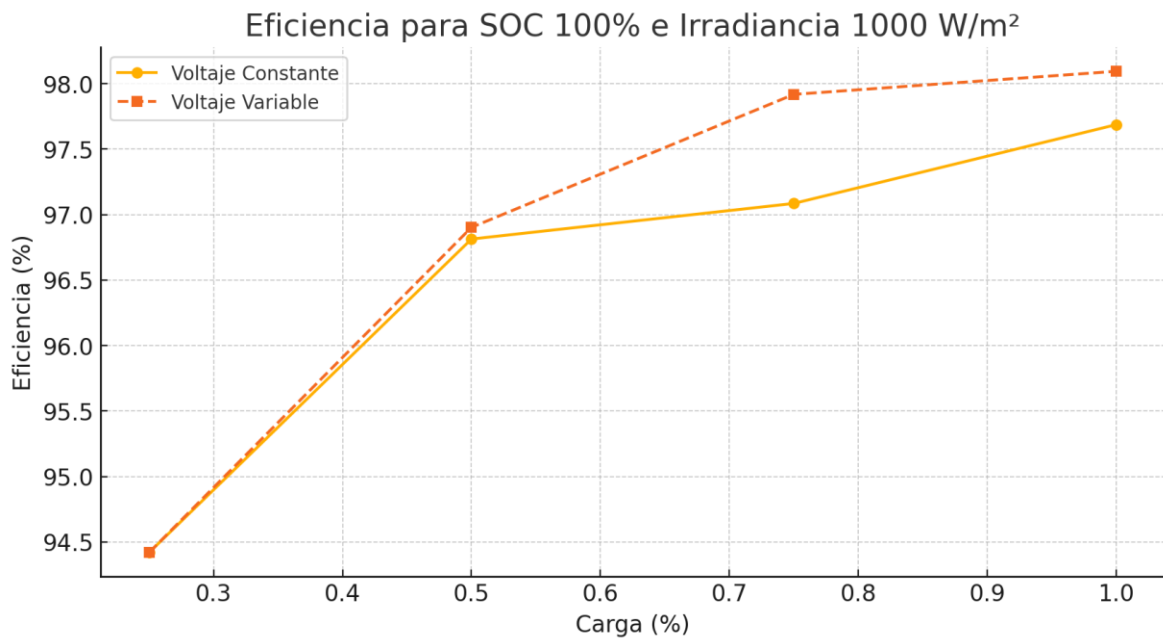


Figura 6.1 Eficiencia bajo distintas condiciones de carga. SOC 100% e Irradiancia $1000 \frac{W}{m^2}$.

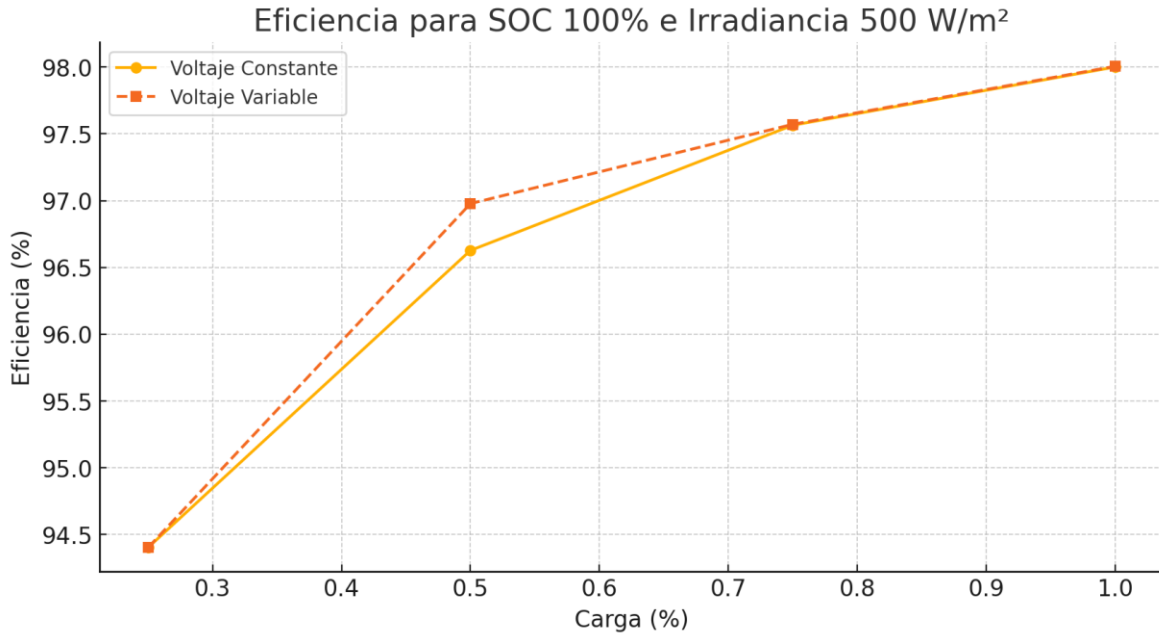


Figura 6.2 Eficiencia bajo distintas condiciones de carga. SOC 100% e Irradiancia 500

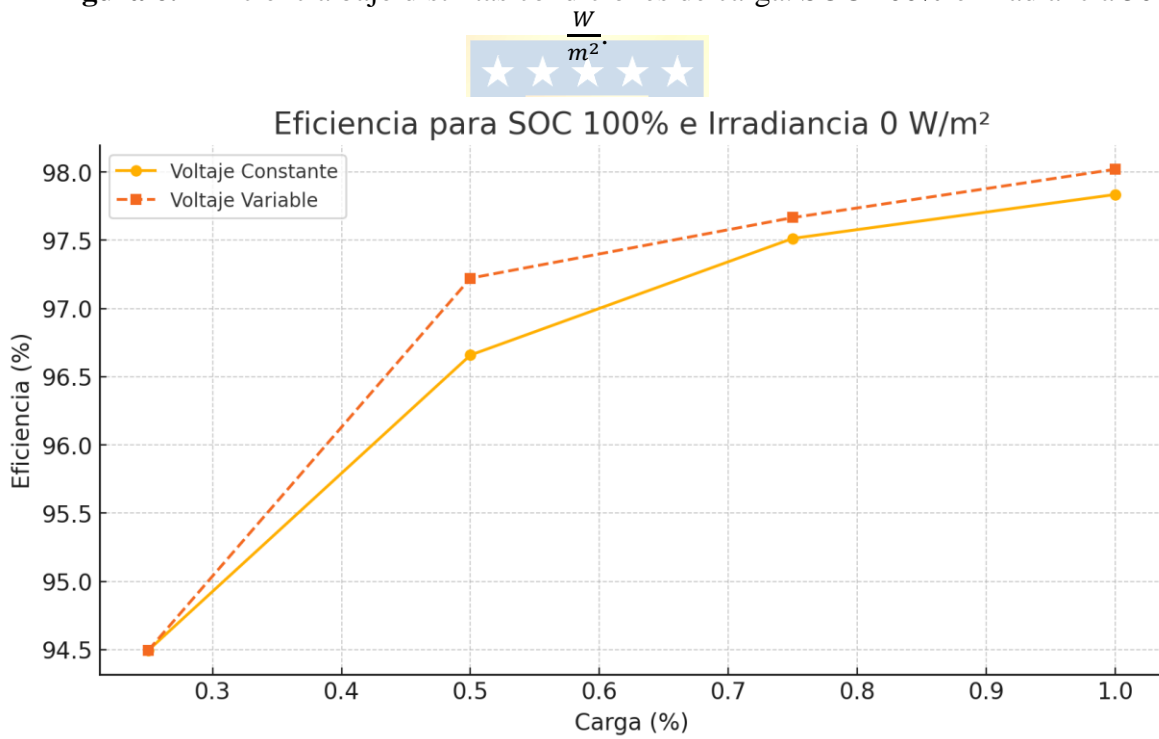


Figura 6.3 Eficiencia bajo distintas condiciones de carga. SOC 100% e Irradiancia 0

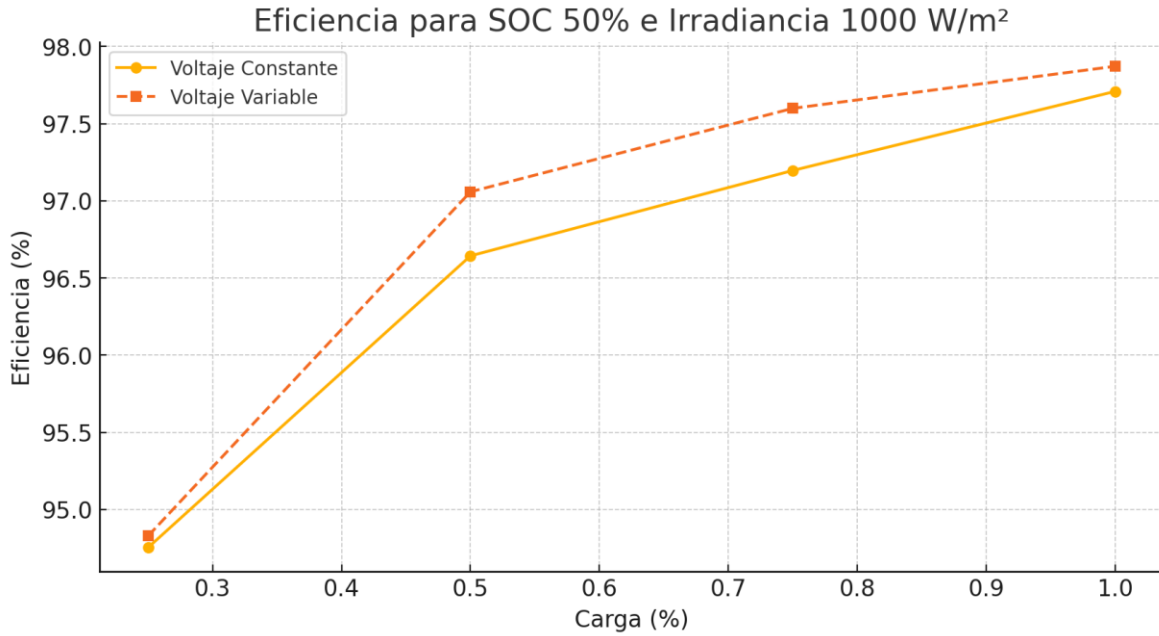


Figura 6.4 Eficiencia bajo distintas condiciones de carga. SOC 50% e Irradiancia 1000

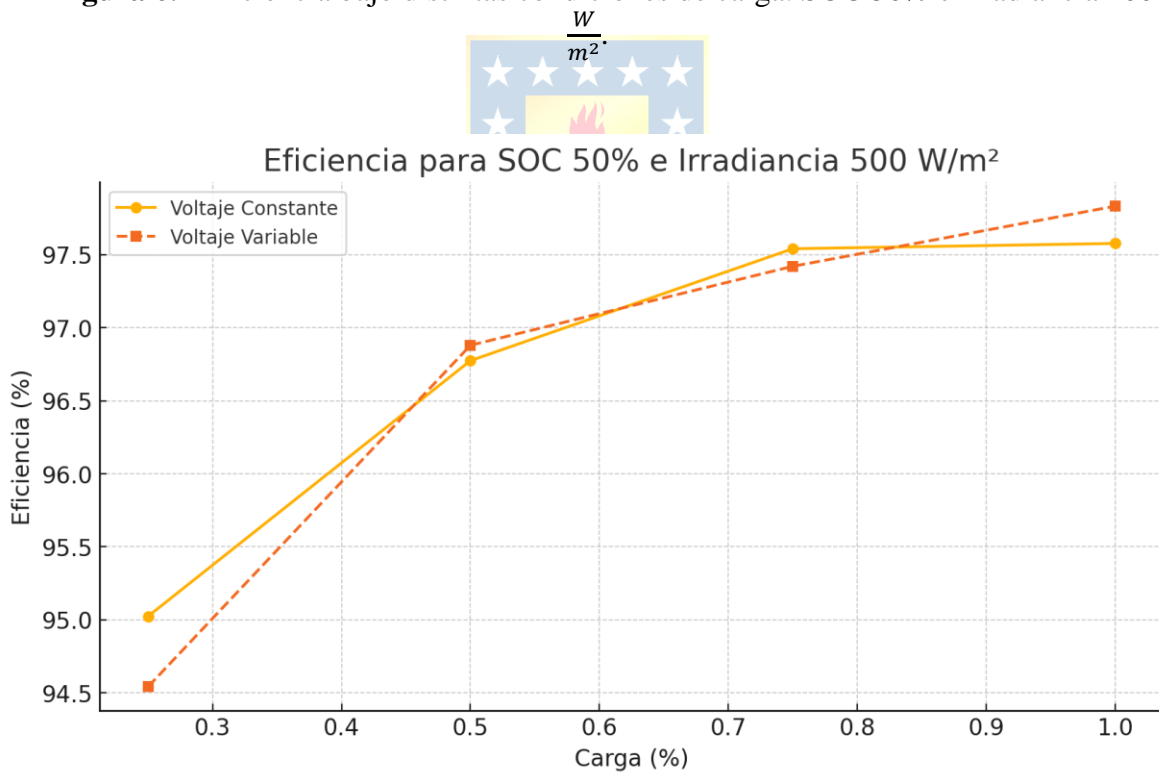


Figura 6.5 Eficiencia bajo distintas condiciones de carga. SOC 50% e Irradiancia 500

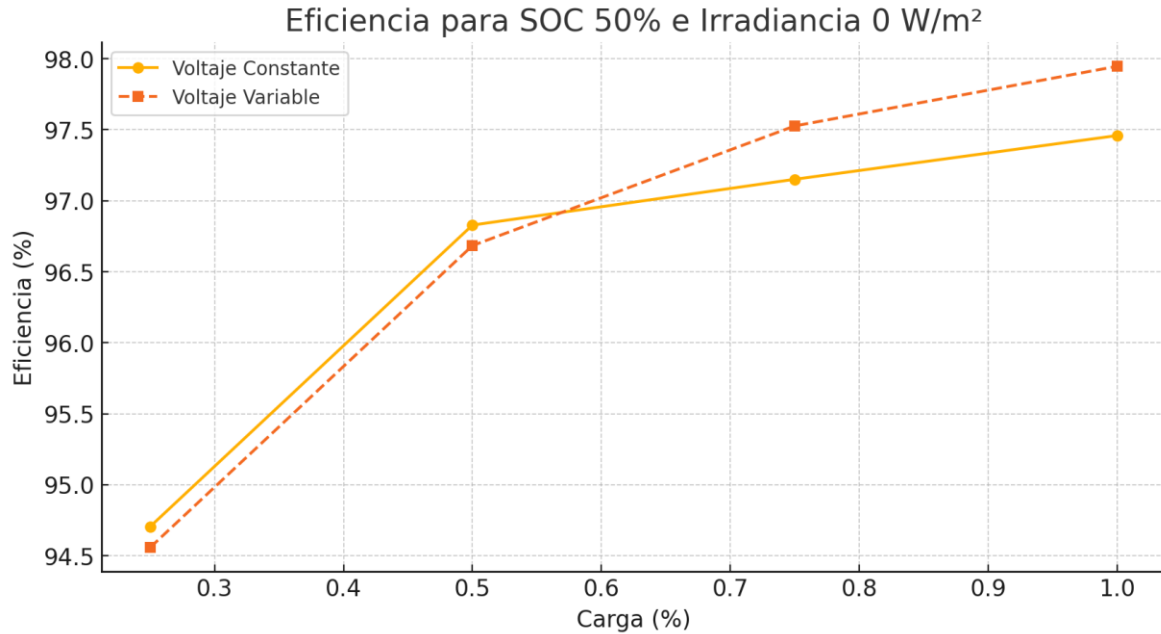


Figura 6.6 Eficiencia bajo distintas condiciones de carga. SOC 50% e Irradiancia $0 \frac{W}{m^2}$.

Ambas arquitecturas presentan una eficiencia superior al 94% en todos de los casos. La eficiencia aumenta cuando la carga es mayor debido a que una menor proporción de la potencia total es suministrada por el rectificador de frente activo, el cual tienen una menor eficiencia que los otros convertidores utilizados. En todos los casos la arquitectura de voltaje variable presenta mayores eficiencias, lo que podría atribuirse a las pérdidas en el convertidor de BESS en la arquitectura de voltaje constante. La eficiencia de la arquitectura de voltaje constante no se ve mayormente afectada frente a cambios en el SOC del BESS o de la irradiancia lo que indica que la eficiencia de los cargadores no disminuye drásticamente debido a cambios en el voltaje de entrada.

En las Figuras 6.7, 6.8, 6.9, 6.10 y 6.11 se muestran las pérdidas de ambas arquitecturas bajo diferentes niveles de carga en distintos puntos de operación.

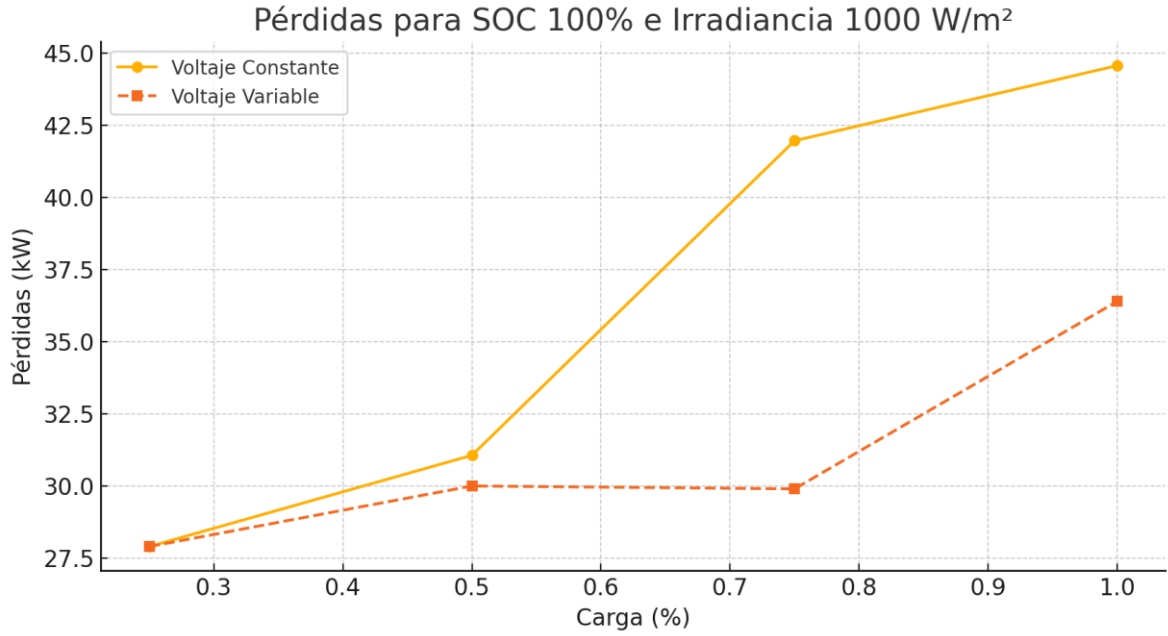


Figura 6.7 Pérdidas bajo distintas condiciones de carga. SOC 100% e Irradiancia 1000

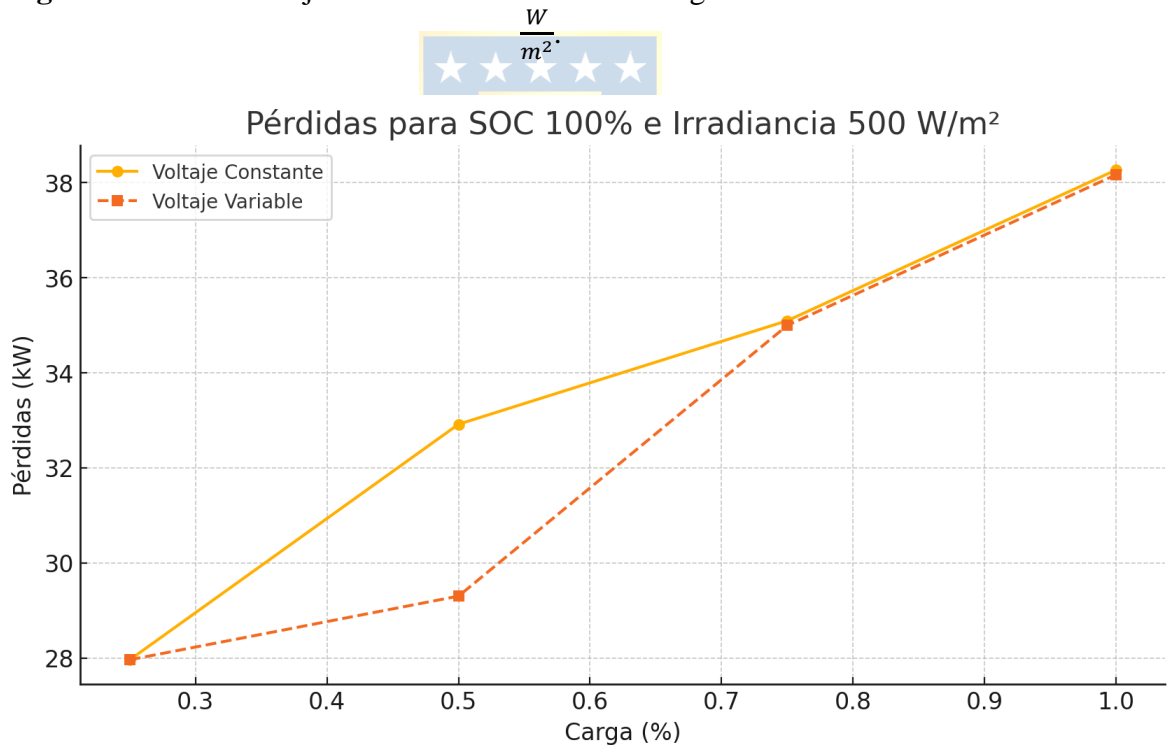


Figura 6.8 Pérdidas bajo distintas condiciones de carga. SOC 100% e Irradiancia 500

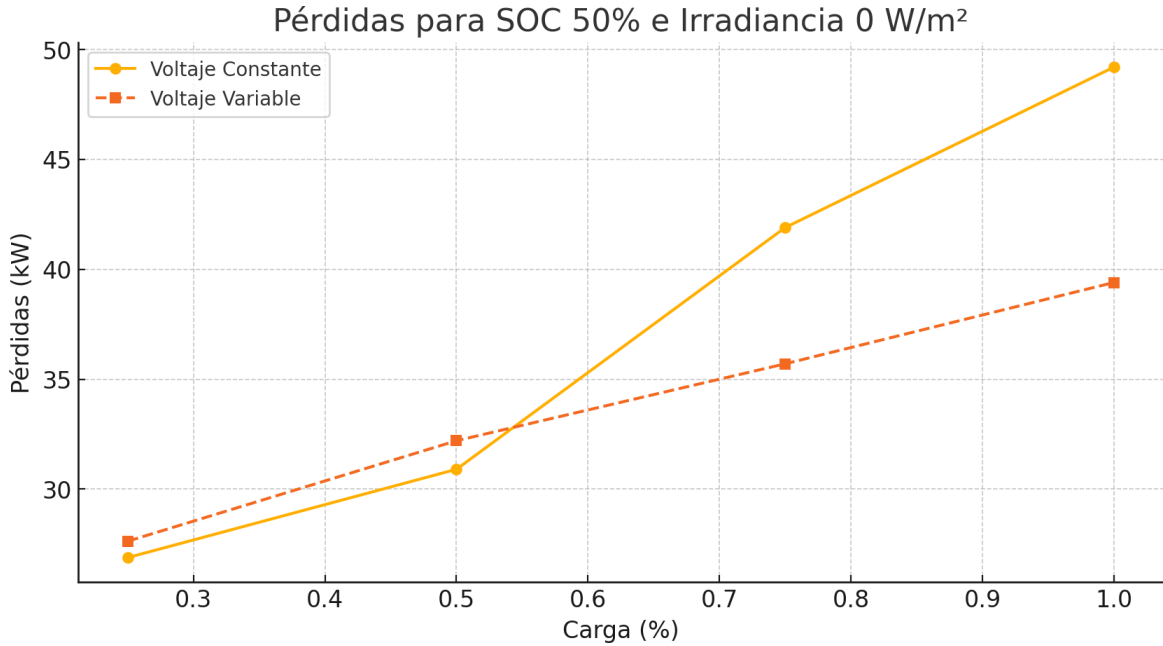


Figura 6.9 Pérdidas bajo distintas condiciones de carga. SOC 50% e Irradiancia $0 \frac{W}{m^2}$.

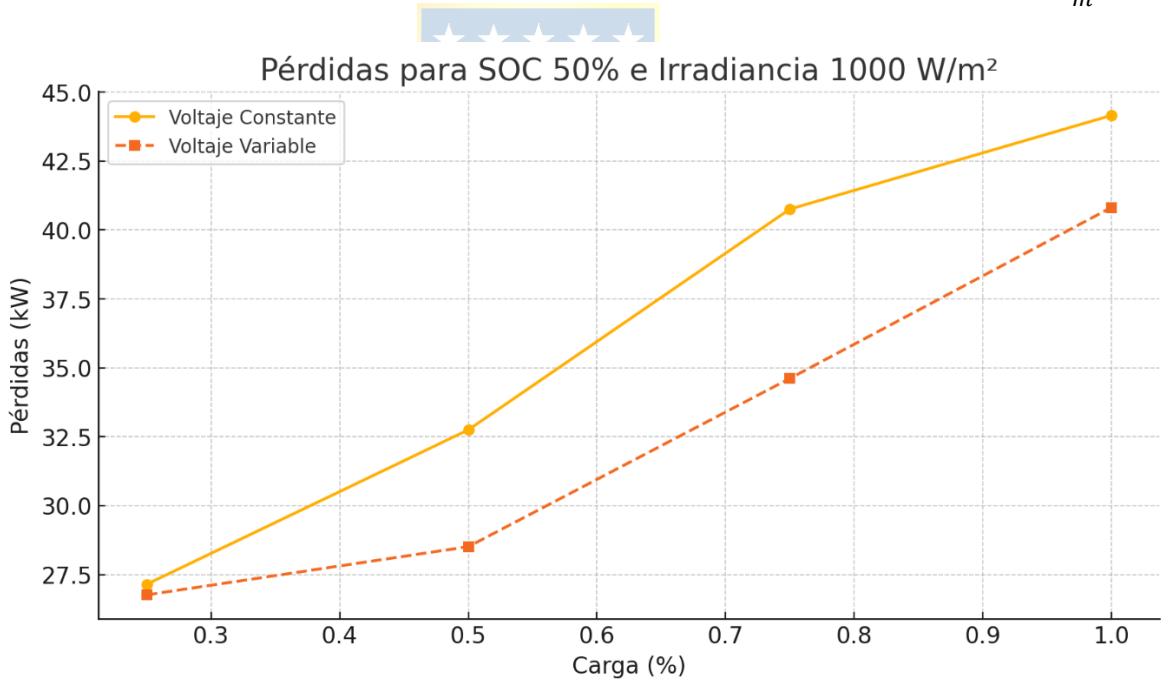


Figura 6.10 Pérdidas bajo distintas condiciones de carga. SOC 50% e Irradiancia $1000 \frac{W}{m^2}$.

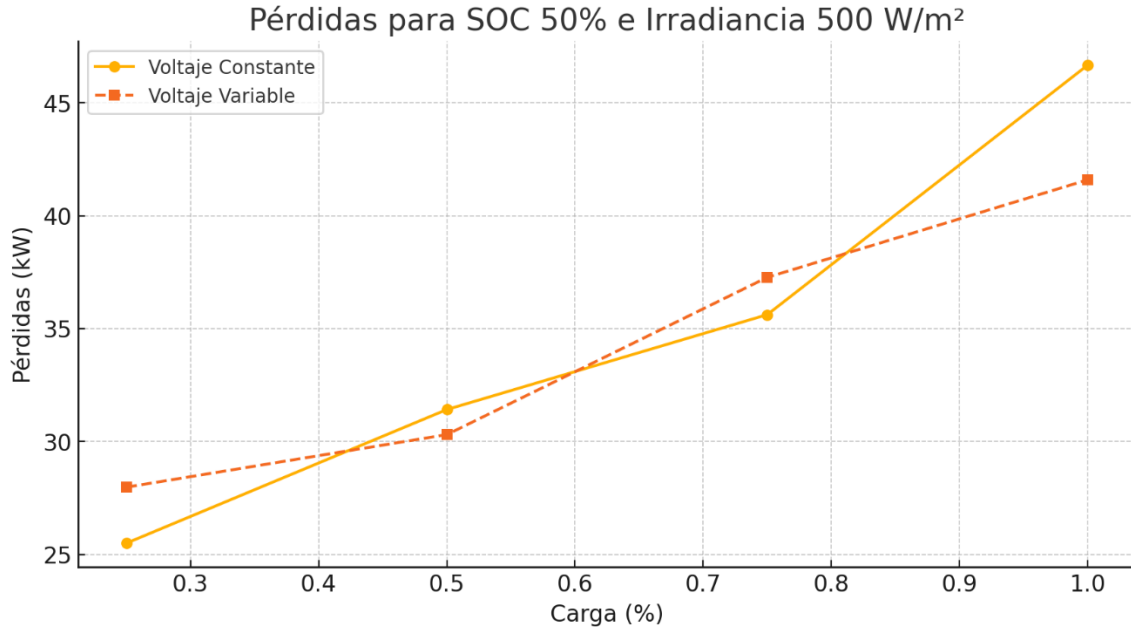
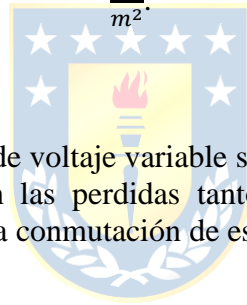


Figura 6.11 Pérdidas bajo distintas condiciones de carga. SOC 50% e Irradiancia 500

$$\frac{W}{m^2}$$



Las pérdidas en la arquitectura de voltaje variable son menores que en la arquitectura de voltaje constante. Se consideraron las pérdidas tanto en los conductores como en los semiconductores y las asociadas a la conmutación de estos.

7. Análisis del contenido armónico bajo diferentes condiciones operativas.

Se simularon ambas arquitecturas bajo distintas condiciones de carga y SOC del BESS, para luego analizar el contenido armónico de la corriente de la corriente consumida por la estación utilizando FFT. En la figura 7.1 se aprecia la forma de onda de la corriente a carga nominal en la arquitectura de voltaje constante. En la figura 7.2, 7.3 y 7.4 se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones.

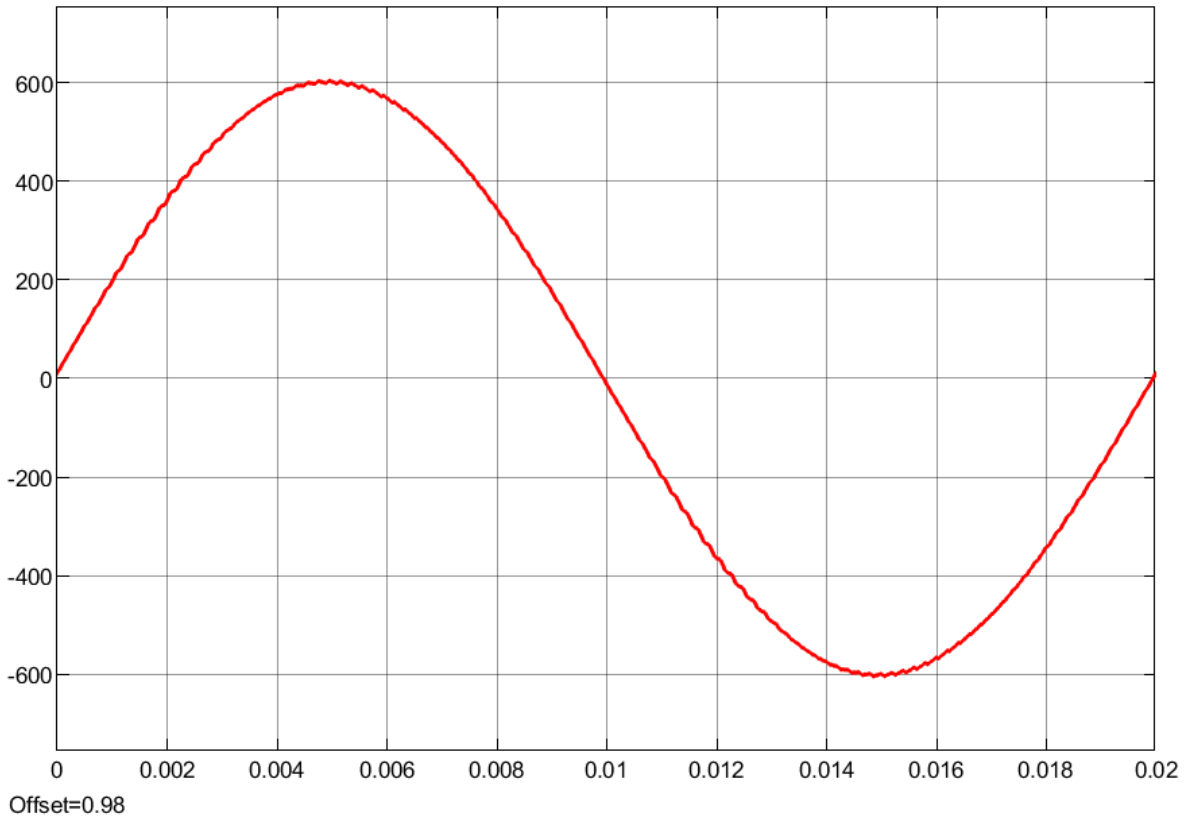


Figura 7.1 Corriente de línea a carga nominal, arquitectura de voltaje constante.

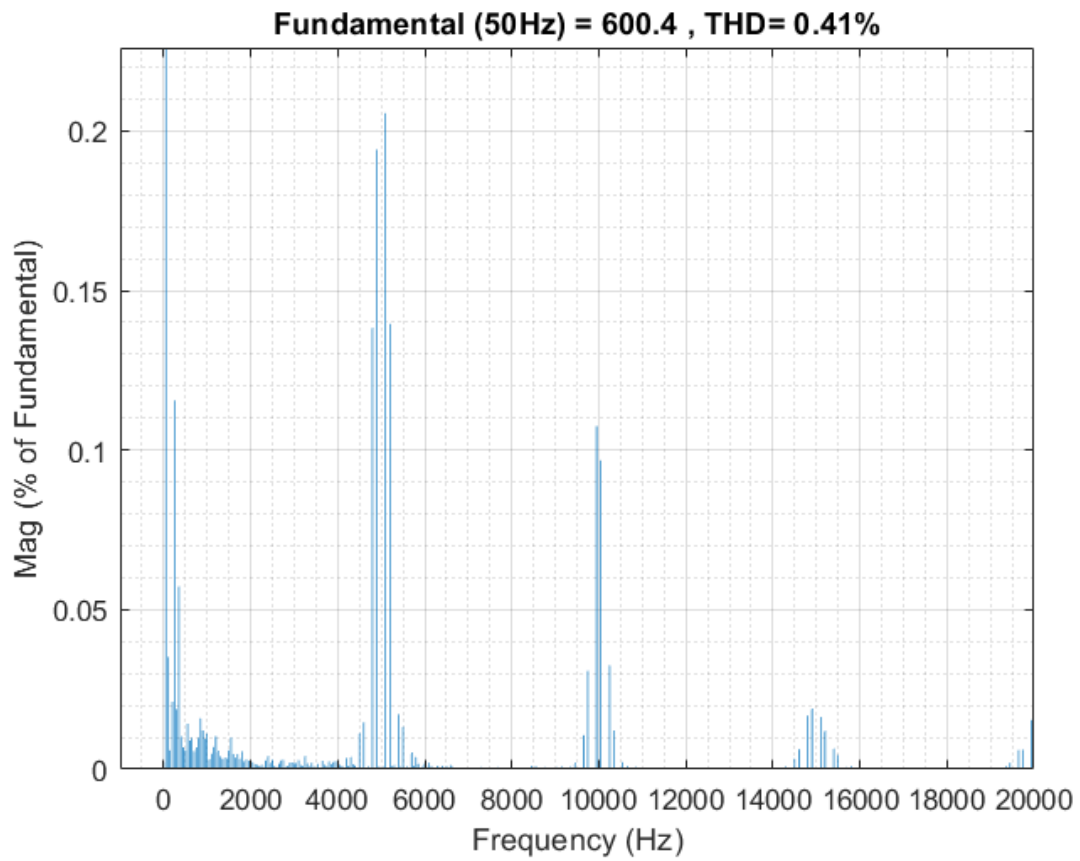


Figura 7.2 Espectro corriente de línea arquitectura de voltaje constante.

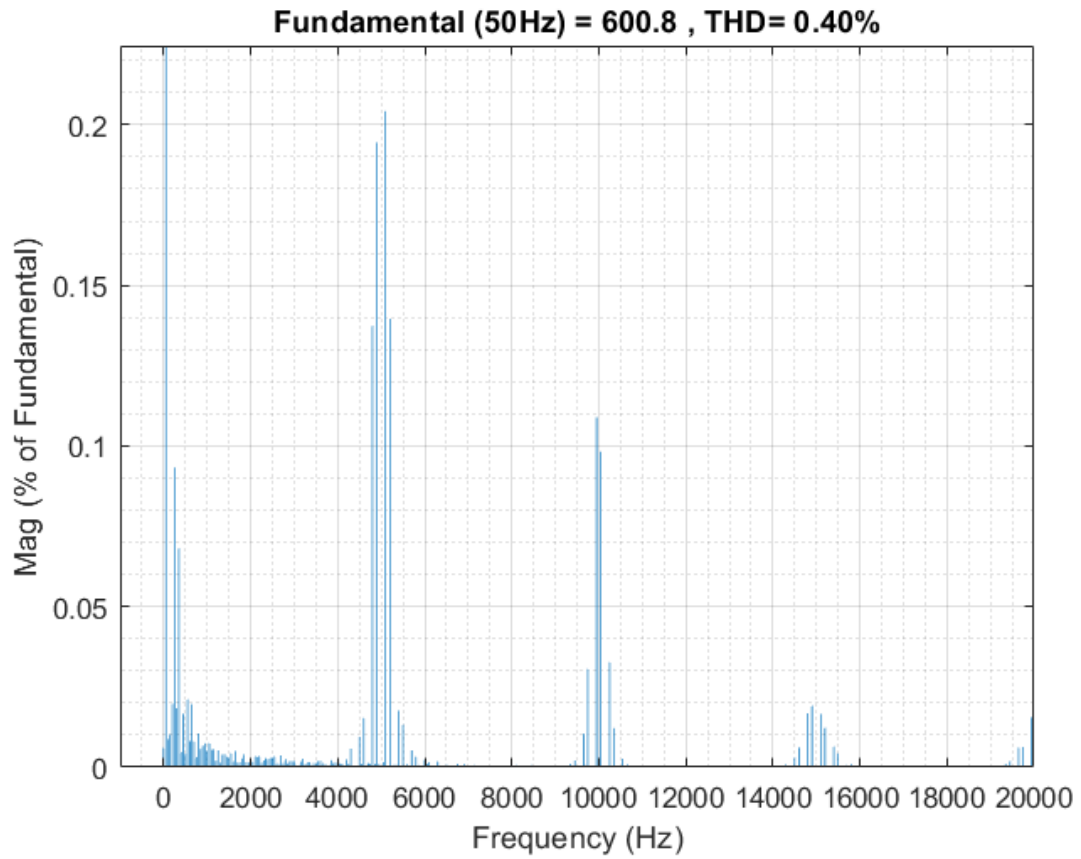


Figura 7.3 Espectro corriente de línea arquitectura de voltaje variable. SOC 10%

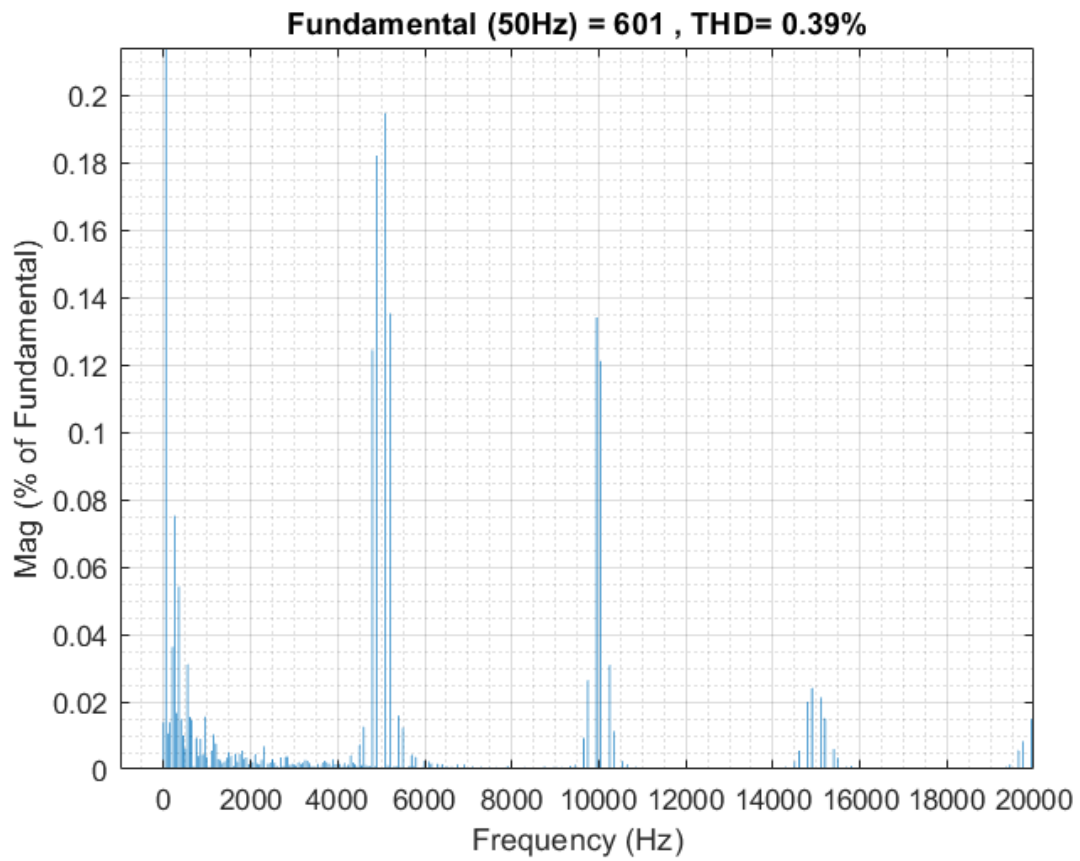


Figura 7.4 Espectro corriente de línea arquitectura de voltaje variable. SOC 50%.

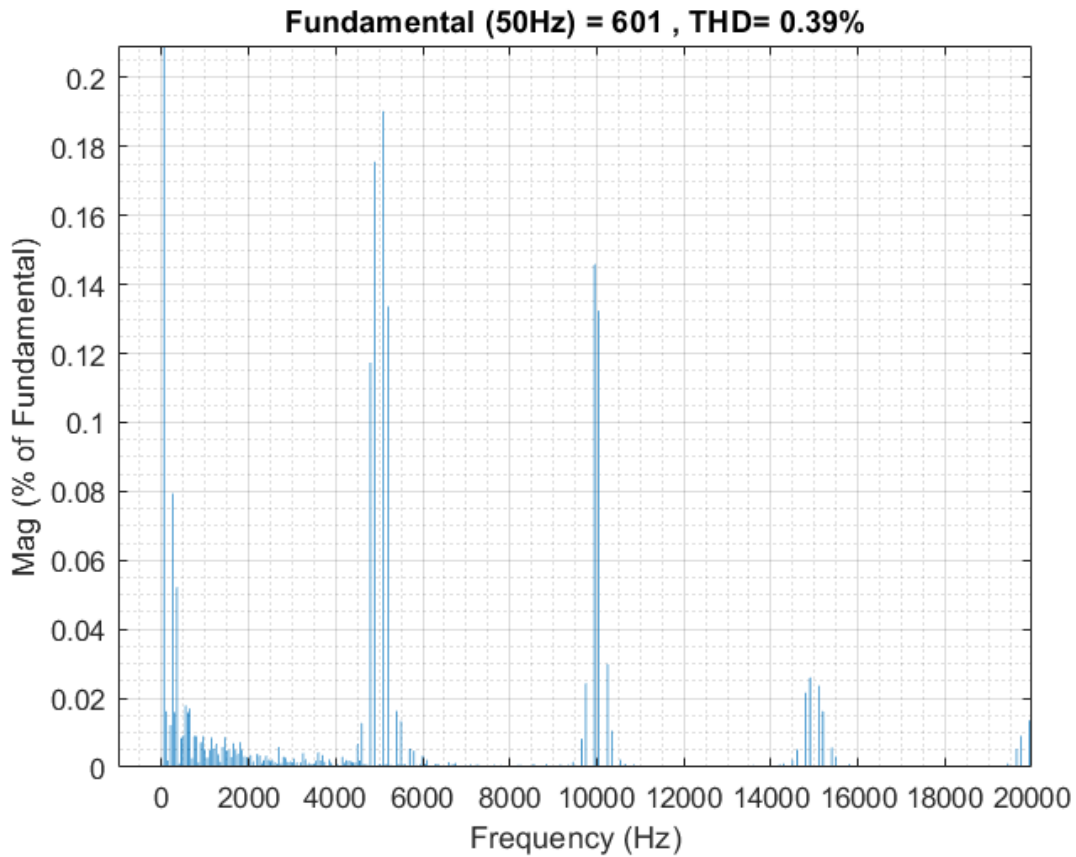


Figura 7.5 Espectro corriente de línea arquitectura de voltaje variable. SOC 100%.

El contenido armónico de la corriente consumida por la estación es similar en todos los casos, teniendo un desempeño ligeramente peor en el caso de la arquitectura de voltaje constante, esto se puede explicar por los armónicos añadidos por la operación del convertidor de BESS. En ningún caso el THD 0.41% y tanto la magnitud de las armónicas presentes como el THD tienden a disminuir al aumentar el voltaje del enlace DC de la estación.

8. Análisis comparativo y discusión de resultados.

Los resultados de las simulaciones realizadas no revelaron diferencias significativas en términos de eficiencia energética y contenido armónico de la corriente. La arquitectura con barra de corriente continua variable presentó una mayor eficiencia en la conversión de energía, con valores que superaron el 94% en la mayoría de los casos, mientras que la arquitectura con barra de corriente continua constante, si bien mantuvo una eficiencia elevada, mostró un leve incremento en las pérdidas energéticas debido a la conversión adicional requerida para estabilizar el voltaje del enlace de corriente continua.

En términos de impacto en la red, ambas arquitecturas demostraron ser viables desde una perspectiva de calidad de energía, presentando resultados muy parecidos. Respecto al contenido armónico, los resultados indicaron que ambas configuraciones lograron mantener un THD por debajo del 0.41%, cumpliendo con los estándares de calidad de energía. No obstante, la arquitectura de voltaje constante presentó niveles ligeramente superiores de distorsión armónica, probablemente debido a la operación adicional del convertidor de BESS. A pesar de esto, las diferencias en la calidad de la energía no fueron significativas y ambas opciones se consideran viables desde este punto de vista.

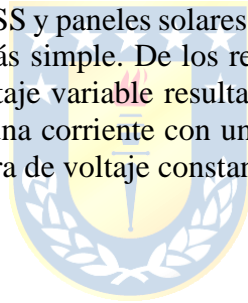
En general la arquitectura de voltaje variable es más eficiente y produce un contenido armónico igual o inferior al producido por la arquitectura de voltaje constante. Desde un punto de vista de control la arquitectura de voltaje variable es más fácil de implementar y es menos costosa al requerir un convertidor menos que la arquitectura de voltaje constante. La mayor desventaja de la arquitectura de voltaje variable es la falta de control sobre la potencia suministrada por la batería, ya que esta alimenta directamente a los cargadores, pero eso problema puede ser resuelto a través del BMS de la batería.

9. Conclusiones sobre la viabilidad de las arquitecturas evaluadas.

Los resultados obtenidos en este estudio permiten concluir que ambas arquitecturas evaluadas son viables para su implementación en estaciones de carga de vehículos eléctricos bajo las condiciones probadas.

La arquitectura de voltaje variable es más eficiente, reduciendo las pérdidas de conversión y mejorando el aprovechamiento de la energía disponible. La arquitectura de voltaje constante mantiene una tensión estable en el enlace DC, lo que simplifica el diseño de los convertidores aguas abajo y podría mejorar la confiabilidad del sistema. Ambas arquitecturas presentan niveles aceptables de distorsión armónica, aunque la arquitectura de voltaje constante genera un leve incremento en el contenido armónico debido a la operación adicional del convertidor de BESS.

Considerando estos factores la arquitectura de voltaje variable es la mejor opción para la implementación de una estación de carga para vehículos eléctricos con 4 cargadores de 500 [kW], integración de BESS y paneles solares, debido a su mayor eficiencia, menor THD, menor coste y control más simple. De los resultados obtenidos se infiere que en general una arquitectura de voltaje variable resultará siempre más eficiente que una de voltaje constante y consumirá una corriente con una contaminación armónica parecida. Una desventaja de la arquitectura de voltaje constante puede ser la falta de control sobre la corriente de la batería.



10. Recomendaciones para futuros desarrollos e investigaciones.

La implementación de estrategias avanzadas de gestión de baterías podría mejorar la eficiencia global del sistema, minimizando las pérdidas energéticas y extendiendo la vida útil del BESS.

Se recomienda estudiar estrategias de optimización para la integración de energía solar y otras fuentes renovables, con el fin de reducir la dependencia de la red eléctrica y mejorar la sustentabilidad del sistema.

La implementación de controladores adaptativos podría mejorar la eficiencia del sistema bajo diferentes condiciones operativas y optimizar la interacción entre el BESS y la red eléctrica.

Un estudio más detallado sobre el CAPEX y OPEX de ambas arquitecturas permitiría una mejor evaluación de su viabilidad económica en diferentes escenarios de implementación.

Si no se requiere bidireccionalidad se podría implementar una versión más simple con un rectificador a tiristores.



11. Anexo 1

Resultados simulación arquitectura de voltaje constante.

SOC (%) BESS	Irradiancia [W/m2]	Carga (%)	Potencia Red [kW]	Potencia PV [kW]	Potencia suministrada BESS [kW]	Potencia absorbida BESS [kW]	Cargador 1	Cargador 2	Cargador 3	Cargador 4	Potencia total de entrada [kW]	Potencia Total de salida [kW]	Pérdidas [kW]	Eficiencia %
100	1000	25%	489,6	10,19	0	0	471,9	0	0	0	499,79	471,9	27,89	94,42
100	1000	50%	507,7	9,853	456,8	0	473,8	469,5	0	0	974,353	943,3	31,053	96,81
100	1000	75%	507,7	9,856	921,6	0	474,5	453,500	469,200	0	1439,156	1397,2	41,956	97,08
100	1000	100%	507,7	9,859	1408,2	0	473,9	469,300	469,000	469	1925,759	1881,2	44,559	97,69
100	500	25%	494,6	5,063	0	0	471,7	0	0	0	499,663	471,7	27,963	94,40
100	500	50%	507,7	4,918	463,4	0	473,7	469,4	0	0	976,018	943,1	32,918	96,63
100	500	75%	507,7	4,896	928,4	0	468,8	467,700	469,400	0	1440,996	1405,9	35,096	97,56
100	500	100%	507,7	4,967	1401	0	469,7	466,300	468,200	471,2	1913,667	1875,4	38,267	98,00
100	0	25%	499,614	0	0	0	472,1	0	0	0	499,614	472,1	27,514	94,49
100	0	50%	507,7	0	467,8	0	473,3	469,6	0	0	975,5	942,9	32,6	96,66
100	0	75%	507,7	0	939,8	0	472,7	469,900	468,900	0	1447,5	1411,5	36	97,51
100	0	100%	507,7	0	1422,6	0	476,1	472,300	470,000	470,1	1930,3	1888,5	41,8	97,83
50	1000	25%	507,7	9,851	0	16,598	473,8	0	0	0	517,551	490,398	27,153	94,75
50	1000	50%	507,7	9,852	458,2	0	473,7	469,3	0	0	975,752	943	32,752	96,64
50	1000	75%	507,7	9,855	936,2	0	474,3	469,900	468,800	0	1453,755	1413	40,755	97,20
50	1000	100%	507,7	9,853	1409,8	0	473,5	470,000	469,900	469,8	1927,353	1883,2	44,153	97,71
50	500	25%	507,7	4,919	0	12,816	474,3	0	0	0	512,619	487,116	25,503	95,02
50	500	50%	507,7	4,918	461,6	0	473,6	469,2	0	0	974,218	942,8	31,418	96,78
50	500	75%	507,7	4,918	936	0	474,6	468,5	469,900	0	1448,618	1413	35,618	97,54
50	500	100%	507,7	5,062	1413,4	0	472,2	468,500	469,200	469,6	1926,162	1879,5	46,662	97,58
50	0	25%	507,7	0	0	7,318	473,5	0	0	0	507,7	480,818	26,882	94,71
50	0	50%	507,7	0	466,6	0	473,5	469,9	0	0	974,3	943,4	30,9	96,83
50	0	75%	507,7	0	963	0	473,8	484,700	470,300	0	1470,7	1428,8	41,9	97,15
50	0	100%	507,7	0	1428,4	0	475,3	472,200	469,700	469,7	1936,1	1886,9	49,2	97,46

Resultado simulación voltaje variable.

SOC (%) BESS	Irradiancia [W/m2]	Carga (%)	Potencia Red [kW]	Potencia PV [kW]	Potencia suministrada BESS [kW]	Potencia absorbida BESS [kW]	Cargador 1	Cargador 2	Cargador 3	Cargador 4	Potencia total de entrada [kW]	Potencia Total de salida [kW]	Pérdidas [kW]	Eficiencia %
100	1000	25%	489,6	10,19	0	0	471,9	0	0	0	499,79	471,9	27,89	94,42
100	1000	50%	507,7	10,19	450,2	0	469,1	469	0	0	968,09	938,1	29,99	96,90
100	1000	75%	507,7	10,19	917,3	0	468,5	470,100	466,700	0	1435,19	1405,3	29,89	97,92
100	1000	100%	507,7	10,19	1391	0	469,5	468,400	466,400	468,2	1908,89	1872,5	36,39	98,09
100	500	25%	494,6	5,063	0	0	471,7	0	0	0	499,663	471,7	27,963	94,40
100	500	50%	507,7	4,902	456,9	0	469,6	470,6	0	0	969,502	940,2	29,302	96,98
100	500	75%	507,6	4,896	928,4	0	468,8	467,700	469,400	0	1440,896	1405,9	34,996	97,57
100	500	100%	507,6	4,967	1401	0	469,7	466,300	468,200	471,2	1913,567	1875,4	38,167	98,01
100	0	25%	499,614	0	0	0	472,1	0	0	0	499,614	472,1	27,514	94,49
100	0	50%	507,7	0	460,5	0	469,9	471,4	0	0	968,2	941,3	26,9	97,22
100	0	75%	507,7	0	931,5	0	469,2	470,400	466,000	0	1439,2	1405,6	33,6	97,67
100	0	100%	507,6	0	1406	0	469,1	470,500	468,700	467,4	1913,6	1875,7	37,9	98,02
50	1000	25%	507,6	10,017	0	20,85	470	0	0	0	517,617	490,85	26,767	94,83
50	1000	50%	507,6	10,015	451,8	0	469,3	471,6	0	0	969,415	940,9	28,515	97,06
50	1000	75%	507,6	10,015	924,2	0	469,4	471,500	466,300	0	1441,815	1407,2	34,615	97,60
50	1000	100%	507,7	10,014	1400	0	469,9	466,300	470,500	470,2	1917,714	1876,9	40,814	97,87
50	500	25%	507,7	5,021	0	14,24	470,5	0	0	0	512,721	484,74	27,981	94,54
50	500	50%	507,7	5,008	458,8	0	469,5	471,7	0	0	971,508	941,2	30,308	96,88
50	500	75%	507,7	4,998	932,4	0	470	470,6	467,200	0	1445,098	1407,83	37,268	97,42
50	500	100%	507,7	4,986	1406	0	469,4	471,400	466,300	470	1918,686	1877,1	41,586	97,83
50	0	25%	507,7	0	0	9,972	470,1	0	0	0	507,7	480,072	27,628	94,56
50	0	50%	507,7	0	463,4	0	470	468,9	0	0	971,1	938,9	32,2	96,68
50	0	75%	507,7	0	935,7	0	470	467,900	469,800	0	1443,4	1407,7	35,7	97,53
50	0	100%	507,7	0	1411	0	470,7	471,900	468,700	468	1918,7	1879,3	39,4	97,95

12. Referencias

- [1] Z. Liu *et al.*, “Comparing total cost of ownership of battery electric vehicles and internal combustion engine vehicles”, *Energy Policy*, vol. 158, p. 112564, nov. 2021, doi: 10.1016/j.enpol.2021.112564.
- [2] G. Berckmans, M. Messagie, J. Smekens, N. Omar, L. Vanhaverbeke, y J. Van Mierlo, “Cost Projection of State of the Art Lithium-Ion Batteries for Electric Vehicles Up to 2030”, *Energies (Basel)*, vol. 10, n° 9, p. 1314, sep. 2017, doi: 10.3390/en10091314.
- [3] IEA, “Global EV Outlook 2024”, IEA. Accedido: 9 de julio de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024>
- [4] Oktavia Catsaros, “Lithium-ion battery pack hit record low of 139\$/kWh”, BloombergNEF. Accedido: 26 de julio de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://about.bnef.com/blog/lithium-ion-battery-pack-prices-hit-record-low-of-139-kwh/>
- [5] Q. Li, M. Huang, W. Zhang, y Y. Bao, “Economic study on bus fast charging station with battery energy storage system”, en *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, IEEE, ago. 2017, pp. 1–6. doi: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080848.
- [6] M. Stecca, W. Vermeer, T. B. Soeiro, L. Ramirez Elizondo, P. Bauer, y P. Palensky, “Battery Storage Integration in EV Fast Charging Station for Increasing its Revenues and Reducing the Grid Impact”, en *2022 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, IEEE, jun. 2022, pp. 109–113. doi: 10.1109/ITEC53557.2022.9814040.
- [7] M. K. Kar, S. Kanungo, S. Dash, y R. N. R. Parida, “Grid connected solar panel with battery energy storage system”, *International Journal of Applied Power Engineering (IJAPE)*, vol. 13, n° 1, p. 223, mar. 2024, doi: 10.11591/ijape.v13.i1.pp223-233.
- [8] G. R. C. Mouli *et al.*, “Economic and CO2 Emission Benefits of a Solar Powered Electric Vehicle Charging Station for Workplaces in the Netherlands”, en *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, IEEE, jun. 2016, pp. 1–7. doi: 10.1109/ITEC.2016.7520273.
- [9] H. Polat *et al.*, “A Review of DC Fast Chargers with BESS for Electric Vehicles: Topology, Battery, Reliability Oriented Control and Cooling Perspectives”, 1 de febrero de 2023, *MDPI*. doi: 10.3390/batteries9020121.
- [10] A. Mortezaei, M. Abdul-Hak, y M. G. Simoes, “A Bidirectional NPC-based Level 3 EV Charging System with Added Active Filter Functionality in Smart Grid Applications”, en *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, IEEE, jun. 2018, pp. 201–206. doi: 10.1109/ITEC.2018.8450196.
- [11] M. Schweizer y J. W. Kolar, “Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 28, n° 2, pp. 899–907, feb. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2203151.
- [12] P. C. Bolsi, E. O. Prado, H. C. Sartori, J. M. Lenz, y J. R. Pinheiro, “LCL Filter Parameter and Hardware Design Methodology for Minimum Volume Considering Capacitor Lifetimes”, *Energies (Basel)*, vol. 15, n° 12, p. 4420, jun. 2022, doi: 10.3390/en15124420.
- [13] Q. Liu, L. Peng, Y. Kang, S. Tang, D. Wu, y Y. Qi, “A Novel Design and Optimization Method of an LCL Filter for a Shunt Active Power Filter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, n° 8, pp. 4000–4010, ago. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2282592.

- [14] L. Yu, X. Peng, y S. Gao, “Voltage-Balancing Strategy for Three-Level Neutral Point Clamped Cascade Converter under Sequence Pulse Modulation”, *Energies (Basel)*, vol. 12, n° 20, p. 3829, oct. 2019, doi: 10.3390/en12203829.
- [15] J. W. Kolar, U. Drofenik, y F. C. Zach, “VIENNA rectifier II—a novel single-stage high-frequency isolated three-phase PWM rectifier system”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, n° 4, pp. 674–691, 1999, doi: 10.1109/41.778214.
- [16] L. Schrittwieser, M. Leibl, M. Haider, F. Thony, J. W. Kolar, y T. B. Soeiro, “99.3% Efficient three-phase buck-type all-SiC SWISS Rectifier for DC distribution systems”, en *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, mar. 2017, pp. 2173–2178. doi: 10.1109/APEC.2017.7931000.
- [17] L. Schrittwieser, M. Leibl, y J. W. Kolar, “99% Efficient Isolated Three-Phase Matrix-Type DAB Buck–Boost PFC Rectifier”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, n° 1, pp. 138–157, ene. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2914488.
- [18] H. van Hoek, M. Neubert, y R. W. De Doncker, “Enhanced Modulation Strategy for a Three-Phase Dual Active Bridge—Boosting Efficiency of an Electric Vehicle Converter”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 28, n° 12, pp. 5499–5507, dic. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2251905.
- [19] N. Hou y Y. W. Li, “Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC–DC Converter”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, n° 3, pp. 3148–3172, mar. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2927930.
- [20] Wei Chen, Ping Rong, y Zhengyu Lu, “Snubberless Bidirectional DC–DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n° 9, pp. 3075–3086, sep. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2037099.
- [21] Y. Liu, G. Du, X. Wang, y Y. Lei, “Analysis and Design of High-Efficiency Bidirectional GaN-Based CLLC Resonant Converter”, *Energies (Basel)*, vol. 12, n° 20, p. 3859, oct. 2019, doi: 10.3390/en12203859.
- [22] H. Higa y J. Itoh, “Derivation of operation mode for flying capacitor topology applied to three-level DAB converter”, en *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)*, IEEE, nov. 2015, pp. 1–6. doi: 10.1109/IFEEC.2015.7361620.
- [23] M. A. Awal *et al.*, “Capacitor Voltage Balancing for Neutral Point Clamped Dual Active Bridge Converters”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 35, n° 10, pp. 11267–11276, oct. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2988272.
- [24] H. Feng *et al.*, “Passive Capacitor Voltage Balancing of SiC-Based Three-Level Dual-Active-Bridge Converter Using Hybrid NPC-Flying Capacitor Structure”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 37, n° 4, pp. 4183–4194, abr. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3119210.
- [25] Sam Abdel-Rahman, “Resonant LLC Converter: Operation and Design”, 2012. Accedido: 27 de julio de 2024. [En línea]. Disponible en: https://www.infineon.com/dgdl/Application_Note_Resonant+LLC+Converter+Operation+and+Design_Infineon.pdf?fileId=db3a30433a047ba0013a4a60e3be64a1
- [26] Hong Huang, “Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter”, 2010. Accedido: 27 de julio de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://www.ti.com/seclit/ml/slup263/slup263.pdf>
- [27] J. E. Huber, J. Minibock, y J. W. Kolar, “Generic Derivation of Dynamic Model for Half-Cycle DCM Series Resonant Converters”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 33, n° 1, pp. 4–7, ene. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2703300.

- [28] C. Carstensen y J. Biela, “A Three-Level Buck Converter With a Wide Voltage Operation Range for Hardware-in-the-Loop Test Systems”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, n° 9, pp. 6176–6191, sep. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2504402.
- [29] W. Qian, H. Cha, F. Z. Peng, y L. M. Tolbert, “55-kW Variable 3X DC-DC Converter for Plug-in Hybrid Electric Vehicles”, *IEEE Trans Power Electron*, vol. 27, n° 4, pp. 1668–1678, abr. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2165559.
- [30] L. Song, S. Duan, T. Wang, y X. Liu, “A Simplified Flying Capacitor Voltage Control Strategy for Hybrid Clamped Three-Level Boost Converter in Photovoltaic System”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, n° 8, pp. 8004–8014, ago. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3104607.
- [31] H. Keyhani y H. A. Toliyat, “Flying-capacitor boost converter”, en *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, feb. 2012, pp. 2311–2318. doi: 10.1109/APEC.2012.6166145.
- [32] E. Schaltz, P. O. Rasmussen, y A. Khaligh, “Non-inverting buck-boost converter for fuel cell applications”, en *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, IEEE, nov. 2008, pp. 855–860. doi: 10.1109/IECON.2008.4758065.
- [33] A. V. Rao y G. K.P., “Analysis, Design and Simulation of Non-Inverting Buck-Boost DC-DC Converter for Battery Charging”, en *2021 International Conference on Disruptive Technologies for Multi-Disciplinary Research and Applications (CENTCON)*, IEEE, nov. 2021, pp. 79–84. doi: 10.1109/CENTCON52345.2021.9688165.
- [34] Sharad Bhowmick, “Six Most Important Lithium-Ion Battery Chemistries”, electronicsforu.com. Accedido: 6 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://www.electronicsforu.com/technology-trends/six-most-important-lithium-ion-battery-chemistries>
- [35] S. O. Rey *et al.*, “Powering the Future: A Comprehensive Review of Battery Energy Storage Systems”, 1 de septiembre de 2023, *Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI)*. doi: 10.3390/en16176344.
- [36] Denis Bobylev, “Xiaomi SU7 Ultra pre-sale launched in China for 114K USD with 1,500 hp, to compete with Taycan”, carsnewschina.com. Accedido: 26 de noviembre de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://carsnewschina.com/2024/10/29/xiaomi-su7-ultra-launched-in-china-for-114k-usd/#:~:text=The%20SU7%20Ultra%20integrates%20the,%2D80%25%20in%2011%20minutes>.
- [37] Electric Vehicle Database, “Tesla Model 3”, Electric Vehicle Database. Accedido: 26 de noviembre de 2024. [En línea]. Disponible en: <https://ev-database.org/car/1555/Tesla-Model-3>
- [38] International electrotechnical commission, *IEC 61851-23*, 2.0. 2023.
- [39] U. P. Yagnik y M. D. Solanki, “Comparison of L, LC & LCL filter for grid connected converter”, en *2017 International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICEI)*, IEEE, may 2017, pp. 455–458. doi: 10.1109/ICOEI.2017.8300968.
- [40] M. Liserre, F. Blaabjerg, y S. Hansen, “Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier”, *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 41, n° 5, pp. 1281–1291, sep. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853373.
- [41] Ministerio de energía, *Decreto 1; Decreto 1 T*. Chile, 2024.
- [42] Comisión Nacional de Electricidad, *Norma técnica de calidad de servicio para sistemas de distribución*. Chile: <https://www.cne.cl/wp-content/uploads/2024/05/NTCSDx2024-1.pdf>, 2024.

- [43] Infineon, “FF450R17ME7_B11”, Infineon. Accedido: 5 de diciembre de 2024. [En línea]. Disponible en: https://www.infineon.com/cms/en/product/power/igbt/igbt-modules/ff450r17me7_b11/
- [44] A. Zhaksylyk *et al.*, “Review of Active Front-End Rectifiers in EV DC Charging Applications”, 1 de marzo de 2023, *MDPI*. doi: 10.3390/batteries9030150.
- [45] Sam Abdel-Rahman, “Resonant LLC Converter: Operation and Design”, septiembre de 2012, *Infineon Technologies North America*.
- [46] B. Hauke, “Basic Calculation of a Buck Converter’s Power Stage”, 2011. [En línea]. Disponible en: www.ti.com
- [47] M. Y. Ke, Y. H. Chiu, y C. Y. Wu, “Battery modelling and SOC estimation of a LiFePO4 battery”, en *Proceedings - 2016 IEEE International Symposium on Computer, Consumer and Control, IS3C 2016*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., ago. 2016, pp. 208–211. doi: 10.1109/IS3C.2016.63.
- [48] Nick Seghers, “LiFePO4 Voltage Charts (1 Cell, 12V, 24V, 48V)”, Clever Solar Power. Accedido: 15 de enero de 2025. [En línea]. Disponible en: <https://cleversolarpower.com/lifepo4-voltage-chart/>

