

Diseño de un cargador rápido de baterías para vehículos eléctricos enchufables en el punto de conexión común de la red de distribución de energía eléctrica

Design of a rapid plug in battery charger for electric vehicles at the common connection point of the electrical power distribution network

Carlos Orellana Uguña^{#1}, Luis González Morales^{*2}, Karla Verdugo^{#3}

[#] Instituto Superior Tecnológico Luis Rogerio González, Tecnología Superior en Electricidad
 Azogues – Ecuador

¹ mauricio.orellana@insteclrg.edu.ec

³ karla.verdugo@insteclrg.edu.ec

^{*} Universidad de Cuenca, Departamento de Electrónica
 Cuenca - Ecuador

² luis.gonzalez@ucuenca.edu.ec

Recibido: 03/06/22; Aceptado: 21/11/22

Resumen—Este artículo presenta aspectos técnicos relacionados con el diseño de estaciones de carga rápida de vehículos eléctricos livianos menores a 1,5 toneladas, pertenecientes al nivel 3 y modo de carga 4 en corriente continua según la norma EN 61851, en el marco del estándar IEEE ST 2030.1.1-2020, IEEE Std 1547-2018 e IEC 61000-3-4. En relación con el diseño de la estación de carga este artículo abarca únicamente lo relacionado al manejo de la energía “sistema de conversión de energía”, que incluye los dispositivos de procesamiento de energía (semiconductores, filtros de línea, elementos pasivos).

Palabras clave: batería; convertidor de potencia CA/CC; convertidor de potencia CC/CA; filtro armónico (LCL).

Abstract— This article shows technical aspects related to the design of fast charging stations for light electrical vehicles under 1,5 tons, belonging at level 3 and mode 4 of DC charging according to EN 61851, within the framework of IEEE ST 2030.1.1-2022 standard, , IEEE Std 1547-2018 and IEC 61000-3-4. In relation to the design of the charging station the article only covers the energy management “energy conversion system”, which includes energy processing devices (semiconductors, line filters and passive elements).

Keywords: battery; AC/DC power converters; DC/AC power converters; harmonic filter (LCL).

I. INTRODUCCIÓN

En el marco regulatorio asociado a las estaciones de carga de vehículos eléctricos existe una serie de normativas internacionales detalladas en [1], donde se destacan la IEC 61851 y 62196 que están relacionadas con los sistemas de carga de los vehículos eléctricos y conectores respectivamente junto al estándar IEEE ST 2030.1.1TM-2022 explicado en [2].

El estándar explicado en [2] menciona las características importantes en lo que respecta a la conversión de energía aplicado al modo de carga 4, la cual recomienda que el rendimiento energético sea superior al 90 %, con una tensión de salida entre $50 V_{cc} - 500 V_{cc}$, corriente entre 0 A - 125 A y un factor de potencia superior al 0,95 operando a potencia nominal. Específicamente este estándar no refleja la potencia nominal de la estación de carga rápida, sin embargo, estaciones de cargas rápidas comerciales como es el caso de la Terra 53 multi-standard charging station de ABB, permiten hasta 50 kW de potencia en CC y opera con distintos tipos de conectores. De igual modo, el estándar en mención indica el circuito de conversión típico para la estación de carga, en la cual se observa que se cuenta con un conjunto de convertidores de potencia, iniciando con un convertidor CA/CC, que tiene la función de convertir la tensión alterna en continuo. Esta etapa es la encargada de manejar la corriente de entrada con baja distorsión armónica (THD), usualmente se utilizan convertidores con sistemas de corrección de factor de potencia (PFC). A continuación de la etapa rectificadora se acopla un inversor CC/CA que convierte la corriente continua en alterna de alta frecuencia. El estándar IEEE ST 2030.1.1-2022 recomienda el uso de topología de conversión aislada, con esto la estación de carga contará con doble aislamiento galvánico, conformado por el transformador del sistema eléctrico de distribución y el transformador conectado después de la etapa CC/CA. Este aspecto tiene una importancia destacada para efectos de seguridad ya que contribuye a reducir riesgos de descargas eléctricas cuando los usuarios tengan contacto con el vehículo al momento del proceso de carga [3]. A continuación del transformador de aislamiento se indica un convertidor CA/CC, cuya función es rectificar la componente de tensión alterno de alta frecuencia en tensión

continuo con un reducido componente de rizado como se enuncia en el estándar IEEE ST 2030.

Existen diferentes trabajos de investigación que proponen diseños de estaciones de carga como los descritos en [4], [5] y [6] pero no son de carga rápida, pues las potencias de diseño son inferiores a los 50 kW y los tiempos de recarga de las baterías son superiores a 1 hora.

En [7] se propone una topología de estación de carga bidireccional CC/CC de segundo nivel con una potencia y corriente máxima de 20 kW y 90 A respectivamente, con el inconveniente de que el tiempo de recarga de las baterías son superiores a 1 hora [3], además no presenta la topología de diseño del conversor bidireccional CA/CC

En la Fig. 1, se indica la configuración del cargador según el estándar IEEE ST 2030.1.1-2022.

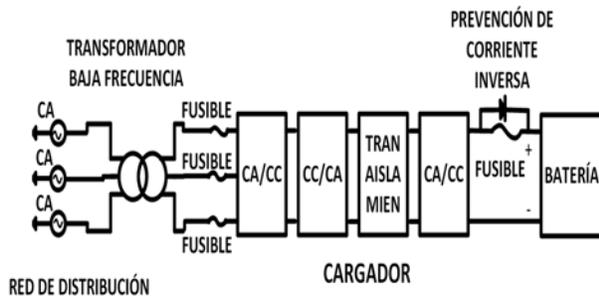


Fig. 1. Configuración típica de un cargador según el estándar IEEE ST 2030.1.1-2022.

Este tipo de topología será utilizado en el presente trabajo de investigación para realizar el diseño de la estación de carga rápida, desde la etapa de filtro del puente rectificador CA/CC hasta la batería del vehículo eléctrico.

El filtro será diseñado para que la máxima distorsión armónica de corriente sea menor o igual al 4 % según lo indicado en el estándar IEEE Std 1547-2018 [8]. De igual manera, el diseño cumplirá con la norma IEC 61000-3-4, el cual establece valores permisibles para la variación nominal de tensión ($\pm 2\%$) y variación de frecuencia ($\pm 0,5\%$).

II. ASPECTOS TÉCNICOS DE DISEÑO EN ESTACIONES DE CARGA RÁPIDA APLICADO A VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

A. Diseño del puente rectificador trifásico controlado (CA/CC).

El convertidor de potencia CA/CC descrito en el estándar IEEE 2030.1.2022 debe cumplir el valor permisible de distorsión armónica de corriente establecido por la IEC 61000-3-4, por lo que, se ha escogido un rectificador trifásico controlado de 2 niveles, indicado en la Fig. 2.

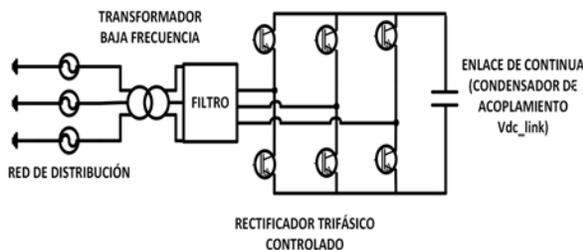


Fig. 2. Puente rectificador trifásico controlado.

Las consideraciones técnicas generales del convertidor se indican en la Tabla I.

TABLA I
CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE LA ENTRADA A LA ESTACIÓN DE CARGA.

Características	Valor
Potencia nominal	50 kW
Tensión línea-línea de la red de distribución	400 Vrms

Para el desarrollo del convertidor de potencia se propone el uso de un convertidor integrado compuesto por transistores de puerta aislada IGBT y diodos en anti paralelo del tipo SKiiP 613 GD123-3DUL V3. Las características de este convertidor son: tensión de polarización inversa de 1200 V_{ca}, corriente nominal de 444 A y frecuencia de conmutación máxima de 15 kHz, aspectos importantes para el diseño del filtro de entrada, condensador de enlace de continua y sistema de control.

En la Fig. 3, se indica el comportamiento de la frecuencia de conmutación en función de la temperatura de operación del SKiiP 613 GD123-3DUL V3, en la cual se observa que la frecuencia de conmutación disminuye en función al incremento de temperatura ambiente, por ende, el convertidor debe funcionar de manera correcta en temperaturas extremas, por tal motivo se considera utilizar una frecuencia de conmutación de 5 kHz que permite operar bajo condiciones seguras ante temperaturas de 85° C aproximadamente.

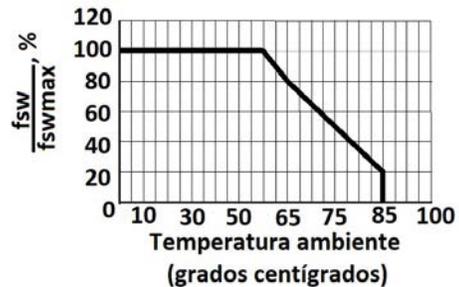


Fig. 3. Comportamiento de la frecuencia de conmutación en función de la temperatura.

B. Condensador de acoplamiento.

Con relación al bus de enlace de corriente continua, uno de los aspectos importantes es el dimensionamiento del condensador de acoplamiento que permite interconectar la etapa rectificadora (CA/CC) con la inversora (CC/CA), calculado mediante la Eq. 1 [9].

$$C \geq \frac{T_{sw}}{2 \cdot \Delta V_{cc}} \cdot i_{cc} \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot ma \right) \quad (1)$$

donde T_{sw} es el período asociado a la frecuencia de conmutación (se definió en 5 kHz en función de la temperatura de 85° C), ΔV_{cc} definido como la tensión de rizado que tendrá el bus de continua, en este tipo de aplicación es habitual definirla en términos porcentuales del valor de la tensión nominal del bus de continua, para ello se considera la ficha técnica del SKiiP 613 GD123-3DUL V3, con un valor igual a 900 V_{cc}, pero por razones de seguridad se fijó en 800 V_{cc}, a partir de este valor lo habitual es

considerar el 1 %, por lo que, el ΔV_{cc} se ha fijado en $8 V_{cc}$, i_{cc} corresponde a la corriente promedio del enlace de continua, esta depende de la potencia y tensión manejada en el bus de continua, ma se refiere al índice de modulación de operación a potencia nominal del rectificador trifásico controlado, calculado mediante la Eq. 2.

$$V_{F-F(rms)} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot ma \cdot V_{cc} \quad (2)$$

donde $V_{F-F(rms)}$ definido como la tensión línea-línea de la red de distribución.

Bajo estas consideraciones, los valores nominales calculados para el enlace de continua se indican en la Tabla II.

TABLA II
CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DE OPERACIÓN DEL RECTIFICADOR CA/CC

Parámetro	Valor
V_{F-F}	400 V_{ca}
V_{cc}	800 V_{cc}
F_{sw}	5 kHz
ma	0,77
ΔV_{cc}	8 V_{cc}
I_{cc}	62,5 A
C	256,8 μF

Para soportar la tensión de 800 V_{cc} y cumplir con el valor de 256,8 μF , los capacitores se conectan en serie – paralelo. Esta configuración permite sobrepasar la capacitancia mínima calculada, con un valor final de 4700 μF .

Esta configuración se indica en la Fig. 4.

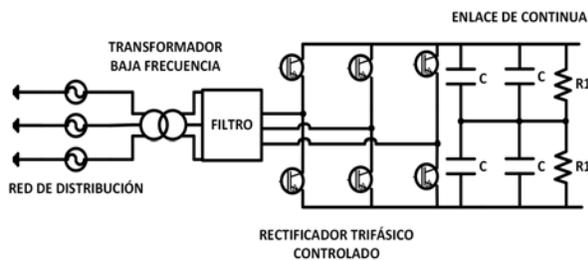


Fig. 4. Puente rectificador trifásico controlado.

En la Fig. 4, se observa en conjunto de resistencias denominadas resistencias de equalización (R_1), asociadas a los capacitores del bus de continua, estas cumplen la función de equiparar la tensión de cada uno de los capacitores de manera que no superen en este caso los 450 V_{cc} . Para el dimensionamiento de R_1 se utiliza el método de análisis estadístico en función al número de capacitores colocados en paralelo, en este caso para el dimensionamiento del equipo se ha seleccionado un valor de 27 k Ω , perteneciente al modelo YP1027KJ de la marca TYCO.

C. Filtro de entrada en el lado de CA de baja y alta frecuencia de modo común

Con el fin de cumplir con la normativa IEC 61000-3-12, en donde se indica los aspectos técnicos sobre la emisión de armónicos en equipos de corriente de línea superior a los 16 A, el presente trabajo de investigación optó por el uso de un filtro trifásico de tipo LCL, indicado en la Fig. 5.

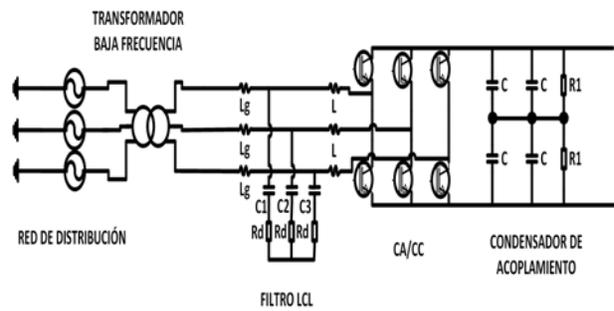


Fig. 5. Configuración del filtro LCL.

El procedimiento utilizado para dimensionar el filtro LCL que se explica en [10], [11] y consiste en:

1) *Cálculo de L*: inductancia asociada a lado del rectificador trifásico controlado, calculado mediante la Eq. 3.

$$L \leq \frac{0,55 \cdot V_{F-F} \cdot ma}{\Delta i_{fase} \cdot f_{sw}} \quad (3)$$

donde Δi_{fase} es la variación máxima deseada en la corriente de línea, en este sentido se ha definido a esta variación como el 5% de la corriente pico operando a potencia nominal, por lo que, $\Delta i_{fase} = 5,3$ A y f_{sw} es la frecuencia de conmutación definida en 5 kHz.

Bajo estas condiciones se obtiene una inductancia igual a $L \leq 0,55$ mH.

2) *Cálculo de Lg*: inductancia asociada al lado de la red de distribución, la cual se calcula mediante la Eq. 4.

$$5 < \frac{L}{L_g} < 10 \quad (4)$$

Con esta ecuación se tiene $55 \mu H \leq L_g \leq 100 \mu H$, por lo que se escoge el valor de $L_g = 80 \mu H$.

3) *Cálculo del condensador C*: determinado entre otros factores por la frecuencia de resonancia del filtro a diseñar, calculada por la Eq. 5.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{L + L_g}{L \cdot L_g \cdot C}} \quad (5)$$

A efectos de la dinámica de control, es necesario definir la frecuencia de resonancia en el rango establecido por $10 \cdot f_{red} < f_0 < 0,5 \cdot f_{sw}$. Bajo este criterio se ha definido la frecuencia de resonancia del filtro LCL en $f_0 = 1,2$ kHz.

Una vez definido los valores de L_g , L y f_0 se procede a utilizar la Eq. 5, para calcular el valor del condensador, resultando $C = 251,87 \mu F$.

En la Fig. 5, se observa resistencias en serie con los capacitores denominadas resistencias de amortiguamiento (R_d), a fin de reducir el efecto de la resonancia del filtro, para obtener su valor es común dimensionarlas mediante la Eq. 6.

$$R_d = \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot C} \quad (6)$$

Para el cálculo de la corriente que debe soportar la resistencia de amortiguamiento se utiliza la Eq. 7.

$$i_f > \frac{380/\sqrt{3}}{1/2 \cdot \pi \cdot f_{red} \cdot C} \quad (7)$$

donde i_f es la corriente que circula por la resistencia de amortiguamiento y f_{red} es la frecuencia de la red (60 Hz).

Aplicando la Eq. 6 y Eq. 7, resulta $R_d = 0,17 \Omega$ e $i_f > 20,67$ A.

D. Dimensionamiento del condensador de amortiguamiento (Cs) en el puente rectificador trifásico controlado.

Debido a las imperfecciones relacionadas con las inductancias parásitas presentes en el bus de continua, se pueden presentar dinámicas en la tensión, en los extremos colector - emisor de los transistores que superen los máximos dados por el fabricante, para evitar estos inconvenientes existen capacitores que ayudan a suprimir las sobretensiones, para este objetivo se utiliza capacitores de $0,47 \mu F$ de acuerdo con las recomendaciones prácticas de Technical Explanation SKiiP 3 V3, como se indica en la Fig. 6.

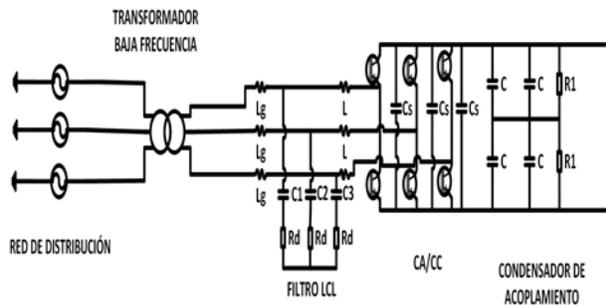


Fig. 6. Ubicación del capacitor de amortiguamiento.

E. Sistema de control del puente rectificador trifásico controlado (CA/CC).

El control del rectificador CA/CC puede ser implementado mediante distintas técnicas, sin embargo, en aplicaciones industriales es común utilizar un control PI en el marco de referencia síncrono d-q y modulador PWM, indicado en la Fig. 7.

Para la sintonización del lazo de control de corriente se utiliza lo descrito en control de un sistema de energía basado en volantes de inercia para mitigar los huecos de tensión n el punto de conexión común, que utiliza la Eq. 8 [12].

$$\frac{\tilde{i}_{d(s)}}{\tilde{d}_{d(s)}} = \frac{\tilde{i}_{q(s)}}{\tilde{d}_{q(s)}} = \frac{V_0}{L \cdot s + R_x} \quad (8)$$

donde V_0 es la tensión del bus de continua, L es la inductancia de entrada del filtro LCL, R_x está asociado a las pérdidas de los elementos pasivos y semiconductores en el convertidor y s es la transformada de Laplace [12].

De igual manera, se cumplen las ecuaciones de los balances de energía asociadas a los capacitores del bus de continua que se representan mediante las Eqs. 9 y 10 [12].

$$\frac{V_{DC_link}}{\tilde{i}_q} = \frac{D_q}{C \cdot s + \frac{I_0}{V_{DC_link}}} \quad (9)$$

$$D_q = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{f-n}}{V_{DC_link}} \quad (10)$$

donde D_q es el índice de modulación, C es la capacitancia total de los capacitores que conforman el bus de continua, I_0 es la corriente que circula desde el puente rectificador hacia el bus de continua, $V_{dc-link}$ es la tensión del bus de continua, s es el operador de Laplace [12].

La sintonización de los PI para los diferentes lazos de control se realiza por asignación de polos y ceros, considerando lo siguiente:[12]:

- La frecuencia de conmutación en este trabajo se ha fijado en 5 kHz, lo que limita las dinámicas de los lazos de corriente, dado que para frecuencias superiores a $f_{sw} / 2 = 2,5$ kHz, la técnica del modelado pierde validez.
- A partir de la frecuencia de sintonización del PI para el lazo de corriente, se debe sintonizar una década a partir de dicha frecuencia para los lazos restantes de control.
- El margen de fase del diagrama de Bode tiene que ser mayor o igual a 60° eléctricos.
- El margen de ganancia mayor o igual a 7dB.

Considerando estos aspectos, los parámetros del controlador PI son: lazo de corriente, $k_p = 0,00944$ y $k_i = 0,34276$, y lazo de tensión, $k_p = 9,066$ y $k_i = 332,99$.

F. Diseño del inversor CC/CA.

Los convertidores de potencia CC/CA son una parte importante dentro de las fuentes de poder conmutadas y pueden clasificarse en aisladas y no aisladas. Dentro de las aisladas son populares las convertidores forward, flyback, half-bridge y full-bridge. En especial, el convertidor full-bridge o puente completo se destaca por su operación simétrica en el transformador de aislamiento y su gran capacidad de potencia sin operar en la región de saturación magnética.

Existen distintas técnicas de modulación para los convertidores CC/CA de puente completo, uno de ellos es la modulación por desplazamiento de fase y modulación PWM.

La Fig. 8, indica el esquema clásico del convertidor CC/CA puente completo.

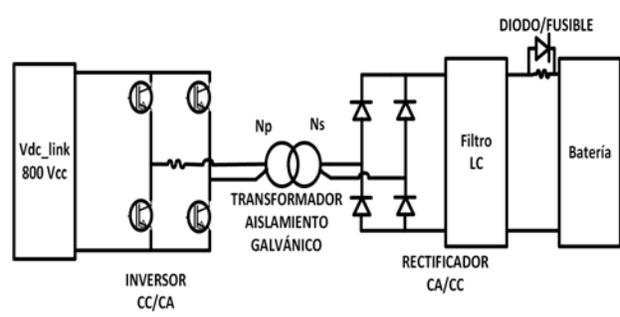


Fig. 8. Inversor CC/CA, puente completo.

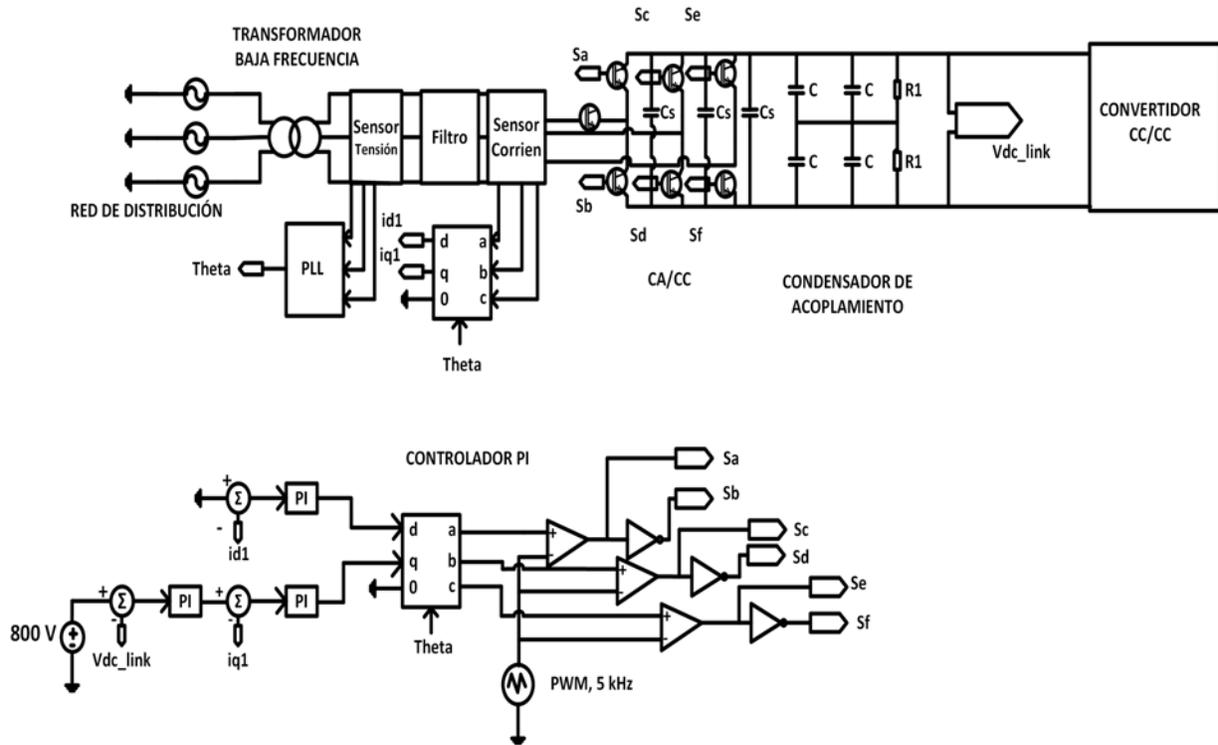


Fig.7. Lazo de control del puente rectificador trifásico controlado

En la Tabla III, se indican las características importantes del convertidor CC/CA.

TABLA III.
CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL RECTIFICADOR CC/CA.

Parámetro	Valor
$P_{nominal}$	50 kW
V_{cc}	800 V
F_{sw}	25 kHz
V_{salida}	200 Vca – 500 Vca
I_{salida}	0 A – 125 A

G. Dimensionamiento de la relación de transformación (transformador de aislamiento galvánico).

Uno de los componentes principales en el convertidor puente completo es el transformador de aislamiento, para efecto de su dimensionamiento se utiliza las consideraciones técnicas presentadas en [13].

Mediante la Eq. 11, se calcula la relación de transformación.

$$V_{salida} = V_{cc} \cdot N \cdot D_{eff} \tag{11}$$

donde N es la relación de transformación, V_{salida} según el estándar IEEE 2030 es la tensión de salida del convertidor CC/CA con un valor igual al de la Tabla III, V_{cc} es la tensión del bus de continua, D_{eff} es el ciclo de carga efectiva, para la selección del mismo se considera un rango entre $0,8 < D_{eff} < 0,9$, bajo esta consideración se ha definido $D_{eff} = 0,85$.

Con estos valores, la relación de transformación es igual a $N = 0,6617$.

Una vez calculada la relación de transformación es importante determinar los aspectos técnicos de construcción de mayor interés, los cuales son: tipo de núcleo a utilizar, número de vueltas para cada devanado y tamaño de la sección de cobre que es necesario para la circulación de corriente sin que presente sobre calentamiento por las pérdidas de energía. En este sentido, la Eq. 12 representa la relación de espiras del devanado primario en función de los parámetros de importancia del circuito y el núcleo a utilizar.

$$N_p = \frac{V_{cc} \cdot D_{eff}}{2 \cdot A_{fe} \cdot B_{max} \cdot f_{sw}} \tag{12}$$

donde N_p es el número de espiras primarias del transformador, A_{fe} representa el área efectiva en el hierro del núcleo (dada por el fabricante), B_{max} representa la densidad de flujo (dada por el fabricante).

Para el diseño se recomienda el uso del núcleo de la serie VITROPERM 500 F del fabricante VACUUMSCHMELZE (VAC), cuya ficha técnica indica lo siguiente: $A_{fe} = 4,75 \text{ cm}^2$, $B_{max} = 1,1 \text{ T}$, sin embargo, este flujo está limitado por la aplicación fijándola a un 30% del valor nominal, resultando $B_{max} = 0,4 \text{ T}$.

Si se utilizan dos núcleos colocados como pila, la sección equivalente se incrementa a $2 * 4,75 \text{ cm}^2$, a una frecuencia de conmutación de $f_{sw} = 25 \text{ kHz}$.

Aplicando la Eq. 12, se obtiene $N_p = 17,89$ aproximando a 18 vueltas, considerando $N = 0,6617$ se procede a calcular el número de espiras secundarias, $N_s = 12$ vueltas.

Para el cálculo de la inductancia de fuga asociada al transformador se utiliza la consideraciones técnica presentada en [14] conjuntamente con la Eq. 13.

$$L_{lk} = \frac{N \cdot V_{cc} \cdot (1 - D_{eff})}{4 \cdot I_{salida} \cdot F_{sw}} \quad (13)$$

donde L_{lk} es la inductancia de fugas asociadas al transformador, I_{salida} es la corriente de salida a potencia nominal.

Con estos valores, la inductancia de fuga es igual a $L_{lk} = 6,633 \mu H$.

H. Dimensionamiento del filtro LC.

La peor condición de funcionamiento para el efecto del rizado de la corriente en el filtro de salida ocurre en la corriente nominal de 125 A, por lo que, la inductancia se debe calcular en función de ese valor.

Para el cálculo de la inductancia se utiliza la Eq. 14.

$$L > \frac{\Delta V \cdot \Delta t}{\Delta I} \quad (14)$$

donde ΔV es la variación de tensión, calculada mediante la Eq. 15, Δt es la variación de tiempo, calculada mediante la Eq. 16 y ΔI es la corriente pico al doble de la frecuencia de conmutación definida como 2 veces la corriente nominal de salida.

Para el cálculo de la variación de tensión (ΔV) se utiliza la Eq. 15.

$$\Delta V = V_{cc} \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot D_{eff} - V_{salida_minimo} \quad (15)$$

donde V_{salida_minimo} es la tensión mínima de salida igual a $450 V_{ca}$.

Al calcular la Eq. 15 y Eq. 16, el valor de la inductancia resulta $L > 23,3 \mu H$.

Para el cálculo del capacitor de salida se considera la misma condición establecida en la magnitud de rizado de corriente del inductor de salida y la Eq. 17.

$$\Delta V_{cc} = \frac{\Delta t \cdot \Delta I / 2}{C} \quad (17)$$

donde C es el capacitor de salida, ΔV_{cc} es el rizado máximo de tensión cuando opera a máxima corriente de salida, establecido como $\Delta V_{cc} = 500 * 0,5\% = 2,5 V$ y Δt es la variación de tiempo de carga del capacitor, establecido en $\Delta t = 1 / 4 * f_{sw}$.

Al aplicar estos valores resulta $C > 500 \mu F$.

Para cumplir el valor del capacitor se recomienda colocar cuatro condensadores en serie - paralelo. Los capacitores recomendados tienen una capacidad de $10000 \mu F$. Es importante destacar que estos capacitores presentan una resistencia equivalente serie de $15 m\Omega$, representados como R_1 .

En la Fig. 9, se indica el modelo de simulación del filtro LC.

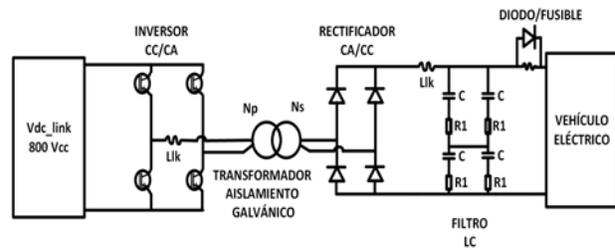


Fig. 9. Modelo de filtro LC.

I. Control del inversor CC/CA.

La etapa del sistema de procesamiento de energía para la carga de los vehículos eléctricos recae sobre la gestión de control en el inversor CC/CA, para ello es necesario modelar el tipo de batería, en este sentido se optó el modelo llamado freedom car descrito en [15], indicado en la Fig. 10.

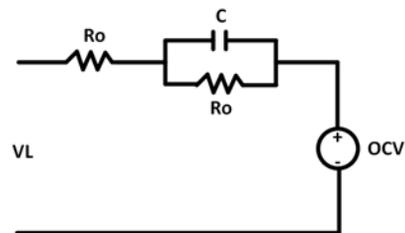


Fig. 10. Modelo de la batería de Freedom CAR.

En la Fig. 10, V_L es la tensión en el terminal de la batería, R_p es la resistencia de polarización interna de la batería, R_o es la resistencia óhmica interna de la batería, C es la capacidad de la batería en Ah y OCV es la tensión ideal de la batería [15].

Para calcular V_L , R_p , R_o y C , en el presente trabajo de investigación se realizaron pruebas a una batería tipo 3, a un nivel de tensión de $3,3 V_{cc}$ con 6-7 celdas.

Los datos registrados se encuentran en la Tabla IV.

TABLA IV. RESISTENCIAS INTERNAS PARA 6-7 CELDAS.

Tensión (V _{cc})	Resistencia	Resistencia (mΩ)	Capacidad (Ah)	Modelo
3,3	R _p	1,8	10	Batería ion-litio, tipo 3
	R _o	5,1		

A partir de los datos de la Tabla IV, se realiza un reajuste debido a que el nivel de tensión de salida del modelo planteado para la carga de la batería es de $450 V_{cc}$.

Los reajustes de los valores se indica en la Tabla V.

TABLA V. RESISTENCIAS INTERNAS.

Tensión (V _{cc})	Resistencia	Resistencia (mΩ)	Capacidad (Ah)	Modelo
450	R _p	212	1405	Batería

	R _o	716		ion-litio, tipo 3
--	----------------	-----	--	-------------------

Los procesos de carga de las baterías de los vehículos eléctricos están sujetos a dos modos de operación, los cuales son: modo de corriente constante (CC) y modo de tensión constante (CV), descritos a continuación:

- 1) *Modo CC*: bajo este modo de carga, el convertidor de potencia inyecta una corriente constante a la batería siempre que no se alcance la tensión nominal de carga, bajo esta consideración la norma IEEE 2030 establece una corriente máxima de 125 A. Este modo de carga es utilizado en el presente trabajo.
- 2) *Modo CT*: también llamado de absorción, el convertidor de potencia inyecta una corriente variable a la batería, hasta que la tensión alcance su valor nominal.

Para determinar el modelo del lazo de control de corriente del inversor CC/CA se utiliza la Fig. 11.

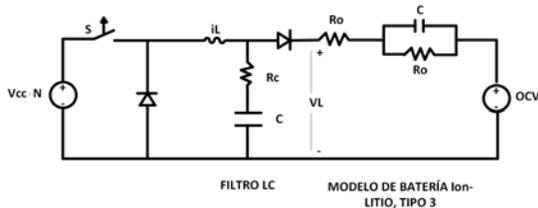


Fig. 11. Circuito equivalente de conversión de energía.

De la Fig. 11, se obtiene la Eq. 11.

$$\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}} = \frac{V_{cc} \cdot N}{Ls + Z_{eqv}} \quad (11)$$

donde $\frac{\tilde{i}_L}{\tilde{d}}$ es la función de transferencia que relaciona a la corriente que circula por el inductor con respecto al ciclo de trabajo, V_{cc} es el nivel de tensión de entrada, L es la inductancia del filtro LC, s es el operador de la transformada de Laplace, N constante y Z_{eqv} es la impedancia equivalente definida por la Eq. 12.

$$Z_{eqv} = \frac{\left(R_c + \frac{1}{C \cdot s} \right) \cdot \left(R_0 + \frac{R_p}{R_p \cdot C \cdot s + 1} \right)}{\left(R_c + \frac{1}{C \cdot s} \right) + \left(R_0 + \frac{R_p}{R_p \cdot C \cdot s + 1} \right)} \quad (12)$$

donde R_c es la resistencia equivalente del capacitor del filtro LC.

Una vez calculada la función de transferencia que relaciona la corriente del inductor y el ciclo de trabajo, es posible diseñar el lazo de control. El método utilizado se basa en la asignación de polos y ceros, considerando lo siguiente:

- La frecuencia se debe ajustar a la mitad de la frecuencia de conmutación. E
En esta aplicación se ha fijado la frecuencia de corte en 9 kHz.

Con esta consideración, el controlador PI del lazo de corriente posee un $k_p = 0,002177$ y $k_i = 4,3559$.

Finalizado el lazo de control de corriente en la carga de la batería se procede a establecer un sistema de control para manejar la carga bajo el control de tensión, para esto se establece un control en cascada mediante el diagrama de bloque indicado en la Fig. 12.

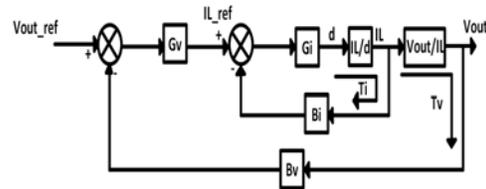


Fig. 12. Diagrama de bloques, lazo de control de tensión.

donde B_i es la ganancia asociada al censado de la corriente con valor unitario, B_v es la ganancia asociada al censado de la tensión con valor unitario, G_v y G_i son las funciones de transferencia de los controladores PI del lazo de tensión y corriente respectivamente, V_{out} / I_L representa la función de transferencia de la tensión de salida en función de la corriente que circula por el inductor (calculada mediante la Eq. 13).

$$\frac{V_{salida}}{I_L} = Z_{eqv} \quad (13)$$

Con esta consideración, el controlador PI del lazo de tensión posee un $k_p = 5,57$ y $k_i = 14290$.

En la Fig. 13, se indica el modelo de control del inversor CC/CA.

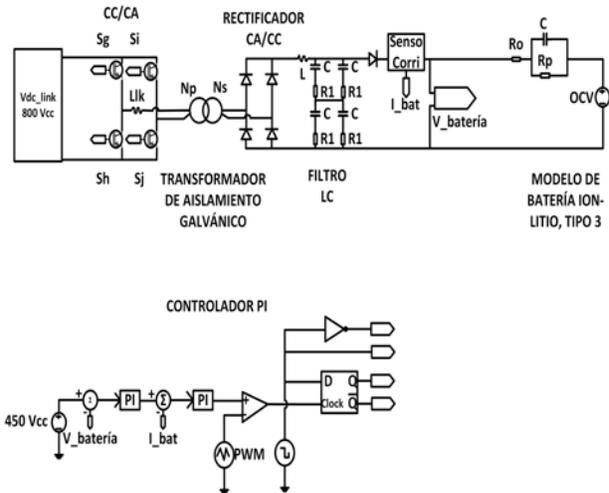


Fig. 13. Modelo de control DC/AC.

La Fig. 14, indica el modelo completo del cargador conformado por la red eléctrica de distribución (incluido el transformador de la red eléctrica de distribución), filtro LCL para disminuir los armónicos del puente rectificador, lazo de control de tensión y corriente del inversor CA/CC y CC/CA, transformador de aislamiento galvánico, puente de diodos (CA/CC), filtro LC y batería tipo 3 de Ion – Litio.

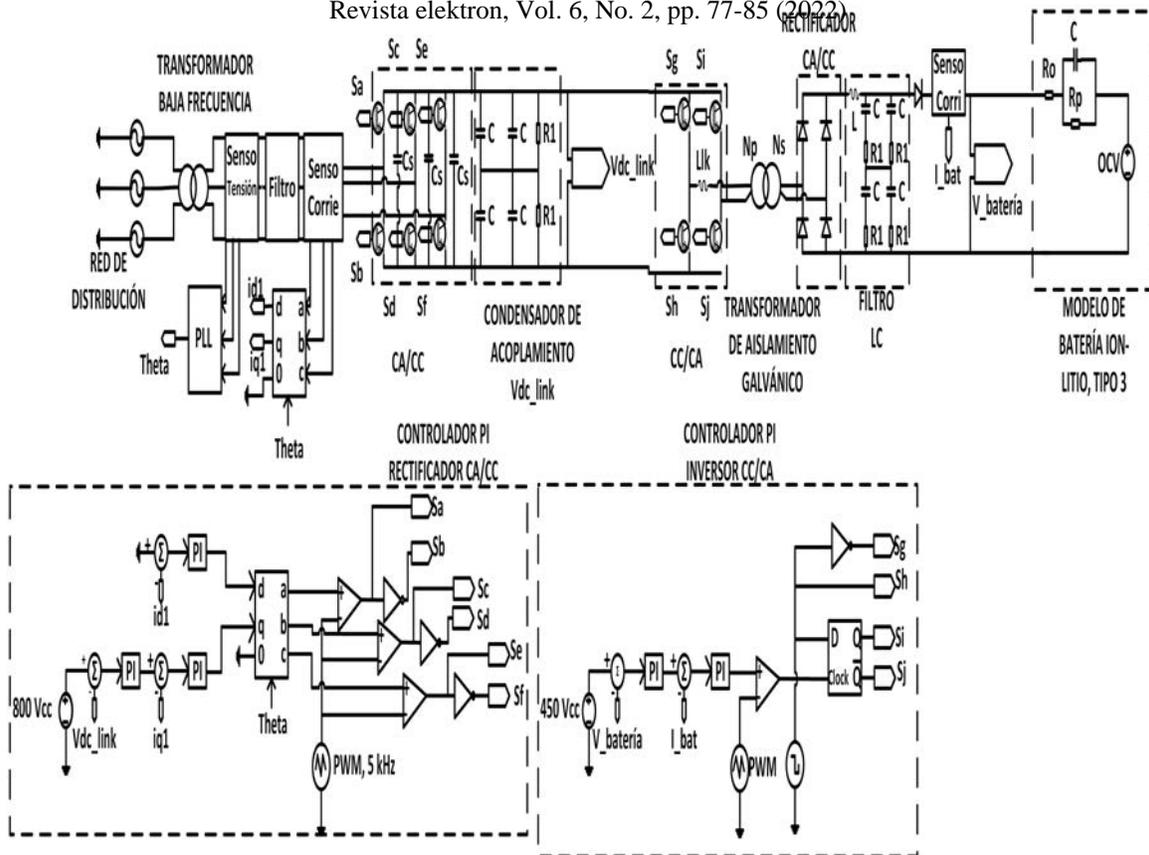


Fig. 14. Modelo completo del cargador de baterías

III. RESULTADOS.

Una vez desarrollado el sistema de control a corriente constante de la estación de recarga, se procede a comprobar el correcto funcionamiento del lazo de control de tensión del enlace de continua, como se indica en la Fig. 15.

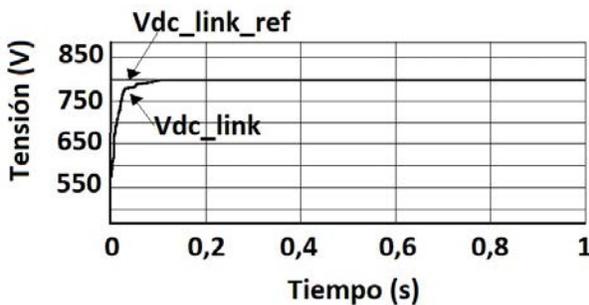


Fig. 15. Lazo de control de tensión del enlace de continua.

Al observar la Fig. 15, se comprueba que el tiempo de estabilización para que el bus de continua (V_{dc_link}) alcance el nivel de tensión de referencia ($V_{dc_link_ref}$) es de $800 V_{cc}$ es de 0,12 segundos.

En la Fig. 16, se indica el comportamiento de la batería bajo un estado de carga inicial del 15% (SOC) perteneciente a un nivel de tensión inicial de la batería de $350 V_{cc}$ y un estado final de 100 % perteneciente a un nivel de tensión final de $412 V_{cc}$.

En la misma Fig. 16, se observa el modo CC, debido a que se inyecta una corriente constante de 125 A hasta que el nivel de tensión de la batería alcance su valor de referencia

en un tiempo de 3,8 segundos, después de eso tiempo la corriente disminuye paulatinamente a 0 A, pues la batería alcanzó los $412 V_{cc}$.

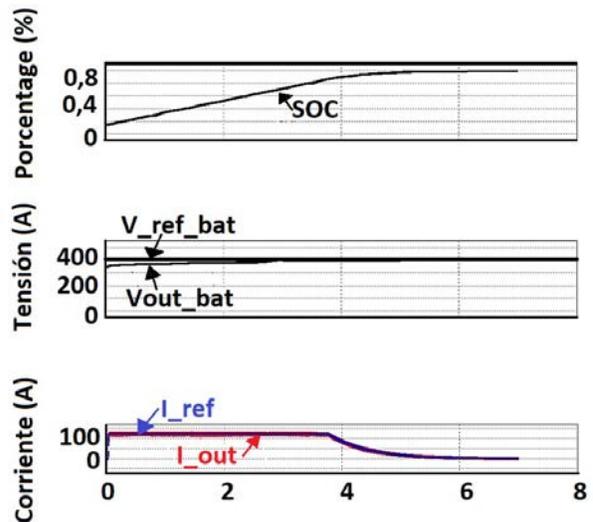


Fig. 16. Comportamiento de la carga de la batería.

La potencia entregada por el puente CC/CA hacia la batería es de 50 KW, como se puede apreciar en la Fig. 17. En la misma Fig. se observa que en 3, 8 segundos cuando la batería alcanza su nivel de tensión nominal de carga la potencia entregada por el puente CC/CA empieza a decaer hasta un valor de 0 W.

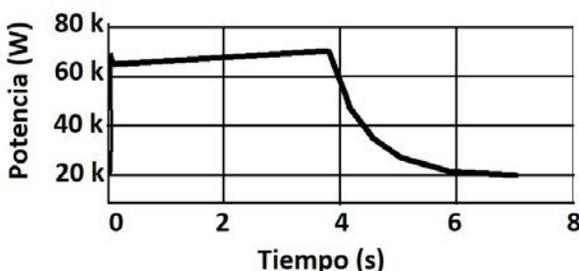


Fig. 17. Potencia entrega del inversor CC/CA hacia la batería.

Además, se puede mencionar que el diseño del filtro LCL cumple con lo establecido en la norma IEC 61000-3-12 e IEEE Std 1547-2018, cuyo valor de THD es de 2%.

IV. CONCLUSIONES.

Una vez desarrollado el estudio técnico sobre el diseño del sistema de procesamiento de energía aplicado a estaciones de carga rápida en vehículos eléctricos y considerando como referencia el estándar IEEE ST 2030.1.1-2022, se determinó el uso de una topología aislada, que consiste en un rectificador trifásico controlado de 2 niveles como elemento de conversión de energía CA/CC, bus de enlace de continua y un convertidor CC/CA puente completo como elemento de aislamiento. En función de este diseño, la distorsión armónica cumple con la normativa sobre emisión de armónicos, lo que desde el punto de calidad de energía no representan problema alguno sobre el sistema de distribución.

El modo de carga para las baterías mediante la corriente constante aplicada en el presente trabajo de investigación funcionó de forma correcta, pues permitió inyectar una corriente de 125 A establecido en la norma IEEE 2030, hasta alcanzar el nivel de tensión nominal de las baterías con una eficiencia del 90%.

El modelo de cargador de batería es aplicable solo al tipo 3 ion-litio, pues los parámetros utilizados para modelar la misma, permite calcular el controlador PI del lazo de tensión y corriente del puente CC/CA, por ende, en el caso de querer aplicar a las baterías tipo 1 y 2 se debe volver a modelar la batería y a recalcular los parámetros del PI.

El controlador PI del lazo de tensión y corriente del puente rectificador trifásico controlado presenta la ventaja de que no depende del tipo de batería a ser cargada.

Una ventaja que presenta el lazo de tensión de la salida del inversor CC/CA, es que permite cargar todo tipo de baterías solo modificando el nivel de tensión de referencia.

REFERENCIAS.

- [1] P. G. Pereirinha y J. P. Trovão, "Standardization in Electric Vehicles", p. 5.
- [2] "IEEE Standard for Technical Specifications of a DC Quick and Bidirectional Charger for Use with Electric Vehicles," in *IEEE Std 2030.1.1-2021 (Revision of IEEE Std 2030.1.1-2015)*, vol., no., pp.1-147, 18 Feb. 2022, doi: 10.1109/IEEEESTD.2022.9714435.
- [3] M. Yilmaz y P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n.o 5, pp. 2151-2169, may 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2212917.
- [4] H. N. de Melo, J. P. F. Trovao, P. G. Pereirinha, H. M. Jorge, y C. H. Antunes, "A Controllable Bidirectional Battery Charger for Electric

Vehicles with Vehicle-to-Grid Capability", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 67, n.o 1, pp. 114-123, ene. 2018, doi: 10.1109/TVT.2017.2774189.

- [5] Wei Guo, H. Bai, G. Szatmari-Voicu, A. Taylor, J. Patterson, y J. Kane, "A 10kW 97%-efficiency LLC resonant DC/DC converter with wide range of output voltage for the battery chargers in Plug-in Hybrid Electric Vehicles", en 2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Dearborn, MI, USA, jun. 2012, pp. 1-4. doi: 10.1109/ITEC.2012.6243457.
- [6] N. Sakr, A. Fernandez Sanchez, D. Sadarnac, y A. Gascher, "A combined switched reluctance motor drive and battery charger for electric vehicles", en *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama, nov. 2015, pp. 001770-001775. doi: 10.1109/IECON.2015.7392357.
- [7] A. H. AlMarzoogee y A. H. Mohammed, "Design a Bidirectional DC/DC Converter for Second-Level Electric Vehicle Bidirectional Charger", en 2020 4th International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT), Istanbul, Turkey, oct. 2020, pp. 1-3. doi: 10.1109/ISMSIT50672.2020.9254306.
- [8] "IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces", IEEE. doi: 10.1109/IEEEESTD.2018.8332112.
- [9] A. Carlsson, "The back to back converter: control and design", Dept. of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund Institute of Technology (Industriell elektroteknik och automation, Lunds tekniska högsk.), Lund, 1998.
- [10] G. E. M. Ruiz, N. Munoz, y J. B. Cano, "Modeling, analysis and design procedure of LCL filter for grid connected converters", en 2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), Bogota, Colombia, jun. 2015, pp. 1-6. doi: 10.1109/PEPQA.2015.7168215.
- [11] 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.o 5, pp. 1281-1291, sep. 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.853373.
- [12] C. M. Orellana Uguña y L. Gerardo González morales, "Control de un sistema de energía basado en supercondensadores para mitigar los huecos de tensión en el punto de conexión común", *ACI Av. En Cienc. E Ing.*, vol. 12, n.o 1, p. 15, jul. 2020, doi: 10.18272/aci.v12i1.960.
- [13] N. George, E. Sebastian, R. George, y P. G. Scholar, "Practical Evaluation of a Full-Bridge Phase-Shift-Modulated ZVS DC-DC Converter", vol. 3, n.o 5, p. 7.
- [14] F. ordry y A. Dupaquier, "Full Range ZVS Phase Shifted Power Converter with Poles", *European Organization for Nuclear Research*, vol. F, pp. 1-7, 15 de diciembre de 1998.
- [15] H. Culcu, B. Verbrugge, N. Omar, P. Van Den Bossche, y J. Van Mierlo, "Internal resistance of cells of lithium battery modules with FreedomCAR model", *World Electr. Veh. J.*, vol. 3, n.o 4, pp. 702-710, dic. 2009, doi: 10.3390/wevj3040702.