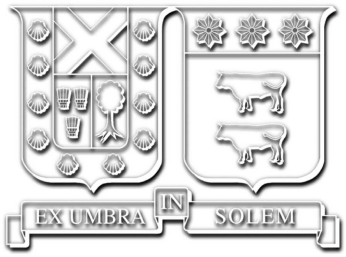
Universidad Técnica Federico Santa María
Departamento de Ingeniería Eléctrica
Valparaíso, Chile



Análisis de la factibilidad de realizar carga vehicular lenta utilizando un inversor comercial y paneles solares

Fernanda Jesús Pandelara Elgueta

2026

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniera Electricista
Profesor Guía:
Dra. Margarita Norambuena (UTFSM)

Profesor Correferente:
Dr. Pablo Lezana (UTFSM)

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

Valparaíso, junio, 2026.

CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

Tipo de monografía (marcar una opción): ☑ Memoria o trabajo de título ☐ Tesis de Postgrado

Título del trabajo: Análisis de factibilidad de realizar carga vehicular lenta utilizando un inversor comercial y paneles solares

Nombre del candidato(a): Fernanda Jesús Pandelara Elgueta

Carrera / Grado: Ingeniería Eléctrica

Campus: Casa Central **Departamento:** Departamento de Ingeniería Eléctrica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, Margarita Norambuena Valdivia, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

- He revisado esta versión del documento y corresponde a la versión final aprobada del trabajo.
- El trabajo cumple con los requisitos académicos y de formato establecidos por la institución.

3.- EVALUACIÓN DE CONFIDENCIALIDAD POR PROPIEDAD INDUSTRIAL (marcar una opción)

☑ El trabajo **NO contiene** información que amerite confidencialidad y puede ser publicado de inmediato en repositorio con acceso abierto.

☐ El trabajo **CONTIENE** información con potenciales implicancias de propiedad industrial o intelectual y requiere un periodo de confidencialidad **(embargo)** por **(marcar una opción):**

☐ 6 meses ☐ 12 meses ☐ 2 años ☐ 3 años ☐ 5 años ☐ 10 años

Fundamentación de la necesidad de confidencialidad (obligatorio si se solicita embargo):

_____

_____

_____

4.- FIRMAS

Profesor(a) guía o director(a) de memoria o tesis:

Fecha: 25.06.2026 **Firma:** _____

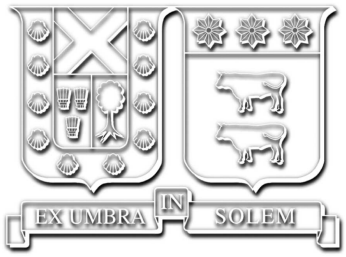
Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 23/06/26 **Firma:** _____

Este formulario debe ser insertado como página 2 de la memoria o tesis, completado y firmado por estudiante y profesor(a) antes de la entrega en portal PRISMA de Biblioteca USM.

Scanned with CamScanner

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



Análisis de la factibilidad de realizar carga vehicular lenta utilizando un inversor comercial y paneles solares

Fernanda Jesús Pandelara Elgueta

2026

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos I

Índice de Figuras III

Índice de Tablas V

Resumen 1

1. Introducción 3
1.1. Contexto y Justificación . . . 3
1.2. Objetivo General . . . 5
1.3. Objetivos Específicos . . . 5

2. Energía Solar y Sistemas Fotovoltaicos 6
2.1. Paneles Fotovoltaicos . . . 6
2.1.1. Modelo del PV . . . 7
2.1.1.a. Parámetros del módulo y arreglo fotovoltaico . . . 9
2.1.2. Estimación de parámetros internos del modelo . . . 9
2.1.3. Caracterización de la Irradiancia . . . 10

3. Convertidores Electrónicos de Potencia 12
3.1. Convertidor DC-DC Elevador (Boost) . . . 14
3.2. Convertidor Puente H . . . 16
3.2.1. Modulación por Ancho de Pulsos . . . 17

4. Estrategias de Control del Inversor 20
4.1. Maximum Power Point Tracker . . . 20
4.1.1. Perturb & Observe . . . 20
4.1.2. Implementación del convertidor Boost y MPPT . . . 22
4.2. Control PI . . . 23
4.2.1. Control PI en cascada . . . 25
4.2.2. Implementación en Tiempo Discreto . . . 27

5. Vehículo Eléctrico 37
5.0.1. Baterías en Vehículos Eléctricos . . . 38

6. Implementación y Resultados **40**
6.1. Modelo del sistema utilizado en simulación 40
6.2. Resultados de la simulación 41
6.2.1. Potencia disponible desde el arreglo fotovoltaico 41
6.2.2. Potencia entregada por el bus DC 43
6.2.3. Tensión y corriente en la carga 45
6.2.4. Potencia entregada a la carga 46
6.2.5. Balance de potencia y eficiencia del sistema 48

7. Resultados y validación experimental **49**
7.0.1. Arreglo PV 49
7.0.2. Inversor utilizado 50
7.0.3. Emulación del bus DC y alimentación del inversor 51
7.0.4. Procedimiento de medición 52
7.1. Resultados experimentales 54
7.1.1. Carga resistiva 54
7.1.2. Potencia entregada por el arreglo fotovoltaico 56
7.1.3. Prueba con carga no lineal (cargador de vehículo eléctrico) 58
7.1.4. Conclusiones del ensayo experimental 60

8. Conclusiones **62**

Apéndices **64**

A. Códigos de las Figuras y Tablas **64**
.1. Código MATLAB para estimación de parámetros del panel fotovoltaico . 64

Bibliografía **67**

Índice de Figuras

1.1. INGEI de Chile: emisiones de GEI totales (kt CO2 eq) por sector, serie 1990-2020 [1]. 3
1.2. Proyección de parque de vehículos livianos 4

2.1. Estructura física de la célula fotovoltaica 6
2.2. Modelo de diodo único de la celda teórica y circuito equivalente de un dispositivo PV práctico 7
2.3. Curva característica I-V y puntos de interés de la celda PV 8
2.4. Curva I–V simulada del arreglo fotovoltaico con puntos característicos. . 10
2.5. Curva de irradiancia simulada en PLECS. 11

3.1. Vista interna del inversor Axpert VP 2000-24: etapa DC-DC solar con convertidor boost interleaved de tres fases (1) y etapa DC-DC de batería con convertidor boost convencional (2), junto a sus topologías circuitales respectivas. 13
3.2. Vista interna del inversor (etapa DC/AC en puente H) y topología del convertidor. 13
3.3. Filtro LC observado dentro del inversor y topología del circuito. 14
3.4. Convertidor elevador 15
3.5. Modo de conducción continua del convertidor elevador 15
3.6. Inversor monofásico en puente H con IGBT-D. 16
3.7. Señal de referencia sinusoidal y portadora triangular 18
3.8. Generación de la señal PWM unipolar a partir de la comparación entre señales moduladoras senoidales y una portadora triangular. 19

4.1. Curvas I-V y P-V del arreglo fotovoltaico para distintos niveles de irradiancia. Los círculos indican el punto de máxima potencia (MPP) para cada condición. 21
4.2. Diagrama de bloques de implementación del MPPT. 21
4.3. Diagrama de flujo del método P&O. 22
4.4. Esquema de PV-Boost implementado en PLECS. 23
4.5. Esquema básico del control PI aplicado a un sistema en lazo cerrado [Elaboración propia]. 23
4.6. Estructura del controlador PI con acción anti-enrollamiento 24
4.7. Circuito del inversor en puente H con puntos de medición de i_{med} y v_{med}. 25
4.8. Estructura general del control PI en cascada aplicado al inversor. 26
4.9. Circunferencia unitaria 28
4.10. Lugar geométrico del lazo de tensión (plano z) con PI. 30
4.11. Lugar geométrico del lazo de corriente (plano z) con PI. 31

4.12. Diagramas de Bode obtenidos para los controladores PI: (a) magnitud del lazo de corriente, (b) fase del lazo de corriente, (c) magnitud del lazo de tensión y (d) fase del lazo de tensión. 32
4.13. Respuestas escalón obtenidas para los controladores PI: (a) lazo de corriente y (b) lazo de tensión. 33
4.14. Seguimiento de referencia del lazo de corriente. 34
4.15. Seguimiento de referencia del lazo de tensión 35
4.16. Respuesta de corriente ante escalón de carga. 35
4.17. Respuesta de tensión ante escalón de carga. 36

5.1. Vehículo eléctrico marca JAC modelo e-JS1. 38
5.2. Entrada de carga del VE, AC a la izquierda y DC a la derecha. 38

6.1. Modelo completo implementado en PLECS. 41
6.2. Potencia instantánea del arreglo FV obtenida mediante simulación. . . . 42
6.3. Curvas I–V y P–V del arreglo FV para $G = 1000$ W/m^2 42
6.4. Curvas I–V y P–V del arreglo FV para $G = 702{,}9$ W/m^2. 43
6.5. Tensión en la batería 44
6.6. Corriente media en la batería 45
6.7. Tensión y corriente medidas en la carga resistiva. 46
6.8. Potencia instantánea entregada a la carga en un intervalo acotado. 47
6.9. Potencia promedio entregada a la carga. 47

7.1. Arreglo fotovoltaico real utilizado en la validación experimental. 50
7.2. Inversor utilizado en el experimento. 50
7.3. Fuente bidireccional programable Chroma 62060D 52
7.4. Esquema del montaje experimental con puntos de medición de las variables eléctricas. 53
7.5. Conexión PV-Chroma-Inversor-Cargador VE-Osciloscopio. 54
7.6. Conexión dPV-Chroma-Inversor-carga R-Osciloscopio. 54
7.7. Tensión y corriente en la carga resistiva conectada al inversor. 55
7.8. Potencia instantánea entregada a la carga resistiva. 56
7.9. Corriente medida en el arreglo fotovoltaico y tensión estimada en el punto de operación. 57
7.10. Potencia instantánea calculada del arreglo fotovoltaico. 57
7.11. Tensión y corrientes durante la carga de vehículo eléctrico con el inversor. 59
7.12. Tensión y corriente del cargador de VE alimentado desde la red eléctrica. 59

Índice de Tablas

2.1. Parámetros eléctricos del panel Voltaic 9W-18V. 9
2.2. Parámetros eléctricos del arreglo fotovoltaico (20 paneles, 2s × 10p). . . . 9
2.3. Irradiancia en Valparaíso para el mes de febrero 10

3.1. Combinaciones de conmutación de interruptores. 17

4.1. Lógica de decisión del algoritmo Perturb and Observe (P&O). 22
4.2. Parámetros para el diseño del control PI. 29
4.3. Parámetros de los controladores PI diseñados para cada lazo. 34

7.1. Especificaciones técnicas del inversor Axpert VP 2000-24 utilizado en la parte experimental. 51
7.2. Características relevantes de la fuente bidireccional Chroma 62000D utilizada en el montaje experimental. 52

Resumen Ejecutivo

El presente trabajo evalúa la factibilidad de realizar carga vehicular lenta utilizando un inversor comercial DC/DC/AC alimentado desde un arreglo fotovoltaico de escala doméstica, sin recurrir a equipamiento especializado ni sistemas de almacenamiento de gran capacidad. El estudio abarca el análisis de la electrónica de potencia involucrada, el diseño e implementación de un modelo de simulación, y la validación experimental del sistema bajo condiciones reales de operación.

Se realizó una inspección física del inversor Axpert VP 2000-24 con el fin de identificar sus topologías internas, verificándose la presencia de un convertidor elevador DC/DC con MPPT integrado y un inversor monofásico en puente H con filtro LC de salida. A partir de este análisis, se desarrolló un modelo eléctrico equivalente implementado en PLECS, que integra el arreglo fotovoltaico modelado mediante el circuito de diodo único, el convertidor boost controlado mediante el algoritmo Perturb & Observe, un bus DC representado por un condensador de alta capacidad ($C = 10$ F, $V_0 = 400$ V) para emular el comportamiento de una batería, y el inversor en puente H con control PI en cascada y modulación PWM unipolar.

Los resultados de simulación confirmaron que el sistema es capaz de entregar 1975,2 W a una carga resistiva equivalente al consumo de un cargador de vehículo eléctrico, con una tensión de salida de 220,36 V_{rms} y un error de regulación inferior al 0,2 %. El balance de potencia arrojó una eficiencia global de 99,88 %. En este escenario, el arreglo fotovoltaico aportó apenas el 5,41 % de la energía total (107,1 W de 1977,5 W), siendo el condensador del bus DC la fuente principal de energía por diseño: la lógica del sistema consiste en transferir la energía solar acumulada en el bus DC hacia la carga a través del inversor, y no en alimentar la carga directamente desde los paneles en tiempo real.

La validación experimental se realizó en dos etapas. Primero, con una carga resistiva conectada a la salida AC del inversor, se obtuvo una tensión sinusoidal estable de 225,88 V_{rms} con baja distorsión y corriente en fase, validando cualitativamente el modelo desarrollado. Sin embargo, la potencia máxima sostenida fue de 966,5 W, inferior a la simulada, debido a que las protecciones internas de subtensión del inversor limitaron la corriente a 4,27 A_{rms} antes de arrojar error. Esta limitación es consecuencia de una diferencia arquitectónica entre ambos escenarios: mientras que la simulación opera con un bus DC de 400 V, el inversor comercial opera con un bus de batería de 24 V, lo que restringe su capacidad de corriente. En cuanto al arreglo fotovoltaico, la potencia medida fue de 119,4 W, coherente con los 114,9 W estimados teóricamente para la irradiancia disponible el día de la prueba ($G \approx 702{,}9$ W/m^2), confirmando la correcta operación del MPPT y la consistencia del modelo de paneles. No obstante, esta potencia representó apenas el 12,4 % de la demanda de la carga, de modo que fue la fuente bidireccional Chroma quien

sostuvo prácticamente la totalidad de la potencia entregada, cumpliendo el mismo rol que el condensador en la simulación.

Luego, se probó el sistema con un cargador real de vehículo eléctrico, observándose que el inversor logró iniciar el proceso de carga, validando la funcionalidad completa de la cadena de conversión propuesta. Sin embargo, se registraron deformaciones periódicas en la tensión de salida asociadas a la saturación dinámica del inversor frente a los picos de corriente demandados por el cargador, evidenciando la limitación del sistema en ausencia de una etapa de almacenamiento robusta en el bus DC.

Los resultados permiten concluir que la factibilidad de realizar carga vehicular lenta con el sistema propuesto es **parcial y condicionada**. Bajo condiciones de carga lineal, el sistema demostró ser capaz de entregar una tensión sinusoidal estable y regulada, validando el modelo de simulación. Sin embargo, el inversor comercial activa sus protecciones antes de alcanzar la potencia nominal de diseño, y esta limitación no se resuelve incrementando el número de paneles solares, ya que su origen es la arquitectura interna del equipo. Para garantizar una operación estable con cargadores reales de vehículos eléctricos, es necesario incorporar una batería real en el bus DC que permita sostener los transitorios de corriente, o bien utilizar un inversor bidireccional con mayor capacidad dinámica diseñado específicamente para aplicaciones de almacenamiento y carga. El presente trabajo delimita con fundamento experimental los requisitos mínimos que debe cumplir un sistema fotovoltaico de carga vehicular de escala doméstica, constituyendo una base sólida para el diseño de soluciones más robustas orientadas a la electromovilidad sustentable.

Capítulo 1

Introducción

1.1. Contexto y Justificación

El sector energético es actualmente el principal responsable de las emisiones de gases de efecto invernadero (GEI) en Chile, concentrando cerca del 75 % del total en el año 2020 [1], como se observa en la figura 1.1. Dentro de este porcentaje, el transporte terrestre aporta un 32,8 %, convirtiéndose en uno de los sectores más críticos a la hora de abordar la mitigación del cambio climático. Esta situación adquiere aún mayor relevancia considerando que el mundo enfrenta un proceso acelerado de calentamiento global, lo que exige la reducción urgente de emisiones para cumplir con los compromisos climáticos internacionales.

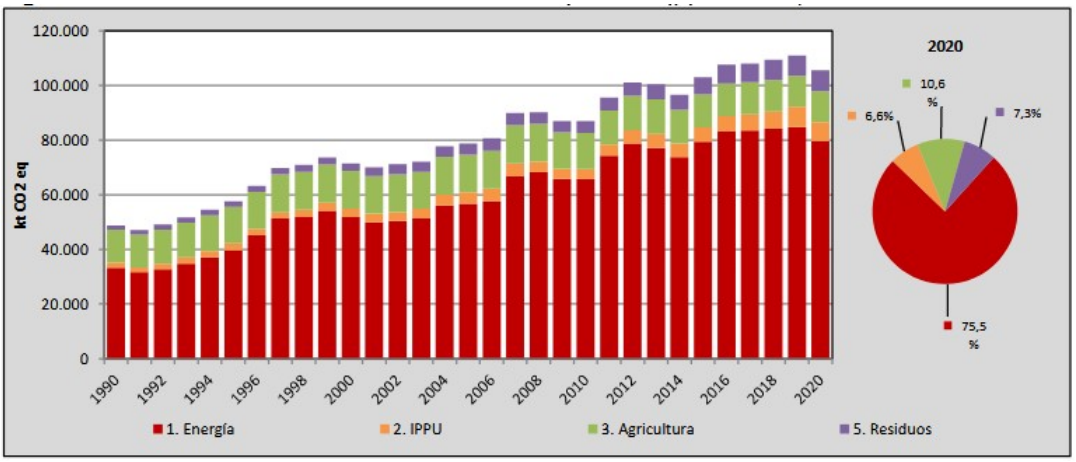


Figura 1.1: INGEI de Chile: emisiones de GEI totales (kt CO2 eq) por sector, serie 1990-2020 [1].

En respuesta a estos desafíos, Chile estableció en 2015 la política energética de largo plazo "Energía 2050" [2], que plantea, entre otros objetivos, una profunda transformación del transporte hacia tecnologías bajas o cero emisiones. Para el año 2050, se proyecta que un 60 % del parque vehicular liviano corresponda a vehículos cero emisiones, lo cual requiere no solo la masificación de los vehículos eléctricos (VE), sino también la disponibilidad de una infraestructura de carga adecuada, accesible y confiable.

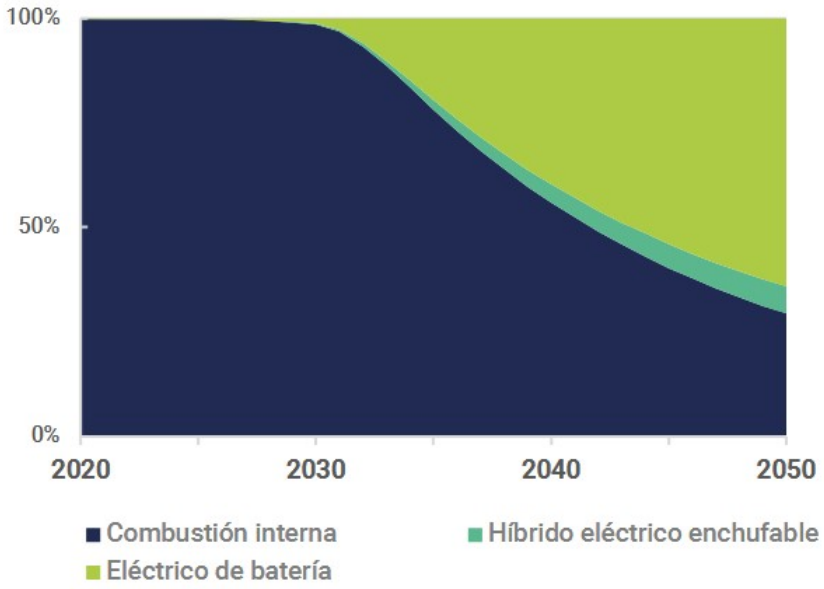


Figura 1.2: Proyección de parque de vehículos livianos[%] [3]

En este contexto, la industria automotriz ha experimentado una transición significativa hacia los VE, como se observa en la figura 1.2, los cuales representan una alternativa más limpia respecto a los motores de combustión interna, dado que no generan emisiones durante su operación. Sin embargo, su adopción masiva enfrenta desafíos importantes: la red de carga aún es limitada, existe variabilidad en tecnologías y estándares disponibles, y se requiere aumentar la capacidad eléctrica en distintos puntos de la red para soportar la demanda asociada a los procesos de carga [4]. Estos factores pueden ralentizar la transición energética si no se desarrollan soluciones tecnológicas eficientes y escalables.

La expansión de la infraestructura de carga es especialmente compleja debido a los altos costos y tiempos de implementación. Instalar nuevas estaciones y reforzar las redes eléctricas (mediante ampliación de líneas, transformadores o equipos de distribución) requiere inversiones significativas y planificación a largo plazo. Por ello, surge la necesidad de alternativas que permitan abastecer la carga de vehículos eléctricos reduciendo el impacto sobre la red eléctrica tradicional.

La energía fotovoltaica (FV), debido a su disponibilidad, modularidad y rápida implementación, es una de las opciones más atractivas para alimentar procesos de carga vehicular. No obstante, la integración directa entre paneles solares y sistemas de carga para VE requiere electrónica de potencia que permita adaptar tensiones, gestionar potencia y garantizar estabilidad. En particular, los inversores monofásicos, junto con convertidores DC-DC y algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT, por su sigla en inglés, *Maximum Power Point Tracker*), cumplen un rol central para habilitar la carga bajo condiciones variables de generación [5, 6].

Dentro de este marco, el presente trabajo estudia la factibilidad de utilizar un inversor comercial DC/DC/AC para realizar carga vehicular lenta directamente desde paneles solares, evaluando su comportamiento tanto en simulación como en un prototipo experimental. A diferencia de propuestas que consideran sistemas fotovoltaicos dimensionados para potencias elevadas o estructuras de almacenamiento de gran capacidad, aquí se ana-

liza el desempeño real de una configuración de escala reducida, conectada a un arreglo FV y a un cargador de VE doméstico mediante su interfaz monofásica.

Este enfoque permite no solo comparar el comportamiento real y simulado, sino también identificar los límites de potencia impuestos por la irradiancia disponible, por la electrónica interna del inversor y por la ausencia de almacenamiento energético intermedio. En conjunto, estos resultados permiten determinar con fundamento la viabilidad de realizar carga vehicular lenta a partir de energía solar mediante equipamiento comercial disponible en el mercado nacional.

1.2. Objetivo General

Comprobar la factibilidad de utilizar un convertidor DC/DC/AC monofásico comercial para cargar un vehículo eléctrico con energía fotovoltaica.

1.3. Objetivos Específicos

1. Analizar topologías de inversores comerciales DC/DC/AC y determinar el modelo eléctrico equivalente.
2. Desarrollar un modelo en PLECS para el inversor DC/AC monofásico del sistema real a implementar.
3. Analizar el desempeño del modelo en simulación para la conexión DC/DC considerando un rastreo MPPT de la potencia de los paneles solares.
4. Analizar el desempeño del modelo en simulación para la conexión DC/AC modelando la parte DC como una batería y la parte AC como un filtro LC para carga del VE implementando un control PI.
5. Analizar el sistema completo en simulación DC/DC/AC, revisar límites de potencia considerando la irradiancia de Valparaíso, para una carga pasiva R que emula la potencia consumida por el VE.
6. Construcción y obtención de datos del prototipo experimental, usando un arreglo de paneles solares y un VE con su conector monofásico y contrastando con una carga pasiva R para validar simulaciones.

Capítulo 2

Energía Solar y Sistemas Fotovoltaicos

2.1. Paneles Fotovoltaicos

Los paneles fotovoltaicos o paneles solares son dispositivos diseñados para convertir la luz solar en energía eléctrica. Estos paneles son un conjunto de células fotovoltaicas, las cuales están compuestas por dos láminas de material semiconductor, siendo el más utilizado el silicio. El principio de funcionamiento de estas células es que los fotones de luz contienen la energía suficiente para liberar electrones del material semiconductor, los cuales se ven atraídos por una diferencia de potencial interna existente en el material, debido a su configuración de dos láminas, una cargada positivamente (p) y la otra negativamente (n), que se observa en la figura 2.1. De esta forma, los electrones son atraídos en un flujo dirigido, creando así una corriente continua en el material, cuya intensidad depende de la irradiancia solar y de la temperatura de operación. Sin embargo, debido a pérdidas internas, las células fotovoltaicas presentan eficiencias relativamente bajas, típicamente cercanas al 15 %. Esto significa que, del total de energía solar incidente sobre la superficie del panel, solo ese porcentaje es convertido en energía eléctrica útil [7].

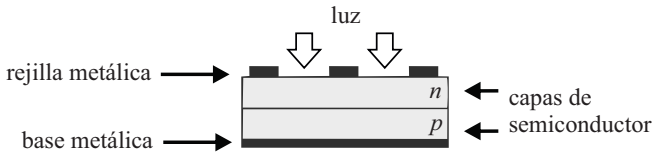


Figura 2.1: Estructura física de la célula fotovoltaica [8].

Las células fotovoltaicas son la unidad básica de conversión fotovoltaica y se conectan eléctricamente en serie y/o en paralelo para formar un módulo fotovoltaico, también conocido como panel solar. La conexión en serie permite obtener tensiones más altas, mientras que la conexión en paralelo incrementa la corriente disponible. A su vez, varios módu-

los pueden conectarse en serie, formando un *string*, lo que permite alcanzar el nivel de tensión requerido. Finalmente, la interconexión de múltiples *string* en paralelo constituye el arreglo fotovoltaico, que representa el sistema generador completo. La disposición de los módulos en el arreglo depende de factores como el espacio disponible, la orientación e inclinación de las superficies de montaje, con el objetivo de maximizar la captación de radiación solar y, por ende, la producción de energía a lo largo del día.

Existen diferentes tipos de paneles solares. Entre estos, los más comunes son:

- Monocristalinos: hechos de un cristal de silicio. Mayor eficiencia pero más costosos.
- Policristalinos: hechos de varios cristales de silicio. Menos eficientes, pero menos costosos que los monocristalinos.
- Capa fina: hechos de materiales semiconductores, como silicio amorfo, aplicados en capas finas sobre una superficie sólida, como vidrio. Poco eficientes pero pueden ser flexibles.

2.1.1. Modelo del PV

Para simular adecuadamente el desempeño de un panel fotovoltaico, es fundamental representar con precisión su respuesta eléctrica bajo distintas condiciones ambientales. En este trabajo se emplea el **modelo de diodo único**, ampliamente utilizado, puesto que ofrece un equilibrio entre simplicidad y precisión [8]. Su circuito equivalente se muestra en la figura 2.2.

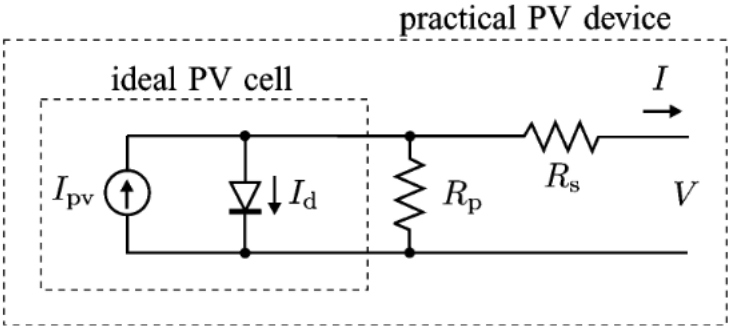


Figura 2.2: Modelo de diodo único de la celda teórica y circuito equivalente de un dispositivo PV práctico, incluyendo resistencias en serie y paralelo [8].

Este modelo consiste en una fuente de corriente dependiente de la irradiancia, un diodo en paralelo y resistencias R_s y R_p que representan las pérdidas conductivas del dispositivo. La relación entre la corriente y la tensión de salida del panel se expresa según la siguiente ecuación:

$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t a} \right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \tag{2.1}$$

Los términos I_{pv}, proporcional a la irradiancia, e I_0, corriente de saturación del diodo, pueden ajustarse considerando variaciones térmicas mediante:

$$I_{pv} = \left[I_{sc} \left(\frac{R_p + R_s}{R_p} \right) + k_i \Delta T \right] \frac{G}{G_n} \tag{2.2}$$

$$I_0 = \frac{I_{sc} + k_i \Delta T}{exp(\frac{V_{oc} + k_v \Delta T}{V_t a}) - 1} \tag{2.3}$$

donde k_i y k_v son los coeficientes térmicos de corriente y tensión, respectivamente. Para módulos de silicio cristalino, estos parámetros suelen tomar valores cercanos a +0,05 %/ºC para k_i y –0,3 %/ºC para k_v [9]. Estos coeficientes permiten modelar la variación de las corrientes y tensiones características del dispositivo con la temperatura, ya que I_{sc} tiende a aumentar levemente y V_{oc} a disminuir de forma casi lineal al incrementarse la temperatura de operación.

Este modelo permite reproducir con precisión la característica I-V del módulo fotovoltaico, incluyendo los puntos de cortocircuito, circuito abierto y el punto de máxima potencia (MPP), mostrados en la figura 2.3.

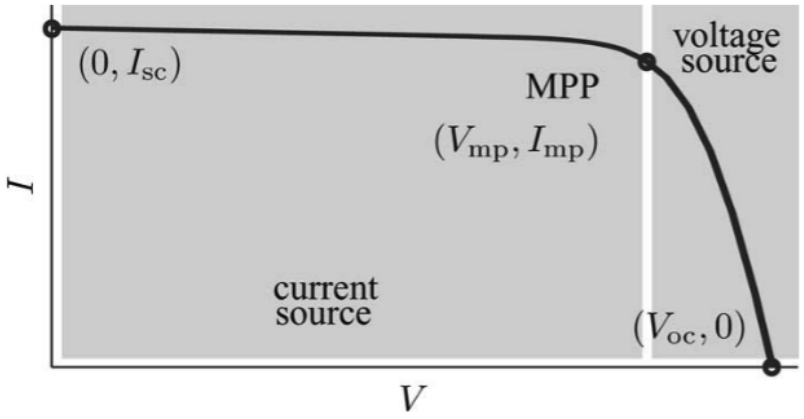


Figura 2.3: Curva característica I-V y los tres puntos de interés: cortocircuito, MPP y circuito abierto [8].

Un factor determinante en el desempeño de un panel fotovoltaico es la **irradiancia solar incidente**, es decir, la densidad de potencia de la radiación solar que llega a la superficie del módulo (expresada en W/m^2). A mayor irradiancia, mayor será la corriente generada I_{pv}, lo que se traduce en un incremento de la potencia entregada por el panel. Sin embargo, este efecto no es lineal, ya que la tensión del panel varía levemente con la irradiancia y de manera más significativa con la temperatura [8]. Por esta razón, la caracterización de la irradiancia a lo largo del día resulta fundamental en la simulación de sistemas fotovoltaicos para evaluar el desempeño del sistema.

2.1.1.a. Parámetros del módulo y arreglo fotovoltaico

El módulo seleccionado corresponde al panel monocristalino Voltaic 9W-18V, cuyas principales especificaciones se presentan en la tabla 2.1. Los parámetros indicados corresponden a:

- V_{oc}: tensión de circuito abierto.
- V_{mp}: tensión en el punto de máxima potencia.
- I_{sc}: corriente de cortocircuito.
- I_{mp}: corriente en el punto de máxima potencia.
- P_{max}: potencia máxima del panel, definida como $P_{max} = V_{mp} \cdot I_{mp}$.

Los valores nominales corresponden a las especificaciones del fabricante bajo condiciones estándar de prueba (STC: $G = 1000$ W/m^2, $T = 25$ °C), mientras que los valores esperados fueron estimados a partir del modelo de diodo único ajustado a los parámetros del módulo.

Tabla 2.1: Parámetros eléctricos del panel Voltaic 9W-18V.

Parámetro	**Nominal**	**Esperado**
V_{oc} [V]	20.45	19.43
V_{mp} [V]	17.34	16.48
I_{sc} [A]	0.59	0.56
I_{mp} [A]	0.55	0.52
P_{max} [W]	9.54	8.61

En base a las características eléctricas individuales de los paneles fotovoltaicos presentadas en la tabla 2.1, se conformó un arreglo de 20 módulos dispuestos en 10 ramas en paralelo de 2 módulos en serie, cuyos parámetros eléctricos se resumen en la tabla 2.2. Esta configuración fue seleccionada con el objetivo de maximizar la corriente disponible y garantizar una potencia adecuada para la etapa de conversión que alimentará al inversor.

Tabla 2.2: Parámetros eléctricos del arreglo fotovoltaico (20 paneles, 2s × 10p).

Parámetro	**Nominal**	**Esperado**
V_{oc} [V]	40.9	38.9
V_{mp} [V]	34.7	33.0
I_{sc} [A]	5.9	5.6
I_{mp} [A]	5.5	5.2
P_{max} [W]	190.8	172.2

2.1.2. Estimación de parámetros internos del modelo

Con el fin de ajustar el modelo de diodo único a las características del panel seleccionado, se desarrolló un procedimiento numérico en MATLAB para estimar las resistencia

internas R_s y R_p. Se formularon tres ecuaciones no lineales correspondientes a los puntos de operación relevantes del panel: cortocircuito, circuito abierto y máxima potencia. Estas ecuaciones se obtuvieron evaluando la ecuación (2.1) en cada punto característico y se resolvieron mediante el método *fsolve*, utilizando un factor de idealidad del diodo de $a = 1{,}3$ y valores típicos de k_i y k_v para silicio monocristalino.

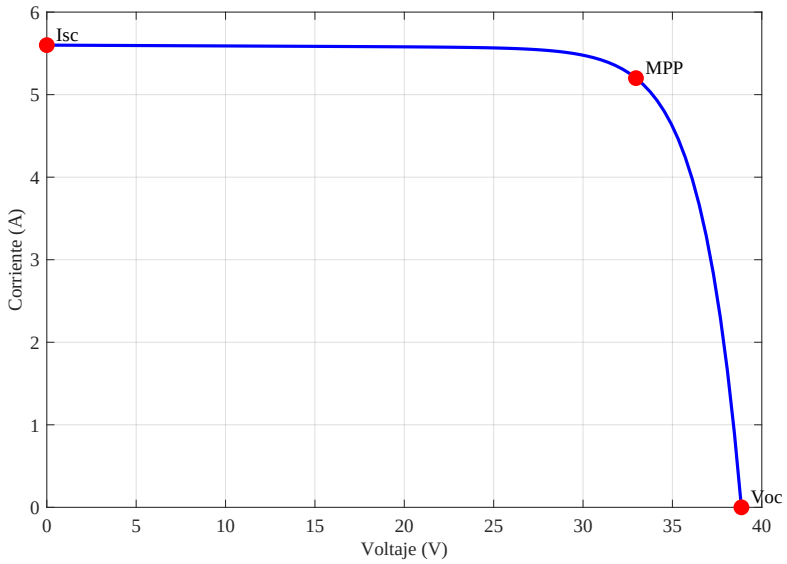


Figura 2.4: Curva I–V simulada del arreglo fotovoltaico con puntos característicos.

Los valores obtenidos fueron $R_s = 16{,}85$ mΩ y $R_p = 1{,}0$ kΩ. El código MATLAB utilizado para este procedimiento se presenta en el apéndice .1. La figura 2.4 muestra la curva I–V simulada utilizando estos parámetros, junto con los puntos de referencia del fabricante. La inclusión de estos puntos permite verificar de forma visual que la curva simulada reproduce adecuadamente el comportamiento eléctrico del panel en sus condiciones de operación más relevantes.

2.1.3. Caracterización de la Irradiancia

Para evaluar el desempeño del arreglo bajo condiciones reales, se seleccionaron los valores horarios promedio de irradiancia correspondientes al mes de febrero en la región de Valparaíso, con azimut (ángulo horizontal medido en sentido horario desde el norte hasta un punto de referencia) de 180° y una inclinación de 23° [10]. Los valores se muestran en la tabla 2.3.

Tabla 2.3: Irradiancia en Valparaíso para el mes de febrero [10].

Hora solar [h]	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
Irradiancia [W/m^2]	53.0	173.2	315.0	459.2	585.5	672.1	702.9	672.1	585.5	459.2	315.0	174.2	53.0

Con el objetivo de reducir el tiempo de simulación en PLECS, se generó la curva de irradiancia considerando que el segundo 0 corresponde a la hora 6 y el segundo 12 corresponde a la hora 18 de la tabla. La curva obtenida se presenta en la figura 2.5.

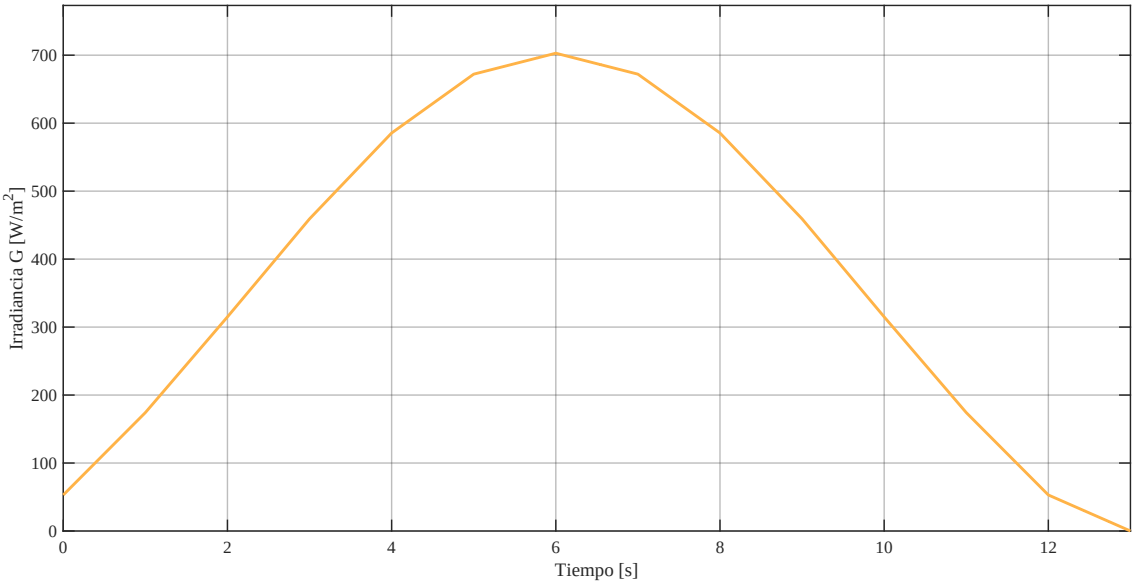


Figura 2.5: Curva de irradiancia simulada en PLECS.

En los capítulos siguientes se describe la etapa de conversión electrónica asociada al arreglo fotovoltaico y las estrategias de control implementadas para gestionar la energía generada hacia la carga del vehículo eléctrico.

Capítulo 3

Convertidores Electrónicos de Potencia

Antes de comenzar con la descripción general de los convertidores electrónicos de potencia, resulta necesario presentar el análisis preliminar realizado sobre el inversor comercial utilizado en este estudio. El objetivo de esta inspección fue identificar la topología interna del equipo y, con ello, establecer el modelo eléctrico equivalente que posteriormente se implementó en la simulación.

Durante la revisión interna del inversor se identificaron dos etapas DC–DC basadas en la topología *boost*, tal como se muestra en la figura 3.1. La primera, ubicada en el sector izquierdo, corresponde a un convertidor elevador *interleaved* de tres fases dedicado al MPPT del lado fotovoltaico. La segunda etapa corresponde a un convertidor elevador destinado al acoplamiento con la batería.

Por otra parte, en la figura 3.2 se presenta la etapa DC–AC del equipo, la cual corresponde a un inversor monofásico en topología de puente H. Este módulo está compuesto por cuatro interruptores de potencia montados sobre un disipador metálico común, disposición característica de los inversores monofásicos modulados mediante PWM.

Finalmente, la figura 3.3 muestra el filtro LC de salida encargado de suavizar la señal modulada proveniente del puente H, permitiendo obtener una tensión alterna senoidal en los terminales del inversor.

Esta verificación directa permitió confirmar que la arquitectura interna del equipo coincide con las topologías clásicas estudiadas en la literatura [11], lo que justifica el uso de dichos modelos en el desarrollo de la simulación.

Los convertidores de potencia son circuitos electrónicos que permiten transformar la energía eléctrica de un nivel de tensión, corriente o frecuencia a otro mediante el uso de interruptores electrónicos basados en semiconductores. Estos interruptores operan exclusivamente en dos estados (completamente encendidos o apagados), lo que distingue a estos convertidores de otros tipos de circuitos eléctricos [12].

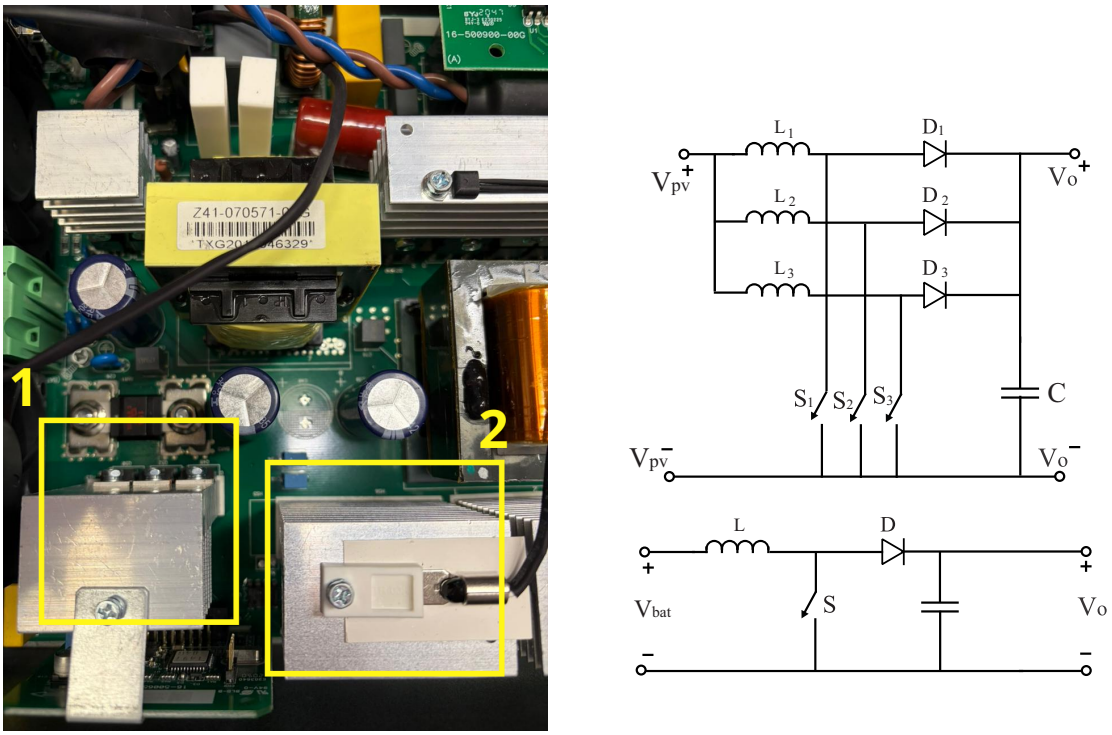


Figura 3.1: Vista interna del inversor Axpert VP 2000-24: etapa DC-DC solar con convertidor boost interleaved de tres fases (1) y etapa DC-DC de batería con convertidor boost convencional (2), junto a sus topologías circuitales respectivas.

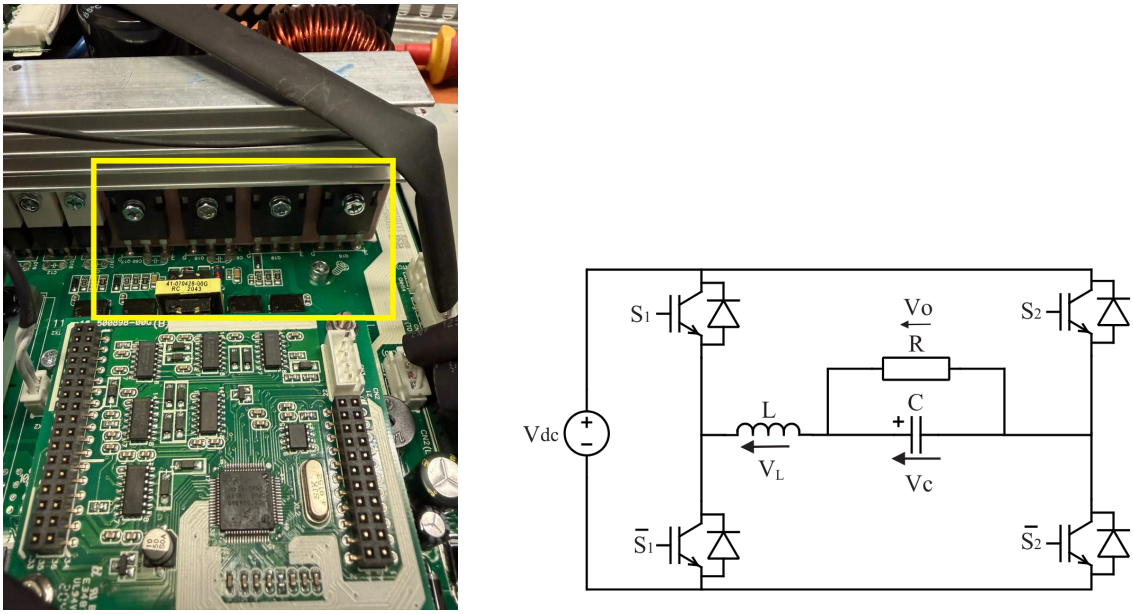
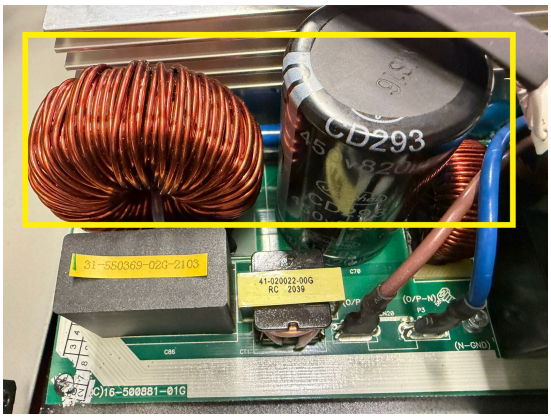


Figura 3.2: Vista interna del inversor (etapa DC/AC en puente H) y topología del convertidor.



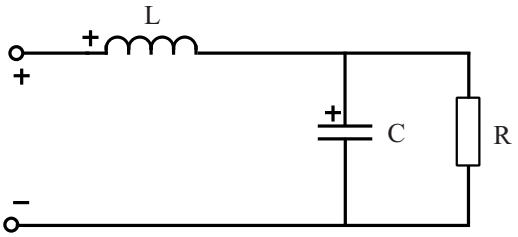


Figura 3.3: Filtro LC observado dentro del inversor y topología del circuito.

Los convertidores de potencia son circuitos electrónicos que permiten transformar la energía eléctrica de un nivel de tensión, corriente o frecuencia a otro mediante el uso de interruptores electrónicos basados en semiconductores. Estos interruptores operan exclusivamente en dos estados (completamente encendidos o apagados), lo que distingue a estos convertidores de otros tipos de circuitos eléctricos [12].

Los convertidores se clasifican en familias según el tipo de conversión eléctrica que realizan. Cuando transforman la corriente alterna (CA) a corriente continua (CC) se les llama rectificadores. Por el contrario, cuando transforman de CC a CA se les conoce como inversores. Además, los convertidores pueden modificar la magnitud de la tensión y la frecuencia para adaptar la energía a los requerimientos específicos de cada sistema, sin alterar el comportamiento continuo o alterno.

3.1. Convertidor DC-DC Elevador (Boost)

Dentro de las diversas topologías de convertidores, el **convertidor DC-DC elevador** o *boost converter* destaca por su capacidad para aumentar la tensión continua de entrada a un valor de salida superior [13]. Este tipo de convertidor es fundamental en aplicaciones donde se requiere adaptar el nivel de tensión, tales como sistemas fotovoltaicos, fuentes de alimentación reguladas, almacenamiento de energía en baterías y equipos de tracción eléctrica [11].

Su funcionamiento se basa en el almacenamiento temporal de energía en un inductor y su posterior transferencia a la carga mediante un proceso de conmutación controlada.

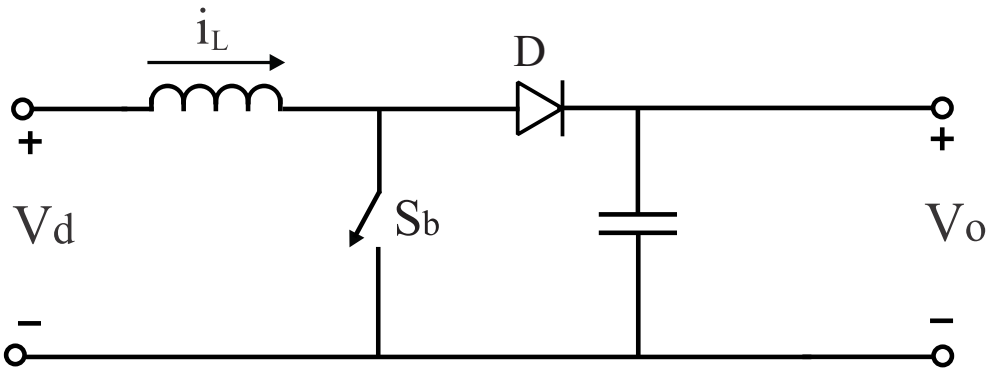
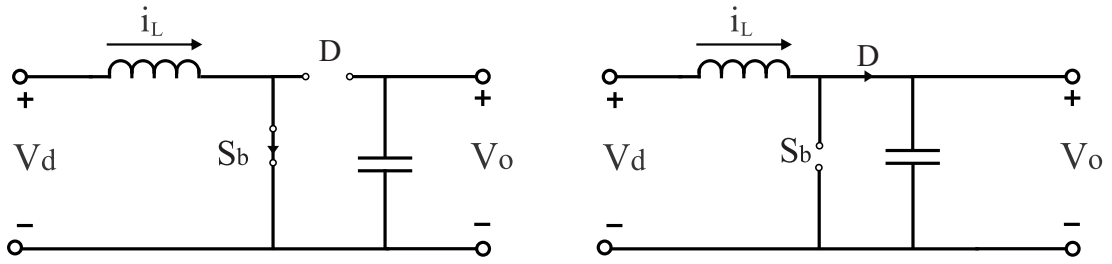


Figura 3.4: Convertidor elevador [11].

Su topología clásica se basa en un inductor, un capacitor, un diodo y un interruptor (generalmente MOSFETs (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) o IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)), tal como se ilustra en la figura 3.4. Los modos de operación según esta estructura se observan en las figuras 3.5(a) y 3.5(b).



(a) Etapa de conducción del interruptor. (b) Etapa de bloqueo del interruptor.

Figura 3.5: Modo de conducción continua del convertidor elevador (boost) [11].

Durante la etapa en que el interruptor S_b se encuentra cerrado, la corriente circula a través del inductor (figura 3.5(a)), almacenando energía, mientras que el condensador sostiene la tensión de salida alimentando la carga. Posteriormente, al abrir el interruptor (figura 3.5(b)), la energía almacenada en el inductor se libera hacia la carga a través del diodo D, en conjunto con el condensador, que continúa aportando energía en todo momento.

De acuerdo con el análisis en régimen permanente y asumiendo un funcionamiento ideal (sin pérdidas), la relación entre la tensión de salida y la de entrada se expresa como:

$$V_o = \frac{1}{1-D} V_d \tag{3.1}$$

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \tag{3.2}$$

Donde D es el ciclo de trabajo o índice de modulación, definido por el tiempo que el interruptor permanece encendido (t_{on}) respecto al período total de conmutación (T_s). V_d representa la tensión de entrada y V_o la tensión de salida del convertidor. Esta expresión

muestra que al incrementar el ciclo de trabajo, la tensión de salida aumenta de manera no lineal, siendo posible obtener valores significativamente mayores a la entrada, aunque en la práctica este incremento está limitado por las pérdidas en los componentes del circuito y por los valores máximos de tensión y corriente soportados por los semiconductores utilizados. Cabe destacar además que, dado que el factor $\frac{1}{1-D}$ es siempre mayor o igual a la unidad para $0 \leq D < 1$, la tensión de salida V_o es en todo momento mayor o igual a la tensión de entrada V_d, lo cual es consistente con la naturaleza elevadora del convertidor, cuya topología no permite reducir la tensión de entrada.

El análisis de la ecuación (3.1) permite comprender cómo la variación del ciclo de trabajo D modifica la tensión en los bornes del panel fotovoltaico, desplazando su punto de operación sobre la curva característica I-V. De este modo, al variar D se regula la corriente extraída del panel y, por tanto, la potencia entregada por este. Debido a esta capacidad de controlar el punto de operación del arreglo fotovoltaico, el convertidor Boost se convierte en un componente clave en sistemas fotovoltaicos, donde su operación está estrechamente vinculada a los algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).

En el capítulo siguiente se aborda la estrategia MPPT utilizada para optimizar la extracción de energía desde el arreglo solar y su integración con el convertidor Boost descrito en esta sección.

3.2. Convertidor Puente H

Dentro de las topologías existentes de convertidores, se encuentra el convertidor en Puente H, una configuración ampliamente utilizada para la generación de señales de tensión alterna a partir de una fuente de corriente continua. Esta topología está compuesta por cuatro semiconductores de potencia, generalmente MOSFETs o IGBTs, dispuestos de forma que permiten aplicar una tensión DC de manera directa o invertida a una carga mediante la conmutación controlada de los interruptores, generando una señal AC a partir de una entrada DC. En particular, en este trabajo se emplean IGBT con diodo en antiparalelo (IGBT-D), los cuales conducen o bloquean según la secuencia de disparo definida [14].

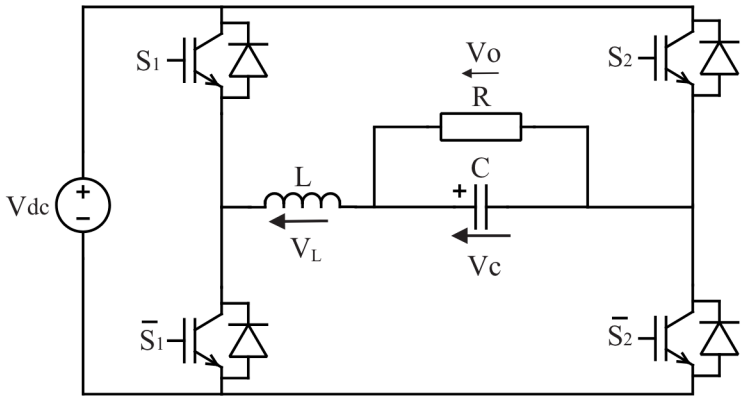


Figura 3.6: Inversor monofásico en puente H con IGBT-D.

En el circuito, cada rama del puente está compuesta por dos interruptores que operan de forma complementaria: cuando S_1 conduce, $\overline{S_1}$ está bloqueado, y viceversa. Lo mismo ocurre con S_2 y $\overline{S_2}$, donde la barra superior indica el estado negado del interruptor correspondiente. Esta operación complementaria es fundamental para garantizar una trayectoria de corriente de manera continuada hacia la carga en todo momento, y para evitar que ambos interruptores de una misma rama conduzcan simultáneamente, lo que generaría un cortocircuito en la fuente continua.

Según el circuito mostrado en la figura 3.6, las combinaciones de cierre de los interruptores producen los niveles de tensión indicados en la tabla 3.1.

S_1	$\overline{S_1}$	S_2	$\overline{S_2}$	$V_o = v_A - v_B$
1	0	0	1	$+V_{dc}$
0	1	1	0	$-V_{dc}$
1	0	1	0	0
0	1	0	1	0

Tabla 3.1: Combinaciones de conmutación de interruptores.

Para generar una tensión de salida alterna con la forma de onda, amplitud y frecuencia deseadas a partir de la fuente DC, se emplea la técnica de modulación por ancho de pulsos.

3.2.1. Modulación por Ancho de Pulsos

La modulación por ancho de pulsos (PWM, *Pulse Width Modulation*). es una técnica utilizada para el control de convertidores electrónicos de potencia mediante la comparación entre señales de referencia y señales portadoras de alta frecuencia. Esta técnica permite regular la amplitud efectiva de la tensión alterna generada y, a su vez, reducir el contenido armónico de la señal aplicada a la carga [14].

Existen dos esquemas principales de modulación: bipolar y unipolar. En la modulación bipolar, una señal de referencia sinusoidal se compara con una señal triangular, de modo que cuando la referencia supera a la portadora, la salida es $+V_{dc}$, y cuando ocurre lo contrario, la salida es $-V_{dc}$. Este proceso se ilustra en la figura 3.7.

Por otra parte, la modulación PWM unipolar se basa en comparar dos señales moduladoras senoidales desfasadas 180° entre sí, una por cada rama del puente, con una misma señal portadora triangular de alta frecuencia. La comparación entre ambas determina el estado de los interruptores superiores S_1 y S_2, los cuales conducen cuando su señal moduladora supera a la portadora, mientras que los inferiores $\overline{S_1}$ y $\overline{S_2}$ actúan de forma complementaria, tal como se describió anteriormente. Esto permite generar tres niveles de tensión en la salida: $+V_{dc}$, 0 y $-V_{dc}$, reduciendo de manera significativa el contenido armónico de baja frecuencia.

$$
\begin{aligned}
S_1 &= \begin{cases} 1, & \text{si } v_{m1}(t) > v_{tri}(t) \\ 0, & \text{si } v_{m1}(t) \leq v_{tri}(t) \end{cases} \\
S_2 &= \begin{cases} 1, & \text{si } v_{m2}(t) > v_{tri}(t) \\ 0, & \text{si } v_{m2}(t) \leq v_{tri}(t) \end{cases}
\end{aligned}
\tag{3.3}
$$

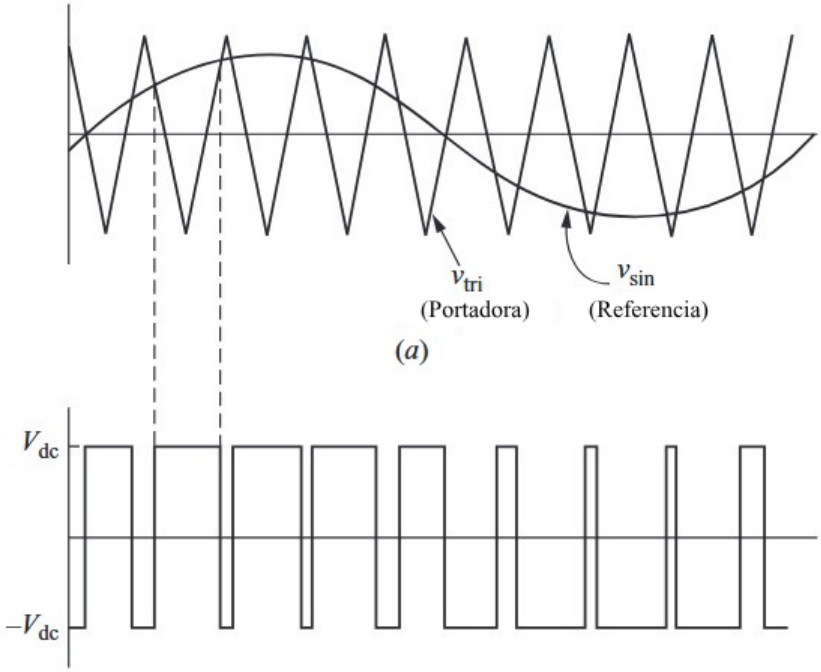


Figura 3.7: Señal de referencia sinusoidal y portadora triangular, para modulación por pulsos bipolar [12].

donde $v_{m1}(t) = M\sin(\omega t)$ y $v_{m2}(t) = M\sin(\omega t + \pi)$ corresponden a las señales moduladoras, y $v_{tri}(t)$ es la portadora triangular. El índice de modulación M determina la relación entre la amplitud de la señal moduladora y la portadora.

La tensión de salida del inversor se obtiene como la diferencia entre las tensiones de cada brazo, expresión válida tanto para la modulación bipolar como unipolar:

$$v_o(t) = v_A(t) - v_B(t) \tag{3.4}$$

donde v_A y v_B representan las tensiones de los puntos medios de cada rama respecto al terminal negativo de V_{dc}, es decir, el nodo inferior del bus DC. Específicamente, v_A corresponde al nodo entre S_1 y $\overline{S_1}$, mientras que v_B corresponde al nodo entre S_2 y $\overline{S_2}$, tal como se aprecia en la figura 3.6. Las posibles combinaciones de conmutación del puente H y los niveles de tensión resultantes se resumen en la tabla 3.1, presentada anteriormente. La diferencia entre ambos esquemas de modulación radica en la secuencia con que se activan dichas combinaciones: en la modulación bipolar la salida alterna entre $+V_{dc}$ y $-V_{dc}$, mientras que en la modulación unipolar se incorpora el nivel 0, reduciendo el salto de tensión en cada conmutación.

La principal ventaja de la técnica de modulación PWM unipolar es que la tensión de salida presenta una frecuencia de conmutación efectiva de $2f_s$, donde f_s es la frecuencia de la portadora, reduciendo el contenido armónico y facilitando el filtrado, sin aumentar la frecuencia de conmutación de los semiconductores. Además, a diferencia de la modulación bipolar, donde cada conmutación implica un salto de tensión de $2V_{dc}$ (entre $-V_{dc}$ y $+V_{dc}$), en la modulación unipolar cada rama conmuta de forma independiente entre 0 y V_{dc}, como se observa en las señales v_a y v_b de la figura 3.8. Si bien la frecuencia efectiva de

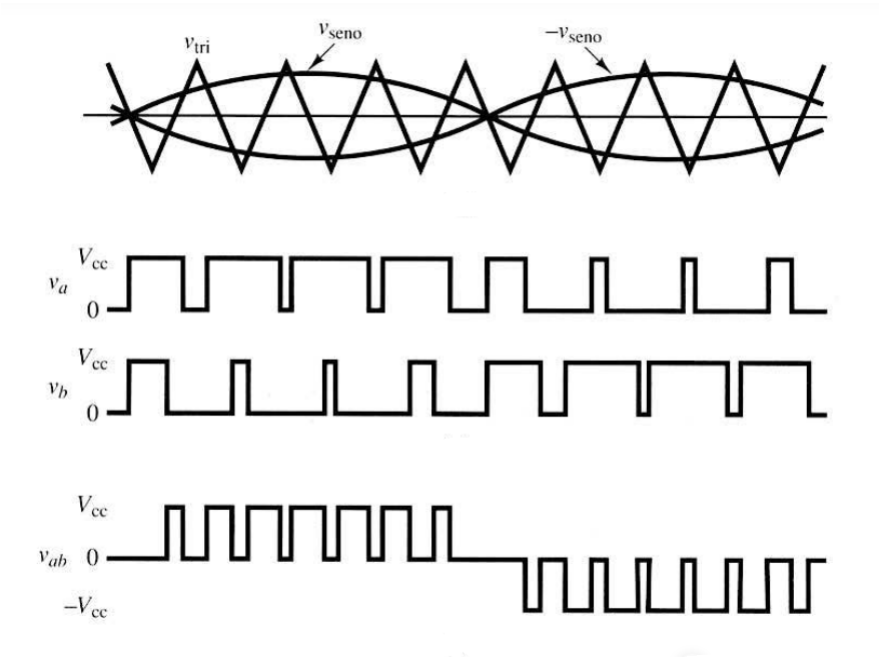


Figura 3.8: Generación de la señal PWM unipolar a partir de la comparación entre señales moduladoras senoidales y una portadora triangular.

conmutación se duplica, cada transición involucra la mitad del salto de tensión respecto a la modulación bipolar. Esto se traduce en una forma de onda de salida v_{ab} más cercana a una senoidal, facilitando el filtrado mediante un filtro LC conectado a la carga [14].

En el presente trabajo se emplea la modulación PWM unipolar, dado que permite obtener una forma de onda de salida con menor contenido armónico de corriente respecto a la modulación bipolar, tal como se describió anteriormente.

En función de lo anterior, una vez descrita la estructura del inversor y su método de modulación, resulta necesario definir el sistema de control encargado de generar las señales moduladoras que regulan el comportamiento eléctrico del puente H. El diseño y análisis de esta estrategia de control se desarrollan en el capítulo siguiente.

Capítulo 4

Estrategias de Control del Inversor

4.1. Maximum Power Point Tracker

En sistemas fotovoltaicos, la potencia que puede entregar un panel depende de las condiciones de irradiancia, temperatura y del punto de operación impuesto por la carga. Debido a esto, es necesario implementar un mecanismo que ajuste continuamente dicho punto para maximizar la energía extraída. Este mecanismo es el *Maximum Power Point Tracker* (MPPT), un sistema de control que regula el punto operativo del panel para obtener la máxima potencia disponible en cada instante [15].

Existen diversos métodos para realizar este seguimiento, tales como *Perturb & Observe*, *Incremental Conductance* y *Fractional Open Circuit*, entre otros. En esta sección se describe el método *Perturb & Observe* (P&O), seleccionado por dos razones principales: su amplia adopción en aplicaciones de conversión DC–DC debido a su simple implementación y comportamiento adecuado, y su presencia habitual en inversores comerciales con MPPT integrado, como el utilizado en la etapa experimental de este trabajo (Sección 7), donde se asume que el algoritmo interno corresponde a esta familia de métodos.

4.1.1. Perturb & Observe

El método P&O se basa en la relación existente entre la tensión del panel fotovoltaico y la potencia generada. La figura 4.1 muestra las curvas I–V y P–V de una celda fotovoltaica para distintos niveles de irradiancia, donde es posible identificar un único punto de máxima potencia (MPP) para cada condición. La curva P-V presenta una pendiente positiva a la izquierda del MPP, donde un incremento de tensión provoca un aumento de potencia, y una pendiente negativa a la derecha, donde un incremento de tensión provoca una disminución de potencia [6]. Además, se observa que el MPP no es fijo sino que varía con la irradiancia disponible, es decir, a mayor irradiancia, mayor es la potencia máxima alcanzable y el MPP se desplaza hacia valores más altos de tensión y corriente [16]. Esta dependencia justifica la necesidad de un algoritmo de seguimiento continuo que ajuste el punto de operación del convertidor ante cambios en las condiciones ambientales.

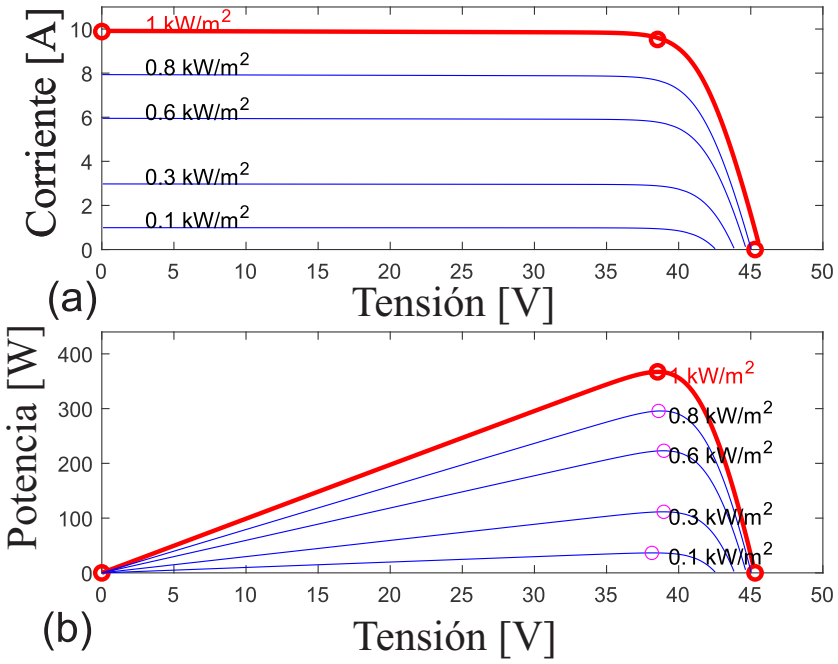


Figura 4.1: Curvas I-V y P-V del arreglo fotovoltaico para distintos niveles de irradiancia. Los círculos indican el punto de máxima potencia (MPP) para cada condición [16].

Para implementar este seguimiento, el sistema mide la tensión V_{pv} y la corriente I_{pv}, las cuales se procesan en el controlador MPPT. La figura 4.2 muestra el diagrama en bloques del esquema PV–Boost, donde el MPPT entrega como salida el ciclo de trabajo D aplicado al interruptor del convertidor.

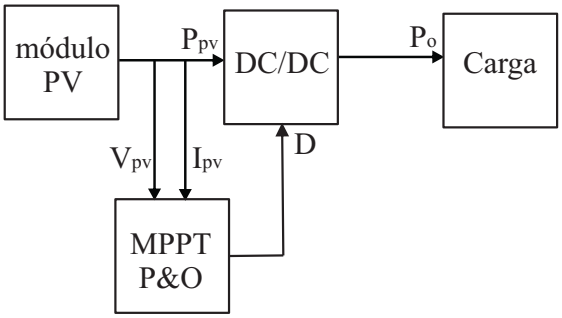


Figura 4.2: Diagrama de bloques de implementación del MPPT.

El algoritmo consiste en aplicar pequeñas perturbaciones a la tensión del panel mediante cambios en el ciclo de trabajo, y observar la variación resultante en la potencia. Si la potencia aumenta, la próxima perturbación se mantiene en la misma dirección; en caso contrario, se invierte. La tabla 4.1 resume esta lógica de decisión.

ΔP	ΔV	Acción sobre D
> 0	> 0	Disminuir
> 0	< 0	Aumentar
< 0	> 0	Aumentar
< 0	< 0	Disminuir

Tabla 4.1: Lógica de decisión del algoritmo Perturb and Observe (P&O).

La figura 4.3 presenta el diagrama de flujo del método, donde se aprecia el proceso de medición, comparación y actualización del ciclo de trabajo en cada iteración.

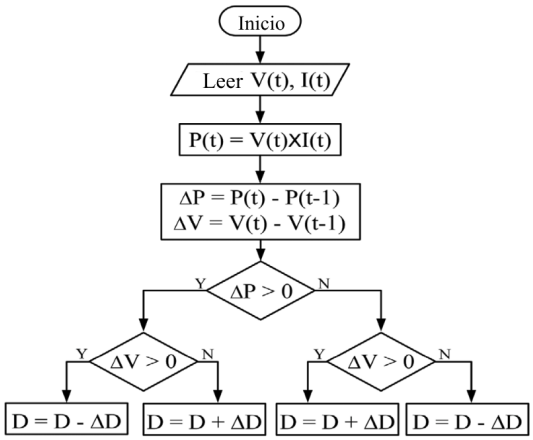


Figura 4.3: Diagrama de flujo del método P&O.

En términos generales, los algoritmos MPPT modifican el ciclo de trabajo del convertidor DC–DC para desplazar el punto de operación del arreglo PV a lo largo de su curva I–V, manteniéndolo en el entorno del MPP a pesar de los cambios ambientales.

4.1.2. Implementación del convertidor Boost y MPPT

Con el modelo fotovoltaico desarrollado en el Capítulo 2, se implementó un convertidor elevador (Boost) para adaptar la tensión continua generada por el arreglo PV al nivel requerido por la etapa inversora. Esta etapa intermedia cumple un rol fundamental, ya que permite elevar la tensión del panel y, simultáneamente, ajustar su punto de operación sobre la curva característica I–V. El esquema implementado en PLECS se muestra en la figura 4.4.

El convertidor Boost controla su tensión de salida V_o mediante el ciclo de trabajo D, según la relación expresada en (3.1). Dado que el panel fotovoltaico y el convertidor comparten el mismo nodo de entrada, al modificar D se altera la impedancia vista desde los terminales del panel, lo que desplaza su punto de operación sobre la curva característica I–V. De este modo, el ajuste de D permite mover el punto de operación del arreglo hacia la región de mayor potencia disponible.

El algoritmo MPPT descrito en la sección anterior interactúa directamente con el convertidor Boost a través del ciclo de trabajo D: en cada iteración, el algoritmo P&O

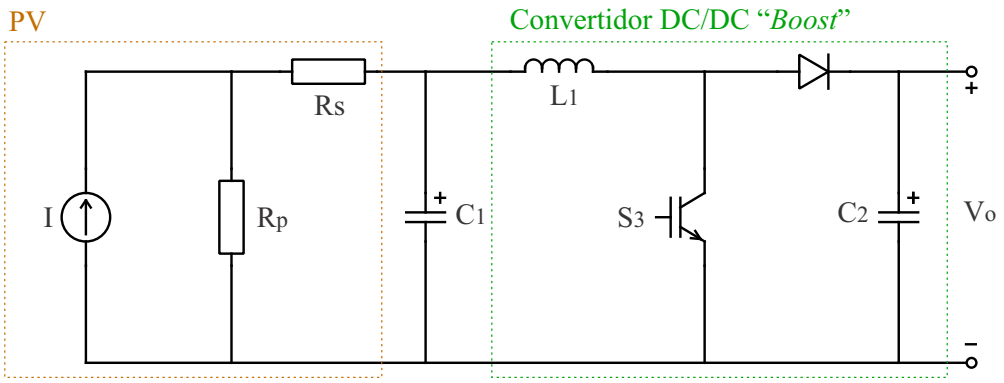


Figura 4.4: Esquema de PV-Boost implementado en PLECS.

evalúa si la variación de potencia ΔP fue positiva o negativa respecto a la perturbación anterior en D, y ajusta D en consecuencia para acercar el punto de operación al MPP. Este proceso iterativo converge hacia el punto de máxima potencia, garantizando que la energía extraída del arreglo sea óptima bajo condiciones variables de irradiancia y temperatura.

Una vez establecida y regulada la tensión continua en el MPP, el siguiente objetivo del sistema es convertir dicha energía en una señal alterna adecuada para alimentar la carga. Para ello, se emplea un inversor monofásico en topología puente H, cuyo funcionamiento requiere de estrategias de control adicionales que aseguren una correcta regulación de la tensión y la corriente en la salida.

4.2. Control PI

El controlador Proporcional-Integral (PI) es ampliamente utilizado en aplicaciones de electrónica de potencia debido a su capacidad para garantizar una regulación precisa, tanto en la variable controlada como en la eliminación del error en estado estacionario. La técnica de control lineal utiliza ecuaciones lineales para modelar y regular el comportamiento de sistemas dinámicos.

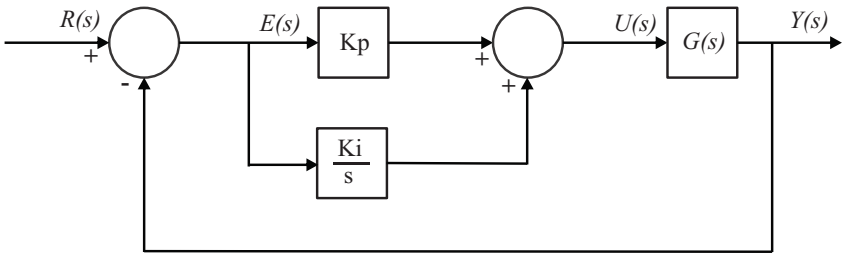


Figura 4.5: Esquema básico del control PI aplicado a un sistema en lazo cerrado [Elaboración propia].

El esquema básico del control PI se muestra en la figura 4.5. En lazo cerrado, el

controlador recibe como entrada el error relativo $E(s) = R(s) - Y(s)$, donde $R(s)$ es la referencia y $Y(s)$ la variable medida. La salida del controlador $U(s)$ se aplica al sistema a través del actuador. El controlador PI se describe mediante la siguiente función de transferencia [17]:

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \tag{4.1}$$

donde K_p es la constante proporcional y K_i la constante integral. El término proporcional K_p produce una acción de control que es directamente proporcional al error presente. Esta componente responde de manera inmediata ante cualquier desviación respecto a la referencia, contribuyendo a la rapidez de la respuesta del sistema. Por otro lado, el término integral K_i acumula el error a lo largo del tiempo y su función principal es eliminar el error en estado estacionario, asegurando que el sistema alcance y mantenga el valor de referencia incluso ante perturbaciones [17].

En aplicaciones de electrónica de potencia, como inversores, convertidores DC-DC o sistemas de control de motores, el PI es la opción preferida por su sencillez, robustez y bajo requerimiento computacional. El PI suele emplearse tanto en lazos de corriente como de tensión, dependiendo de la variable que se requiera regular.

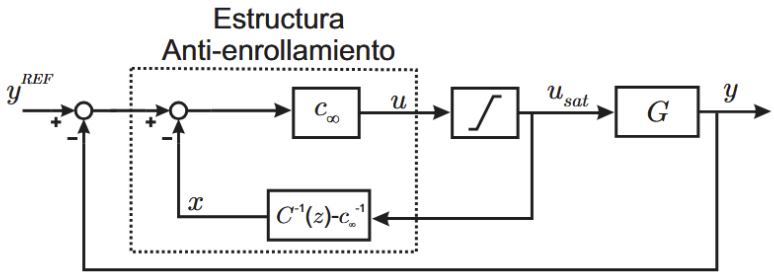


Figura 4.6: Estructura del controlador PI con acción anti-enrollamiento para evitar saturación del integrador [18].

En la práctica, los controladores PI suelen incorporar mecanismos de **anti-enrollamiento** (anti-windup), cuyo propósito es evitar que la acción integral continúe acumulando error cuando el actuador alcanza sus límites de saturación. Estos límites existen porque todo actuador físico opera dentro de un rango restringido: por ejemplo, el ciclo de trabajo D del convertidor está acotado entre 0 y 1, y la tensión de salida del inversor no puede superar el valor del bus DC. Cuando la señal de control calculada por el PI excede estos límites, el actuador queda saturado y no puede seguir la demanda del controlador. En ese estado, el término integral continúa acumulando error aunque el sistema no pueda responder, lo que provoca una recuperación lenta y sobreimpulsos al salir de la saturación [17]. Esto se ilustra en la figura 4.6, donde se observa una estructura adicional que retroalimenta la saturación hacia el bloque integral. De esta manera, se limita el efecto del integrador y se asegura una recuperación más rápida cuando la señal de control retorna a la región de operación lineal [17, 18].

4.2.1. Control PI en cascada

El control del inversor en puente H se implementa mediante una estructura en cascada compuesta por dos lazos de regulación: un lazo interno de corriente y un lazo externo de tensión. Esta configuración permite desacoplar el comportamiento dinámico de cada variable, garantizando una respuesta rápida del lazo de corriente y una regulación estable de la tensión en el punto de carga. La figura 4.7 ilustra el circuito de salida del inversor en puente H, identificando los puntos donde se miden las variables de control utilizadas en ambos lazos.

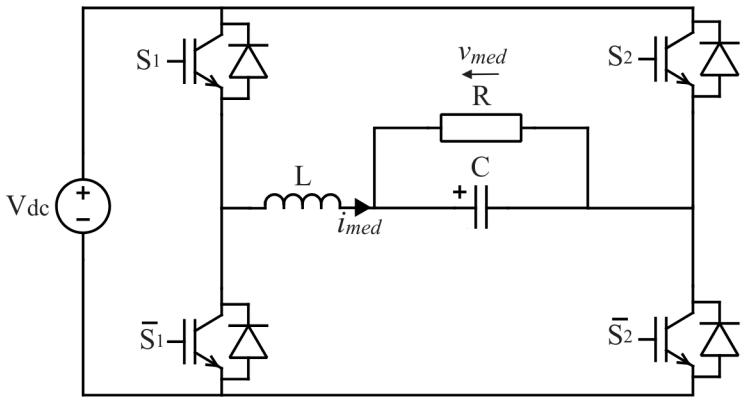


Figura 4.7: Circuito del inversor en puente H con puntos de medición de i_{med} y v_{med}.

El lazo interno tiene como variable controlada la corriente i_{med}, medida en serie con la carga a la salida del filtro LC, tal como se indica en la figura 4.7. Esta corriente se compara con la referencia i_{ref} proveniente del lazo externo. El error resultante es procesado por un controlador PI, cuya salida corresponde a la señal moduladora $m(t)$ que define el ciclo de trabajo de la modulación PWM unipolar. Si bien un controlador PI garantiza error nulo en estado estacionario solo para referencias constantes, al diseñarlo con un ancho de banda suficientemente mayor que la frecuencia de la referencia sinusoidal (50 Hz), es posible lograr un seguimiento aceptable de señales alternas, con un error residual de fase y magnitud muy reducido. Para eliminar completamente dicho error, sería necesario emplear controladores resonantes (PR), que incorporan un par de polos en la frecuencia de la referencia garantizando ganancia infinita a 50 Hz, o bien aplicar transformaciones de coordenadas. Sin embargo, en sistemas monofásicos estas transformaciones no son directas y requieren técnicas adicionales que aumentan la complejidad del diseño. Por esta razón, en el presente trabajo se optó por el controlador PI con un ancho de banda elevado como solución, priorizando la simplicidad del diseño sin comprometer el desempeño del sistema bajo las condiciones de operación estudiadas.

Por su parte, el lazo externo de tensión compara la tensión v_{med}, medida en paralelo con la carga resistiva a la salida del filtro LC (figura 4.7), con la tensión de referencia v_{ref} (220 V_{rms}). El error de tensión se introduce a un segundo controlador PI, que genera como salida la corriente de referencia i_{ref} que alimenta el lazo interno. De manera análoga al lazo de corriente, el controlador PI del lazo de tensión puede seguir la referencia sinusoidal de 50 Hz de forma aceptable al ser diseñado con un ancho de banda suficientemente mayor que la frecuencia de la referencia, subsistiendo un error residual de fase y magnitud de

carácter muy reducido, aceptable para las condiciones de operación del sistema.

La estructura general de este esquema de control se muestra en la figura 4.8, donde se aprecia la jerarquía entre ambos lazos: el lazo de tensión (externo) genera la referencia para el lazo de corriente (interno), el cual actúa directamente sobre la modulación del inversor.

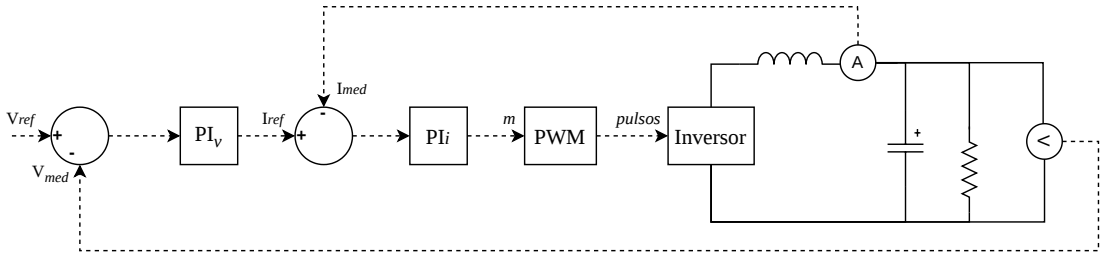


Figura 4.8: Estructura general del control PI en cascada aplicado al inversor.

La elección de esta arquitectura jerárquica obedece a que el lazo de corriente presenta una dinámica más rápida, asociada principalmente a los elementos inductivos del filtro L y a la frecuencia de conmutación del inversor, mientras que el lazo de tensión responde de manera más lenta, condicionada por la constante de tiempo del filtro LC y la carga. Esta separación de velocidades permite diseñar ambos controladores de manera independiente, asegurando estabilidad global y minimizando la interacción entre lazos. Como criterio de diseño, se busca que el ancho de banda del lazo de corriente sea al menos una década mayor que el del lazo de tensión, es decir, que la frecuencia de corte del lazo interno sea aproximadamente diez veces superior a la del lazo externo [19]. Esto garantiza que el lazo de corriente haya alcanzado su régimen estacionario antes de que el lazo de tensión reaccione, evitando el acoplamiento dinámico entre ambos.

Para modelar el sistema, se aplican las Leyes de Kirchhoff de mallas y nodos al circuito de salida del inversor mostrado en la figura 4.7, compuesto por el filtro LC y la carga resistiva R. Aplicando la ley de tensiones en la malla principal y la ley de corrientes en el nodo de salida, se obtienen las siguientes ecuaciones diferenciales que describen la dinámica del sistema:

$$V_o = V_L + V_C \tag{4.2}$$

$$i_c = i_L - i_R \tag{4.3}$$

En su forma completa, estas ecuaciones representan una planta de segundo orden, ya que intervienen simultáneamente los efectos de la inductancia L y la capacitancia C. Sin embargo, para el diseño de los controladores PI y el análisis en frecuencia, se adoptó una aproximación simplificada de primer orden, donde cada lazo se modela de forma independiente considerando el efecto dominante de un solo elemento reactivo, aprovechando la separación de escalas de tiempo entre ambos lazos.

Para el lazo de corriente, se considera la dinámica del inductor asumiendo que la tensión en el capacitor varía lentamente respecto a la dinámica interna del lazo. La ecuación de malla del inductor es:

$$V_o = L\frac{di_L}{dt} + R \cdot i_L \tag{4.4}$$

Aplicando la transformada de Laplace y despejando la función de transferencia entre la tensión de salida del inversor $V_o(s)$ y la corriente $I_L(s)$:

$$G_i(s) = \frac{I_L(s)}{V_o(s)} = \frac{1}{Ls + R} \tag{4.5}$$

Para el lazo de tensión, se considera la dinámica del capacitor asumiendo que el lazo de corriente es lo suficientemente rápido como para que i_L pueda tratarse como la entrada. La ecuación de nodos en el capacitor es:

$$i_L = C\frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C}{R} \tag{4.6}$$

Aplicando la transformada de Laplace y despejando la función de transferencia entre la corriente $I_L(s)$ y la tensión en el capacitor $V_C(s)$:

$$G_v(s) = \frac{V_C(s)}{I_L(s)} = \frac{1}{Cs + \frac{1}{R}} \tag{4.7}$$

De esta forma, la dinámica dominante de la corriente se aproxima mediante una respuesta RL de primer orden, mientras que la dinámica de la tensión de salida se aproxima mediante una respuesta RC, también de primer orden. A partir de estas funciones de transferencia, cada lazo del control en cascada queda caracterizado por una ganancia y una constante de tiempo que dependen de los parámetros del filtro y la carga.

Los parámetros de los controladores PI fueron determinados a partir del modelo linealizado del sistema, considerando los criterios de desempeño dinámico y margen de fase requeridos. En particular, se priorizó una rápida respuesta del lazo de corriente, de modo que su frecuencia de corte sea al menos una década mayor que la del lazo de tensión, cumpliendo con el principio de separación temporal característico de los sistemas en cascada [19]. El procedimiento de ajuste, los valores obtenidos de K_p y K_i para cada lazo, y la validación mediante lugar geométrico de raíces, diagramas de Bode y respuesta a escalón se presentan en detalle en la sección siguiente.

Así, la estrategia de control PI en cascada permite obtener una regulación precisa de la tensión de salida del inversor, incluso ante perturbaciones de carga o variaciones en la tensión de entrada del bus de continua, garantizando el funcionamiento estable del sistema de conversión DC/AC para la etapa de carga del vehículo eléctrico.

4.2.2. Implementación en Tiempo Discreto

En la práctica, los sistemas de control digital implementan el PI en forma discreta, ya que el procesamiento se realiza a intervalos definidos por el período de muestreo T_s. La versión discreta del PI se expresa típicamente como:

$$PI(z) = K_p + \frac{K_i}{z - 1} = \frac{K_p z + K_i - K_p}{z - 1} \tag{4.8}$$

De la función de transferencia presentada, se observa que el controlador posee un cero que depende de K_p y K_i y un polo $z = 1$ (integrador) [20]. Para que el sistema de control

digital sea estable, los polos de la función de transferencia de lazo cerrado deben ubicarse en el interior de la circunferencia unitaria, como se muestra en la figura 4.9.

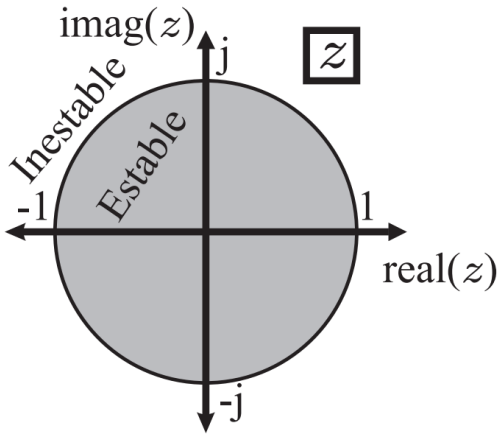


Figura 4.9: Circunferencia unitaria [20]

Un polo más cercano al origen implica una respuesta más rápida, ya que su contribución al transitorio decae con mayor rapidez [20]. Por otra parte, el amortiguamiento del sistema depende del ángulo que forma el polo respecto al eje real en el plano z: polos ubicados sobre el eje real positivo corresponden a respuestas sin oscilación, mientras que polos complejos conjugados generan oscilaciones cuya frecuencia y amortiguamiento están determinados por su argumento y magnitud, respectivamente [20]. En consecuencia, la velocidad de respuesta y el amortiguamiento son características independientes: un sistema puede ser rápido y poco amortiguado, o lento y bien amortiguado, dependiendo de la ubicación de sus polos en el plano complejo.

En cuanto a los ceros, su posición afecta principalmente la forma de la respuesta transitoria: mientras la ubicación de los polos determina la naturaleza de los modos del sistema, es la posición de los ceros la que determina la proporción en que estos modos se combinan [17]. En el caso del PI discreto, el cero puede ajustarse para establecer un compromiso entre rapidez y amortiguamiento. Un cero ubicado cerca del polo integrador ($z = 1$), denominado cero lento, provoca un sobreimpulso significativo en la respuesta al escalón, pero con una reacción inicial más rápida. Por el contrario, al desplazar el cero hacia el origen, su efecto sobre la respuesta transitoria disminuye, reduciéndose el sobreimpulso y mejorando el amortiguamiento, aunque a costa de una respuesta más lenta al depender principalmente de los polos dominantes del sistema [17].
Con las funciones de transferencia de cada lazo definidas en la sección anterior ($G_i(s)$ para el lazo de corriente y $G_v(s)$ para el lazo de tensión), se procedió al ajuste iterativo de los controladores PI utilizando la herramienta *Control System Designer* de MATLAB. Para ello, estas funciones fueron llevadas al dominio discreto considerando el período de muestreo T_s, trabajando directamente con la circunferencia unitaria en el lugar geométrico de raíces. Los parámetros del sistema utilizados para el diseño se resumen en la tabla 4.2.

Parámetro	Valor
R	20 Ω
L	10 mH
C	300 μF
Fs	20 kHz
Ts	0.05 ms
V_{dc}	700 V

Tabla 4.2: Parámetros para el diseño del control PI.

Con los parámetros ya establecidos, se llevaron al dominio discreto las plantas de cada lazo: $G_i(s) = \frac{1}{Ls+R}$ para el lazo de corriente y $G_v(s) = \frac{1}{Cs+\frac{1}{R}}$ para el lazo de tensión (ecuaciones 4.5 y 4.7), considerando la frecuencia de conmutación F_s y, por tanto, el periodo de muestreo $T_s = 1/F_s = 0{,}05$ ms. Esto permitió trabajar con la circunferencia unitaria en el *root locus*, donde se diseñaron los controladores con un polo en el origen o integrador y un cero en el eje real. El polo integrador garantiza error nulo en régimen estacionario para referencias constantes y, combinado con un ancho de banda de diseño suficientemente mayor que la frecuencia de la referencia sinusoidal, permite lograr un seguimiento aceptable de señales alternas con un error residual de fase y magnitud muy reducido. El cero en el eje real permite mejorar el margen de fase y ajustar el compromiso entre rapidez y amortiguamiento de la respuesta.

Durante el proceso de ajuste, se incrementaron de forma iterativa las ganancias proporcional e integral, analizando el comportamiento de forma paralela en el lugar geométrico, diagrama de Bode y respuesta a escalón, con el objetivo de alcanzar un equilibrio entre velocidad de respuesta y robustez. En particular, se priorizó que el lazo de corriente operara con una frecuencia de corte de al menos una década mayor que la del lazo de tensión, cumpliendo con el principio de separación temporal de los sistemas en cascada [19]. Los valores obtenidos fueron aproximadamente 3,7 kHz para el lazo de corriente y 2,8 kHz para el lazo de tensión. Si bien ambas frecuencias son cercanas entre sí y no cumplen estrictamente el criterio de separación de una década mencionado previamente, se priorizó obtener márgenes de fase adecuados y una respuesta a escalón aceptable en ambos lazos, verificados mediante los diagramas de Bode y las simulaciones presentadas más adelante en este trabajo.

La figura 4.10 presenta el lugar geométrico del lazo de tensión. En este caso, se observa la inclusión de un polo integrador y un cero en el eje real como parte del controlador PI. Los polos en lazo cerrado, indicados en color verde, se ubican más próximos a la circunferencia unitaria que en el lazo de corriente, observado en la figura 4.11 lo que se traduce en una respuesta más lenta. Esta característica es intencionada: en una estructura de control en cascada, el lazo externo de tensión debe operar con un ancho de banda menor que el lazo interno de corriente, ya que la salida del lazo de tensión constituye la referencia del lazo de corriente. Si ambos lazos operaran en escalas de tiempo similares, el lazo externo modificaría continuamente la referencia del interno antes de que este hubiera alcanzado su régimen estacionario, generando una interacción dinámica que podría comprometer la estabilidad del sistema [19]. De esta forma, el lazo de corriente responde a las perturbaciones rápidas, mientras que el lazo de tensión regula lentamente la magnitud en la carga, manteniendo la separación temporal característica de los sistemas en cascada. Los controladores

resultantes tras el proceso de ajuste son los siguientes. Para el lazo de corriente:

$$C_i(z) = \frac{50{,}739\,(z - 0{,}8941)}{z - 1} \tag{4.9}$$

con $K_{p,i} = 50{,}739$ y $K_{i,i} = 5{,}370$. Para el lazo de tensión:

$$C_v(z) = \frac{0{,}08985\,(z - 0{,}9743)}{z - 1} \tag{4.10}$$

con $K_{p,v} = 0{,}08985$ y $K_{i,v} = 0{,}00231$. En ambos casos se observa un polo integrador en $z = 1$ que garantiza error nulo en régimen estacionario. El cero del lazo de corriente ($z = 0{,}8941$) se ubica más alejado de $z = 1$ que el del lazo de tensión ($z = 0{,}9743$), lo que es consistente con la mayor rapidez requerida para el lazo interno.

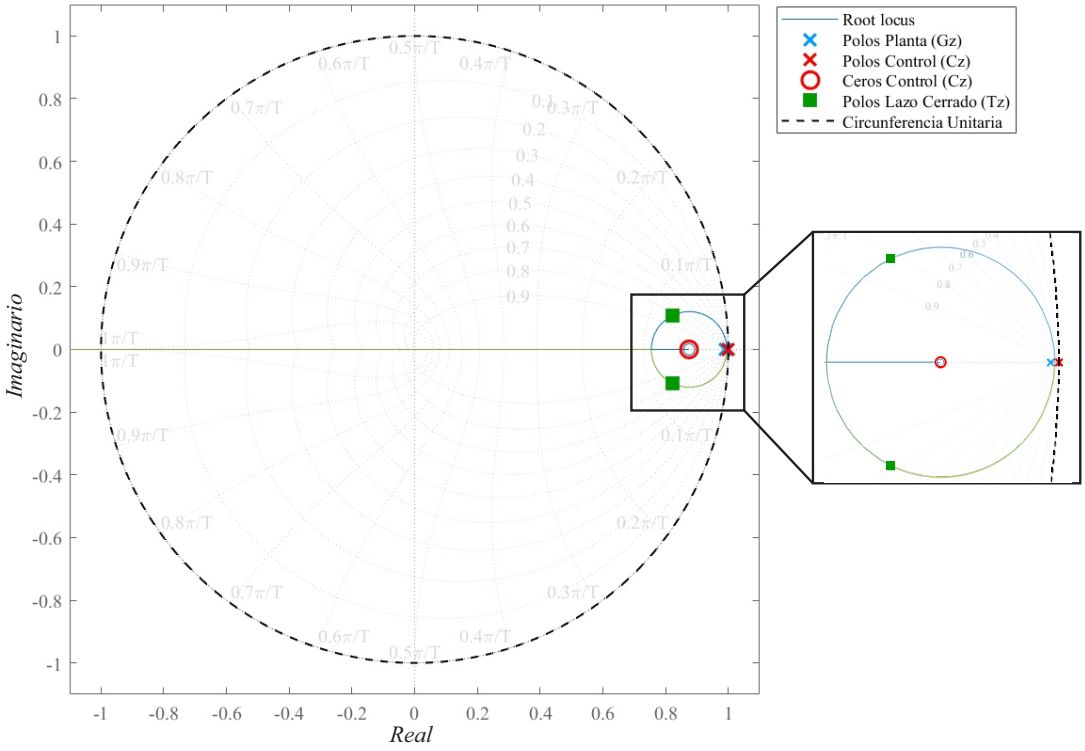


Figura 4.10: Lugar geométrico del lazo de tensión (plano z) con PI.

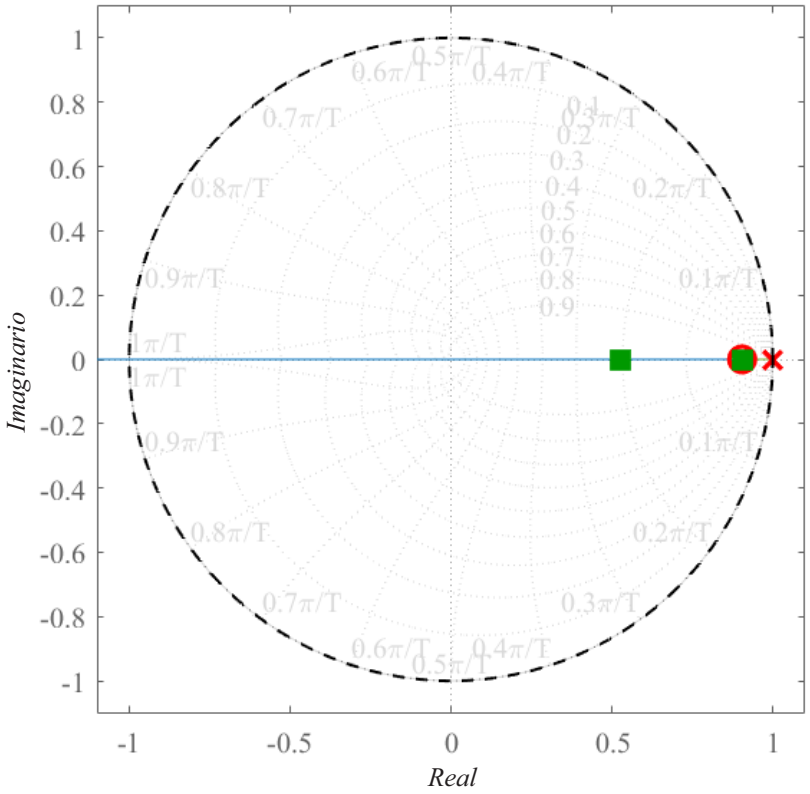


Figura 4.11: Lugar geométrico del lazo de corriente (plano z) con PI.

La figura 4.12 muestra los diagramas de Bode obtenidos para ambos lazos de control. En el caso del lazo de corriente (figura 4.12a–b), se observa una frecuencia de corte elevada que confirma su capacidad para seguir con rapidez los cambios en la referencia y compensar perturbaciones. Por su parte, el lazo de tensión (Fig. 4.12c–d) presenta una frecuencia de corte menor, lo que se traduce en una dinámica más lenta pero suficiente para regular la magnitud de la tensión en la carga. Además, ambos lazos exhiben márgenes de fase adecuados, asegurando robustez frente a variaciones en los parámetros del sistema y evitando inestabilidades. El diseño de los controladores se orientó a garantizar que el lazo de corriente operara con un ancho de banda superior al del lazo de tensión. Las frecuencias de corte obtenidas, 3,7 kHz y 2,8 kHz respectivamente, se verificaron mediante los diagramas de Bode de la figura 4.12, donde en el caso del lazo de corriente (figura 4.12a–b), se observa una frecuencia de corte elevada que confirma su capacidad para seguir con rapidez los cambios en la referencia y compensar perturbaciones. Por su parte, el lazo de tensión (figura 4.12c–d) presenta una frecuencia de corte menor, lo que se traduce en una dinámica más lenta pero suficiente para regular la magnitud de la tensión en la carga. Además, ambos lazos exhiben márgenes de fase adecuados, asegurando robustez frente a variaciones en los parámetros del sistema y evitando inestabilidades.

Finalmente, para complementar el análisis en el dominio de la frecuencia, se evaluó la respuesta en el dominio temporal mediante la prueba de escalón unitario. Ésta permite corroborar que el sistema controlado cumple con los requisitos de estabilidad, tiempo de establecimiento y error en régimen permanente, validando así la efectividad del diseño de los controladores PI.

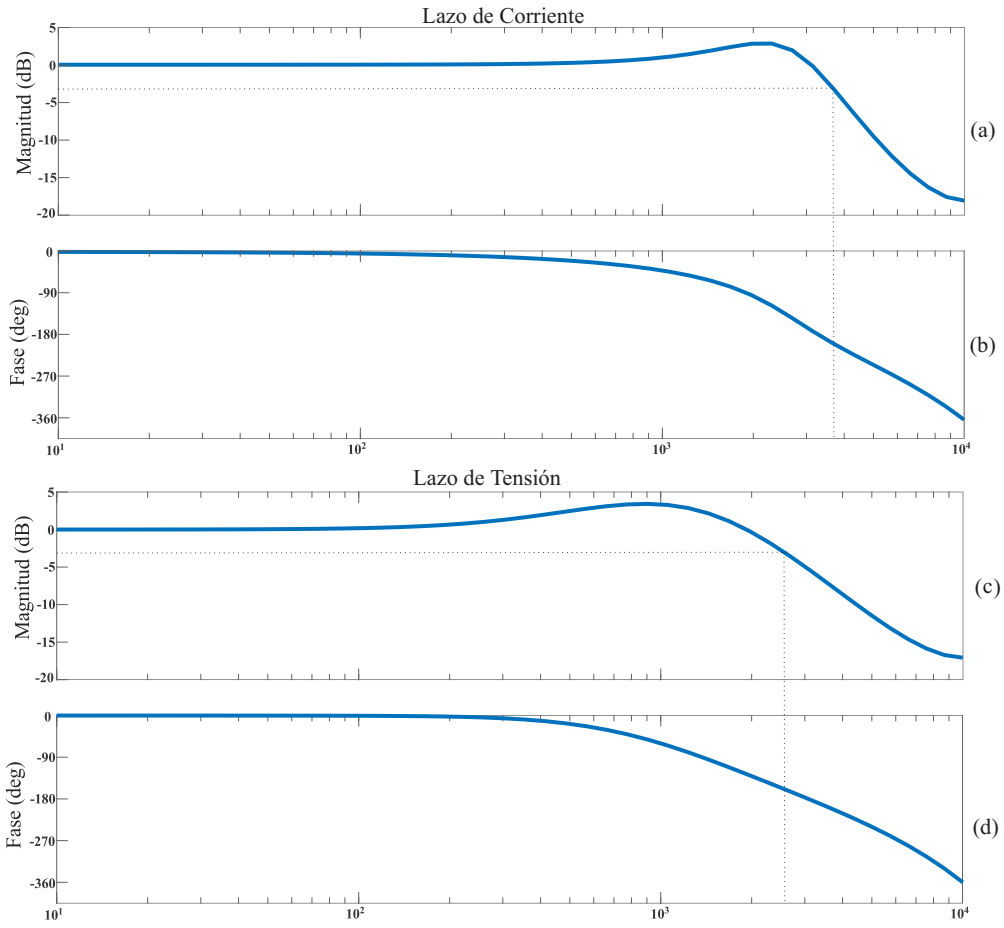
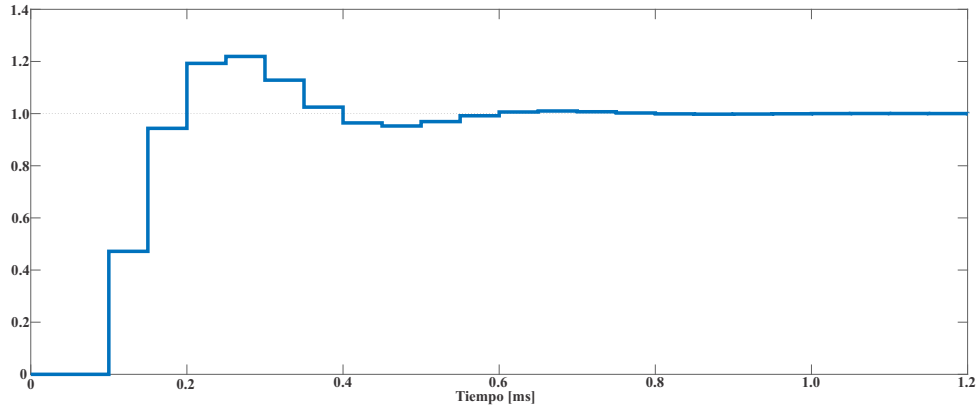


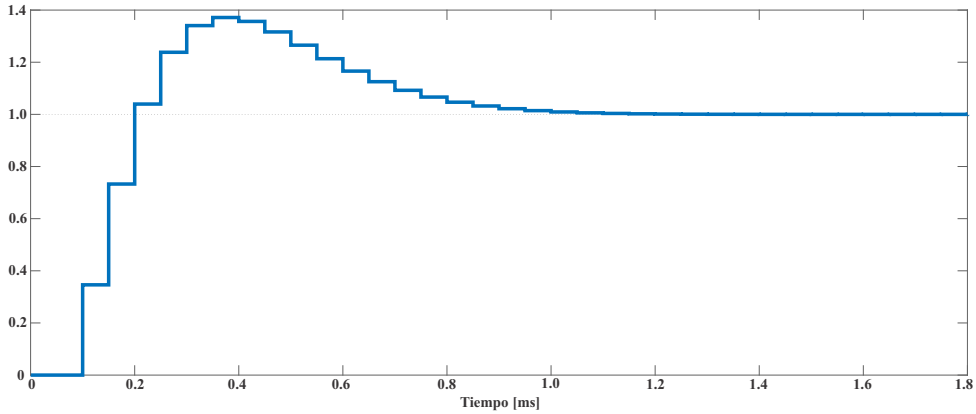
Figura 4.12: Diagramas de Bode obtenidos para los controladores PI: (a) magnitud del lazo de corriente, (b) fase del lazo de corriente, (c) magnitud del lazo de tensión y (d) fase del lazo de tensión.

La figura 4.13 muestra las respuestas escalón obtenidas para los lazos de corriente y de tensión. En el caso del lazo de corriente (figura 4.13a), se observa una dinámica rápida, alcanzando el valor de referencia en un tiempo menor a 0,6 ms. Presenta un sobreimpulso inicial de aproximadamente 20 %, pero converge sin error en régimen permanente gracias a la acción integral del controlador PI. Por su parte, el lazo de tensión (figura 4.13b) exhibe un comportamiento más lento, con un tiempo de establecimiento cercano a 1,5 ms y un sobreimpulso de aproximadamente 35 %, igualmente dentro de márgenes aceptables para el diseño propuesto. Al igual que en el caso anterior, la respuesta final elimina el error estacionario.

Debido a limitaciones del proceso de ajuste iterativo, donde incrementar la separación entre lazos comprometía los márgenes de fase o el sobreimpulso observado, no se cumplió estrictamente el criterio de separación temporal que establece que el lazo de corriente debiese ser al menos diez veces más rápido que el de tensión. Sin embargo, los resultados muestran que el lazo interno de corriente responde con mayor rapidez que el externo de tensión, manteniendo una coordinación adecuada entre ambos y un desempeño aceptable para las condiciones estudiadas. Posteriormente, en las figuras 4.14 y 4.15 se ilustra cómo



(a) Respuesta escalón del lazo de corriente.



(b) Respuesta escalón del lazo de tensión.

Figura 4.13: Respuestas escalón obtenidas para los controladores PI: (a) lazo de corriente y (b) lazo de tensión.

el diseño logra seguir las referencias impuestas en la simulación, cumpliendo su objetivo.

Una vez diseñados los controladores PI para los lazos de corriente y tensión, cuyos parámetros se resumen en la tabla 4.3, estos fueron implementados en el entorno de simulación PLECS sobre el esquema del inversor puente H presentado en la figura 3.6.

La estrategia de control generó las señales moduladoras necesarias para disparar los interruptores IGBT-D del puente mediante modulación PWM unipolar, permitiendo evaluar el desempeño dinámico del sistema bajo condiciones de operación cercanas a las reales.

Las figuras 4.14 y 4.15 presentan la comparación entre señal de referencia y señal medida para la corriente y la tensión respectivamente. En ambos casos se observa un seguimiento adecuado: las señales medidas convergen rápidamente hacia sus respectivas referencias, con error en régimen permanente prácticamente nulo y sobreoscilaciones acotadas, lo que confirma el correcto funcionamiento de los controladores PI y la separación de anchos de banda entre lazos.

Tabla 4.3: Parámetros de los controladores PI diseñados para cada lazo.

Parámetro	Lazo de corriente	Lazo de tensión
Función de transferencia $C(z)$	$\frac{50{,}739\,(z-0{,}8941)}{z-1}$	$\frac{0{,}08985\,(z-0{,}9743)}{z-1}$
Ganancia proporcional K_p	50,739	0,08985
Ganancia integral K_i	5,370	0,00231
Cero del controlador	$z = 0{,}8941$	$z = 0{,}9743$
Polo del controlador	$z = 1$	$z = 1$
Frecuencia de corte	3,7 kHz	2,8 kHz
Sobreimpulso (escalón)	$\approx 20\,\%$	$\approx 35\,\%$
Tiempo de establecimiento	$< 0{,}6$ ms	$\approx 1{,}5$ ms

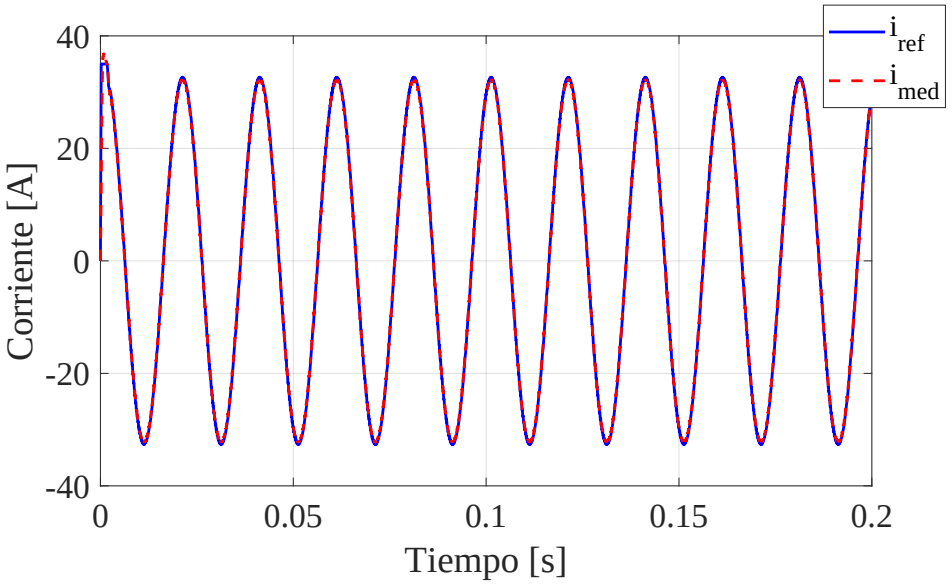


Figura 4.14: Seguimiento de referencia del lazo de corriente.

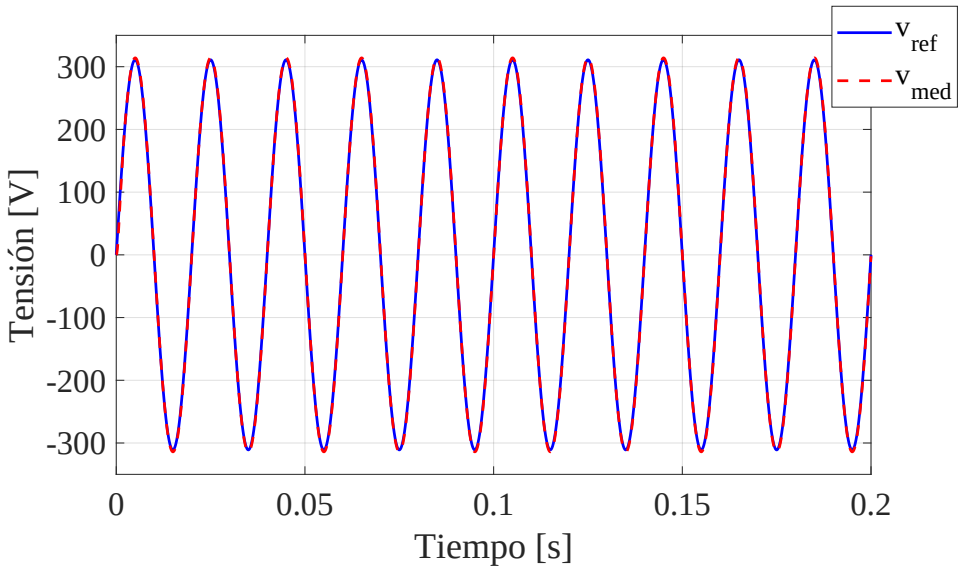


Figura 4.15: Seguimiento de referencia del lazo de tensión

De esta manera, se demuestra que la estructura del puente H permite transformar la señal continua proveniente de la fuente de tensión V_{dc} en una señal alterna de forma sinusoidal, adecuada para alimentar la carga a través del filtro LC.

Adicionalmente, para evaluar la robustez del sistema de control ante perturbaciones, se realizó una prueba de escalón de carga en la cual se modificó la corriente consumida por la carga resistiva, pasando de 50 % a 100 % de la potencia nominal. La figura 4.16 y la figura 4.17 muestran los resultados obtenidos, donde se aprecia que tanto la referencia de corriente como la de tensión son seguidas adecuadamente por el controlador, con un transitorio breve tras el escalón.

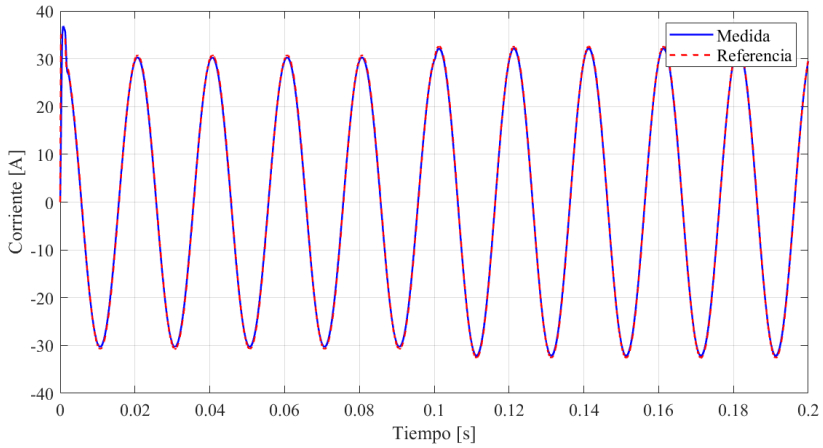


Figura 4.16: Respuesta de corriente ante escalón de carga.

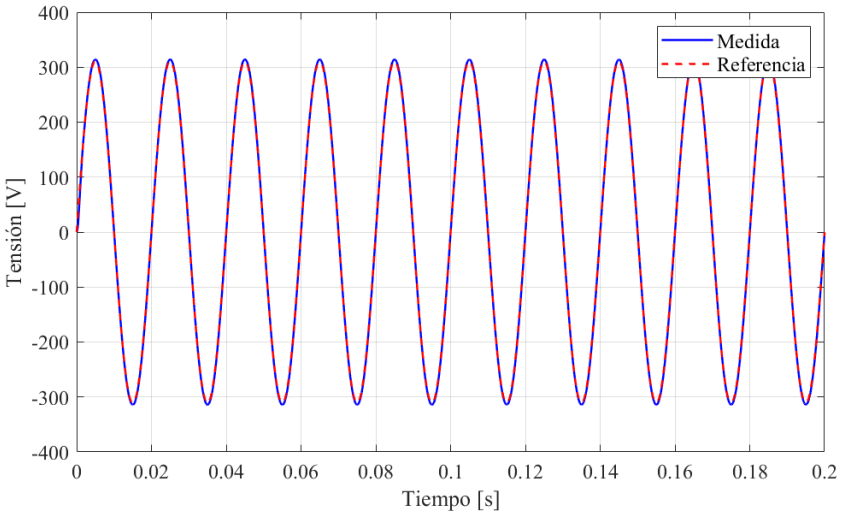


Figura 4.17: Respuesta de tensión ante escalón de carga.

Capítulo 5

Vehículo Eléctrico

En los capítulos anteriores se describieron el modelado del recurso fotovoltaico, las etapas de conversión DC/DC y DC/AC y las estrategias de control asociadas. En este capítulo se presenta la carga final del sistema: el vehículo eléctrico utilizado como caso de estudio.

Los vehículos eléctricos (VE) corresponden a una familia de vehículos de transporte que incorporan al menos un motor eléctrico para su propulsión, utilizando energía eléctrica almacenada en baterías u otras fuentes. A diferencia de los vehículos convencionales, que dependen exclusivamente de motores de combustión interna, los VE pueden operar total o parcialmente con energía eléctrica, lo que reduce o elimina las emisiones directas durante su operación.

Estos vehículos se pueden clasificar según las siguientes categorías [21]:

- Vehículos Eléctricos de Batería (BEV): propulsados exclusivamente por motor eléctrico, sin motor de combustión.
- Vehículos Híbridos (HEV): combinan motor eléctrico y motor de combustión interna, sin carga externa de la batería.
- Vehículos Híbridos Enchufables (PHEV): similares a los HEV, pero con batería de mayor capacidad que puede cargarse desde la red eléctrica.
- Vehículos de Celdas de Combustible (FCEV): utilizan hidrógeno para generar electricidad mediante una celda de combustible, propulsándose con motor eléctrico.

Los VE presentan diversas ventajas respecto de los vehículos tradicionales a combustión. Entre estas, se encuentra una alta eficiencia energética, del orden del 90 % en comparación con un 30–40 % de los motores de combustión interna [21]. Por otra parte, no emiten gases contaminantes durante su operación, siendo un avance fundamental en la transición energética hacia la carbono neutralidad [2].

Sin embargo, estos vehículos presentan desafíos para su adopción masiva, siendo la infraestructura de carga uno de los más críticos. Según la Agencia Internacional de Energía, si bien el número de estaciones de carga pública se ha duplicado en los últimos dos años, su despliegue no ha seguido el ritmo del crecimiento del parque vehicular eléctrico en varios

mercados, y se estima que la capacidad de carga pública debería crecer casi nueve veces hacia 2030 para satisfacer la demanda proyectada [22]. Asimismo, los tiempos de carga varían significativamente según la tecnología utilizada, desde cargadores ultra-rápidos de 150 kW o más hasta cargadores lentos de uso urbano [22].

Para la validación experimental del sistema propuesto, se tuvo acceso a un vehículo eléctrico marca JAC modelo e-JS1, el cual fue utilizado como carga real en las pruebas descritas en el Capítulo 7. Este vehículo pertenece a la categoría de vehículos eléctricos de batería (BEV) y utiliza baterías de tipo fosfato de hierro y litio, lo que lo convierte en un caso de estudio representativo de los vehículos eléctricos de uso doméstico disponibles actualmente en el mercado nacional. En las figuras 5.1 y 5.2 se observa el vehículo y sus entradas para carga AC y DC.



Figura 5.1: Vehículo eléctrico marca JAC modelo e-JS1.



Figura 5.2: Entrada de carga del VE, AC a la izquierda y DC a la derecha.

5.0.1. Baterías en Vehículos Eléctricos

El componente más relevante de un vehículo eléctrico es su sistema de almacenamiento energético, siendo las baterías el elemento central que determina la autonomía y potencia. Entre las distintas tecnologías disponibles, las **baterías de ion-litio** son actualmente las más utilizadas debido a su alta densidad energética, eficiencia en la carga y descarga, y larga vida útil [23].

Dentro de la familia de baterías de ion-litio, un tipo que ha cobrado especial relevancia en el sector automotriz es la **batería de fosfato de hierro y litio ($LiFePO_4$, LFP)**. Este material catódico, de estructura olivina, destaca por su alta seguridad, bajo costo, estabilidad térmica y larga vida útil.

Las principales ventajas de las baterías LFP en vehículos eléctricos son [22, 23]:

- **Seguridad mejorada:** su estructura química inhibe la liberación de oxígeno, reduciendo el riesgo de sobrecalentamiento y explosión frente a otros tipos de baterías de ion-litio.
- **Larga vida útil:** alcanzan más de 2000–3000 ciclos de carga y descarga manteniendo un desempeño estable, lo que aumenta la durabilidad del vehículo.

- **Bajo costo y sostenibilidad:** utilizan hierro y fósforo en lugar de metales críticos como el cobalto, lo que reduce el impacto ambiental y los costos de producción.
- **Estabilidad térmica:** presentan buen rendimiento incluso en condiciones de altas temperaturas, lo que las hace aptas para distintos climas y entornos de operación.

No obstante, estas baterías poseen como **principal desventaja** una densidad energética inferior (Wh/kg) en comparación con las baterías de níquel, manganeso y cobalto (NMC) y de níquel, cobalto y aluminio (NCA), lo que se traduce en autonomías menores para un mismo volumen o peso. Pese a ello, su robustez y seguridad han impulsado su integración en numerosos vehículos eléctricos comerciales, especialmente en buses, flotas urbanas y modelos de uso cotidiano, donde la confiabilidad y la vida útil prolongada resultan más relevantes que la autonomía máxima [23].

El vehículo JAC e-JS1 utilizado en este trabajo incorpora baterías de tipo LFP, con una capacidad total de 31,4 kWh y una autonomía NEDC de 302 km [24]. Su tiempo de carga lenta en CA es de 7 horas (SOC 15 %–100 %), mientras que la carga rápida en CC requiere 42 minutos (SOC 30 %–80 %), lo que lo convierte en un caso de estudio representativo de la carga vehicular lenta objeto de este trabajo [24].

Capítulo 6

Implementación y Resultados

Este capítulo presenta la implementación del sistema compuesto por un arreglo fotovoltaico, un convertidor DC/DC y un inversor monofásico controlado en cascada, tanto en el entorno de simulación como en la etapa experimental. En primer lugar, se describe la plataforma de simulación PLECS, especificando los parámetros utilizados y la configuración del modelo. Posteriormente, se presentan los resultados obtenidos y se realiza una comparación con las mediciones experimentales para validar el desempeño del sistema propuesto.

6.1. Modelo del sistema utilizado en simulación

La simulación fue desarrollada en el entorno PLECS, integrando cada una de las etapas del sistema: el arreglo fotovoltaico modelado mediante el diodo único, el convertidor elevador con MPPT y el inversor en puente H controlado mediante una estrategia en cascada de lazos de tensión y corriente. Además, se incorporó una etapa de almacenamiento entre los convertidores. A continuación se muestran los bloques principales de la simulación:

- **Bloque PV:** implementa el modelo eléctrico del módulo Voltaic 9W–18V ajustado a las condiciones de operación previstas, incluyendo los efectos de irradiancia y temperatura según la curva estimada para el mes de febrero.
- **Convertidor DC/DC Boost con MPPT:** configurado según la topología descrita en la Sección 4.1.2, opera bajo el método *Perturb & Observe* para asegurar que el panel trabaje en torno al punto de máxima potencia (MPP).
- **Almacenamiento en Bus DC:** modelado como un capacitor de alta capacidad ($C = 10$ F) con una tensión inicial de 400 V. Su función es emular una batería en etapa de carga: actúa como elemento intermedio entre el panel y el inversor, permitiendo que el sistema entregue mayor potencia de manera transitoria que la disponible directamente desde el arreglo FV.
- **Inversor Monofásico en Puente H:** opera con modulación PWM unipolar y control PI en cascada, tal como se detalla en el capítulo 4. Esta etapa convierte la energía DC del bus en una señal AC sinusoidal apta para alimentar la carga equivalente al vehículo eléctrico.

- **Filtro LC y Carga Resistiva:** diseñados para emular la impedancia equivalente del vehículo eléctrico durante el proceso de carga. El filtro reduce el contenido armónico de la señal PWM, mientras que la carga resistiva permite evaluar el comportamiento del sistema ante una demanda estable de potencia durante la simulación.

La figura 6.1 presenta un esquema general del modelo de simulación implementado en PLECS.

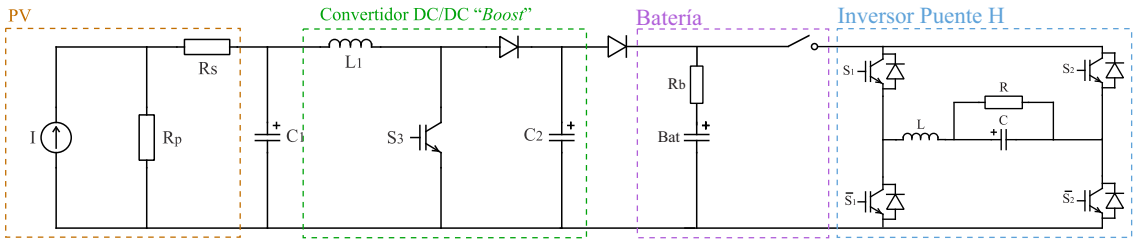


Figura 6.1: Modelo completo implementado en PLECS.

6.2. Resultados de la simulación

Una vez implementado el modelo completo en PLECS, se llevaron a cabo simulaciones considerando el perfil de irradiancia descrito en el capítulo 2. El objetivo principal es evaluar la transferencia de energía desde el arreglo fotovoltaico hacia la carga equivalente del vehículo eléctrico, verificando el funcionamiento conjunto del convertidor elevador con MPPT, la etapa de almacenamiento temporal en el bus DC y el inversor en puente H.

6.2.1. Potencia disponible desde el arreglo fotovoltaico

La figura 6.2 muestra la potencia instantánea entregada por el arreglo fotovoltaico a lo largo de la simulación, equivalente a un día de operación comprimido en 13 s de tiempo simulado. El perfil de potencia sigue directamente la curva de irradiancia empleada, presentada previamente en la figura 2.3, alcanzando un máximo cercano a los 120 W en torno al mediodía solar simulado y una potencia promedio de 107,1 W, la cual se calculó aplicando el espectro de Fourier en PLECS y considerando la componente de frecuencia 0 como la potencia media. Las oscilaciones visibles al inicio y al final de la curva, correspondientes a los períodos de menor irradiancia del día, son consecuencia del comportamiento del algoritmo MPPT P&O bajo baja radiación solar: cuando la potencia disponible es reducida, las perturbaciones aplicadas por el algoritmo son comparables en magnitud a la señal medida, generando variaciones periódicas en torno al punto de máxima potencia. Este comportamiento es inherente al método P&O y no representa un error del sistema [15].

Este valor es significativamente inferior a la potencia máxima teórica bajo condiciones estándar de prueba (STC), correspondiente a $P_{\max,\mathrm{STC}} \approx 172{,}2$ W para el arreglo utilizado (tabla 2.2), calculada a partir de $G = 1000$ W/m^2, $T = 25$ °C y sin pérdidas asociadas. Esta diferencia se debe fundamentalmente a la irradiancia reducida durante la simulación ($G_{\max} = 702{,}9$ W/m^2), lo cual se refleja también en la figura 6.4.

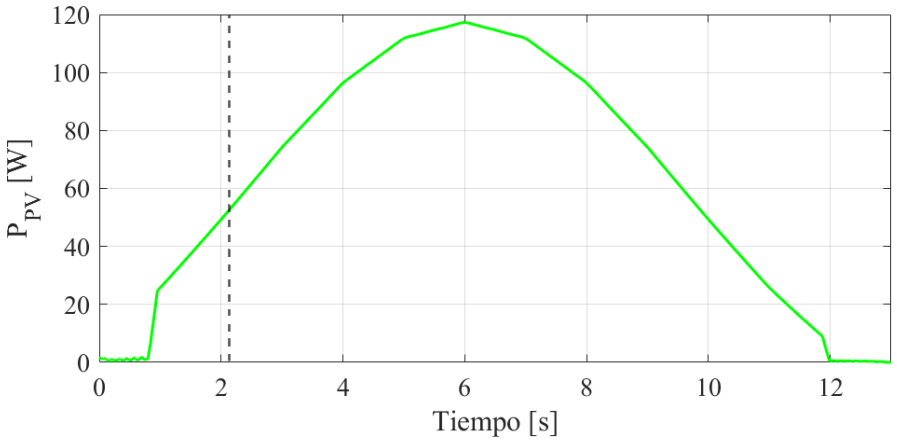


Figura 6.2: Potencia instantánea del arreglo FV obtenida mediante simulación.

Además, se compararon las curvas I–V y P–V del arreglo simuladas en condiciones estándar de prueba (STC, $G = 1000$ W/m^2) y en las condiciones reales de irradiancia máxima del caso estudiado ($G = 702{,}9$ W/m^2), como se muestra en la figura 6.3 y figura 6.4. Bajo condiciones STC, el punto de máxima potencia (*MPP*) del arreglo alcanza aproximadamente 172 W, de acuerdo con los valores teóricos del módulo y la configuración en serie-paralelo empleada (tabla 2.2).

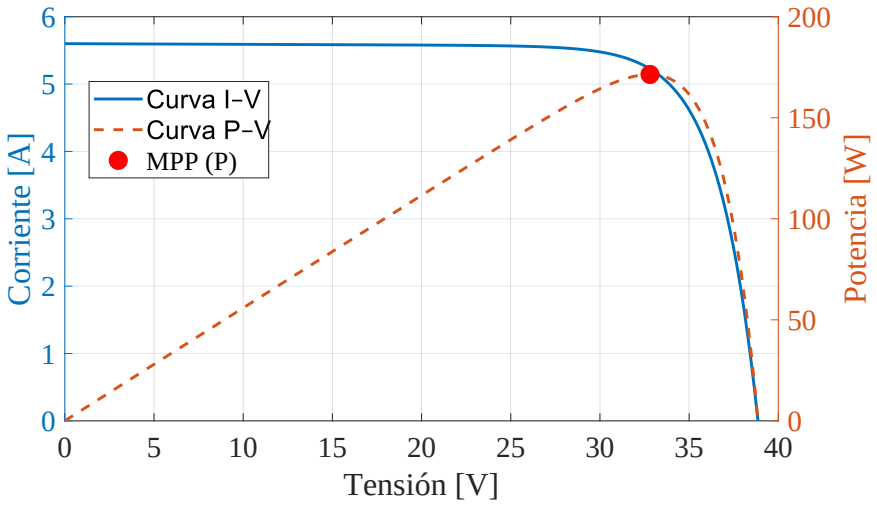


Figura 6.3: Curvas I–V y P–V del arreglo FV para $G = 1000$ W/m^2 .

En contraste, al disminuir la irradiancia a 702,9 W/m^2, el MPP del arreglo se reduce a alrededor de 114,9 W, mostrando una caída proporcional con el recurso solar disponible. Esta reducción coincide con los valores máximos observados en la figura 6.2, donde se aprecia un máximo cercano a los 120 W, lo cual valida la consistencia del modelo fotovoltaico y la simulación realizada.

Esta diferencia de potencia disponible entre condiciones estándar y simuladas demuestra la importancia del algoritmo MPPT y del almacenamiento intermedio en el bus DC, ya que las condiciones reales de operación suelen presentar una irradiancia significativa-

mente menor que la ideal, afectando el rendimiento del sistema si no se compensan estas variaciones.

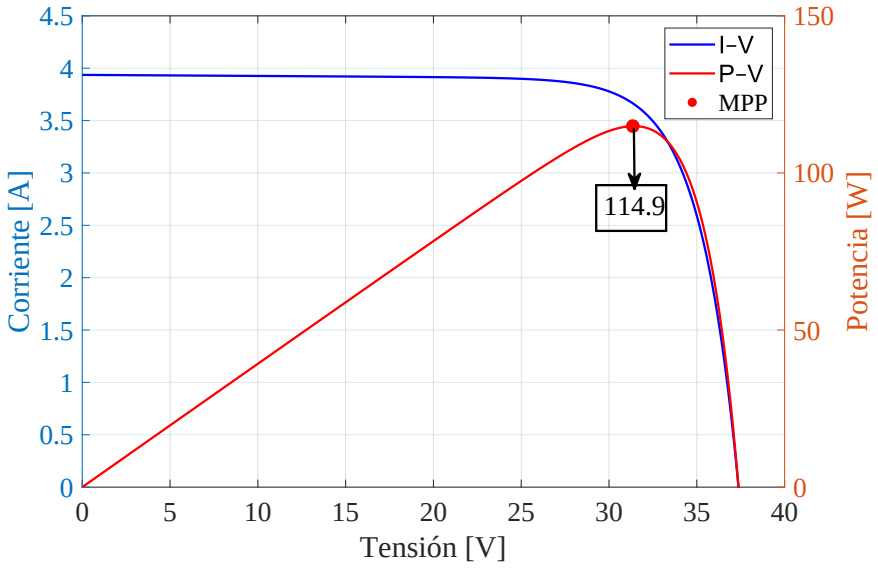


Figura 6.4: Curvas I–V y P–V del arreglo FV para $G = 702{,}9$ W/m^2.

6.2.2. Potencia entregada por el bus DC

En el modelo de simulación, el bus de continua fue representado mediante un condensador de alta capacidad ($C = 10$ F) inicializado a 400 V, para emular el comportamiento de la batería. Esta aproximación permite capturar el comportamiento energético esencial del enlace DC, actuar como reservorio de energía que absorbe los excedentes del arreglo fotovoltaico y los entrega al inversor cuando la demanda supera la generación instantánea, sin necesidad de modelar la química interna de una celda. Cabe destacar que este modelo no replica el comportamiento de una batería real en términos de capacidad energética ni de respuesta dinámica, sino que constituye una simplificación orientada a estudiar el balance de potencia del sistema bajo condiciones de operación controladas.

La figura 6.5 muestra la evolución de la tensión en el condensador a lo largo de la simulación. Se distinguen claramente dos etapas: durante los primeros 2,1 s, el inversor permanece inactivo y el arreglo fotovoltaico carga progresivamente el condensador hasta alcanzar los 400,01 V, umbral a partir del cual el relay de control habilita la operación del inversor, el cual se implementó para observar el correcto funcionamiento del condensador en sus modos de carga y descarga. A partir de ese instante, el condensador comienza a descargarse de forma sostenida, entregando la energía acumulada hacia la carga a través del inversor.

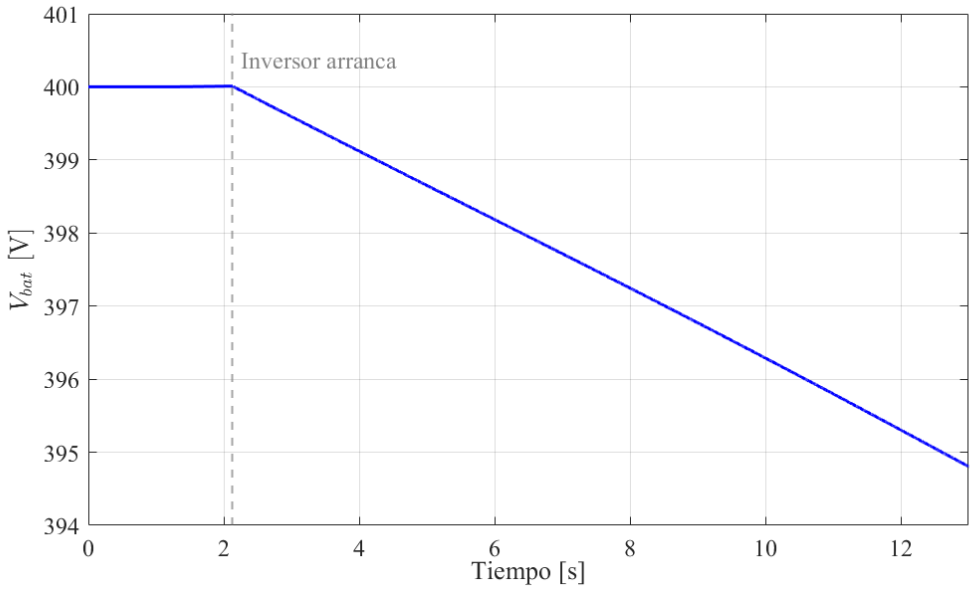


Figura 6.5: Tensión en la batería

La evolución de la tensión refleja tres etapas de operación diferenciadas. En la primera etapa, comprendida entre $t = 0$ y $t \approx 1$ s, la irradiancia es mínima, correspondiente al amanecer en el perfil diario simulado, por lo que el arreglo fotovoltaico genera una potencia muy reducida. El inversor permanece inactivo y la tensión del condensador se mantiene constante en 400 V, ya que la corriente aportada por el PV es insuficiente para modificarla de forma apreciable.

En la segunda etapa, entre $t \approx 1$ s y $t \approx 2{,}1$ s, la irradiancia aumenta y el arreglo comienza a inyectar corriente al bus DC de forma sostenida. Como el inversor aún no opera, toda la energía generada se acumula en el condensador, elevando su tensión lentamente desde 400 V hasta 400,01 V. Al alcanzar este umbral, el relay de control detecta la condición y habilita el arranque del inversor.

La tercera etapa se extiende desde $t \approx 2{,}1$ s hasta el final de la simulación ($t = 13$ s). Con el inversor en operación, la demanda de potencia de la carga supera ampliamente la generación instantánea del arreglo fotovoltaico, por lo que el condensador comienza a descargarse progresivamente. La tensión cae de forma aproximadamente lineal desde 400,01 V hasta 394,81 V, lo que confirma que el condensador actúa como la fuente principal de energía del sistema durante esta etapa.

La corriente media entregada por el bus DC se presenta en la figura 6.6. La señal fue obtenida aplicando un promedio móvil de ventana $T_w = 20$ ms sobre la corriente instantánea exportada desde PLECS, con el objeto de eliminar la componente oscilatoria de alta frecuencia introducida por la conmutación del convertidor DC/DC a $f_{sw} = 20$ kHz. Durante los primeros segundos de simulación la corriente es nula mientras el condensador se carga desde el arreglo fotovoltaico. A partir de $t \approx 1$ s la batería comienza a cargarse desde el convertidor boost, observándose una corriente negativa de aproximadamente 1,3 A. Al activarse el relay en $t = 2{,}1$ s, la batería invierte su modo de operación y comienza a descargarse hacia el inversor, con una corriente inicial de aproximadamente 3 A que varía a lo largo de la simulación en función de la caída de tensión en el bus DC. El rizado

residual visible en la señal promediada es un artefacto del proceso de promediado: dado que el solver de PLECS opera con paso de tiempo variable, las muestras exportadas no están uniformemente espaciadas, por lo que la ventana de N muestras no corresponde exactamente a $T_w = 20$ ms en todos los instantes de la simulación.

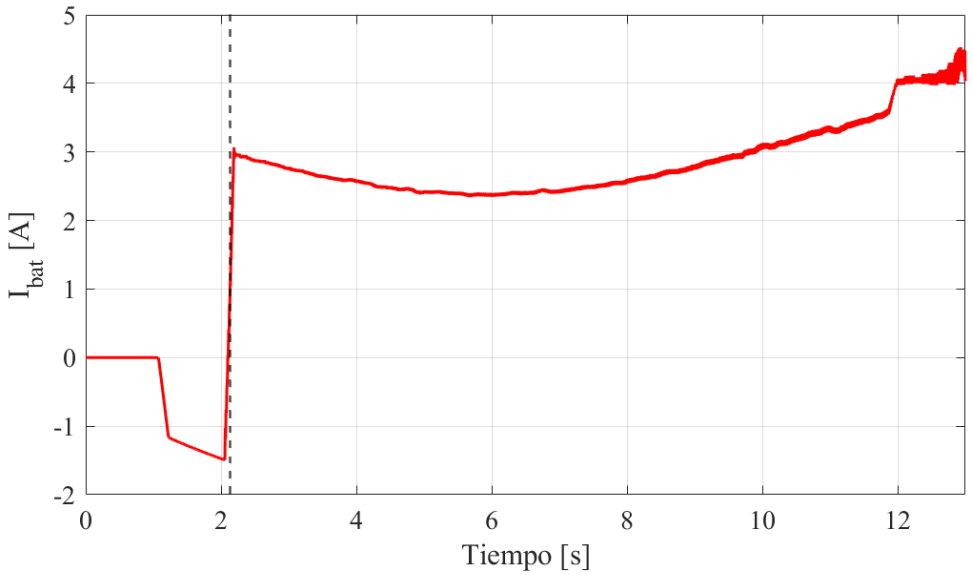


Figura 6.6: Corriente media en la batería

La potencia entregada por la batería se obtuvo como el producto entre la tensión medida en el condensador y la corriente entrando al inversor, utilizando la herramienta de espectro de Fourier de PLECS, dónde se obtuvo que la potencia promedio en la batería fue de $\bar{P}_{bat} = 1870{,}5$ W.

Hacia el final de la simulación ($t > 12$ s), se observan perturbaciones crecientes en la señal de corriente de la figura 6.6. Esto se debe a que, en el perfil de irradiancia simulado, el segundo 6 corresponde al mediodía solar y el segundo 13 a las 18:00 h, por lo que desde $t \approx 12$ s la irradiancia está disminuyendo hacia el final del día. Con menor irradiancia disponible, el algoritmo MPPT P&O opera en condiciones de baja potencia donde sus perturbaciones son comparables en magnitud a la señal medida, generando oscilaciones más pronunciadas en torno al punto de máxima potencia. Simultáneamente, la caída acumulada de tensión en el condensador obliga al controlador PI a aumentar su esfuerzo de regulación para mantener los 220 V de salida, lo que se traduce en mayores variaciones en la corriente demandada al bus DC.

6.2.3. Tensión y corriente en la carga

Para evaluar el desempeño del inversor y del control implementado en la etapa de salida, se graficaron las formas de onda correspondientes a la tensión $v_R(t)$ y la corriente $i_R(t)$ en la resistencia de carga. Como se observa en la figura 6.7, ambas señales presentan comportamiento sinusoidal y se encuentran en fase, lo que es consistente con el carácter resistivo de la carga $R = 25\ \Omega$. El valor eficaz de la tensión medida fue de 220,36 V_{rms}, coincidiendo estrechamente con la referencia impuesta por el lazo de control. De acuerdo

con la ley de Ohm, se espera una corriente eficaz de aproximadamente:

$$I_{\text{teórica}} = \frac{V_{\text{rms}}}{R} = \frac{220\ \text{V}}{25\ \Omega} = 8{,}8\ \text{A}$$

valor que coincide casi exactamente con la corriente medida de 8,81 A. Esto confirma tanto la correcta regulación de la tensión en la salida como el buen funcionamiento del inversor bajo la estrategia de control en cascada.

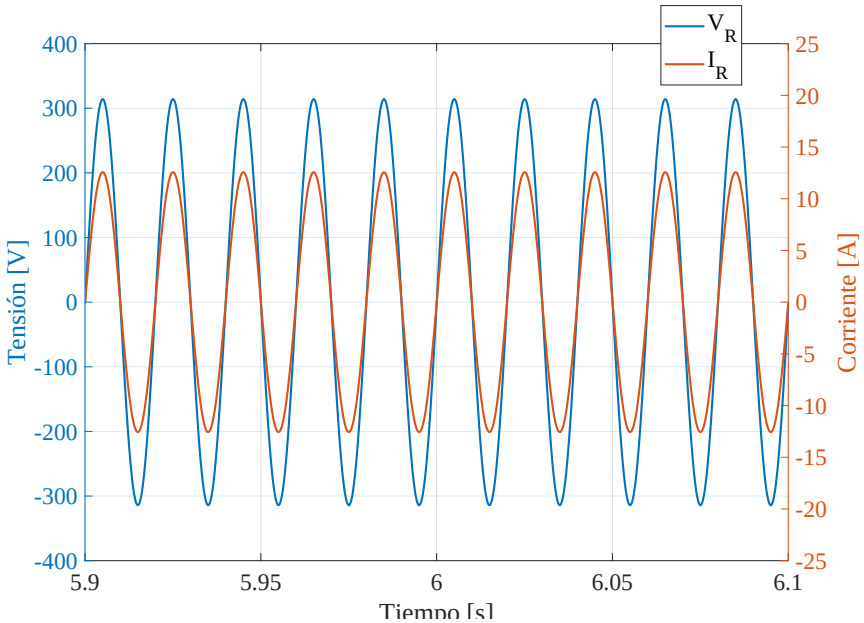


Figura 6.7: Tensión y corriente medidas en la carga resistiva.

6.2.4. Potencia entregada a la carga

La potencia instantánea entregada por el inversor a la carga resistiva se obtuvo multiplicando la tensión y la corriente medidas en la resistencia de carga, mostradas en la figura 6.7. La figura 6.8 muestra el comportamiento de $p(t)$ durante un intervalo reducido de operación, evidenciando pulsaciones a 100 Hz, lo cual es consecuencia de la naturaleza de la potencia instantánea en un sistema monofásico con carga resistiva:

$$p(t) = V_{\text{rms}} I_{\text{rms}} \left[1 + \cos(2\omega t)\right]$$

donde la componente oscilatoria tiene frecuencia $2f = 100$ Hz, siendo $f = 50$ Hz la frecuencia fundamental de la tensión de salida. La potencia instantánea pulsa entre 0 y $2V_{\text{rms}}I_{\text{rms}}$, alcanzando el valor nulo en los instantes en que la tensión y la corriente pasan simultáneamente por cero.

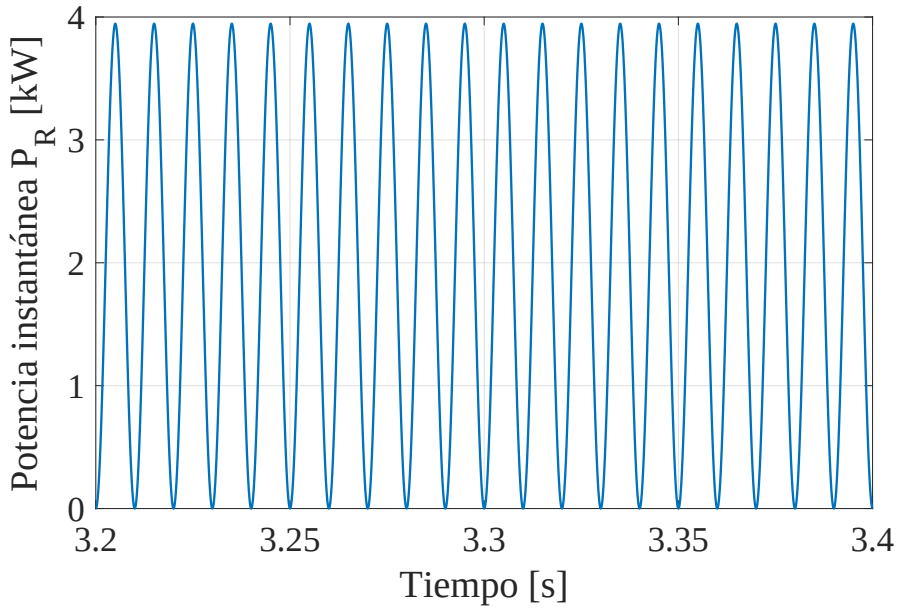


Figura 6.8: Potencia instantánea entregada a la carga en un intervalo acotado.

Para obtener un valor representativo de transferencia de energía, se calculó la potencia promedio mediante un promedio móvil con ventana equivalente a un período de red ($T_w = 20$ ms), procesado en MATLAB sobre la señal exportada desde PLECS. El resultado se muestra en la figura 6.9. Paralelamente, se calculó el espectro de Fourier en PLECS y se obtuvo una potencia promedio en la carga de 1975,2 W.

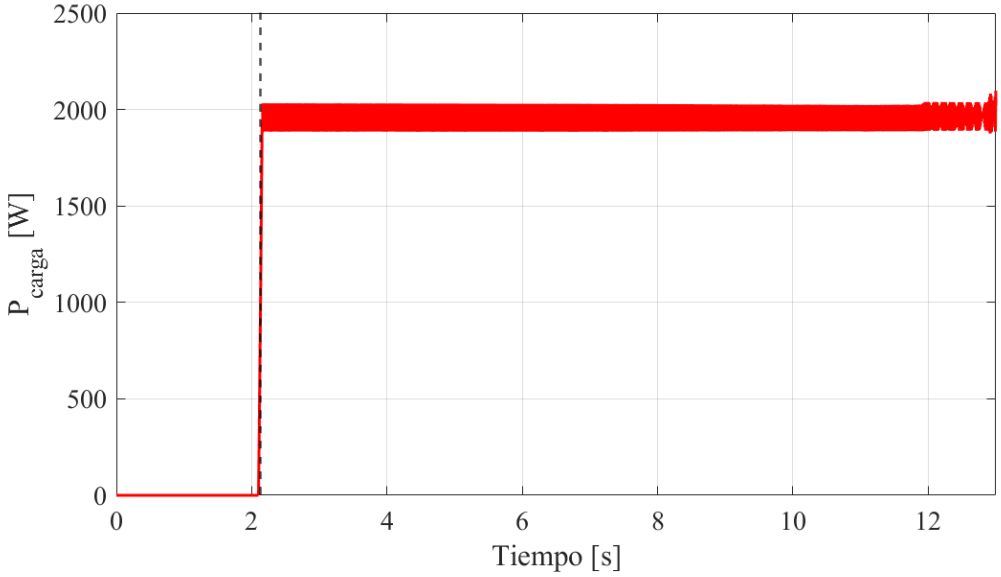


Figura 6.9: Potencia promedio entregada a la carga.

Los valores promedio calculados en MATLAB durante el régimen estacionario ($t >$

2,1 s) fueron:

$$P_{FV} = 107{,}1 \text{ W}, \qquad P_{bat} = 1870{,}5 \text{ W}, \qquad P_{\text{carga}} = 1975{,}2 \text{ W}$$

Este resultado confirma que el sistema es capaz de entregar más de 18 veces la potencia disponible instantáneamente en el arreglo fotovoltaico, gracias al almacenamiento de energía en el bus DC, donde el condensador de alta capacidad ($C = 10$ F) actúa como elemento intermedio entre el panel y el inversor, permitiendo desacoplar la potencia generada por el arreglo fotovoltaico de la potencia demandada por la carga. Este comportamiento reproduce de manera aproximada un ciclo real de carga de vehículo eléctrico, donde la energía acumulada en una batería se transfiere hacia el sistema de potencia con una demanda significativamente mayor a la potencia instantáneamente entregada por el panel.

Cabe destacar que la aportación del arreglo fotovoltaico representa apenas el 5,41 % de la energía total entregada al sistema (107,1 W de 1977,6 W), lo que refleja que el condensador del bus DC actúa como la fuente principal de energía durante el régimen de operación simulado. Este resultado es consistente con el escenario propuesto: el sistema no está diseñado para que el arreglo FV alimente directamente la carga en tiempo real, sino para que la energía solar acumulada previamente en el bus DC sea transferida hacia la carga a través del inversor. Bajo esta lógica, la pequeña aportación instantánea del panel es un resultado esperado y no una deficiencia del sistema.

6.2.5. Balance de potencia y eficiencia del sistema

A partir de los valores promedio obtenidos, es posible verificar el balance de potencia del sistema. Considerando que la única fuente de energía durante el régimen estacionario es el bus DC, apoyado marginalmente por el arreglo fotovoltaico, el balance puede expresarse como:

$$P_{bat} + P_{FV} = P_{\text{carga}} + P_{\text{perd}} \tag{6.1}$$

Sustituyendo los valores promedio calculados en MATLAB:

$$1870{,}5 \text{ W} + 107{,}1 \text{ W} = 1975{,}22 \text{ W} + P_{\text{perd}} \tag{6.2}$$

de donde se obtiene una potencia de pérdidas de $P_{\text{perd}} = 2{,}4$ W, correspondiente a las pérdidas por conmutación y conducción en el convertidor DC/DC y en el inversor. La eficiencia global del sistema resulta:

$$\eta = \frac{P_{\text{carga}}}{P_{bat} + P_{FV}} = \frac{1975{,}2}{1977{,}6} = 99{,}88\,\% \tag{6.3}$$

Dado que el modelo de simulación fue implementado con componentes ideales, sin pérdidas de conmutación ni de conducción en los semiconductores, y sin resistencias parásitas en inductores ni condensadores, las pérdidas calculadas no corresponden a disipación térmica real.

Capítulo 7

Resultados y validación experimental

El objetivo de este capítulo es contrastar experimentalmente los resultados obtenidos en la simulación con mediciones realizadas sobre un sistema fotovoltaico real. Para ello, se utilizó el mismo arreglo de paneles solares modelado en PLECS, junto con un inversor comercial monofásico con funcionalidad MPPT integrada. Si bien la etapa de conversión DC/DC–AC implementada en la simulación no fue replicada de forma idéntica en el montaje experimental, las mediciones realizadas permiten evaluar el desempeño eléctrico del sistema bajo condiciones reales y validar los supuestos principales del modelo: comportamiento del arreglo fotovoltaico, transferencia de energía hacia la carga y coherencia entre las magnitudes simuladas y medidas. El detalle del montaje, la instrumentación utilizada y los puntos de medición se describen en la sección 7.0.4.

7.0.1. Arreglo PV

El arreglo fotovoltaico utilizado en la etapa experimental, presentado en la figura 7.1, corresponde al mismo conjunto de paneles modelado previamente en la simulación: 20 paneles monocristalinos conectados en configuración 2s×10p, cuyas características eléctricas se presentan en la tabla 2.2.

Cada módulo presenta una potencia máxima nominal de 9,54W, con valores de tensión y corriente en condiciones estándar de prueba mostrados en la tabla 2.2. La potencia total esperada del conjunto es de 172,2W bajo irradiancia de $G = 1000$ W/m^2



Figura 7.1: Arreglo fotovoltaico real utilizado en la validación experimental.

7.0.2. Inversor utilizado

El inversor empleado fue el modelo Axpert VP 2000-24, observado en la figura 7.2, cuyas principales especificaciones se presentan en la tabla 7.1.



Figura 7.2: Inversor utilizado en el experimento.

Este equipo posee una potencia nominal de 2 kW, salida senoidal pura de 230 V y un rango de operación compatible con aplicaciones residenciales. Al integrar funcionalidad MPPT y cargador AC, permite evaluar el comportamiento de un sistema realista de conversión para carga de vehículo eléctrico.

Parámetro	**Valor**
Potencia nominal	2000 VA / 2000 W
Voltaje de entrada AC	230 VAC
Rango seleccionable de voltaje	170–280 VAC (PC) ; 90–280 VAC (Electrodomésticos)
Frecuencia	50 / 60 Hz (detección automática)
Voltaje de salida (modo batería)	230 VAC ± 5 %
Forma de onda	Senoidal pura
Potencia de sobrecarga	4000 VA
Eficiencia pico	90–93 %
Tiempo de transferencia	10 ms (PC) ; 20 ms (Electrodomésticos)
Voltaje de batería	24 VDC
Voltaje de flotación	27 VDC
Protección por sobrecarga	31 VDC
Tipo de cargador solar	MPPT
Potencia máxima arreglo FV	1000 W
Voltaje máximo en circuito abierto FV	102 VDC
Rango de seguimiento MPPT	30–80 VDC
Corriente máxima de carga solar	40 A
Corriente máxima de carga AC	20 A
Corriente máxima de carga total	60 A
Dimensiones (mm)	100 × 300 × 440
Peso neto	5.5 kg
Interfaz de comunicación	USB / RS232
Temperatura de operación	–10 °C a 50 °C

Tabla 7.1: Especificaciones técnicas del inversor Axpert VP 2000-24 utilizado en la parte experimental.

7.0.3. Emulación del bus DC y alimentación del inversor

Para emular la batería del sistema propuesto y entregar una tensión continua controlada al inversor, se utilizó una fuente bidireccional programable Chroma 62060D, observada en la figura 7.3. Este equipo permite operar tanto como fuente como carga, con capacidad de suministrar o absorber potencia de forma dinámica, lo que lo convierte en una alternativa adecuada para reproducir el comportamiento transitorio del bus DC presente en la simulación.



Figura 7.3: Fuente bidireccional programable Chroma 62060D

Las características más relevantes del equipo utilizado se resumen en la tabla 7.2. Este equipo permitió realizar variaciones controladas de tensión y corriente en la entrada del inversor, asegurando estabilidad durante la etapa de medición.

Tabla 7.2: Características relevantes de la fuente bidireccional Chroma 62000D utilizada en el montaje experimental.

Parámetro	**Valor**
Tipo de equipo	Fuente bidireccional DC (dos cuadrantes)
Rango de tensión	0–2000 V
Rango de corriente	0–540 A (según modelo)
Potencia nominal	6–45 kW por módulo
Tiempo de respuesta transitorio	$< 1{,}5$ ms
Modo de operación	Fuente y carga programable
Control de barrido	Slew rate ajustable en tensión y corriente
Modos de programación	CV / CC / CP (voltaje, corriente o potencia constantes)
Función de simulación solar	Sí (emulación de arreglo fotovoltaico)
Interfaces de comunicación	USB, LAN, APG, opcional CAN FD / GPIB
Paralelización	Hasta 1.8 MW (configuración master/slave)
Ondulación y ruido	Bajo ripple de salida

7.0.4. Procedimiento de medición

Una vez definido el montaje experimental descrito anteriormente, se llevaron a cabo las mediciones necesarias para validar el comportamiento del sistema bajo condiciones reales. Para ello, se siguió el siguiente procedimiento:

1. **Alimentación del inversor:** La fuente bidireccional Chroma 62060D se conectó en los terminales de entrada de baterías del inversor Axpert VP 2000-24, configurándose para entregar una tensión continua estable de 24 V. Esta conexión es un requerimiento mandatorio del fabricante, puesto que el inversor necesita una tensión de batería en sus terminales DC para alimentar su lógica de control interna y habilitar

la operación del sistema. Sin esta fuente auxiliar, el equipo no inicia su funcionamiento independientemente de la potencia disponible desde el arreglo fotovoltaico. Cabe destacar que este requerimiento corresponde a una característica de implementación práctica del inversor comercial utilizado, y no forma parte del modelo de simulación desarrollado en el capítulo 6, donde el bus DC fue representado directamente mediante un condensador de alta capacidad.

2. **Conexión del arreglo fotovoltaico real:** El arreglo compuesto por 20 paneles (configuración 2s×10p) se conectó directamente a los terminales de entrada fotovoltaica del inversor. De esta manera, el MPPT integrado en el Axpert ajusta el punto de operación de los paneles según la irradiancia disponible al momento de la medición.

3. **Conexión de la carga:** Inicialmente se utilizó una resistencia conectada a la salida AC del inversor para evaluar el comportamiento básico de transferencia de energía del sistema. Posteriormente, se conectó directamente el cargador vehicular perteneciente al vehículo eléctrico disponible, con el fin de observar el comportamiento del sistema en una condición de carga real.

4. **Instrumentación y adquisición de datos:** Para la medición de las variables eléctricas, se utilizó un osciloscopio, complementado con sensores de tensión y corriente. Las señales adquiridas fueron:

   - $i_{\mathrm{PV}}(t)$: corriente instantánea entregada por el arreglo fotovoltaico,
   - $i_{\mathrm{bat}}(t)$: corriente suministrada por la fuente Chroma al inversor,
   - $v_{\mathrm{R}}(t)$: tensión alterna medida en la carga resistiva,
   - $i_{\mathrm{R}}(t)$: corriente alterna circulante por la misma.

La figura 7.4 presenta el esquema del montaje experimental, donde se identifican los equipos utilizados y los puntos de medición de las variables eléctricas adquiridas con el osciloscopio: la corriente del arreglo fotovoltaico $i_{PV}(t)$, la corriente entregada por la fuente Chroma $i_{bat}(t)$, y la tensión y corriente en la carga $v_R(t)$ e $i_R(t)$.

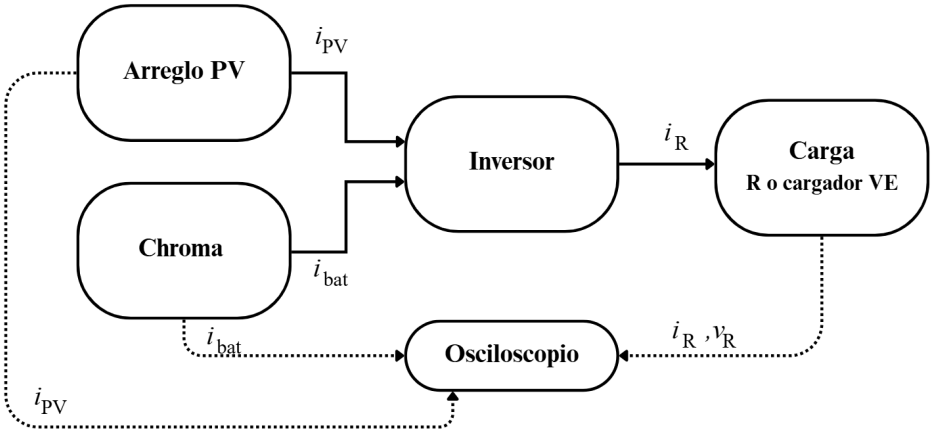


Figura 7.4: Esquema del montaje experimental con puntos de medición de las variables eléctricas.

Las figuras 7.5 y 7.6 muestran fotografías del montaje real implementado en el laboratorio durante las mediciones, correspondientes a la configuración con cargador de VE y con carga resistiva, respectivamente.

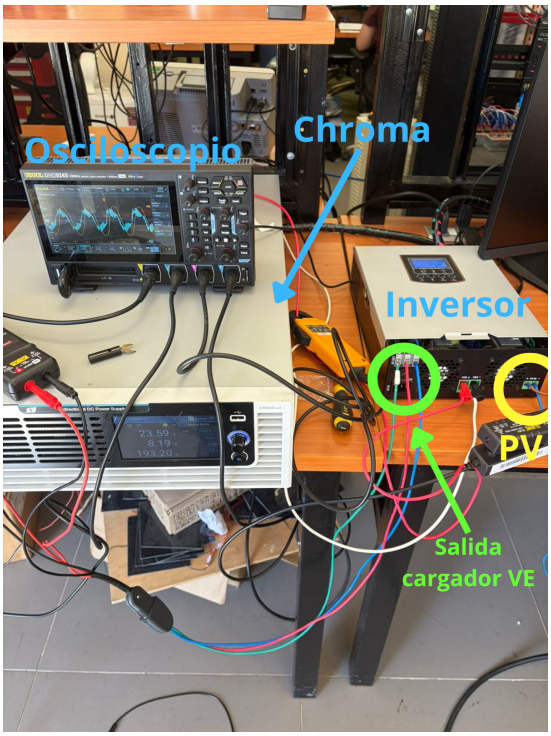


Figura 7.5: Conexión PV-Chroma-Inversor-Cargador VE-Osciloscopio.

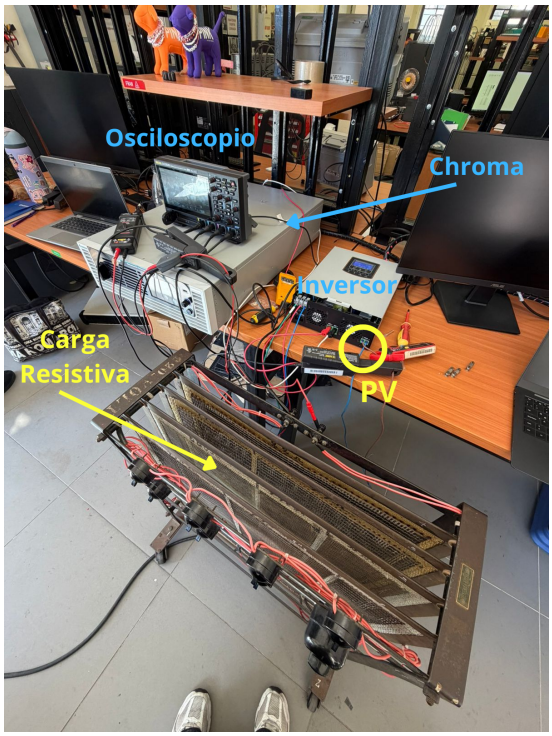


Figura 7.6: Conexión dPV-Chroma-Inversor-carga R-Osciloscopio.

7.1. Resultados experimentales

Con el objetivo de validar experimentalmente el desempeño del sistema inversor bajo condiciones reales de operación, se realizaron mediciones sobre un arreglo fotovoltaico en el patio de alta tensión del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Técnica Federico Santa María, ubicada en la región de Valparaíso. El montaje incluyó los mismos módulos Voltaic utilizados en la simulación, conectados en configuración 2s×10p, acoplados a un inversor de uso residencial Axpert y a una fuente bidireccional programable (Chroma 62000D) que emuló el almacenamiento energético en el bus DC.

Cabe destacar que, si bien la simulación considera la conversión completa FV–DC–DC–AC con control en cascada, el ensayo experimental se focalizó en validar las etapas fotovoltaica–inversor–carga. El convertidor elevador y el control MPPT fueron replicados a través de la funcionalidad interna del inversor, lo que permite comparar de manera directa la operación bajo diferentes cargas.

7.1.1. Carga resistiva

Con el fin de evaluar el rendimiento del inversor frente a cargas lineales, se conectó una resistencia en la salida AC. La figura 7.7 muestra las formas de onda medidas para la

tensión $v_R(t)$ y la corriente $i_R(t)$ durante el ensayo.

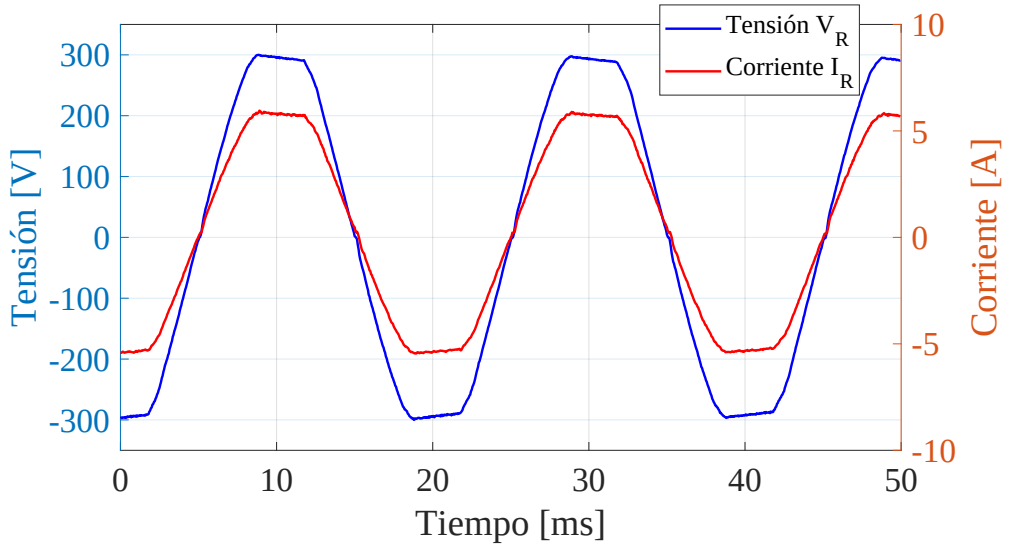


Figura 7.7: Tensión y corriente en la carga resistiva conectada al inversor.

Aunque la señal de tensión presenta una forma predominantemente sinusoidal, es posible observar un leve aplanamiento en los *peaks* de la onda. Este fenómeno ocurre debido a la acción del control interno del inversor, que limita temporalmente la tensión de salida cuando detecta aumentos rápidos en la corriente demandada. En una carga puramente resistiva, la corriente es proporcional a la tensión instantánea, por lo que los cambios en la potencia se corrigen rápidamente y se puede observar la forma sinusoidal en la carga.

A partir de las formas de onda medidas, se calcularon los valores eficaces (RMS) de tensión y corriente:

$$V_{RMS} = 225{,}88 \text{ V}, \qquad I_{RMS} = 4{,}27 \text{ A}.$$

La resistencia equivalente se estima así como:

$$R_{\text{eq}} = \frac{V_{RMS}}{I_{RMS}} \approx 52{,}9 \ \Omega,$$

Por otra parte, la potencia promedio transferida es:

$$P_{\text{carga}} = V_{RMS} \cdot I_{RMS} \approx 966{,}5 \text{ W}.$$

La figura 7.8 presenta la potencia instantánea calculada mediante $p(t) = v_R(t) \cdot i_R(t)$, donde se aprecia la pulsación característica a 100 Hz como resultado de la multiplicación de señales sinusoidales en fase:

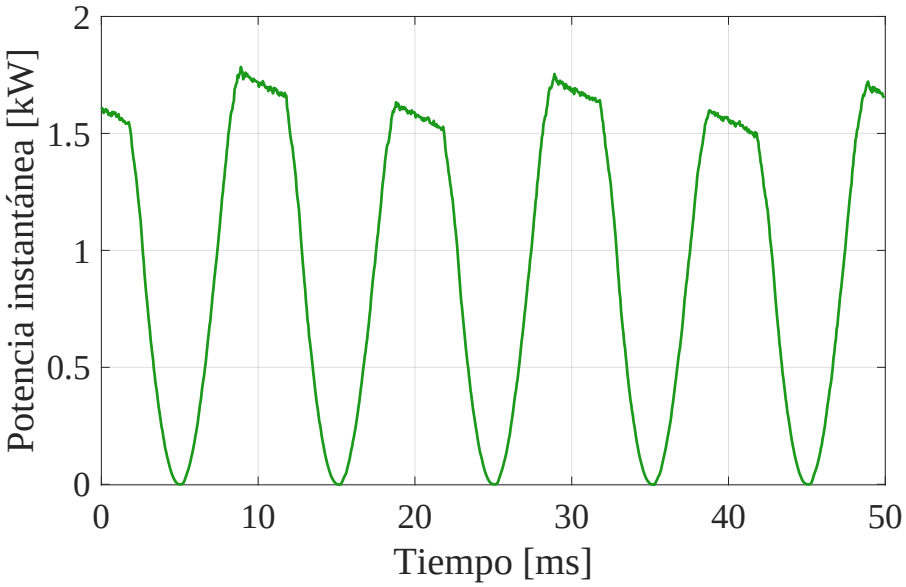


Figura 7.8: Potencia instantánea entregada a la carga resistiva.

Cabe señalar que, al intentar aumentar la corriente en la resistencia el inversor interrumpió la operación, indicando limitaciones en la disponibilidad de potencia del sistema. Esta observación es coherente con las mediciones del generador fotovoltaico, el cual sólo aporta aproximadamente 120 W en condiciones reales de irradiancia (lo cual será discutido en la siguiente sección), valor insuficiente para sostener corrientes mayores sin descargar el bus DC o activar protecciones.

7.1.2. Potencia entregada por el arreglo fotovoltaico

La figura 7.9 muestra las señales de tensión y corriente medidas en el arreglo fotovoltaico. Si bien la tensión del arreglo fue medida previamente para determinar el punto de operación, no fue registrada simultáneamente con la corriente debido a las limitaciones en el número de canales disponibles del osciloscopio durante el ensayo. Por esta razón, se utilizó el valor promedio $V_{PV} = 27$ V medido previamente, correspondiente al punto de máxima potencia bajo las condiciones de irradiancia real del día de la prueba, para el cálculo de la potencia instantánea del arreglo.

A partir de estas señales, se calculó la potencia instantánea:

$$p_{PV}(t) = V_{PV}(t) \cdot I_{PV}(t),$$

la cual se presenta en la figura 7.10 y su promedio temporal está dado por:

$$\bar{P}_{PV} = \frac{1}{T} \int_0^T p_{PV}(t)\, dt = \mathbf{119{,}4\ W}.$$

Este valor coincide con la estimación teórica del punto de máxima potencia para la irradiancia medida en terreno:

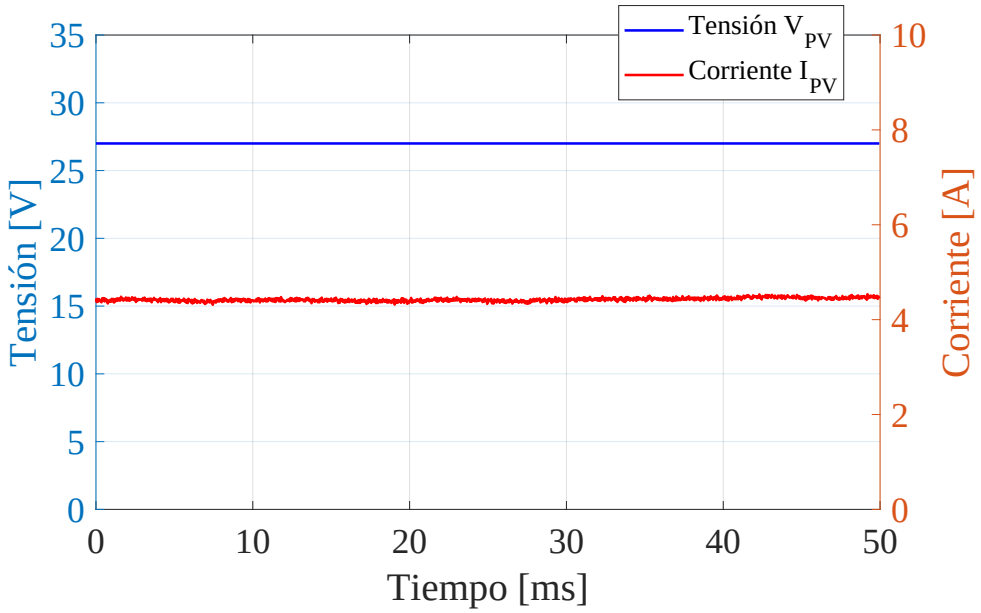


Figura 7.9: Corriente medida en el arreglo fotovoltaico y tensión estimada en el punto de operación.

$$P_{mp}(G = 702{,}9 \text{ W/m}^2) \approx 114{,}9 \text{ W},$$

como se concluyó a partir de la simulación de la curva P–V en el capítulo 6.

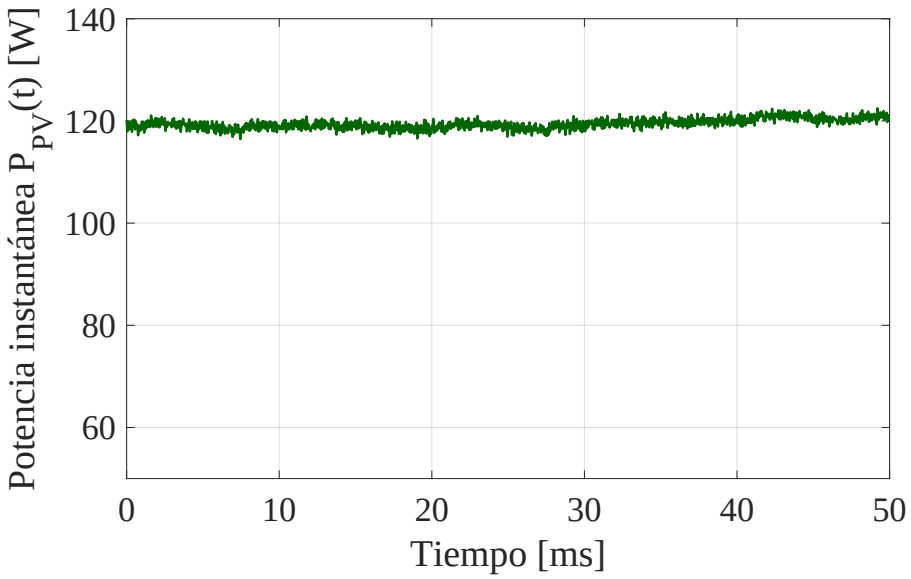


Figura 7.10: Potencia instantánea calculada del arreglo fotovoltaico.

Este resultado confirma la correcta operación del MPPT integrado en el inversor, así como la coherencia entre los parámetros eléctricos del arreglo FV y los valores simulados.

Este resultado evidencia, además, una limitación práctica relevante del sistema experimental: la potencia aportada por el arreglo fotovoltaico (119,4 W) representa apenas el 12,4 % de la potencia entregada a la carga (966,5 W), de modo que la fuente bidireccional Chroma fue la que sostuvo prácticamente la totalidad de la demanda energética durante el ensayo. En este sentido, el arreglo FV tuvo un aporte marginal en el balance de potencia experimental, y el sistema operó fundamentalmente como un inversor alimentado desde una fuente DC auxiliar con apoyo fotovoltaico residual. Esta condición es coherente con las limitaciones de irradiancia del día de prueba y con el dimensionamiento del arreglo, orientado a una escala doméstica compatible con la superficie disponible en el techo de un vehículo eléctrico, y no invalida el modelo desarrollado en simulación, donde el condensador de alta capacidad actúa como la fuente principal de energía del sistema.

7.1.3. Prueba con carga no lineal (cargador de vehículo eléctrico)

Para completar la validación experimental, se reemplazó la carga resistiva por el cargador del vehículo eléctrico. A diferencia de una carga lineal, este equipo presenta un comportamiento no lineal debido a su etapa rectificadora y de filtrado, lo que se refleja directamente en la forma de onda de la corriente demandada.

La figura 7.11 muestra las señales de tensión $v(t)$ y corriente $i(t)$ medidas durante la carga mediante el inversor. La tensión mantiene un perfil sinusoidal, aunque con un aplanamiento visible en las crestas, indicando que el lazo de control alcanza su límite dinámico durante los instantes de mayor demanda de corriente. En paralelo, la corriente presenta una forma pulsante, característica de los cargadores que rectifican la tensión de entrada y cargan un condensador interno cada semiciclo.

Estos pulsos incrementan bruscamente la potencia instantánea requerida, forzando al inversor a limitar momentáneamente la amplitud de la tensión para evitar sobrecorriente. El fenómeno no representa un fallo del equipo, sino una reacción de protección ante una demanda transitoria superior a su capacidad dinámica.

A modo de comparación, la figura 7.12 muestra el comportamiento del mismo cargador alimentado directamente desde la red eléctrica:

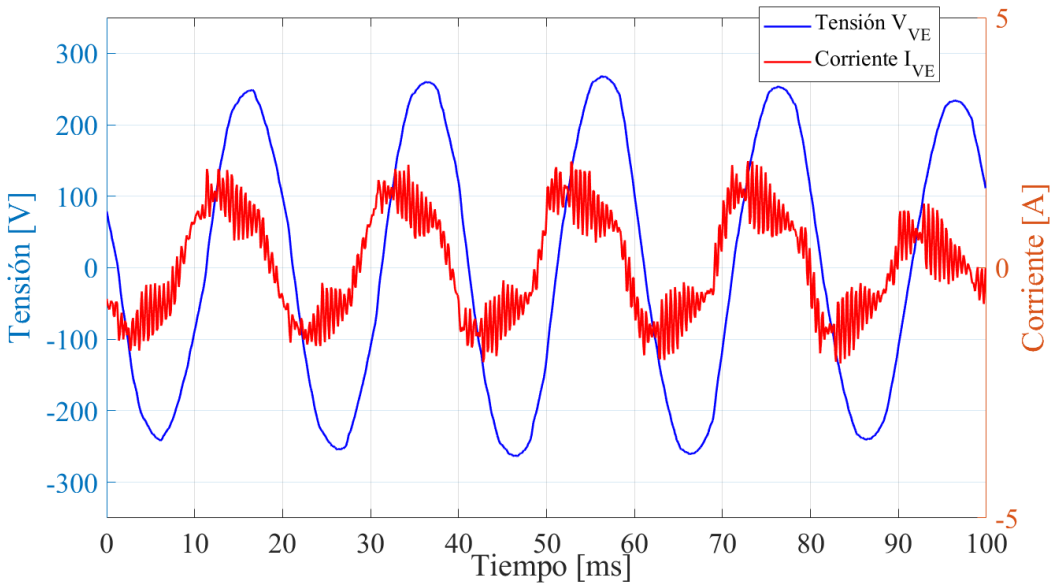


Figura 7.11: Tensión y corrientes durante la carga de vehículo eléctrico con el inversor.

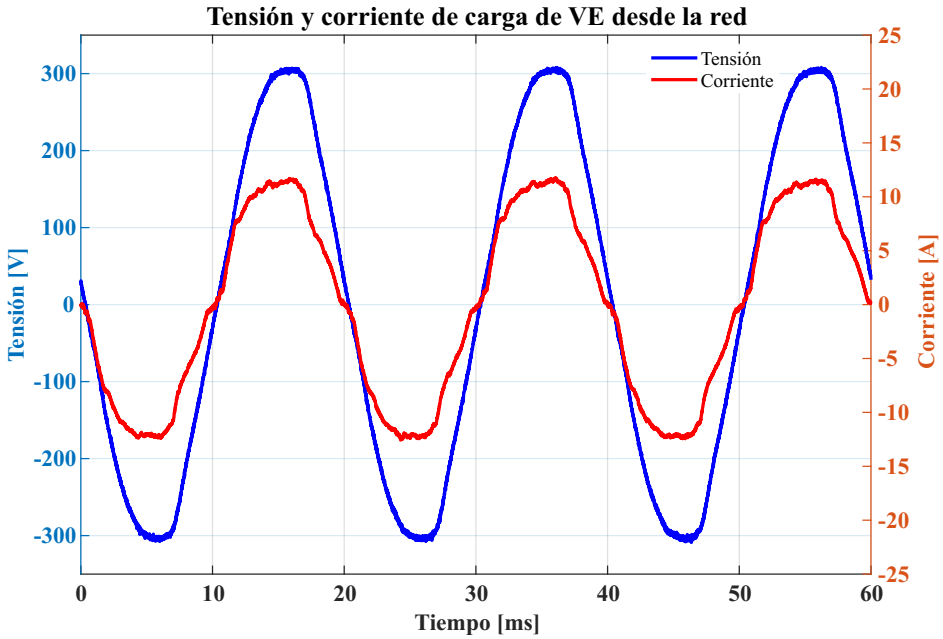


Figura 7.12: Tensión y corriente del cargador de VE alimentado desde la red eléctrica.

En este caso, la tensión es prácticamente sinusoidal, sin aplanamientos ni caídas, lo que confirma que la distorsión observada en la prueba con el inversor no se debe al cargador, sino a la capacidad limitada del sistema para sostener picos de corriente.

Este resultado es consistente con la potencia disponible desde el arreglo FV, la cual es del orden de 120 W en condiciones reales de irradiancia. En ausencia de un elemento de

almacenamiento de energía más robusto, el inversor depende únicamente del bus DC emulado por la fuente bidireccional, alcanzando rápidamente su límite dinámico al alimentar cargas altamente demandantes como un cargador de VE.

7.1.4. Conclusiones del ensayo experimental

A partir de los ensayos realizados, es posible extraer las siguientes conclusiones respecto al desempeño del sistema bajo condiciones reales de operación.

El inversor operó correctamente frente a cargas lineales, entregando una tensión sinusoidal estable con un valor eficaz de 225,88 V_{rms}, próximo a los 220 V de referencia, con baja distorsión y corriente en fase con la tensión. Esto valida cualitativamente el comportamiento modelado en simulación para la etapa DC/AC con carga resistiva.

Sin embargo, se observó una limitación relevante en la corriente máxima entregada: al intentar reducir la resistencia de carga para aumentar la potencia transferida, el inversor interrumpió su operación antes de alcanzar los niveles simulados, arrojando una condición de error asociada a la protección de sobrecorriente interna del equipo. La corriente máxima sostenida fue de 4,27 A_{rms}, correspondiente a una potencia de aproximadamente 966,5 W, valor significativamente inferior a los 1975,2 W obtenidos en simulación.

Esta diferencia no constituye una inconsistencia del modelo, sino que refleja una diferencia arquitectónica fundamental entre ambos escenarios: mientras que la simulación opera con un bus DC de 400 V representado por un condensador de alta capacidad, el ensayo experimental utiliza el inversor Axpert VP 2000-24 con una tensión de bus de batería de 24 V, que es su tensión nominal de operación. A esta tensión, los límites de corriente internos del equipo son más restrictivos, lo que impide sostener la potencia de carga prevista en el diseño simulado. Esta distinción es inherente al uso de un inversor comercial de propósito general, cuya arquitectura interna no fue diseñada para operar con un bus DC de alta tensión como el modelado en simulación.

Respecto a la validación con el arreglo fotovoltaico, la potencia medida de 119,4 W es coherente con la estimación teórica de 114,9 W para la irradiancia disponible el día de la prueba, confirmando la correcta operación del MPPT integrado en el inversor y la consistencia del modelo de paneles utilizado en simulación.

Finalmente, la prueba con el cargador de vehículo eléctrico demostró que el inversor es capaz de iniciar el proceso de carga, lo que valida la funcionalidad básica del sistema propuesto. No obstante, la distorsión periódica observada en la tensión de salida evidencia que, frente a cargas no lineales con demanda pulsante de corriente, el inversor alcanza su límite dinámico en ausencia de una etapa de almacenamiento de mayor capacidad en el bus DC.

Considerando que la batería del vehículo eléctrico tiene una capacidad de 30 kWh y que el fabricante del inversor requiere una carga mínima de 2,4 kWh para su operación, la energía efectivamente transferida desde la batería del inversor hacia el vehículo corresponde a 2,4 kWh. Por lo tanto, la energía restante que debe ser aportada íntegramente por el arreglo fotovoltaico es:

$$E_{\text{restante}} = 30\,\text{kWh} - 2{,}4\,\text{kWh} = 27{,}6\,\text{kWh} \tag{7.1}$$

Dado que el arreglo fotovoltaico entrega una potencia promedio de 100 W = 0,1 kW, la energía diaria generada varía según la estación del año. En verano, con aproximadamente 8 horas de sol efectivas, se obtienen 0,8 kWh por día; en invierno, con 6 horas de sol efectivas, se obtienen 0,6 kWh por día. El tiempo de carga estimado resulta entonces:

$$t_{\text{verano}} = \frac{27{,}6\,\text{kWh}}{0{,}8\,\text{kWh/día}} = 34{,}5\,\text{días} \tag{7.2}$$

$$t_{\text{invierno}} = \frac{27{,}6\,\text{kWh}}{0{,}6\,\text{kWh/día}} = 46\,\text{días} \tag{7.3}$$

Estos valores evidencian que la carga completa de la batería del vehículo mediante el arreglo fotovoltaico de 100 W requiere entre 34 y 46 días dependiendo de la estación, lo que refleja la naturaleza lenta del sistema bajo estudio y su condicionamiento a la disponibilidad del recurso solar.

Capítulo 8

Conclusiones

El presente trabajo tuvo como objetivo evaluar la factibilidad de realizar carga vehicular lenta utilizando un inversor comercial DC/DC/AC y un arreglo fotovoltaico de escala doméstica, sin recurrir a equipamiento especializado ni sistemas de almacenamiento de gran capacidad.

En primer lugar, la inspección física del inversor Axpert VP 2000-24 permitió identificar sus topologías internas: un convertidor elevador DC/DC con MPPT integrado y un inversor monofásico en puente H con filtro LC de salida. Esta verificación directa justificó el uso de dichas topologías en el modelo de simulación y constituyó el punto de partida del diseño.

El modelo de simulación implementado en PLECS integró el arreglo fotovoltaico, el convertidor boost con algoritmo Perturb & Observe, un bus DC representado mediante un condensador de alta capacidad ($C = 10$ F, $V_0 = 400$ V), y el inversor en puente H con control PI en cascada y modulación PWM unipolar. Los resultados confirmaron que el sistema entrega 1975,2 W a la carga resistiva con una tensión de salida de 220,36 V_{rms}, regulada con error inferior al 0,2 %. El balance de potencia arrojó una eficiencia global de 99,88 %. Cabe destacar que en este escenario el arreglo fotovoltaico aportó apenas el 5,41 % de la energía total (107,1 W de 1977,5 W), siendo el condensador del bus DC la fuente principal de energía por diseño: la lógica del sistema no consiste en alimentar la carga directamente desde los paneles en tiempo real, sino en transferir la energía solar acumulada en el bus DC hacia la carga a través del inversor.

La validación experimental confirmó la coherencia del modelo fotovoltaico: la potencia medida del arreglo fue de 119,4 W bajo las condiciones de irradiancia del día de prueba, valor consistente con los 114,9 W estimados teóricamente para $G = 702{,}9$ W/m^2, verificando tanto el modelo de diodo único utilizado como el correcto funcionamiento del algoritmo MPPT integrado en el inversor comercial. Sin embargo, esta potencia representó apenas el 12,4 % de la demanda de la carga durante el ensayo, de modo que fue la fuente bidireccional Chroma quien sostuvo prácticamente la totalidad de la potencia entregada, cumpliendo el mismo rol que el condensador en la simulación. En ambos escenarios, el arreglo fotovoltaico opera como un aporte marginal en el balance instantáneo de potencia, lo que es coherente con la lógica de diseño del sistema y con el dimensionamiento del arreglo, orientado a una escala doméstica compatible con la superficie disponible en el techo de un vehículo eléctrico.

Respecto a la etapa de inversión, el ensayo con carga resistiva mostró que el inversor

entrega una tensión sinusoidal estable de 225,88 V_{rms} con baja distorsión y corriente en fase, validando cualitativamente el comportamiento modelado. La potencia máxima sostenida fue de aproximadamente 966,5 W, inferior a la simulada, debido a que el inversor arrojó un error de subtensión al intentar extraer una corriente superior a la disponible en el bus DC. Esta condición se origina en el bajo aporte energético del arreglo fotovoltaico: al ser insuficiente para sostener la demanda, la tensión del bus cae por debajo del umbral de protección del equipo, limitando la corriente de salida a 4,27 A_{rms}.

La prueba con el cargador de vehículo eléctrico demostró que el sistema es capaz de iniciar el proceso de carga, validando la funcionalidad completa de la cadena de conversión propuesta. No obstante, la distorsión periódica observada en la tensión de salida evidencia que, frente a cargas no lineales con demanda pulsante, el inversor alcanza su límite dinámico en ausencia de una etapa de almacenamiento robusta en el bus DC.

En cuanto a la suficiencia energética del arreglo fotovoltaico, el análisis de tiempos de carga revela una limitación estructural del dimensionamiento adoptado. Considerando que la batería del inversor aporta 2,4 kWh y que la capacidad total del vehículo es de 30 kWh, los 27,6 kWh restantes deben ser provistos íntegramente por el arreglo FV de 100 W. Esto implica tiempos de carga de 34,5 días en verano y 46 días en invierno, valores que evidencian que el arreglo actual es insuficiente para una aplicación de carga vehicular práctica. Para reducir estos tiempos a rangos operativamente razonables sería necesario escalar el arreglo fotovoltaico de forma significativa.

En conjunto, los resultados permiten concluir que la factibilidad de realizar carga vehicular lenta utilizando un inversor comercial y paneles solares es **parcial y condicionada**. El sistema demostró ser capaz de iniciar el proceso de carga vehicular, validando la cadena de conversión propuesta y el modelo de simulación desarrollado. Sin embargo, los ensayos experimentales evidenciaron que ambas limitaciones observadas —la activación de la protección de subtensión del inversor y los prolongados tiempos de carga— comparten una causa raíz común: el arreglo fotovoltaico de 100 W resulta insuficiente para sostener la demanda del sistema, requiriendo un escalamiento considerable de la superficie instalada para que la solución sea viable en condiciones reales.

Por tanto, para que el sistema sea viable en condiciones reales de carga vehicular, sería necesario, en primer lugar, incrementar la capacidad del arreglo fotovoltaico instalado; y en segundo lugar, incorporar una batería real en el bus DC que permita sostener los transitorios de corriente, o bien utilizar un inversor bidireccional con mayor capacidad dinámica diseñado específicamente para aplicaciones de almacenamiento y carga. En este sentido, el presente trabajo delimita con fundamento experimental los requisitos mínimos que debe cumplir un sistema fotovoltaico de carga vehicular de escala doméstica, constituyendo una base sólida para el diseño de soluciones más robustas orientadas a la electromovilidad sustentable.

Apéndice A

Códigos de las Figuras y Tablas

.1. Código MATLAB para estimación de parámetros del panel fotovoltaico

Listing 1: Función MATLAB para estimar Rs, Rsh e I0 del panel

```
function [Rs, Rsh, I0] = estimate_solar_parameters()
    % ============================================
    % PARAMETROS DEL PANEL
    % ============================================
    Isc = 5.6;      % Corriente de cortocircuito [A]
    Voc = 38.86;    % Voltaje de circuito abierto [V]
    Imp = 5.20;     % Corriente en punto de m xima potencia [A]
    Vmp = 32.96;    % Voltaje en punto de m xima potencia [V]
    Ns  = 64;       % N mero de celdas en serie
    T   = 298.15;   % Temperatura [K] (25 C )
    n   = 1.3;      % Factor de idealidad del diodo (1.2-1.5 para Si
        monocristalino)

    q = 1.602e-19;  % Carga del electr n [C]
    k = 1.381e-23;  % Constante de Boltzmann [J/K]

    % ============================================
    % PREPARACION DE ECUACIONES
    % ============================================
    Vt = n * k * T / q; % Voltaje t rmico

    % Funci n del sistema no lineal (3 ecuaciones)
    function F = solar_equations(x)
        Rs  = x(1);
        Rsh = x(2);
        I0  = x(3);

        % Corriente fotogenerada (modelo mejorado)
        Iph = Isc * (1 + Rs / Rsh);

        % Ecuaciones:
        F = [
            % 1. Ecuaci n para punto de m xima potencia (MPP)
            Imp - (Iph ...
                   - I0 * (exp((Vmp + Imp*Rs) / (Ns*Vt)) - 1) ...
                   - (Vmp + Imp*Rs) / Rsh);
```

```
36
37              % 2. Ecuaci n para circuito abierto (Voc)
38              0 - (Iph ...
39                   - I0 * (exp(Voc / (Ns*Vt)) - 1) ...
40                   - Voc / Rsh);
41
42              % 3. Ecuaci n para cortocircuito (Isc)
43              Isc - (Iph ...
44                     - I0 * (exp(Isc*Rs / (Ns*Vt)) - 1) ...
45                     - (Isc*Rs) / Rsh)
46          ];
47      end
48
49      % ================================================
50      % SOLUCION NUM RICA
51      % ================================================
52      % Valores iniciales (basados en datos t picos)
53      x0 = [0.01, 1000, 1e-7]; % [Rs, Rsh, I0]
54
55      % Configuraci n de fsolve
56      options = optimoptions('fsolve', ...
57          'Display', 'iter', ...
58          'Algorithm', 'levenberg-marquardt', ...
59          'FunctionTolerance', 1e-10, ...
60          'StepTolerance', 1e-10, ...
61          'MaxIterations', 1000);
62
63      % Resolver sistema de ecuaciones
64      [x, ~, exitflag] = fsolve(@solar_equations, x0, options);
65
66      % Verificar convergencia
67      if exitflag <= 0
68          error('Error: El algoritmo no convergi . Ajuste los valores
                iniciales.');
69      end
70
71      % Asignar resultados
72      Rs  = x(1);
73      Rsh = x(2);
74      I0  = x(3);
75
76      % ================================================
77      % VISUALIZACION DE RESULTADOS
78      % ================================================
79      fprintf('\n=== PAR METROS ESTIMADOS ===\n');
80      fprintf('Resistencia serie (Rs) = %.5f ohm\n', Rs);
81      fprintf('Resistencia shunt (Rsh) = %.2f ohm\n', Rsh);
82      fprintf('Corriente saturaci n (I0) = %.3e A\n\n', I0);
83
84      % ================================================
85      % VALIDACI N CON CURVA I-V
86      % ================================================
87      % Configuraci n de la simulaci n
88      V_sim = linspace(0, Voc, 100);
89      I_sim = zeros(size(V_sim));
90      Iph_sim = Isc * (1 + Rs / Rsh);
91
92      % Opciones para fsolve en el bucle
93      options_iv = optimoptions('fsolve', 'Display', 'off');
```

```
94
95      % C lculo punto a punto de la curva I-V
96      for i = 1:length(V_sim)
97          eqn = @(I) I - (Iph_sim ...
98                         - I0 * (exp((V_sim(i) + I*Rs) / (Ns*Vt)) - 1) ...
99                         - (V_sim(i) + I*Rs) / Rsh);
100         I_sim(i) = fsolve(eqn, Isc, options_iv);
101     end
102
103     % Gr fico de validaci n
104     figure;
105     plot(V_sim, I_sim, 'b-', 'LineWidth', 2);
106     hold on;
107     scatter([Vmp, Voc, 0], [Imp, 0, Isc], 100, 'r', 'filled');
108
109     % Ajustes est ticos del gr fico
110     xlabel('Voltaje (V)', 'FontSize', 12);
111     ylabel('Corriente (A)', 'FontSize', 12);
112     title('Validaci n: Curva I-V vs Puntos Clave', 'FontSize', 14);
113     legend('Curva simulada', 'Datos fabricante', 'Location', 'northeast');
114     grid on;
115     box on;
116
117     % Marcado de puntos clave
118     text(Vmp, Imp, ' MPP', 'VerticalAlignment', 'bottom');
119     text(Voc, 0, ' Voc', 'VerticalAlignment', 'bottom');
120     text(0, Isc, ' Isc', 'VerticalAlignment', 'bottom');
121 end
```

Bibliografía

[1] G. d. C. Departamento de Mitigación y Transparencia, Ministerio del Medio Ambiente, "Informe del inventario nacional de gases de efecto invernadero de chile 1990-2020," pp. 42–52, 2023.

[2] G. d. C. Ministerio de Energía, "Energía 2050: Política energética de chile," Ministerio de Energía, Tech. Rep., 2015, documento oficial, Chile.

[3] G. d. C. Ministerio de Energía, "Política energética nacional: Actualización 2022 — sección transporte sustentable," Ministerio de Energía, Tech. Rep., 2022, documento oficial con sección de transporte en Política Energética Nacional.

[4] B. Al-Hanahi, I. Ahmad, D. Habibi, and M. A. S. Masoum, "Charging infrastructure for commercial electric vehicles: Challenges and future works," *IEEE Access*, vol. 9, 2021.

[5] K. Zeb, W. Uddin, M. A. Khan, Z. Ali, M. U. Ali, N. Christofides, and H. J. Kim, "A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 94, pp. 1120–1141, 2018.

[6] M. B. Danoune, A. Djafour, A. Gougui, N. Khelfaoui, and H. Boutelli, "Study and performance analysis of three conventional mppt algorithms used in photovoltaic applications," *International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE)*, 2018.

[7] J. Guzmán, *Energías Renovables.* Reverté, 2009.

[8] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.

[9] D. L. King, J. A. Kratochvil, and W. E. Boyson, "Temperature coefficients for pv modules and arrays: Measurement methods, difficulties, and results," Sandia National Laboratories, Tech. Rep. SAND96-2523, 1997.

[10] Comisión Nacional de Energía (CNE), Programa de las Naciones Unidas para el Desarrollo (PNUD), Global Environment Facility (GEF), and Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM), "Irradiancia solar en territorios de la república de chile," Proyecto CHI/00/G32 "Chile: Remoción de Barreras para la Electrificación Rural con Energías Renovables", Santiago de Chile, Tech. Rep., 2008.

[11] N. Mohan, *Electronica de potencia: convertidores, aplicaciones y diseño.* McGraw-Hill/Interamericana, 2009.

[12] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice.* Wiley-IEEE Press, 2003.

[13] M. H. Rashid, *Power Electronics: Devices, Circuits and Applications.* Pearson, 2004.

[14] D. W. Hart, *Power Electronics.* McGraw-Hill, 2011.

[15] S. Singh, S. Manna, M. I. H. Mansoori, and A. K. Akella, "Implementation of perturb & observe mppt technique using boost converter in pv system," in *IEEE International Conference on Computational Intelligence for Smart Power System and Sustainable Energy (CISPSSE).* Odisha, India: IEEE, 2020, pp. 1–6.

[16] W. K. Ng and N. Ertugrul, "Real-time reconfiguration of PV arrays and control strategy using minimum number of sensors and switches," *Energies*, vol. 18, no. 22, p. 5866, 2025.

[17] G. C. Goodwin, *Control System Design.* Prentice-Hall, 2001.

[18] M. Norambuena, "Control dual aplicado a un convertidor multinivel flying capacitor," Ph.D. dissertation, Universidad Técnica Federico Santa María, 2013.

[19] S. M. Cherati, N. A. Azli, S. M. Ayob, and A. Mortezaei, "Design of a current mode pi controller for a single-phase pwm inverter," in *2011 IEEE Applied Power Electronics Colloquium (IAPEC)*, 2011.

[20] P. Lezana, "Apéndice a: Diseño de controladores digitales," Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Técnica Federico Santa María, s.f., Chile.

[21] J. M. López, *Vehículos híbridos y eléctricos.* Dextra Editorial, 2015.

[22] International Energy Agency, "Global EV outlook 2025: Expanding sales in diverse markets," IEA, Tech. Rep., 2025. [Online]. Available: https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2025

[23] T. Chen, M. Li, and J. Bae, "Recent advances in lithium iron phosphate battery technology: A comprehensive review," *Batteries*, vol. 10, no. 12, p. 424, 2024.

[24] JAC Motors Chile / Gildemeister, "Ficha técnica JAC e-JS1 luxury," 2025, distribuidor oficial: Gildemeister. Consultado: febrero 2025. [Online]. Available: https://www.jacautoschile.cl