

Análisis del comportamiento de un esquema de control predictivo para *Grid-Forming* en una micro-red aislada mediante *Hardware in the Loop*

Christhopher Alexanders Urquieta Valdés

2024

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Electricista

Profesor Guía:
Dra. Margarita Norambuena (UTFSM)

Profesor Correferente:
Mag. Guillermo Huerta (TU/e)

Comisión:
Dra. Margarita Norambuena (UTFSM)
Dr. Pablo Lezana (UTFSM)
Mag. Guillermo Huerta (TU/e)

Valparaíso, 2024



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 del comportamiento de un esquema de control predictivo para Grid-Forming en una micro-red aislada mediante Hardware in the Loop.

Nombre del candidato(a): Christopher Alexanders Urquieta Valdés

Carrera / Grado: Ingeniería eléctrica

Campus: Casa Central Valparaíso ; Departamento: 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

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:

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: 27/06/2025

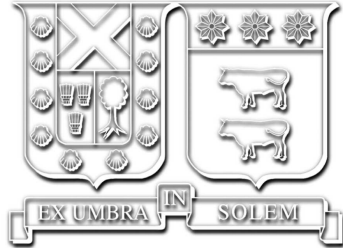
; Firma:

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 29/06/2025

; 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.



Análisis del comportamiento de un
esquema de control predictivo para
Grid-Forming en una micro-red aislada
mediante *Hardware in the Loop*

Christhopher Alexanders Urquieta Valdés

2024

“La mente es como un paracaídas... solo funciona si la tenemos abierta.”
— *Albert Einstein*

Agradecimientos

Quisiera expresar mi más profundo agradecimiento a todas las personas que me han acompañado y apoyado a lo largo de este camino, sin cuyo respaldo y comprensión no habría sido posible completar esta etapa.

A mi familia, mi mayor fuente de amor e inspiración. A mi madre Carolina, por su constante apoyo incondicional, a mis padres Alejandro y Mario, por enseñarme el valor del esfuerzo y la perseverancia. A mis hermanos Yordi y Yeremi, por su compañía y aliento, y a mi abuela Rosa, por ser un pilar fundamental en mi vida.

A mi pareja Anais Vattier, por su amor, paciencia y motivación en cada momento difícil. Gracias por ser mi compañera y por creer en mí incluso en los momentos en que yo dudaba.

A mis amigos y compañeros de universidad, que con su amistad hicieron más llevadero este proceso. A Juanpablo (Juana), Camila (Mili), Valeria (Vale), Andrés (Garotíño), Nicolás (Gato), Pablo (Pablito), Leandro (Leandor), Miguel (Saline), Matías Mediano (Mati Malo), Matías Correa (Mati Bueno) e Ignacio (Nacho). Gracias por las risas, el apoyo y los momentos compartidos, que fueron un respiro y una fuente de energía.

A mis profesores Margarita Norambuena, Guillermo Huerta y Pablo Lezana, quienes, con su dedicación y disposición, me guiaron y ayudaron a lo largo de este largo proceso académico. Su conocimiento y consejos fueron invaluable en cada etapa.

Se agradece el soporte de ANID a través de los proyectos FB0008 Advanced Center for Electrical and Electronics Engineering y FONDECYT 1230250. Y un agradecimiento especial al investigador Andrés Mora por permitirme utilizar dicho proyecto, lo que fue clave para avanzar en mi investigación y validar los resultados.

A todos ustedes, mi más sincera gratitud. Este logro es tanto mío como de ustedes, que me acompañaron y alentaron en cada paso del camino.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	I
Índice de Figuras	III
Índice de Tablas	V
Resumen	1
1. Introducción	2
1.1. Objetivo General	3
1.2. Objetivos Específicos	3
2. Estado del Arte	4
2.1. Convertidores de potencia	4
2.1.1. Clasificación de convertidores según su tipo	4
2.1.2. Clasificación de convertidores en Micro-redes según su estructura de control	5
2.1.2.a. <i>Grid-Forming</i>	5
2.1.2.b. <i>Grid-Feeding</i>	5
2.1.2.c. <i>Grid-Supporting</i>	6
2.1.2.d. <i>Grid-Following</i>	6
2.2. Métodos de control	6
2.3. Microcontrolador (MCU)	7
2.4. Panel Fotovoltaico	8
2.5. Sistema de almacenamiento de energía con baterías	8
2.6. Simulador digital en tiempo real (RTDS)	9
2.7. Normativa nacional sobre Micro-redes	9
2.7.1. Norma Técnica de calidad y servicio para sistemas de distribución (ntcsd)	10
2.7.1.a. Distorsión armónica de corriente y factor de potencia	10
3. Diseño de micro-red y control	12
3.1. Sistema en estudio	12
3.2. Modelo de carga	13
3.3. Modelo de planta solar	14
3.3.1. Modelo matemático de celda solar	14
3.3.2. Extracción de datos para curvas de irradiancia y temperatura	15
3.3.3. Control para planta solar	17

3.4. Unidad de almacenamiento de energía	18
3.4.1. Control bidireccional para unidad de almacenamiento	19
3.5. Convertidor T-Type GFM	19
3.5.1. Filtro LCL	21
3.5.2. Ecuación del convertidor	23
3.5.3. Rotación de coordenadas	23
3.5.3.a. Transformación de coordenadas del sistema abc a un sistema $\alpha\beta$	24
3.5.3.b. Transformación de coordenadas del sistema abc a un sistema dq	24
3.5.4. Transformación de Laplace	25
3.5.5. Estados discretos	25
3.6. Estrategia de control predictivo	25
3.7. Método de Intermuestreo	26
4. Simulaciones	28
4.1. PLECS	28
4.1.1. Carga Variable	28
4.1.2. Control GFM	30
4.1.3. Planta Fotovoltaica	30
4.1.4. Unidad BESS	31
4.1.5. C2000	33
4.1.5.a. Instalación de software	33
4.1.5.b. Configuración de periféricos de la plataforma C2000	34
4.1.5.c. Codificación y su lenguaje	35
4.2. RSCAD	36
4.2.1. Carga Variable	37
4.2.2. Control GFM	37
4.2.3. Planta Fotovoltaica	38
4.2.4. Unidad BESS	39
5. Resultados y análisis	40
5.1. Sin el método de intermuestreo	41
5.2. Con el método de intermuestreo	49
5.3. Planta Solar	58
5.4. Unidad BESS	60
6. Conclusiones	62
Bibliografía	64

Índice de Figuras

2.1.	Clasificación de convertidores de potencia (PWM-CSI = Inversor de Fuente de Corriente Modulada por Ancho de Pulso).	5
2.2.	Diferentes métodos de control para convertidores.	6
2.3.	Plataforma de control C2000.	7
2.4.	(a) Modelo de diodo único, (b) Modelo de doble diodo.	8
2.5.	<i>Hardware in the Loop</i> .	9
3.1.	Esquema del sistema a implementar.	12
3.2.	(a) Mapa del sector analizado y (b) Emplazamiento de infraestructura y distribución de cargas por sector.	13
3.3.	Interpolación lineal por tramos de demanda domiciliar promedio en Vicuña.	14
3.4.	(a) Modelo ideal, (b) y (c) Modelos simplificados de 4 parámetros.	14
3.5.	Modelo escalable de una fotocelda a planta solar.	15
3.6.	Interpolación lineal por tramos de los datos de irradiancia para la localidad de Mamalluca en Vicuña.	16
3.7.	Interpolación lineal por tramos de los datos de temperatura para la localidad de Mamalluca en Vicuña.	16
3.8.	Esquema simplificado del método MPPT.	17
3.9.	Modelo según estado de carga.	18
3.10.	Diagrama de controlador PI del BESS.	19
3.11.	(a) Convertidor tipo T ; (b) Vector de conmutación.	20
3.12.	(a) Estado en $-\frac{V_{dc}}{2}$, (b) estado en 0 y (c) estado en $\frac{V_{dc}}{2}$.	20
3.13.	Filtro LCL.	21
3.14.	Diagrama de bode de la función de transferencia del filtro LCL.	23
3.15.	Filtro LCL trifásico.	23
3.16.	Circuito LCL monofásico.	23
3.17.	(a) Conversión de coordenadas y (b) Rotación de coordenadas.	24
3.18.	Esquema general de control predictivo.	26
3.19.	Combinaciones de Switch con intermuestreo.	27
4.1.	Esquema del sistema completo simulado en PLECS.	28
4.2.	Demanda y resistencia variable.	29
4.3.	Demanda residencial diaria.	29
4.4.	Carga variable R_g .	29
4.5.	Bloque de control GFM mediante C-Script.	30
4.6.	Convertidor de un grupo de paneles.	30
4.7.	Generación planta fotovoltaica.	31
4.8.	Convertidor para unidad BESS.	31

4.9. Potencia entregada o absorbida por la unidad BESS.	32
4.10. Nivel de carga de unidad BESS.	32
4.11. Uso de la máscara de C2000 para el control.	33
4.12. Pin Map de plataforma C2000.	34
4.13. Configuración de periféricos en la máscara C2000.	34
4.14. Configuración del Coder General.	35
4.15. Configuración del Coder Target.	36
4.16. Esquema del sistema completo simulado en RTDS.	37
4.17. Salidas y entradas de señales para control GFM.	38
4.18. Convertidor de uno de los grupos de paneles.	38
4.19. Convertidor de unidad BESS modelada en RSCAD.	39
5.1. Curva de demanda total del sistema en un ciclo diario.	40
5.2. Disminución brusca en la demanda.	41
5.3. Subida brusca en la demanda.	42
5.4. Comparación del valor promedio de predicción y medición de la corriente i_2 a lo largo de un ciclo diario.	43
5.5. Comparación de la predicción y medición de la corriente i_2 a lo largo de un ciclo diario.	43
5.6. Tensión y corriente hacia la carga con potencia máxima.	44
5.7. Tensión y corriente hacia la carga con potencia promedio.	45
5.8. Tensión y corriente hacia la carga con potencia mínima.	46
5.9. FFT de la corriente de red a máxima potencia.	47
5.10. FFT de la corriente de red a potencia promedio.	47
5.11. FFT de la corriente de red a mínima potencia	48
5.12. Uso en % de Cpu en cada iteración.	48
5.13. bajada brusca en la demanda.	49
5.14. subida brusca en la demanda.	50
5.15. Comparación de la predicción y medición de la corriente i_2 a lo largo de un ciclo diario.	51
5.16. Comparación de la predicción y medición de la corriente i_2 a lo largo de un ciclo diario.	51
5.17. Tensión y corriente hacia la carga con potencia máxima.	52
5.18. Tensión y corriente hacia la carga con potencia promedio.	53
5.19. Tensión y corriente hacia la carga con potencia mínima.	54
5.20. FFT de la corriente de red a máxima potencia	55
5.21. FFT de la corriente de red a potencia promedio.	55
5.22. FFT de la corriente de red a mínima potencia	56
5.23. Uso en % de Cpu en cada iteración.	56
5.24. Potencia total generada por la planta solar en un ciclo de 24 horas.	58
5.25. Seguimiento de corriente en paneles solares.	59
5.26. Irradiancia en un ciclo diario.	59
5.27. Estado de carga de la unidad BESS en %.	60
5.28. Seguimiento de corriente en BESS.	61
5.29. Potencia de la unidad BESS.	61

Índice de Tablas

2.1. Límites distorsión armónica de corriente en el punto de conexión de los usuarios en baja tensión.	11
3.1. Mediciones y valores del PI de unidad BESS.	19
3.2. Combinaciones que generan los 3 niveles del convertidor.	20
5.1. Tabla resumen de los valores obtenidos para cada armónico.	57

Resumen

El documento presenta un estudio sobre la implementación y análisis de un esquema de control predictivo para un sistema *Grid-Forming (GFM)* en una micro-red aislada con generación fotovoltaica y respaldo de un sistema de almacenamiento de energía, *Battery Energy Storage System (BESS)*. La motivación radica en la creciente necesidad de soluciones energéticas sostenibles y autónomas, especialmente en regiones rurales sin acceso a la red eléctrica. El estudio se enfoca en una localidad cercana a Vicuña, en la región de Coquimbo, Chile, caracterizada por alta irradiancia solar, lo que la hace ideal para el uso de paneles solares.

El trabajo describe la modelación matemática de la micro-red, la configuración de los convertidores (DC-DC y DC-AC tipo T) y los controladores utilizados, con un énfasis en el control predictivo de tipo *Finite Control Set Model predictive control FCS – MPC*. Para evaluar la efectividad del sistema, se realizaron simulaciones en PLECS y pruebas en tiempo real mediante Hardware-in-the-Loop (HIL) con la plataforma *Real Time Digital Simulator RTDS Simulator* y una *Digital Signal Processor DSP C2000*. Los resultados destacan la robustez del control predictivo, mostrando un buen desempeño en la estabilización de la tensión y la corriente, especialmente con el método de intermuestreo implementado. Sin embargo, se observa que en condiciones de menor potencia la distorsión armónica relativa es más significativa.

El documento concluye que la implementación del control GFM y el uso de tecnologías avanzadas como HIL permiten una validación efectiva del comportamiento del sistema bajo condiciones realistas. Se sugieren futuras mejoras en la estrategia de control y en la optimización del uso de recursos de CPU de la plataforma de control.

Capítulo 1

Introducción

En la actualidad, los convertidores junto con los esquemas de control de tipo *Grid-Following* (*GFL*) han sido una solución eficaz para la integración paulatina de las energías renovables en el sistema eléctrico nacional. Sin embargo, debido al creciente aumento de la penetración de energías renovables y al plan de descarbonización 2050 segunda etapa [1], se proyecta una posible pérdida de robustez en el sistema eléctrico. Tomando en cuenta lo anterior, los esquemas de tipo *Grid-Forming* (*GFM*) emergen como una solución para enfrentar este nuevo desafío, ya que no dependen de una referencia externa, sino que contribuyen a generarla; según un artículo publicado en la IEEE [2], esto les permite proporcionar un mejor soporte a la frecuencia de la red. Por otra parte, en el contexto nacional, aún existen localidades rurales aisladas que no cuentan con acceso a la red eléctrica. De acuerdo con el informe *Ruta de Luz* [3], realizado por el Ministerio de Energía, aproximadamente 24,500 viviendas se encuentran en esta situación.

La región de Coquimbo se destaca como una de las regiones con mayor porcentaje de viviendas sin energía, con un estimado de 3,200 viviendas afectadas. Se plantea desarrollar el estudio en un sector cercano al observatorio Mamalluca, cerca de la localidad de Vicuña. Este sector es idóneo para la implementación de paneles solares, dado el espacio sin urbanización y la alta radiación solar presente durante casi todo el año, con un promedio más bajo de aproximadamente 3.5 kWh/día durante los meses de invierno, mientras que el resto del año supera los 5 kWh/día. En esta área se encuentran alrededor de 80 viviendas en una extensión aproximada de 2 km cuadrados. Considerando un consumo promedio de 3 kWh por vivienda, se estima un suministro necesario de aproximadamente 300 kWh, para mantener un margen de seguridad.

Dados los requerimientos de la localidad seleccionada, se plantea el uso de una micro-red aislada, un sistema de generación y distribución de energía eléctrica independiente de la red principal. En este caso particular, la energía se generará mediante paneles fotovoltaicos, que convierten la luz solar en electricidad, respaldados por un sistema de almacenamiento de energía (*BESS*). Este último podría ser una batería u otro dispositivo capaz de almacenar energía para su uso posterior.

El enfoque de control utilizado es el *Grid-Forming* (*GFM*), lo que permite que la micro-red opere de manera autónoma e independiente de la red principal, manteniendo la estabilidad y los parámetros normados dentro de sus rangos nominales. Además, se empleará control predictivo, una técnica de control que se centra en anticipar el compor-

tamiento del sistema en función de un modelo matemático predictivo, optimizando así la operación del convertidor.

Se realizará una investigación y recolección de datos de la localidad (irradiancia y temperatura) para el diseño de la generación fotovoltaica en un ciclo diario, así como un cálculo estimativo de la demanda total basado en una curva típica de demanda diaria.

Una vez establecidos los parámetros de la micro-red, se llevará a cabo el diseño del controlador principal, mediante simulaciones de prueba en *PLECS* para ajustar sus parámetros. Finalmente, para realizar el análisis del esquema de control se empleará la tecnología Hardware-in-the-Loop (*HIL*), programando el sistema previamente diseñado en el equipo *RTDS Simulator* y el esquema de control en la plataforma *MCU C2000*. De esta manera, el *RTDS Simulator* actuará como un sistema real para realizar las diversas pruebas del control diseñado.

1.1. Objetivo General

Analizar el comportamiento de un esquema de control *Grid-Forming* basado en control predictivo, en una micro-red aislada con generación fotovoltaica y respaldo de un sistema de almacenamiento de energía, utilizando tecnología *Hardware in the Loop* en simulador en tiempo real.

1.2. Objetivos Específicos

1. Determinar el modelo de generación y cargas basado en una localidad de la comuna de Vicuña para implementar un esquema de control mediante *PLECS*.
2. Simular en *PLECS* el modelo del sistema, con un convertidor DC-DC para generación, un DC-DC bidireccional para la unidad *BESS* y un DC-AC de 3 niveles *T – Type*.
3. Implementar en la simulación una estrategia de control de tipo FCS-MPC.
4. Comprobar la factibilidad de implementar este sistema, mediante simulaciones con la tecnología *HIL*.
5. Evaluar la capacidad del esquema de control para mantener la tensión y frecuencia del sistema aislado dentro de los valores normativos.
6. Determinar la robustez del control implementado ante variaciones de carga repentinas.

Capítulo 2

Estado del Arte

2.1. Convertidores de potencia

Los convertidores de potencia son dispositivos electrónicos diseñados para transformar la energía eléctrica de una forma a otra. Tienen la capacidad de convertir la corriente alterna (CA) en corriente continua (CC) o viceversa, además de variar la magnitud de la tensión o la frecuencia de la corriente para adecuar la energía a las necesidades específicas de un sistema. Aunque existe una amplia variedad de convertidores, estos se pueden clasificar según su tipo o la estructura de control implementada en ellos, como se muestra a continuación.

2.1.1. Clasificación de convertidores según su tipo

- **Convertidor CA-CC:** Conversión de corriente alterna (CA) a voltaje o corriente continua (CC) regulada o no regulada.
- **Convertidor CC-CC:** Conversión de un voltaje de entrada de corriente continua (CC) a un voltaje de salida también de corriente continua (CC), pudiendo proporcionar regulación del voltaje de salida y aislamiento.
- **Convertidor CC-CA:** Conversión de un voltaje o corriente continua (CC) a un voltaje o corriente alterna (CA) con amplitud, frecuencia y fase controladas.
- **Convertidor CA-CA:** Conversión de un voltaje de corriente alterna (CA) con magnitud y frecuencia fijas a un voltaje de corriente alterna (CA) con amplitud y frecuencia controladas.

Los cuales a su vez poseen sub-categorías que se resumen en la figura [2.1](#) extraída de [4](#):

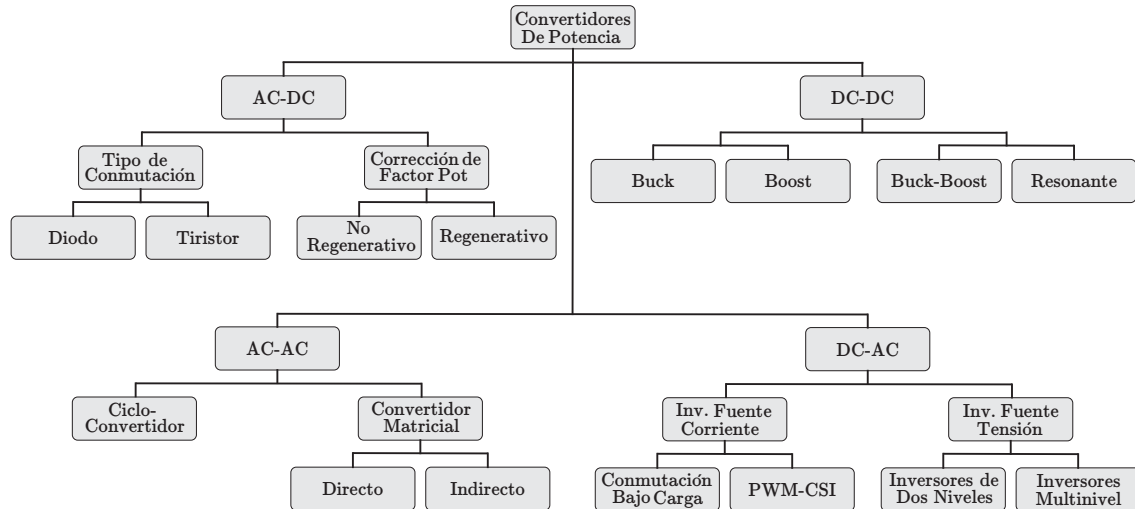


Figura 2.1: Clasificación de convertidores de potencia (PWM-CSI = Inversor de Fuente de Corriente Modulada por Ancho de Pulso).

Siendo los convertidores de tipo DC-AC y DC-DC los más relevantes para este trabajo debido a la topología a implementar, el convertidor DC-DC ayudará a obtener un nivel de tensión adecuado tanto para los paneles fotovoltaicos como para la unidad *BESS* y de esta manera poder conectarse al *DC-Link*. Éste, a su vez, estará conectado al convertidor principal DC-AC para entregar suministro eléctrico a la micro-red.

2.1.2. Clasificación de convertidores en Micro-redes según su estructura de control

Dependiendo del funcionamiento de un convertidor en una micro-red, estos se pueden clasificar en varios grupos, como: formadores de red (*Grid-Forming*), soporte de red (*Grid-Supporting*), alimentadores de red (*Grid-Feeding*) y seguidores de red (*Grid-Following*). De acuerdo con [5] y [6], es posible describir a cada uno de estos grupos de la siguiente manera.

2.1.2.a. Grid-Forming

En un sistema de micro-red, un convertidor *grid-forming* actúa como una fuente de tensión ideal, con la capacidad de establecer y controlar la amplitud y la frecuencia de la tensión de la red. Esto le permite operar en modo isla, es decir, sin conectar a la red principal, así como conectado a la red principal. Dicho tipo de convertidor es fundamental para la operación autónoma de las micro-redes, ya que puede establecer y mantener la estabilidad de la red eléctrica en ausencia de conexión con la red principal.

2.1.2.b. Grid-Feeding

Un convertidor *Grid-Feeding* es un dispositivo que se encarga de inyectar potencia activa y/o reactiva en la red eléctrica existente, siguiendo las condiciones establecidas por esta. Su operación depende de la presencia de una red estable y su principal objetivo

es maximizar la entrega de energía generada, como en sistemas fotovoltaicos o eólicos conectados a la red. No participa activamente en el control de la tensión o frecuencia de la red, actuando más como un proveedor de energía que como un regulador.

2.1.2.c. Grid-Supporting

Como su nombre indica, este tipo de convertidor se utiliza para proporcionar estabilidad y soporte a la red eléctrica. Puede controlar la calidad de la energía suministrada a la red ajustando la tensión y la frecuencia según sea necesario. Además, puede ofrecer funciones de compensación de potencia reactiva y control de armónicos para mejorar la eficiencia y la fiabilidad del sistema eléctrico.

2.1.2.d. Grid-Following

Un inversor de *grid-following* utiliza un controlador de lazo cerrado para ajustar su salida en función de la frecuencia y la fase de la red eléctrica. El controlador emplea una técnica de seguimiento de fase, como un lazo de bloqueo de fase, conocido por sus siglas en inglés PLL (*Phase-Locked Loop*), para detectar la frecuencia y fase de red, y ajustar la salida del inversor en consecuencia. Además, el inversor puede utilizar un controlador de corriente o de tensión para ajustar la magnitud de su salida.

2.2. Métodos de control

Los métodos de control para convertidores son técnicas y algoritmos utilizados para regular y gestionar la transferencia de energía en un convertidor. Dichos métodos son fundamentales para garantizar un funcionamiento eficiente y estable del convertidor. Actualmente existen diferentes métodos de control para convertidores, siendo los más comúnmente utilizados aquellos presentados en la figura 2.2 extraída de [4].

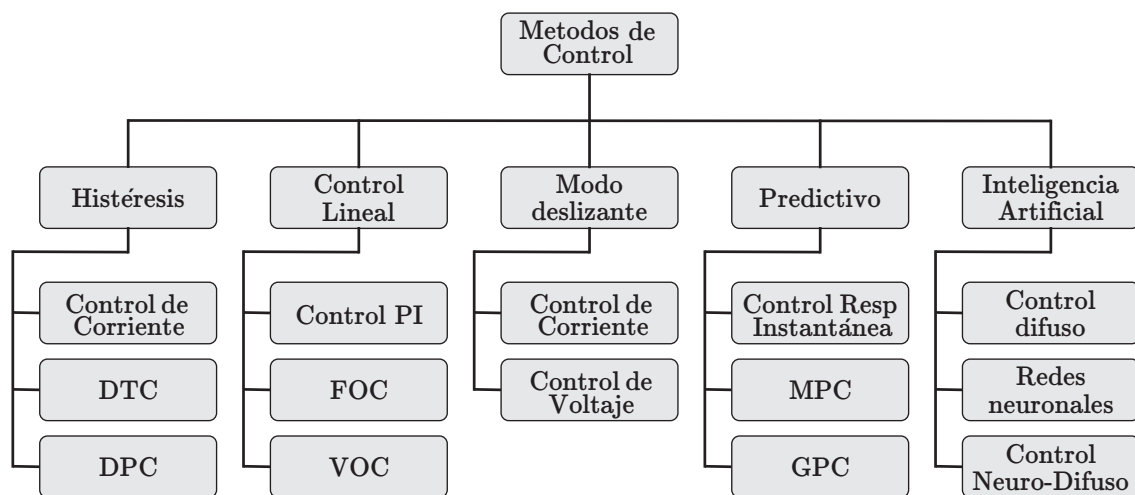


Figura 2.2: Diferentes métodos de control para convertidores.

Con el desarrollo de microprocesadores más potentes, se han propuesto nuevos esquemas de control. Según [4], algunos de los más importantes son el control lógico difuso, las

redes neuronales, el control en modo deslizante y el control predictivo. El control lógico difuso utiliza reglas lingüísticas para modelar sistemas complejos, mientras que las redes neuronales imitan el funcionamiento del cerebro humano para adaptarse a condiciones cambiantes. Por otro lado, el control en modo deslizante proporciona una respuesta rápida y robusta frente a perturbaciones, y el control predictivo utiliza modelos predictivos del sistema para anticipar y corregir posibles errores. Es por estas cualidades que estos esquemas de control representan avances significativos en la optimización y eficiencia de los convertidores de potencia en diversas aplicaciones industriales y de energía.

El control predictivo comprende una amplia familia de controladores con enfoques muy diferentes. Las ideas comunes detrás de todo control predictivo son el uso de un modelo del sistema para calcular predicciones del comportamiento futuro de las variables controladas y el uso de un criterio de optimización para seleccionar la actuación adecuada. Dentro de esta categoría, se encuentran el control de respuesta instantánea o *deadbeat*, el control predictivo generalizado (*GPC*) y el control predictivo basado en modelos (*MPC*). A su vez, el *MPC* posee diferentes estrategias, como, por ejemplo, la *Optimal Switching Sequence (OSS)*, que, según [7], puede gestionar transiciones suaves y optimizadas entre diferentes modos, lo cual es crucial en sistemas con modos operativos distintos. Además, existe el *Modular MPC (MMPC)*, el cual, al dividir el sistema en módulos, hace que la implementación y el ajuste sean más manejables, logrando un impacto positivo en el diseño del filtro de salida, según [8]. También se encuentra el *Dual-Stage MPC*, que posee una mayor capacidad para enfrentar restricciones del sistema al separar el control en dos etapas, como se ejemplifica en [9], entre otros.

2.3. Microcontrolador (*MCU*)

El Microcontrolador (*MCU*) emerge como una pieza central en el panorama de la electrónica moderna, desempeñando un papel crucial en diversas aplicaciones. Diseñado específicamente para ejecutar eficientemente operaciones de procesamiento de señales digitales, el *MCU* ofrece una capacidad única para analizar y manipular datos digitales en tiempo real. Su importancia radica en su capacidad para impulsar avances significativos en campos como el procesamiento de audio, imágenes, comunicaciones y control. La arquitectura optimizada del *MCU*, junto con conjuntos de instrucciones especializados y capacidades de procesamiento paralelo, lo posiciona como una herramienta esencial para aplicaciones que requieren tanto velocidad como precisión.

En este trabajo se utilizará la plataforma C2000, presentada en la figura 2.3. Se plantea su uso porque la familia C2000 está diseñada específicamente para aplicaciones de control en tiempo real y sistemas de control digital. Estos procesadores son conocidos por su rendimiento avanzado y su capacidad para manejar tareas complejas en sistemas de control de potencia, motores, energía renovable, electrónica de potencia y otras aplicaciones similares.

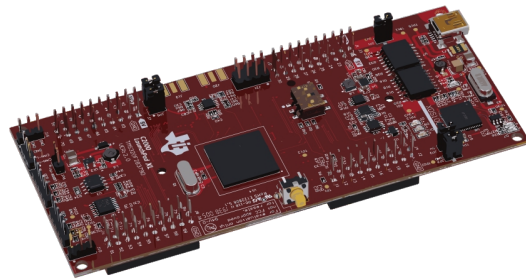


Figura 2.3: Plataforma de control C2000.

2.4. Panel Fotovoltaico

Los paneles solares, también conocidos como paneles fotovoltaicos, son dispositivos que transforman la luz solar en electricidad mediante el efecto fotovoltaico. Estos paneles están compuestos por células solares [10], mayormente de silicio, que generan corriente eléctrica continua al ser expuestas a la luz solar. Además, tienen la capacidad de ser empleados para generar electricidad en lugares remotos sin acceso a la red eléctrica o como una fuente de energía complementaria en sistemas conectados a la red, contribuyendo así a la transición hacia un sistema energético más sostenible y renovable.

En la figura 2.4, se presentan los dos modelos más utilizados en la literatura para representar a un panel fotovoltaico, según [11]: el modelo de diodo único y el modelo de doble diodo. Aunque existen otros modelos, como el modelo de tres diodos presentado en [12], el modelo de diodo único es el más utilizado debido a la baja cantidad de parámetros que se deben identificar para el circuito. Por otro lado, el modelo de doble diodo tiene una mayor precisión, especialmente a niveles bajos de irradiancia, pero posee una mayor dificultad en la determinación de parámetros [13].

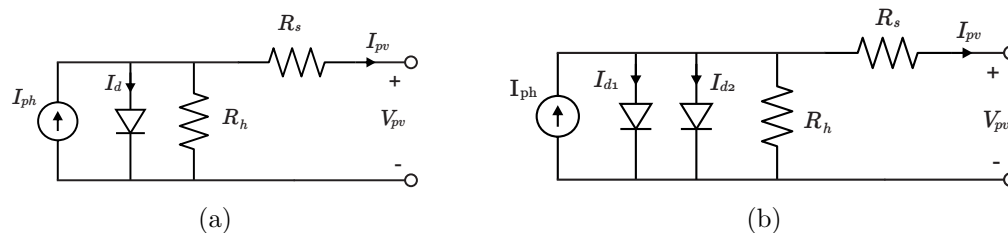


Figura 2.4: (a) Modelo de diodo único, (b) Modelo de doble diodo.

2.5. Sistema de almacenamiento de energía con baterías

Un sistema de almacenamiento de energía con baterías, o *BESS* por sus siglas en inglés (*Battery Energy Storage System*), es una solución tecnológica diseñada para almacenar energía eléctrica en forma de energía química dentro de las baterías. Estos sistemas desempeñan un papel crucial al proporcionar un medio para almacenar el exceso de electricidad generada durante períodos de baja demanda y liberarla cuando la demanda es alta. Los *BESS* cumplen múltiples propósitos en un sistema eléctrico, incluyendo la regulación de frecuencia en la red [14], la integración de energías renovables [15] y la gestión de la carga. Según [16], es posible clasificar los modelos *BESS* por su dominio físico en tres categorías:

- **Estado de carga (*EdC*):** Este es un parámetro fundamental que indica la cantidad de carga almacenada en la batería en comparación con su capacidad máxima. El *EdC* se expresa comúnmente como un porcentaje y representa la fracción de la capacidad total de la batería que está actualmente disponible.
- **Temperatura:** Es una variable importante en el rendimiento de las baterías. Puede afectar la velocidad de las reacciones químicas internas, la eficiencia y la vida útil de la batería. Por lo tanto, modelar la temperatura es esencial para comprender y predecir el comportamiento de una batería.

- **Degradación:** Se refiere al deterioro gradual de la capacidad y el rendimiento de la batería con el tiempo. Puede deberse a una variedad de factores, como ciclos de carga y descarga, condiciones de temperatura y corriente, entre otros. Modelar la degradación es crucial para evaluar la vida útil y el rendimiento a largo plazo de las baterías.

2.6. Simulador digital en tiempo real (*RTDS*)

El simulador digital en tiempo real, o *RTDS* por sus siglas en inglés (*Real Time Digital Simulator*), presentado a la izquierda en la figura 2.5, es un equipo especializado en ingeniería eléctrica que permite simular sistemas eléctricos de potencia en tiempo real. Utiliza modelos detallados y precisos de componentes del sistema, como generadores, transformadores y líneas de transmisión, para proporcionar una simulación altamente realista. Este enfoque permite la investigación, desarrollo y prueba de sistemas eléctricos en condiciones que imitan eventos del mundo real. Además, su capacidad para integrarse con hardware en lazo cerrado permite simular la interacción en tiempo real entre el sistema eléctrico y dispositivos físicos, contribuyendo a un análisis más completo y preciso. Por lo tanto, se utilizará para realizar las pruebas de control, simulando en su interior la micro-red aislada, es decir, los convertidores, la planta solar, las cargas, etc. Además, conectado a él se encontrará el *DSP*, como se muestra en la figura 2.5, el cual estará programado con el control predictivo para el convertidor *Grid-Forming*.

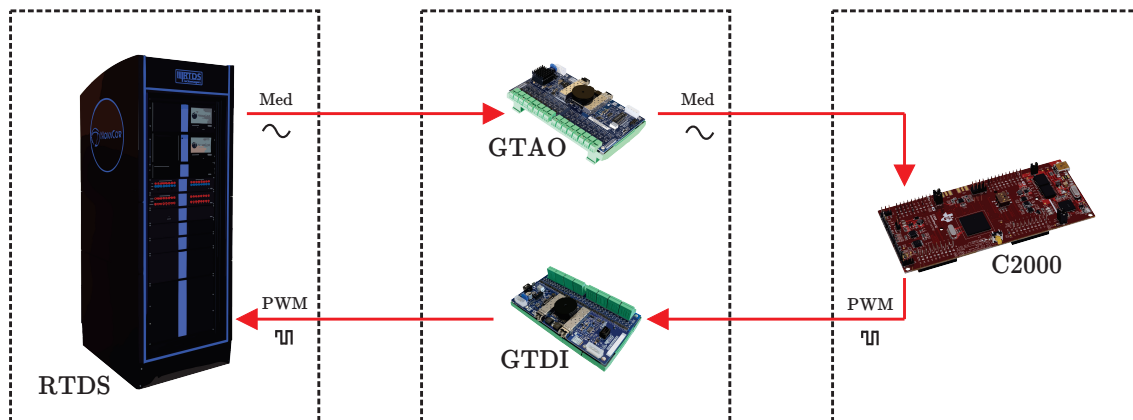


Figura 2.5: *Hardware in the Loop*.

Donde las tarjetas intermediarias identificadas como GTA0 (*General Purpose Analog Output*) y GTDI (*General Purpose Digital Input*) son las salidas análogas y las entradas digitales del *RTDS* respectivamente.

2.7. Normativa nacional sobre Micro-redes

En este apartado se presentarán los aspectos más relevantes de la normativa nacional con la finalidad de enmarcar este tipo de proyecto.

2.7.1. Norma Técnica de calidad y servicio para sistemas de distribución (ntcsd)

En la ntcsd [17], se especifican las exigencias que deben cumplir las instalaciones de distribución de energía eléctrica con respecto a calidad de producto, calidad de suministro y calidad comercial. En particular, se destaca el capítulo 3, calidad de producto.

2.7.1.a. Distorsión armónica de corriente y factor de potencia

- Distorsión armónica de corriente para usuarios en baja tensión.

$$DI_j = \frac{I_j}{I_1} \cdot 100 \quad (2.1)$$

donde:

- DI_j : Distorsión armónica individual de corriente para la j-ésima armónica, en [%].
- I_j : Corriente de la j-ésima armónica de la corriente de suministro, en [A].
- I_1 : Corriente de la componente fundamental de la corriente de suministro, en [A].

En la tabla [2.1] se presenta la magnitud de armónicos permitidos por la norma chilena en cada múltiplo de la fundamental.

Orden (n)	Usuarios de tarifa BT1	Usuarios de tarifas BT, excepto BT1
	Corriente armónica máxima (A)	Corriente armónica máxima (%)
Armónicos impares no múltiplos de 3		
5	2.28	12.0
7	1.54	8.5
11	0.66	4.3
13	0.42	3.0
17	0.26	2.7
19	0.24	1.9
23	0.20	1.6
25	0.18	1.6
25	4.5/n	0.2+0.8*25/n
Armónicos impares múltiplos de 3		
3	4.60	16.6
9	0.80	2.2
15	0.30	0.6
21	0.21	0.4
21	4.5/n	0.3
Armónicos pares		
2	2.16	10.0
4	0.86	2.5
6	0.60	1.0
8	0.46	0.8
10	0.37	0.8
12	0.31	0.4
12	3.68/n	0.3
THD	No Aplica	20

Tabla 2.1: Límites distorsión armónica de corriente en el punto de conexión de los usuarios en baja tensión.

Capítulo 3

Diseño de micro-red y control

En este capítulo se presentan diversos modelos matemáticos que permiten comprender de mejor manera el sistema a implementar para el análisis propuesto. Además, se planifica el diseño de la planta de generación solar con un convertidor Boost asociado, la tecnología BESS con un convertidor bidireccional, sus respectivos controladores, y se describe cómo aplicar el control predictivo para mejorar la eficiencia de la infraestructura energética en una microred.

3.1. Sistema en estudio

En la figura 3.1, se presenta un esquema general del sistema y los convertidores asociados.

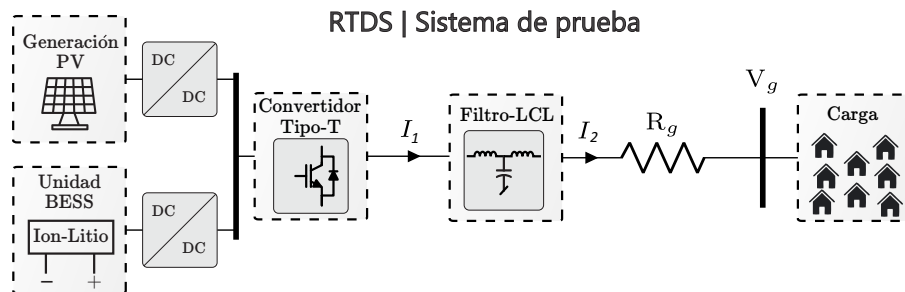


Figura 3.1: Esquema del sistema a implementar.

Luego, en la figura 3.2, se presenta la geografía del sector y la ubicación de la infraestructura de generación y distribución. Además, se muestran los sectores habitados como cargas agrupadas.

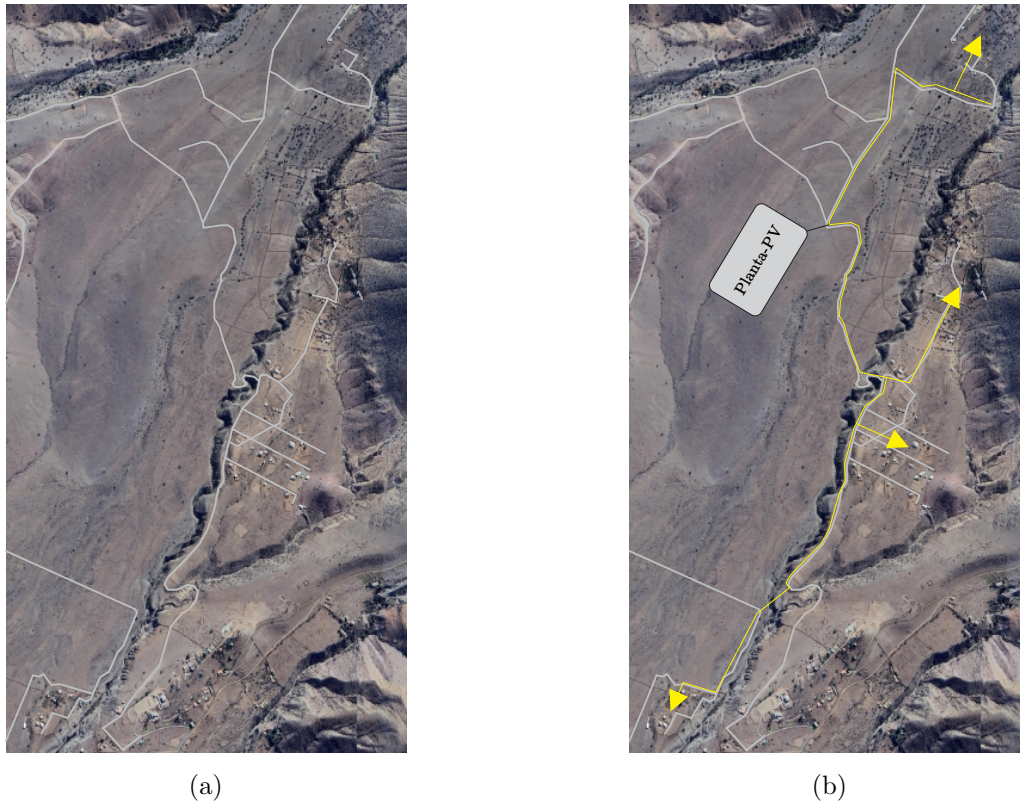


Figura 3.2: (a) Mapa del sector analizado y (b) Emplazamiento de infraestructura y distribución de cargas por sector.

3.2. Modelo de carga

Se tomó una curva típica de demanda domiciliar en Vicuña, Chile desde la página del Coordinador Eléctrico Nacional [18], utilizando los datos de invierno y verano para generar una curva de datos promedio. Posteriormente, se escaló de acuerdo con la demanda esperada del sistema propuesto, en este caso siendo considerado un sistema con 100 viviendas, lo que da una potencia máxima de dimensionamiento de 300kW, con eso presente se realiza el escalado y se obtiene la curva presentada en la figura 3.3.

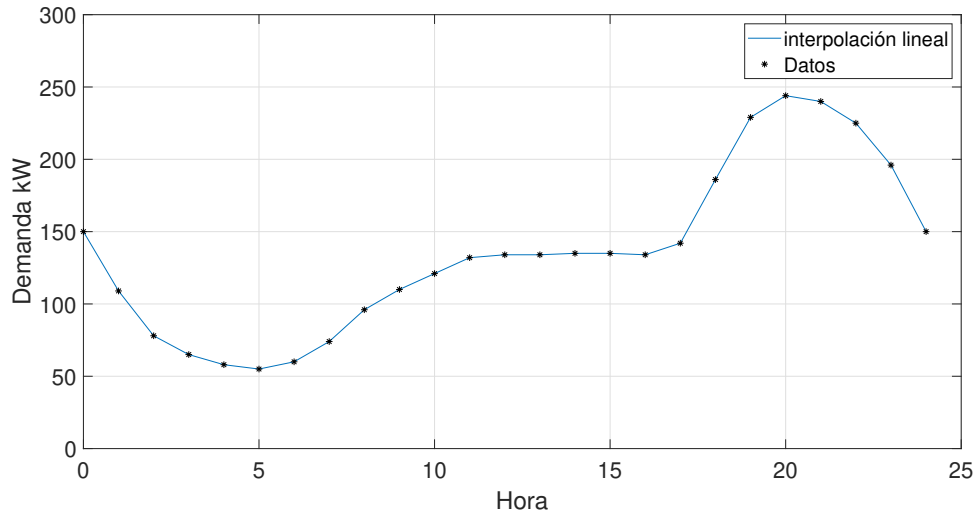


Figura 3.3: Interpolación lineal por tramos de demanda domiciliar promedio en Vicuña.

3.3. Modelo de planta solar

A continuación, se presentan los diferentes componentes diseñados y utilizados para formar la planta de generación fotovoltaica, incluyendo el modelo matemático de la fotocelda, los datos utilizados para el modelo y el control implementado para su funcionamiento.

3.3.1. Modelo matemático de celda solar

Para este trabajo, se utilizará el modelo de diodo único presentado en la figura 3.4 el cual posee una gran capacidad de escalabilidad y se puede descomponer en los siguientes modelos:

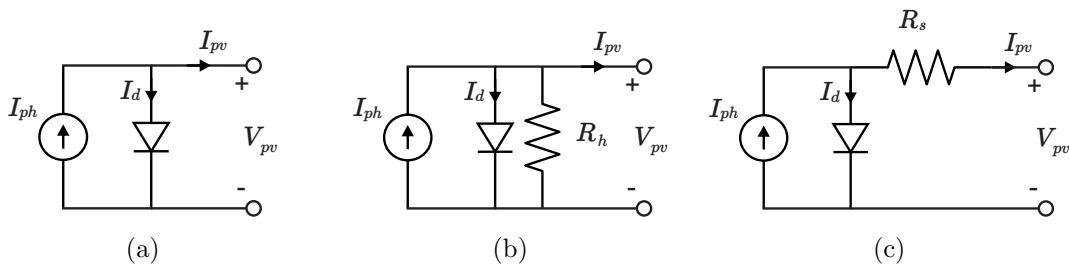


Figura 3.4: (a) Modelo ideal, (b) y (c) Modelos simplificados de 4 parámetros.

Considerando que el enfoque principal de este trabajo es analizar el funcionamiento del controlador GF predictivo, se utilizará el modelo 3.4(c). Este modelo proporciona la información necesaria y suficiente para el análisis propuesto y se representa con la siguiente ecuación:

$$I_{pv} = I_{ph} - I_s \left(\exp \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{N_c a V_t} \right) - 1 \right) \quad (3.1)$$

La corriente fotoinducida I_{ph} , la corriente de saturación del diodo I_s , el factor de idealidad del diodo a y el número de celdas conectadas en serie N_c son parámetros que deben determinarse mediante mediciones del fabricante o del usuario para la unidad fotovoltaica que se desea simular. El voltaje térmico V_t de la unión en la unidad fotovoltaica se describe mediante la siguiente ecuación:

$$V_t = \frac{k \cdot T}{q} \quad (3.2)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T es la temperatura en grados Kelvin y q es la carga del electrón. Además de los parámetros mencionados, el modelo requiere dos entradas variables en el tiempo para simular un ciclo diario: la irradiancia en W/m^2 y la temperatura en $^{\circ}C$. Dichos parámetros se encuentran internamente en la corriente fotoinducida I_{ph} , en la ecuación [3.1](#).

Finalmente, dado que el modelo de celda solar es escalable, se pueden conectar las celdas en serie y en paralelo para formar un panel solar. Luego, los paneles se pueden conectar también en serie y en paralelo para construir un arreglo de paneles que cubra toda la planta solar, como se ilustra en la figura [3.5](#), inspirada en [\[11\]](#).

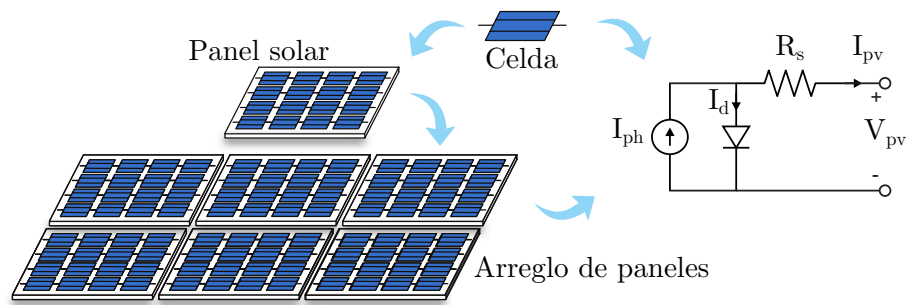


Figura 3.5: Modelo escalable de una fotocelda a planta solar.

3.3.2. Extracción de datos para curvas de irradiancia y temperatura

Mediante la herramienta del Explorador Solar del Ministerio de Energía [\[19\]](#), se obtienen los valores promedio anuales de irradiancia y temperatura para cada hora. Con base en estos datos, se realiza una interpolación por tramos para obtener las curvas correspondientes para la localidad de Mamalluca en Vicuña, que se presentan en las figuras [3.6](#) y [3.7](#).

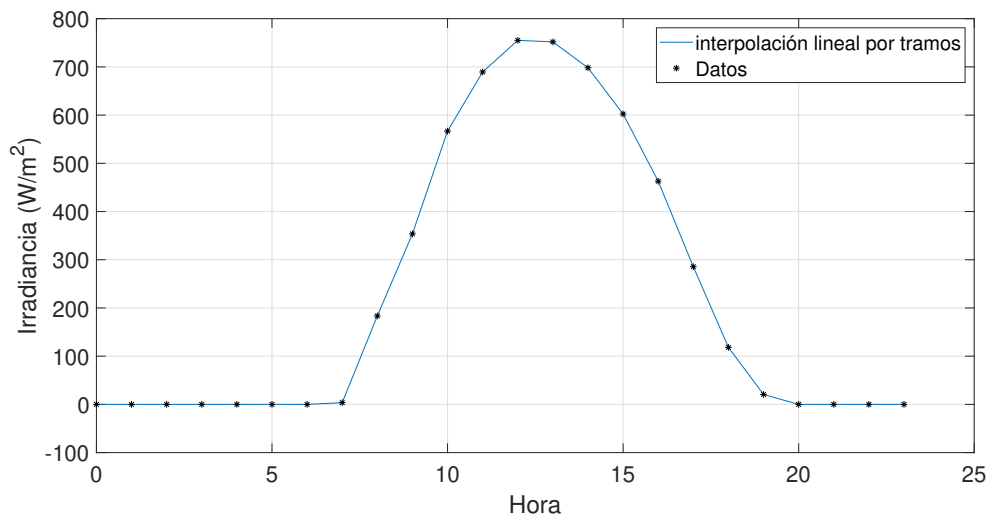


Figura 3.6: Interpolación lineal por tramos de los datos de irradiancia para la localidad de Mamalluca en Vicuña.

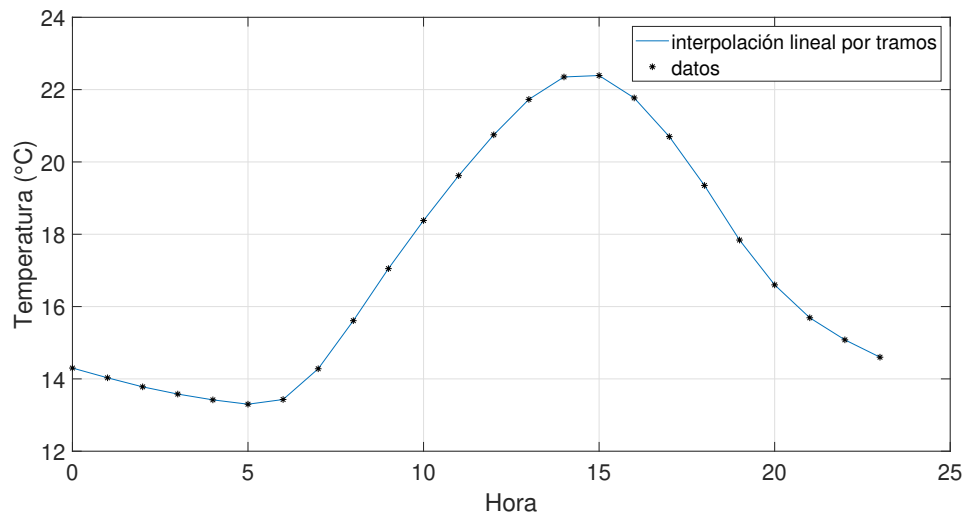


Figura 3.7: Interpolación lineal por tramos de los datos de temperatura para la localidad de Mamalluca en Vicuña.

Se toma como referencia un módulo de panel con una potencia máxima de 300 W. Sin embargo, en condiciones reales, cada panel genera aproximadamente 250 W en su punto de máxima generación, debido a las condiciones variables de irradiancia y temperatura presentadas en las figuras 3.6 y 3.7. Además, dado que se necesitará un excedente de energía para cargar la unidad BESS en mayor medida de lo que se descargue, se estima el uso de 1800 paneles fotovoltaicos. Con esta configuración, se estima una generación de 450 kW en el punto de máxima generación, lo que será suficiente para abastecer la demanda y cargar la unidad BESS.

3.3.3. Control para planta solar

Para el control del convertidor Boost asociado a la planta solar, se utiliza un controlador PI (Proporcional-Integral) debido a su capacidad para regular de manera eficiente variables como la tensión de salida, corrigiendo rápidamente perturbaciones y eliminando el error en régimen permanente. El controlador PI ofrece un buen equilibrio entre velocidad de respuesta y estabilidad, siendo además sencillo de implementar en sistemas de control digital.

Para el diseño de un controlador tipo PI, es necesario realizar una linealización del modelo del diodo. Para ello, se considera el reemplazo del modelo de diodo por una resistencia equivalente, la cual se determina con los datos obtenidos del datasheet del panel fotovoltaico mediante la siguiente ecuación:

$$R_{pv} = \frac{V_{mpp}}{I_{sc} - I_{mpp}} \quad (3.3)$$

Esta linealización se realiza en torno a un punto óptimo de trabajo, es decir, con condiciones ideales y a valores máximos. Considerando el total de la planta, los valores de tensión y corriente del panel solar se multiplicarán por la cantidad de paneles en serie y paralelo, respectivamente, para obtener un equivalente total. Con esto, se plantea la siguiente ecuación dinámica simplificada:

$$I_{pv} = I_{sc} - A \cdot \exp B \cdot V \quad (3.4)$$

Donde:

- A: Corriente inversa de saturación del diodo.
- B: Inverso de la tensión térmica.

Además, para determinar la referencia de corriente que se le dará al control PI del convertidor, se utiliza el método de seguimiento del punto de máxima potencia o MPPT por sus siglas en inglés *Maximum Power Point Tracking*, que se encarga de localizar el punto de máxima generación de potencia. En este caso, se empleó un algoritmo de perturbación y observación, el cual genera constantemente variaciones en la tensión y verifica la nueva potencia generada. Si la potencia es mayor, el algoritmo incrementa la tensión; si es menor, la decremента. Así, el sistema se mantiene oscilando en torno al punto de máxima potencia, como se puede observar en la figura 3.8.

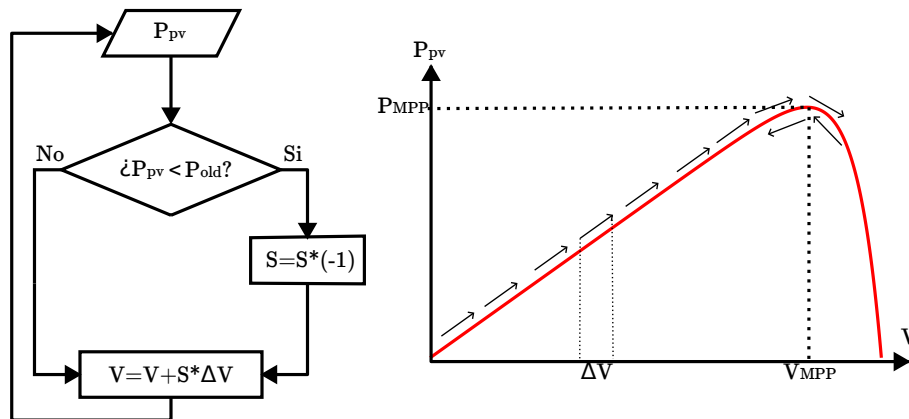


Figura 3.8: Esquema simplificado del método MPPT.

3.4. Unidad de almacenamiento de energía

El modelo a utilizar para la unidad de almacenamiento de energía mediante baterías estará basado en el estado de carga (EdC). Si bien existen modelos de diferentes órdenes, se propone emplear un modelo de segundo orden, ya que este trabajo no se enfoca en el diseño específico de las unidades de batería. Este modelo proporcionará la información y utilidad necesarias para el análisis. El modelo está basado en el circuito eléctrico propuesto en [20], el cual es similar al que se muestra en la figura 3.9, extraída de [21].

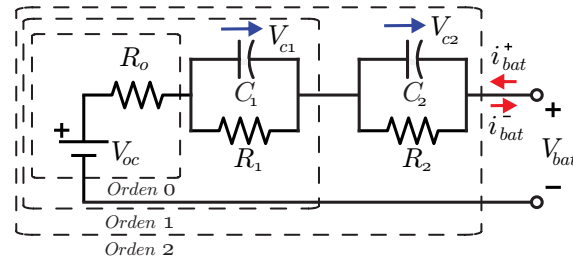


Figura 3.9: Modelo según estado de carga.

Dicho circuito se describe a partir de:

$$i_{bat} = i_{bat}^+ + i_{bat}^- \quad (3.5)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{i_{bat}}{C_1} - \frac{V_{C_1}}{R_1 \cdot C_1} \quad (3.6)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{i_{bat}}{C_2} - \frac{V_{C_2}}{R_2 \cdot C_2} \quad (3.7)$$

$$V_{bat} = V_{oc} + i_{bat} \cdot R_0 + V_{C_1} + V_{C_2} \quad (3.8)$$

Donde i_{bat}^+ e i_{bat}^- son la corriente de carga y descarga respectivamente. Sin embargo, los modelos planteados manejan los parámetros del circuito de forma dinámica, dependiendo de su estado de carga (edc), según [20] de la siguiente manera:

$$V_{oc}(edc) = -1,031 \cdot e^{-35 \cdot edc} + 3,685 + 0,2156 \cdot edc - 0,1178 \cdot edc^2 + 0,3201 \cdot edc^3 \quad (3.9)$$

$$R_0(edc) = 0,1562 \cdot e^{-24,37 \cdot edc} + 0,07446 \quad (3.10)$$

$$R_1(edc) = 0,3208 \cdot e^{-29,14 \cdot edc} + 0,04669 \quad (3.11)$$

$$C_1(edc) = -752,9 \cdot e^{-13,51 \cdot edc} + 703,6 \quad (3.12)$$

$$R_2(edc) = 6,603 \cdot e^{-155,2 \cdot edc} + 0,04984 \quad (3.13)$$

$$C_2(edc) = -6056 \cdot e^{-27,12 \cdot edc} + 4475 \quad (3.14)$$

Considerando que la unidad BESS debe suministrar la demanda no cubierta por los paneles solares, debe ser capaz de entregar 300 kW. Para esto, su capacidad mínima debe ser de 750 Ah para suministrar 300 kW durante una hora. Sin embargo, se considerará una capacidad de 900 Ah por seguridad, lo que implica un total de 5400 Ah para suministrar esa potencia durante seis horas. Además, dado que cada celda tiene una capacidad de 6.5 Ah, se requieren aproximadamente 830 celdas en paralelo. A su vez, cada celda posee un voltaje de 4.1 V, por lo que se utilizarán 100 celdas en serie en cada rama. En total, se tienen 83,000 celdas.

3.4.1. Control bidireccional para unidad de almacenamiento

Al igual que con la planta solar, y dado que el enfoque de este trabajo no es diseñar un controlador específico para una unidad BESS, se emplea un controlador PI básico presentado en la figura 3.10 y es diseñado mediante la herramienta rltool de MATLAB. El objetivo del controlador es regular la corriente de carga o descarga, según el flujo de potencia solicitado desde la barra DC. Para ello, se consideran las mediciones de potencia solicitada por las cargas y la potencia generada por la planta solar. Realizando el balance entre estas, se puede determinar la referencia asignada para el controlador, ya sea corriente saliendo de la batería hacia el DC-Link (modo descarga) o corriente entrando (modo carga).

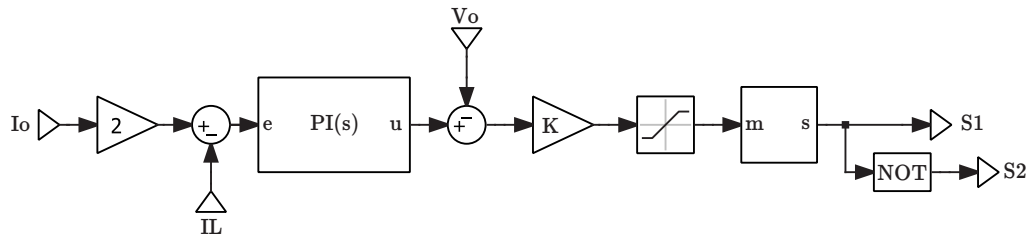


Figura 3.10: Diagrama de controlador PI del BESS.

Donde las mediciones y valores utilizados se presentan en la tabla 3.1.

Variable	Descripción
I_o	Corriente ingresando al bus DC
I_L	Corriente saliendo desde la batería
V_o	Tensión en el Bus DC
K	-0.00125
K_p	31.4159
K_i	314.159

Tabla 3.1: Mediciones y valores del PI de unidad BESS.

3.5. Convertidor T-Type GFM

El diagrama circuital del convertidor tipo T se muestra en la figura 3.11(a). Como se puede apreciar, cada pierna cuenta con 4 interruptores controlados por señales binarias $S_j \in [0, 1]$, donde $j \in [1, 2, 3, 4]$. Realizando el análisis de las combinaciones posibles en una pierna, se obtiene que las únicas tensiones de salida son $\frac{V_{dc}}{2}$, 0 y $-\frac{V_{dc}}{2}$. Por ello, es posible definir que los tres niveles de tensión se pueden expresar en función del estado de conmutación de cada pierna. Considerando $S_x \in [-1, 0, 1]$, con $x \in [a, b, c]$, se obtiene la siguiente ecuación:

$$V_{xn} = \frac{V_{dc}}{2} S_x \tag{3.15}$$

Luego, considerando las tres piernas del convertidor, se obtiene un total de 27 combinaciones posibles de estados de conmutación. Mediante la aplicación de la transformada de Clarke, estos pueden representarse en el plano $\alpha\beta$. Como se muestra en la figura 3.11(b),

dichas combinaciones generan 18 vectores de estado distintos de cero, mientras que 6 combinaciones adicionales resultan en vectores repetidos y las 3 restantes producen el vector nulo. Así, se completan las 27 combinaciones posibles.

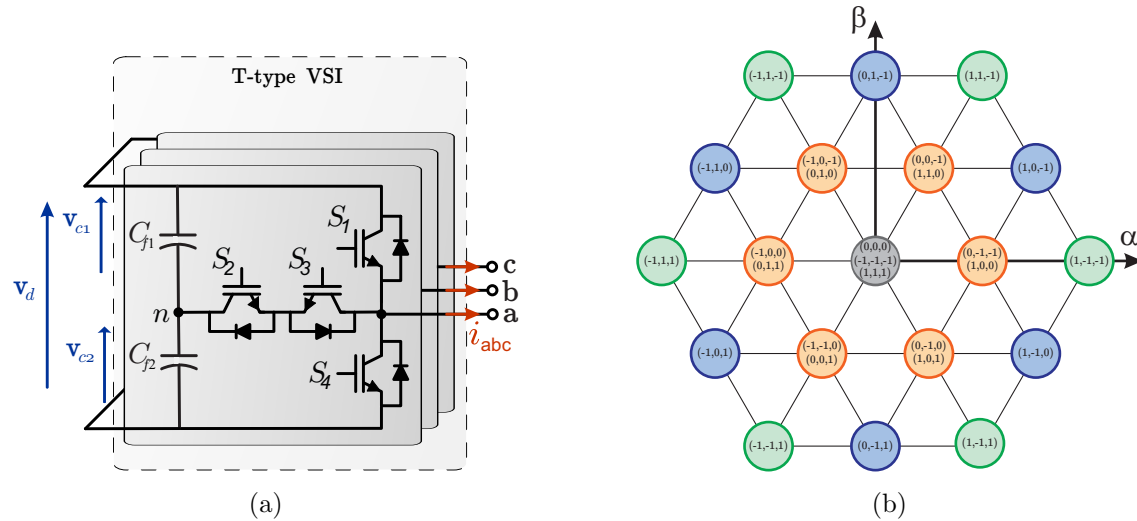


Figura 3.11: (a) Convertidor tipo T ; (b) Vector de conmutación.

Luego en la aplicación se decide utilizar S_2 y S_3 como uno solo, dejando las combinaciones presentadas en 3.2. El resto de combinaciones posibles provoca un cortocircuito o un descontrol en la circulación de corriente; por ende, estas son las combinaciones utilizadas para generar los 3 niveles del convertidor mostrados en la figura 3.12

S_1	S_2	S_3	S_4	S_x	V_{xn}
0	0	0	1	-1	$-\frac{V_{dc}}{2}$
0	1	1	0	0	0
1	0	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$

Tabla 3.2: Combinaciones que generan los 3 niveles del convertidor.

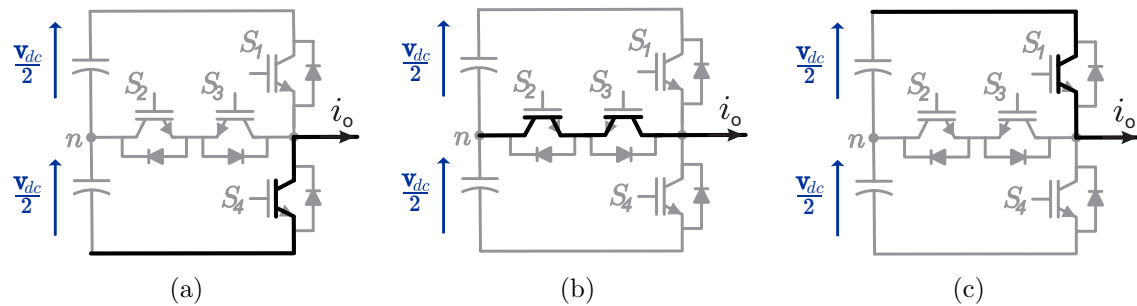


Figura 3.12: (a) Estado en $-\frac{V_{dc}}{2}$, (b) estado en 0 y (c) estado en $\frac{V_{dc}}{2}$.

Con lo cual se puede reescribir la ecuación 3.15 en términos de los respectivos semi-conductores de potencia de cada fase de la siguiente manera:

$$V_{xn} = \frac{V_{dc}}{2}(S_1 - S_4) \tag{3.16}$$

Ya que considerando los estados posibles a tomar, es la función que genera los 3 niveles según las posibles combinaciones establecidas en la tabla [3.2](#).

3.5.1. Filtro LCL

Un filtro LCL mostrado en la figura [3.13](#), es un tipo de filtro pasivo utilizado comúnmente para reducir las armónicas en sistemas de conversión de potencia, especialmente entre un inversor y la red eléctrica o una carga.

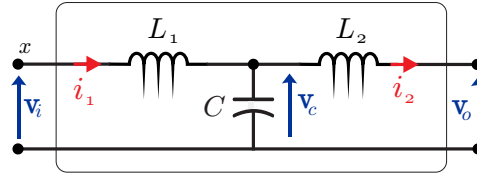


Figura 3.13: Filtro LCL.

Planteando las ecuaciones y utilizando la transformada de Laplace, es posible obtener la función de transferencia como:

$$\frac{i_2(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{s^3 L_1 L_2 C + s(L_1 + L_2)} \quad (3.17)$$

De donde se puede obtener la expresión para la frecuencia de resonancia:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.18)$$

$$L = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2} \quad (3.19)$$

Para el diseño del filtro, se consideran diferentes aspectos y criterios reunidos de la literatura.

En primer lugar, para evitar problemas de resonancia, según la literatura [\[22\]](#), [\[23\]](#), es necesario establecer la frecuencia de resonancia entre 10 veces la frecuencia nominal de la red y la mitad de la frecuencia de conmutación.

$$10 \cdot f_n \leq f_{res} \leq \frac{f_{sw}}{2} \quad (3.20)$$

La inductancia total se debe restringir para disminuir las pérdidas asociadas y tener una respuesta más rápida ante las variaciones. Para ello, se considera el criterio utilizado en [\[23\]](#), ya que, a diferencia de otros enfoques como el de [\[22\]](#), este toma en cuenta la magnitud de la potencia reactiva (Q) y la razón de cambio de la potencia activa (P) a las cuales se someterá el convertidor.

$$L_T \leq \frac{3(k^2 - 1)V_g^2}{4(\omega_n Q + dP/dt)} \quad (3.21)$$

Donde k es un factor asociado al control de potencia del inversor y este según [\[23\]](#) se ubica en el rango $1,05 \leq k \leq 1,1$.

Otro criterio ampliamente utilizado, tanto en [23], [22], como en otros, es que el valor del capacitor del filtro sea limitado por el 5% de la capacitancia base del sistema.

$$C \leq 0,05 \cdot C_b \quad (3.22)$$

Teniendo en cuenta los criterios descritos anteriormente, se procede a calcular los parámetros según [23]. Se comienza determinando los valores base.

$$Z_b = \frac{V_g^2}{P_n} \quad (3.23)$$

$$C_b = \frac{1}{Z_b \cdot \omega_n} \quad (3.24)$$

Luego para determinar L_1 se debe considerar el rizado máximo de la corriente del lado del inversor y, según [24], viene dado por:

$$\Delta I_1 = \frac{2V_{dc}}{3L_1}(1 - m)mT_{sw} \quad (3.25)$$

Donde m es el índice de modulación y T_{sw} es $\frac{1}{f_{sw}}$. Es posible despejar L_1 de la ecuación [3.25]. Además, según [23], el rizado se suele mantener entre 10% – 25% de la corriente de carga nominal, por lo que se tienen los límites para L_1 de la siguiente manera:

$$\frac{V_{dc}}{6f_{sw}(0,25)I_{nom}} \leq L_1 \leq \frac{V_{dc}}{6f_{sw}(0,1)I_{nom}} \quad (3.26)$$

Considerando todos los criterios anteriormente descritos, es posible determinar valores iniciales para el filtro y adaptarlos según los requerimientos. En este caso, reemplazando todos los valores, se obtiene:

- $L_1 = 1.84$ [mH]
- $L_2 = 0.368$ [mH]
- $C = 329$ [μ F]

Con este filtro se obtiene una frecuencia de resonancia de aproximadamente 500 Hz y una frecuencia de corte de aproximadamente 570 Hz, como se puede apreciar en el diagrama de Bode de la figura [3.14].

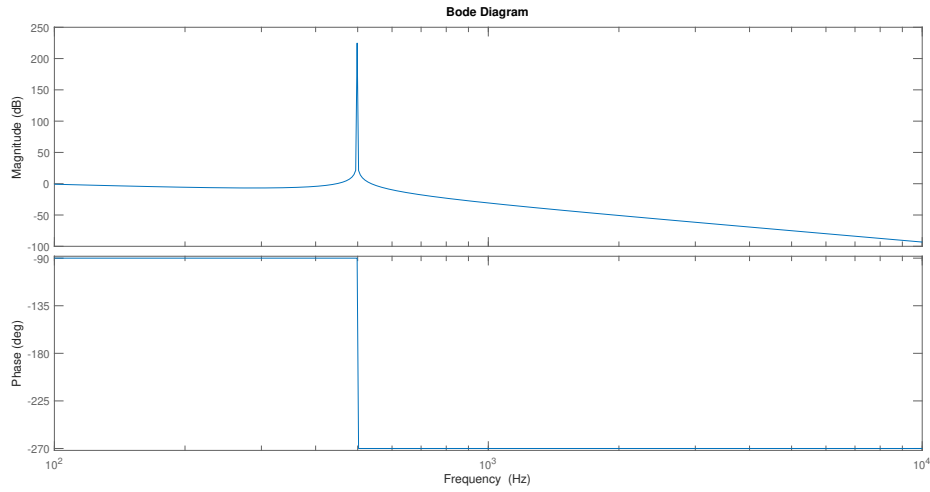


Figura 3.14: Diagrama de bode de la función de transferencia del filtro LCL.

Con esto, el filtro LCL cumple con los criterios de diseño previamente detallados. Sin embargo, estos solo son una guía preliminar y es posible modificarlos posteriormente para afinar detalles en simulación e implementación.

3.5.2. Ecuación del convertidor

Una vez determinado el vector de conmutaciones en la tensión de salida del convertidor, a partir del sistema a controlar presentado en la figura 3.15, se puede utilizar el circuito monofásico mostrado en la figura 3.16 para escribir las siguientes ecuaciones:

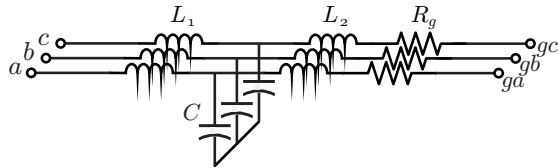


Figura 3.15: Filtro LCL trifásico.

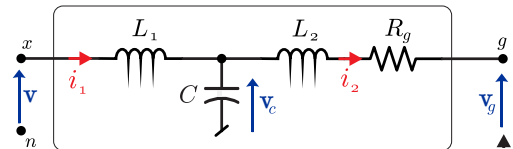


Figura 3.16: Circuito LCL monofásico.

$$V_c = V - L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} \tag{3.27}$$

$$V_g = V_c - L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} - R \cdot i_2 \tag{3.28}$$

$$i_1 = i_2 + C \cdot \frac{dV_c}{dt} \tag{3.29}$$

3.5.3. Rotación de coordenadas

Se plantea el uso de coordenadas dq en lugar de coordenadas abc para el control GFM debido a la simplificación que ofrece en el análisis y diseño del control. La transformación a

coordenadas dq convierte las señales trifásicas en un sistema de dos ejes ortogonales, donde las componentes directas (d) y en cuadratura (q) permiten representar de manera más clara y directa los efectos del control en el sistema, además de permitir el uso de controladores PI. Esta representación facilita que las señales de corriente y voltaje se mantengan constantes en régimen permanente, optimizando así la implementación de estrategias de control y reduciendo la complejidad computacional.

3.5.3.a. Transformación de coordenadas del sistema abc a un sistema $\alpha\beta$

La transformada de Clarke convierte las componentes del dominio del tiempo de un sistema trifásico (del marco abc) a dos componentes de un marco estacionario ortogonal ($\alpha\beta$) y se expresa mediante las siguientes ecuaciones.

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{i}_\alpha + \mathbf{i}_\beta = ie^{j\theta_1} = \frac{2}{3}(i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2i_c) \quad (3.30)$$

donde \mathbf{a} es el vector unitario $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$, que representa el desfase de 120° , i es la magnitud de las corrientes en el sistema abc y θ_1 es el ángulo del vector rotatorio de magnitud i , como se aprecia en la figura 3.17(a).

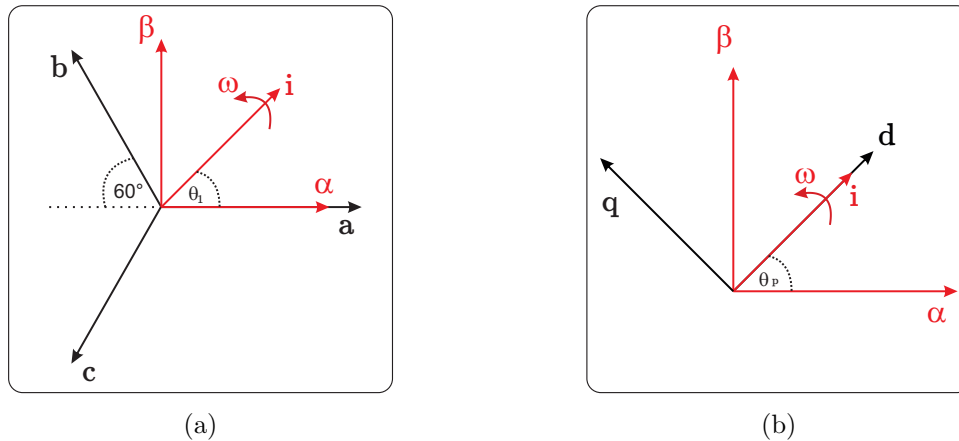


Figura 3.17: (a) Conversión de coordenadas y (b) Rotación de coordenadas.

3.5.3.b. Transformación de coordenadas del sistema abc a un sistema dq

La transformada de Park consiste en llevar las componentes de un sistema sinusoidal trifásico variable en el tiempo a un valor constante en régimen permanente. Comúnmente, se transforma primero a $\alpha\beta$, como se vio en la subsección anterior, y luego a dq de la siguiente manera.

$$\mathbf{i}_{dq} = \mathbf{i}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\theta_p} \quad (3.31)$$

El plano de referencia se ubica de tal manera que d queda orientado con el fasor espacial de corriente i , como se observa en la figura 3.17(b), y $\theta_1 = \theta_p$, con lo cual en las coordenadas dq se ven valores constantes $i_d = i$ y $i_q = 0$.

Luego, tomando las ecuaciones (3.27), (3.28), (3.29) y realizando la transformación respectiva de coordenadas para llevarlo a los ejes dq , se obtienen:

$$V_{cdq} = V_{dq} - L_1 \frac{di_{1dq}}{dt} - j\omega_p L_1 i_{1dq} \quad (3.32)$$

$$V_{cdq} - V_{gdq} = L_2 \frac{di_{2dq}}{dt} + j\omega_p L_2 i_{2dq} + R i_{2dq} \quad (3.33)$$

$$i_{1dq} = i_{2dq} + C \frac{dV_{cdq}}{dt} + j\omega_p C V_{cdq} \quad (3.34)$$

3.5.4. Transformación de Laplace

Para determinar la ecuación de predicción en estados discretos, es necesario pasar primero al dominio de Laplace. Realizando la respectiva transformación, se obtiene:

$$V_{cdq}(s) = V_{dq}(s) - I_{1dq}(s)L_1(s + j\omega_p) \quad (3.35)$$

$$V_{cdq}(s) - V_{gdq}(s) = I_{2dq}(s)(sL_2 + j\omega_p L_2 + R) \quad (3.36)$$

$$I_{1dq}(s) = I_{2dq}(s) + V_{cdq}(s)C(s + j\omega_p) \quad (3.37)$$

3.5.5. Estados discretos

Tomando en consideración las ecuaciones en el dominio de Laplace, se utiliza la transformada Z con el método de Euler hacia adelante, es decir, $s = \frac{z-1}{h}$, donde h es el intervalo de muestreo. A continuación se presentan las ecuaciones de predicción en estado discreto, donde $[k]$ hace referencia al instante de tiempo o la iteración actual; por ende, $[k + 1]$ es un instante futuro.

$$i_{1d}[k + 1] = \frac{h(V_d[k] - V_{cd}[k])}{L_1} + \omega_p h i_{1q}[k] + i_{1d}[k] \quad (3.38)$$

$$i_{1q}[k + 1] = \frac{h(V_q[k] - V_{cq}[k])}{L_1} - \omega_p h i_{1d}[k] + i_{1q}[k] \quad (3.39)$$

$$V_{cd}[k + 1] = \frac{h(i_{1d}[k] - i_{2d}[k])}{C} + \omega_p h V_{cq}[k] + V_{cd}[k] \quad (3.40)$$

$$V_{cq}[k + 1] = \frac{h(i_{1q}[k] - i_{2q}[k])}{C} - \omega_p h V_{cd}[k] + V_{cq}[k] \quad (3.41)$$

$$i_{2d}[k + 1] = \frac{h(V_{cd}[k] - V_{gd}[k] - i_{2d}[k]R)}{L_2} + i_{2d}[k] + \omega_p h i_{2q}[k] \quad (3.42)$$

$$i_{2q}[k + 1] = \frac{h(V_{cq}[k] - V_{gq}[k] - i_{2q}[k]R)}{L_2} + i_{2q}[k] - \omega_p h i_{2d}[k] \quad (3.43)$$

3.6. Estrategia de control predictivo

La estrategia de control predictivo funciona tomando mediciones de las variables a controlar. Luego, estas mediciones se llevan a un estado futuro mediante los métodos matemáticos presentados anteriormente y, basándose en una función de minimización del error entre la predicción y una referencia dada, se determina la combinación óptima de los interruptores para el convertidor. Dado que la toma de decisión ocurre en cada muestreo,

no se garantiza la conmutación, por lo que la frecuencia de conmutación es variable. Esto se resume en la figura 3.18.

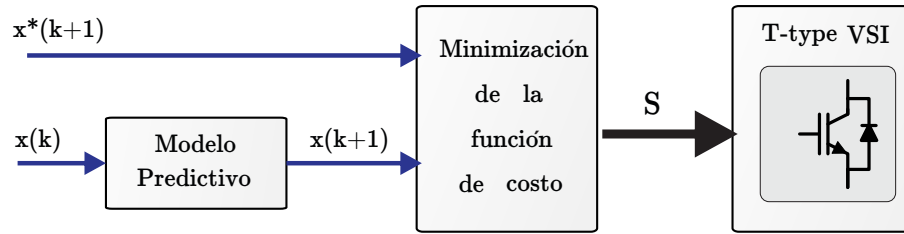


Figura 3.18: Esquema general de control predictivo.

Donde $x(k)$ corresponde a las señales medidas, de corriente y tensión necesarias para el control, y $x^*(k)$ es el valor de referencia indicado para el control. Para realizar la minimización del error, se define la siguiente función de costo $g(x)$:

$$g(x) = \alpha \sqrt{(i_{1dq}^*[k+1] - i_{1dq}[k+1])^2} + \beta \sqrt{(V_{cdq}^*[k+1] - V_{cdq}[k+1])^2} + \gamma \sqrt{(i_{2dq}^*[k+1] - i_{2dq}[k+1])^2} \quad (3.44)$$

En esta ecuación, α , β y γ corresponden a factores de peso para cada parámetro de la función de costo a minimizar.

3.7. Método de Intermuestreo

El método ISPC-MI, por su nombre en inglés *Inter-Sampling Predictive Control for Multilevel Inverters*, es una técnica innovadora para el control predictivo de convertidores multiniveles, en este caso de 3 niveles, que permite simular el control de un convertidor de 5 niveles utilizando intermuestreo. Este enfoque facilita la obtención de niveles de voltaje intermedios sin necesidad de hardware adicional, mejorando la precisión y el rendimiento del control.

Al incorporar los niveles intermedios de tensión, se mantiene la ecuación 3.15 y se incluyen los valores intermedios en $S_x \in [-1, -0,5, 0, 0,5, 1]$, generando un total de 125 combinaciones, de las cuales 60 son diferentes y distintos de 0, como se muestra en la figura 3.19.

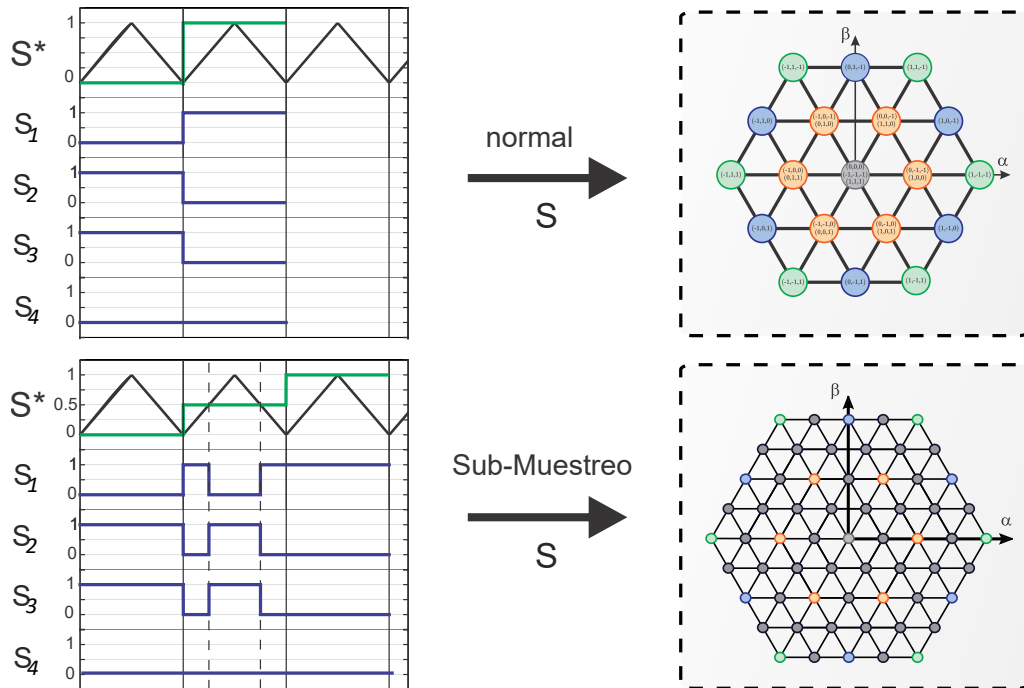


Figura 3.19: Combinaciones de Switch con intermuestreo.

Los valores intermedios de $-0,5$ y $0,5$ se generan mediante la combinación secuencial de los niveles 1 y 0 durante la mitad del período de muestreo. Esto permite alcanzar una frecuencia efectiva de conmutación que es el doble de la frecuencia de muestreo utilizada para la predicción, sin modificar dicha frecuencia. Desde el punto de vista del sistema, este enfoque es equivalente a aumentar la cantidad de niveles del convertidor, lo que reduce el tamaño de los saltos entre combinaciones posibles de tensión de salida. Como resultado, se obtiene una forma de onda más suave, lo que teóricamente implica una menor generación de armónicos en el punto de conexión de cargas.

Capítulo 4

Simulaciones

En este capítulo se describen los esquemas utilizados para realizar las simulaciones en los softwares PLECS y RSCAD. Además, se presentan algunos gráficos y resultados obtenidos a través de estos procedimientos.

4.1. PLECS

La simulación en PLECS se emplea en esta memoria para el diseño del sistema y los esquemas de control que se utilizarán en las pruebas de *Hardware in the Loop*. Su uso se justifica por la compatibilidad con la programación del control en la plataforma C2000, facilitando la configuración de los periféricos. A continuación, en la figura 4.1 se presenta el sistema completo simulado, junto con las secciones más relevantes para su implementación.

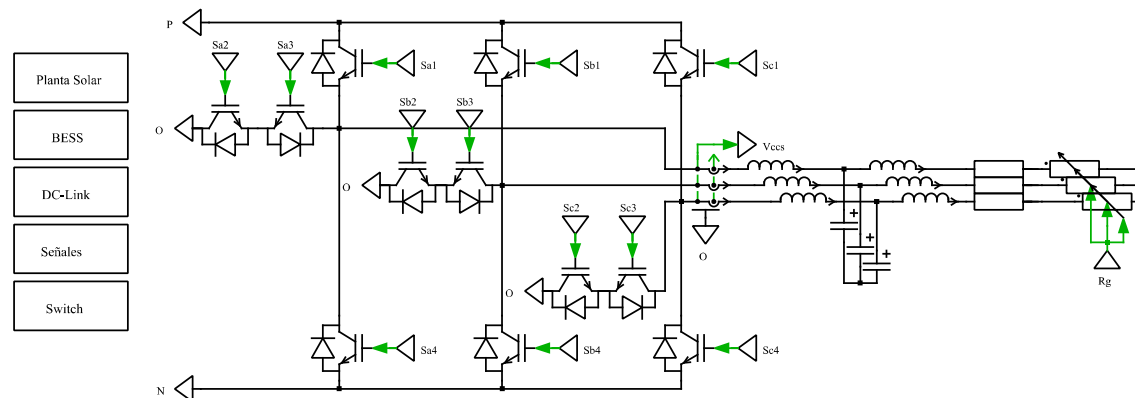


Figura 4.1: Esquema del sistema completo simulado en PLECS.

4.1.1. Carga Variable

Para la carga variable, se utiliza un modelo de resistencia variable, cuyos valores se determinan a partir de la potencia demandada. Estos valores se introducen en PLECS mediante el bloque *1D Look-Up Table*, que permite cargar un vector de datos desde un archivo MATLAB y genera una interpolación entre los puntos proporcionados, como se muestra en la figura 4.2

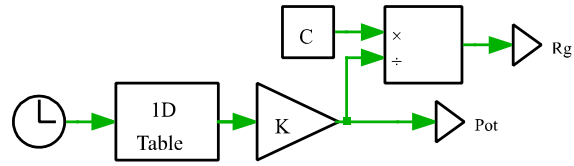


Figura 4.2: Demanda y resistencia variable.

En la figura 4.3 se presenta la curva de potencia demandada recibida de la simulación, la cual se utiliza para ajustar la carga del sistema mediante la resistencia variable, como se muestra en la figura 4.4.

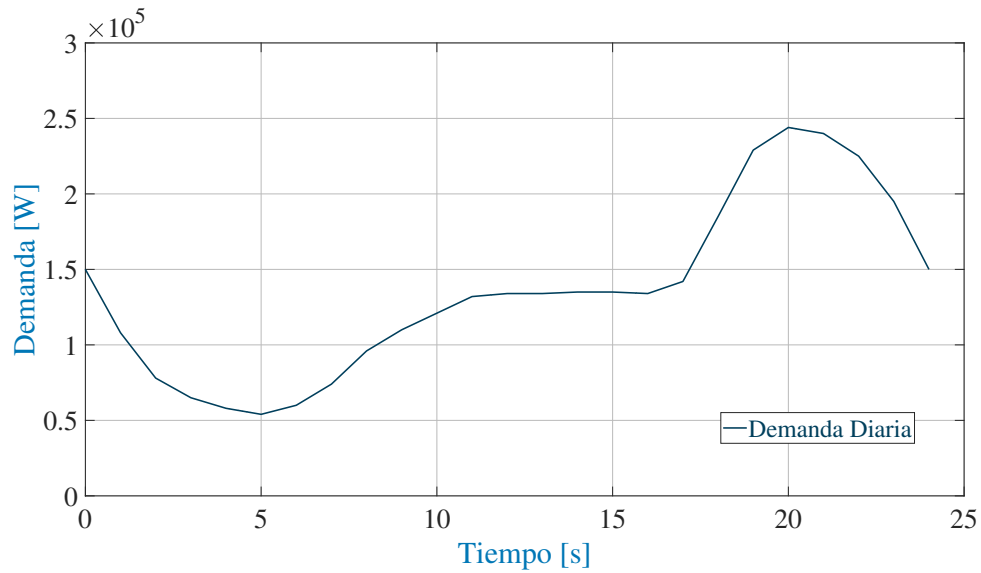


Figura 4.3: Demanda residencial diaria.

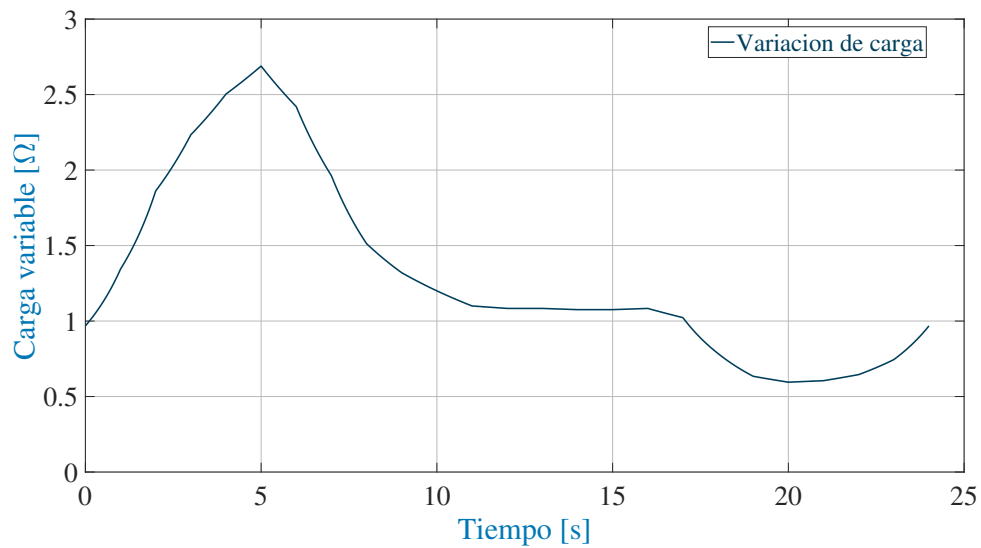


Figura 4.4: Carga variable R_g .

4.1.2. Control GFM

Para el control principal del convertidor DC/AC tipo T, se utilizó FCS-GFM mediante un C-Script. Este bloque permite programar los algoritmos de control necesarios utilizando el lenguaje C. Como se muestra en la figura 4.5, se toman las mediciones del filtro para realizar el control predictivo, y el bloque finalmente proporciona el estado de cada fase del convertidor, es decir, S_a , S_b y S_c .

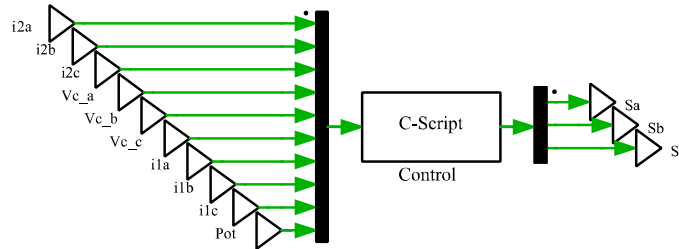


Figura 4.5: Bloque de control GFM mediante C-Script.

4.1.3. Planta Fotovoltaica

Para la planta fotovoltaica se utiliza un convertidor Boost, como se muestra en la figura 4.6. Para realizar un modelo más cercano a la realidad, la planta se divide en 3 grupos de 600 paneles cada uno. A cada grupo se le asignan diferentes curvas de irradiancia y temperatura mediante el bloque *1D Look-Up Table*, utilizando el mismo esquema de paneles y convertidor para los tres grupos, pero con un control independiente.

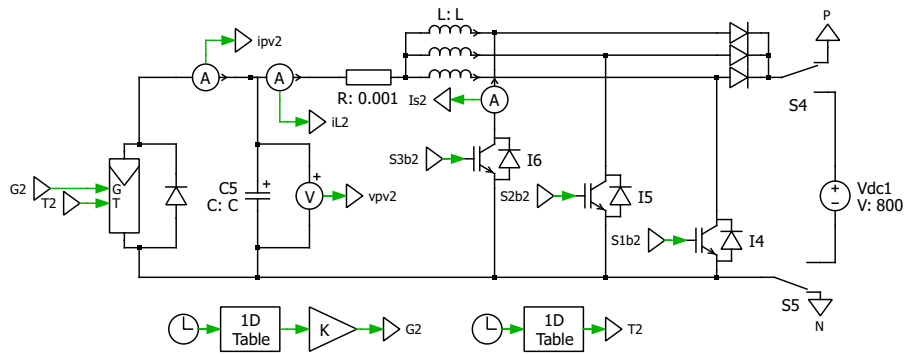


Figura 4.6: Convertidor de un grupo de paneles.

En la figura 4.7 se presenta la curva de potencia total generada por la planta solar, que corresponde a la suma de los tres grupos de paneles solares. Cada grupo tiene asignada una curva de irradiancia y temperatura diferente para acercarse más a la realidad, ya que en un parque solar no todos los paneles reciben la misma cantidad de irradiancia.

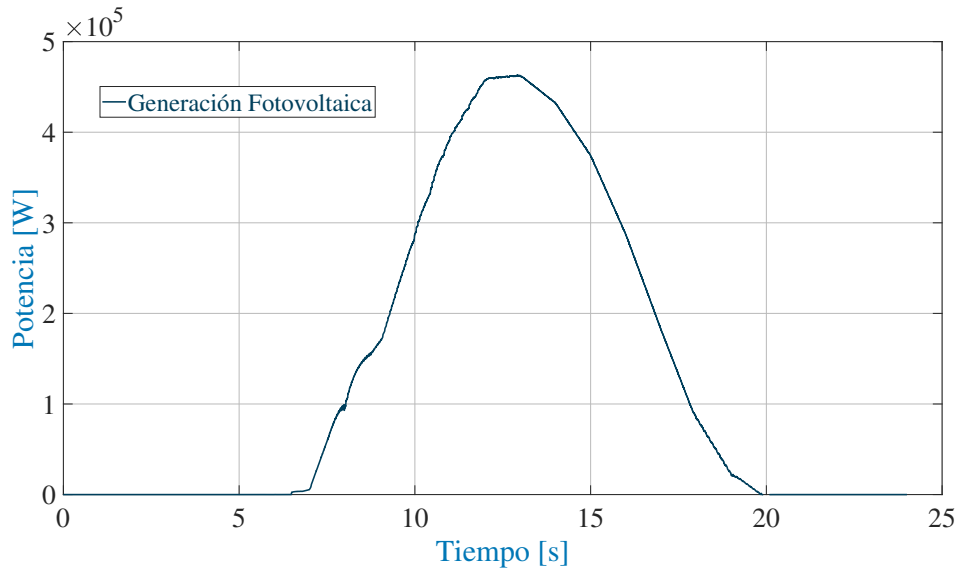


Figura 4.7: Generación planta fotovoltaica.

4.1.4. Unidad BESS

Para la unidad BESS se utiliza un convertidor Buck-Boost bidireccional, como se aprecia en la figura 4.8, ya que es necesario tener flujo de potencia en ambas direcciones para cargar y descargar el conjunto de baterías.

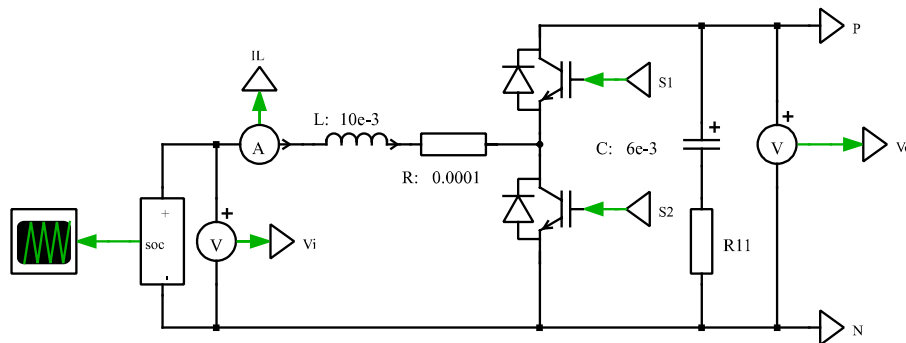


Figura 4.8: Convertidor para unidad BESS.

En la figura 4.9 se presenta la potencia demandada por la unidad BESS, es decir, la potencia entrante o saliente desde la barra DC, que indica la carga o descarga del banco de baterías. Cuando la curva de potencia se encuentra por encima de 0, significa que el DC-Link está solicitando potencia de la batería, lo cual se refleja en el estado de carga mostrado en la figura 4.10.

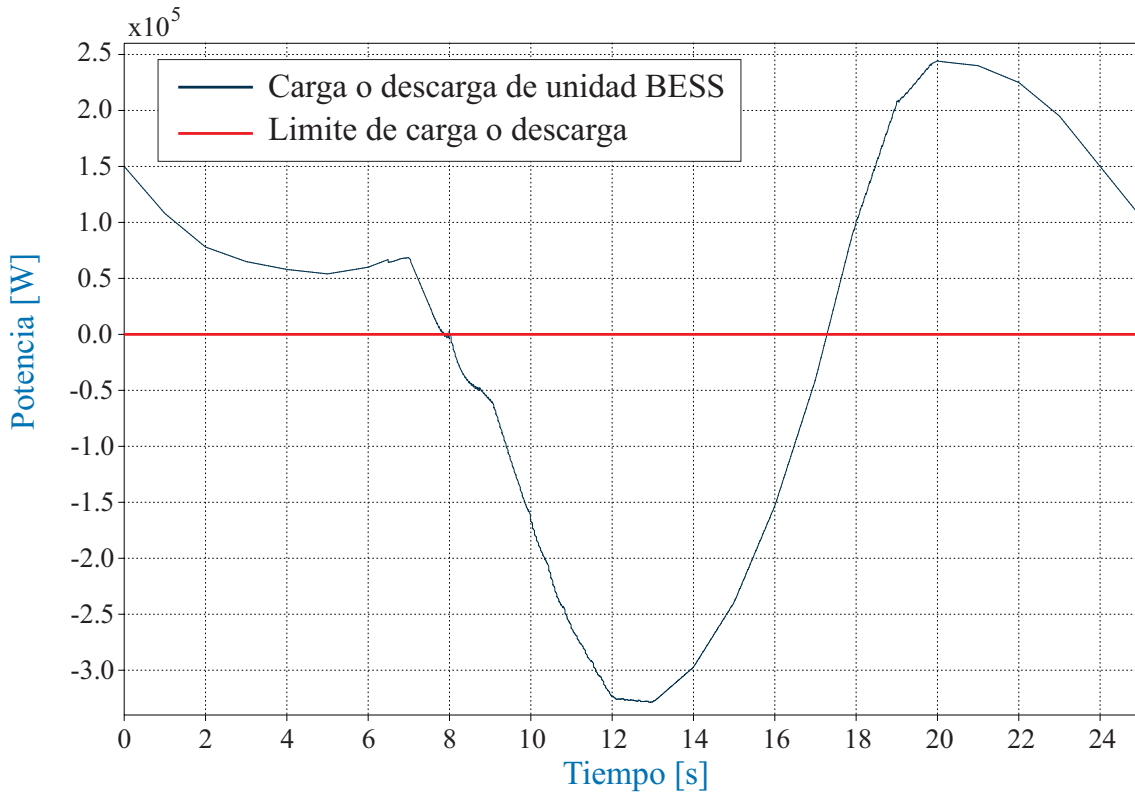


Figura 4.9: Potencia entregada o absorbida por la unidad BESS.

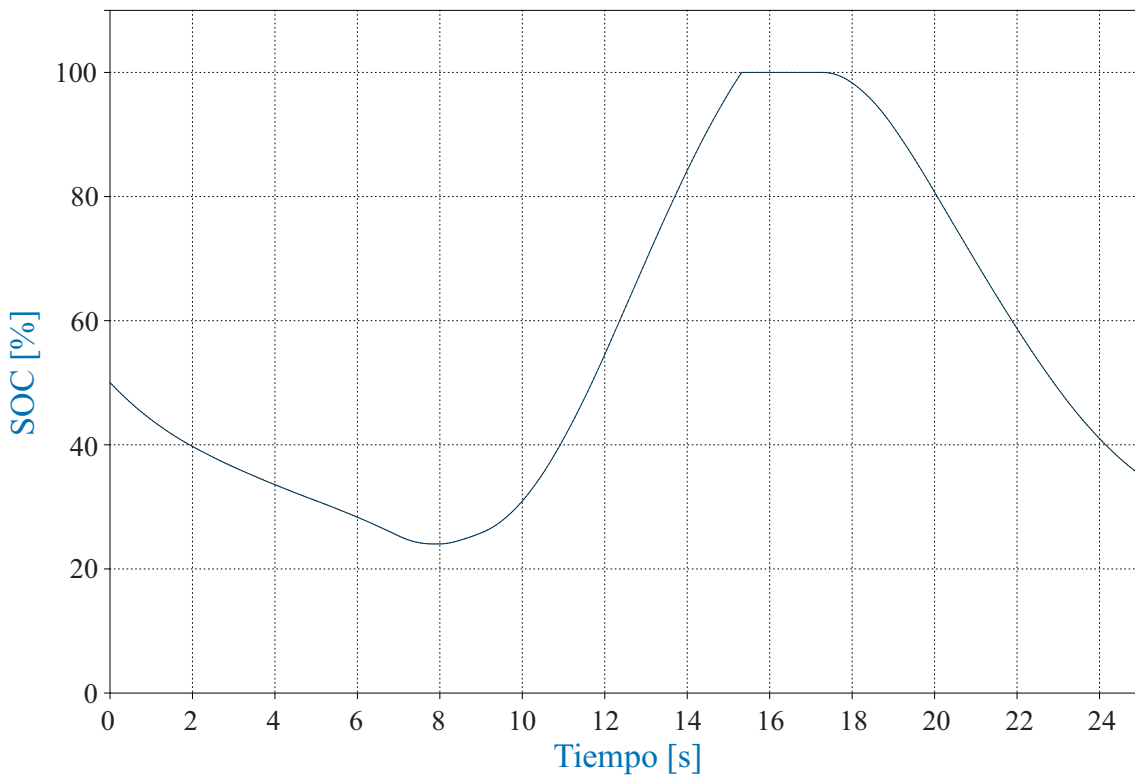


Figura 4.10: Nivel de carga de unidad BESS.

Además, se debe mencionar que tanto en la figura 4.6 como en la figura 4.8, estos están conectados al convertidor tipo T mediante los nodos P y N .

4.1.5. C2000

En este apartado se presenta el procedimiento completo para compilar el archivo de control y configurar la plataforma DSP C2000.

4.1.5.a. Instalación de software

Considerando la versatilidad de la plataforma, esta se puede programar desde Code Composer de manera tradicional generando un código. Sin embargo, también ofrece la facilidad de la programación mediante bloques, como es el caso de PLECS o MATLAB Simulink, que permiten una integración directa del código hacia la plataforma desde la generación del circuito.

Como en este caso se utilizó la programación en bloques y C-Script mediante *PLECS*, El primer paso es asegurarse de tener los programas necesarios:

- Instalar *PLECS Standalone* o *PLECS Blockset* y *PLECS Coder*.
- Descargar el paquete de soporte adecuado para su tarjeta C2000.
- Instalar la herramienta UniFlash para la programación de la plataforma C2000.
- Tutorial de plexim sobre el soporte para C2000.

Por último, una vez que la simulación del sistema completo funciona correctamente, se procede a implementar el control GFM dentro de una *Máscara* que incluye la plataforma C2000 en el paquete de PLECS, como se aprecia en la figura 4.11. Esto permite comprobar el funcionamiento de la placa con este control, simulando su uso real. Además, ofrece la ventaja de configurar los periféricos que se utilizarán, como los canales ADC (*Analog to Digital Converter*) y los GPIO (*General Purpose Input/Output*), como se observa en la figura 4.13. Al generar los archivos para cargarlos en la plataforma, se producirá un archivo con los periféricos configurados de forma adecuada.

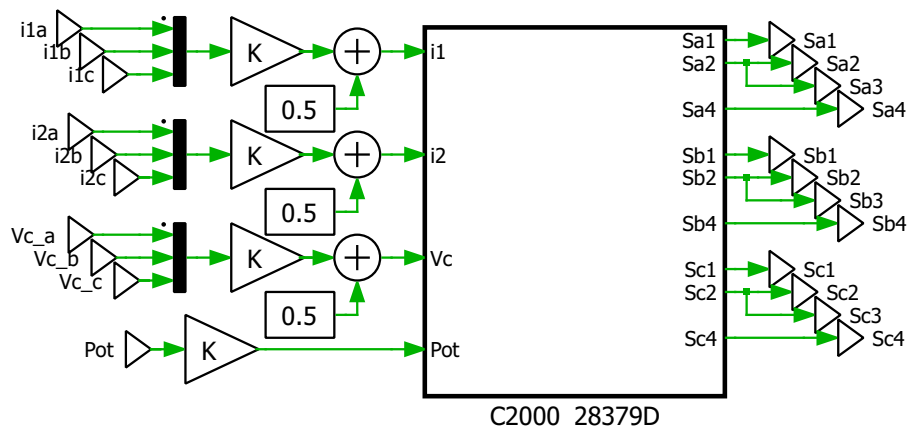


Figura 4.11: Uso de la máscara de C2000 para el control.

4.1.5.b. Configuración de periféricos de la plataforma C2000

A continuación, se presenta un mapa de pines más específico de la plataforma, con las diferentes opciones de uso que posee cada pin. Un gran aliado para la configuración de los elementos en *PLECS* será el Manual de usuario para soporte de C2000.

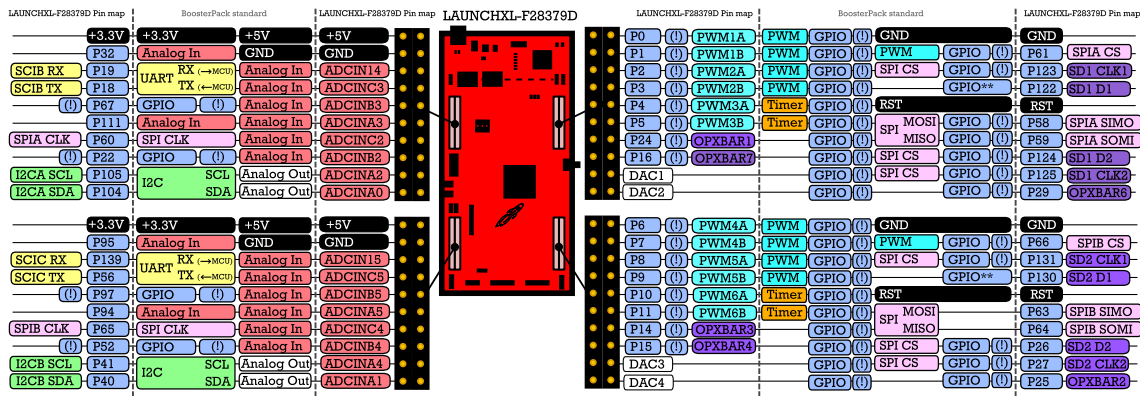


Figura 4.12: Pin Map de plataforma C2000.

A continuación, se muestra el interior de la máscara utilizada, donde se puede apreciar el uso de los bloques para la configuración de los periféricos, como los ADC y Digital Out.

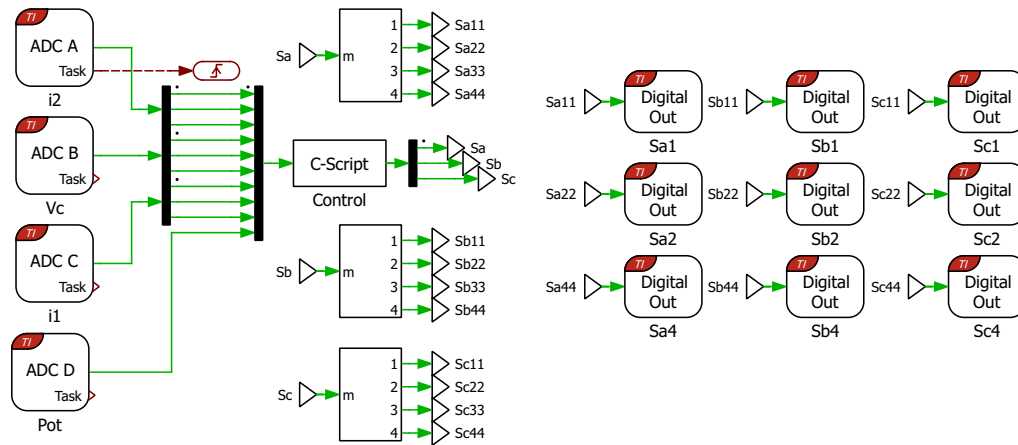


Figura 4.13: Configuración de periféricos en la máscara C2000.

Las diferentes entradas analógicas disponibles en la placa se encuentran a la izquierda, como se aprecia en la figura 4.12. Estos pines son convertidores analógico-digital, también llamados *ADCIN*. La letra que sigue corresponde a las diferentes unidades y el número al canal por el que se transmitirá la señal, ya que se pueden usar más de un canal para una entrada. Para este ejercicio, se utilizan los canales (2, 3, 4) del *ADCINA*, *ADCINB* y *ADCINC*, ya que son mediciones trifásicas, mientras que en el *ADCIND* se utiliza solo el canal 2. Por otro lado, los pines de salida digital son fácilmente identificables como *General Purpose Input/Output (GPIO)* en la figura 4.12. Además de los pines figurados allí, la mayoría de los pines posee más de una función según se configure. Es recomendable identificar el número de *GPIO* a configurar según la guía de usuario de LAUNCHXL-F28379D.

4.1.5.c. Codificación y su lenguaje

Para la configuración del código a generar desde PLECS, se deben considerar los tiempos de simulación. Dado que se plantea el uso de una frecuencia de conmutación de 5000 Hz, es necesario que el control utilice un paso de muestreo de 0,0002 s. Sin embargo, al integrar el intermuestreo, esta frecuencia se duplica, por lo que el tamaño de los pasos entre muestreos del controlador se fija en 0,0001 s, mientras que el código de control continúa muestreando a 0,0002 s. Esta configuración debe realizarse desde la pestaña **Coder**. Una vez abierta esta ventana, se deberá seleccionar la plataforma a utilizar para disponer de las opciones de configuración, como se muestra en la Figura [4.14](#)

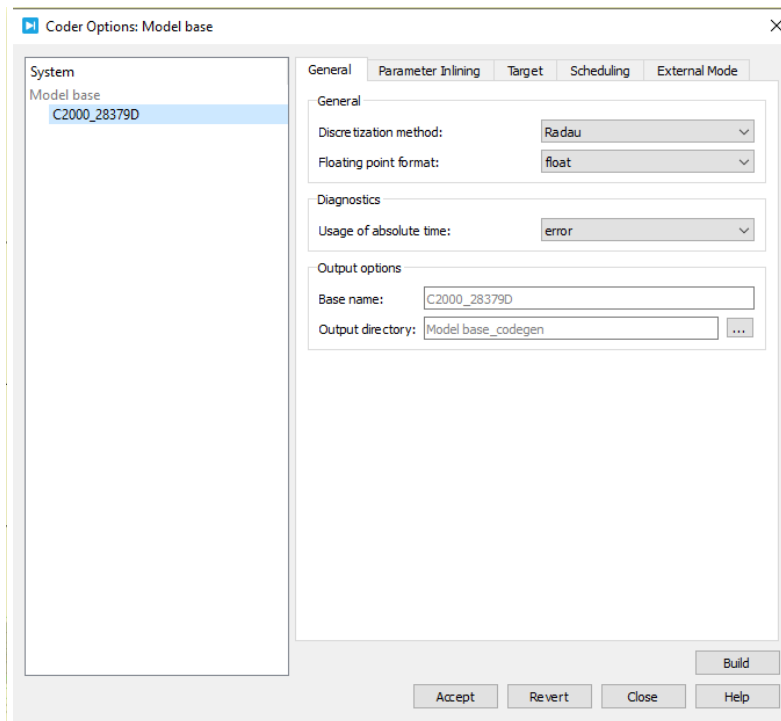


Figura 4.14: Configuración del Coder General.

Luego, en la pestaña **Target**, se selecciona la plataforma a utilizar. Para este caso, no existe el modelo exacto de F28379D, pero sí existe la plataforma base que cubre varios modelos, incluido el utilizado en esta ocasión.

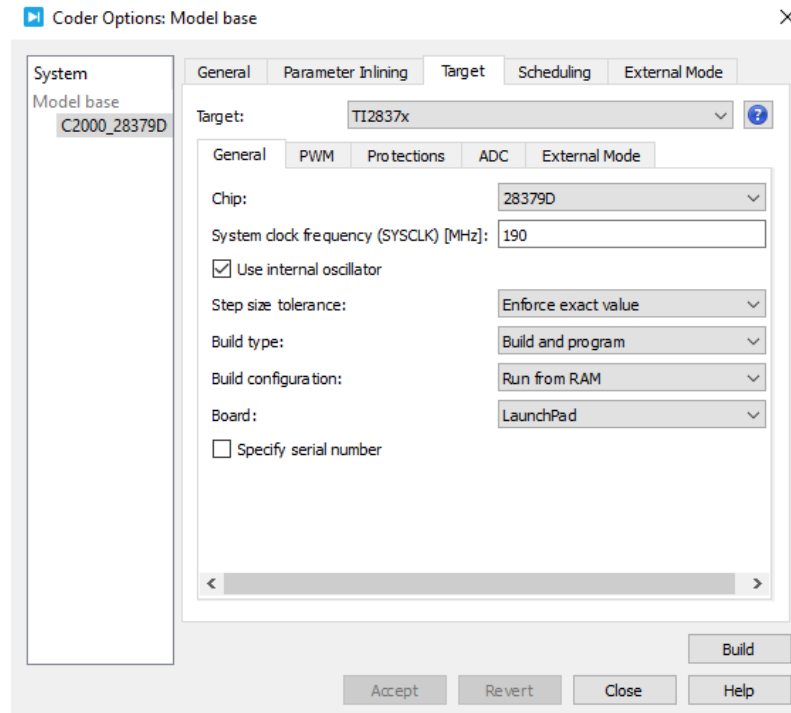


Figura 4.15: Configuración del Coder Target.

Como se aprecia en la figura [4.15](#), la configuración posee apartados donde se puede dar una configuración adicional a los bloques de PWM y ADC. En el caso de los ADC, permite controlar el valor de tensión al cual se puede limitar la entrada, y para los PWM, el GPIO que se asigna a cada bloque.

Una vez finalizadas todas las configuraciones necesarias, es posible compilar el código directamente desde PLECS. Presionando **Build** en la pestaña de **Target**, se comenzará a procesar el sistema de bloques a un código en C para compilarlo en la plataforma C2000. También existe la opción de implementar el código directamente desde **Code Composer**, ya que PLECS posee la opción de generar los archivos necesarios para implementarlos desde **Code Composer**. Para una guía más detallada, se recomienda revisar las guías que realiza Plexim en su [canal de YouTube](#).

4.2. RSCAD

RSCAD es el software utilizado para realizar simulaciones en tiempo real en el RTDS. Por esta razón, el sistema inicialmente diseñado en PLECS debe ser trasladado a RSCAD. En general, la mayoría de los componentes son similares. En la figura [4.16](#) se presenta el esquema completo, donde se puede apreciar la similitud con la figura [4.1](#).

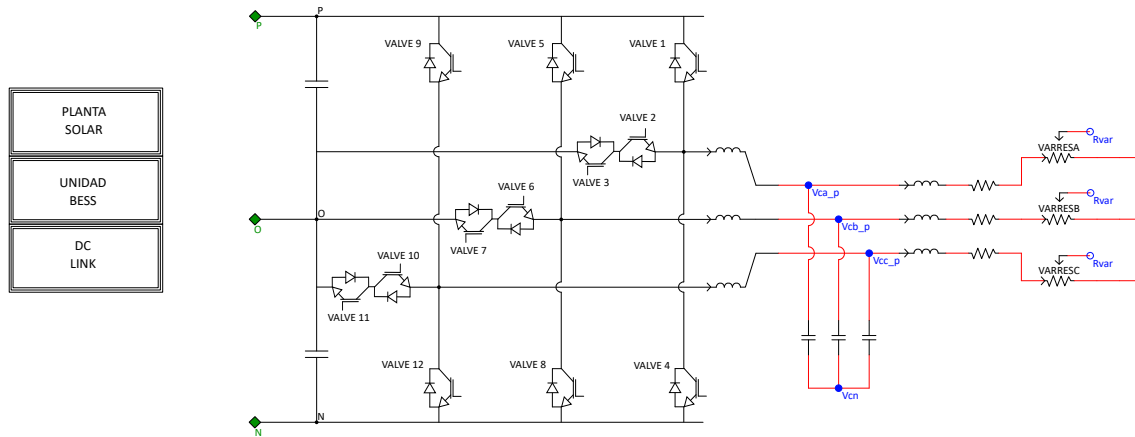


Figura 4.16: Esquema del sistema completo simulado en RTDS.

4.2.1. Carga Variable

Al igual que en PLECS, se utiliza una resistencia variable a modo de carga, y se considera que se generarán escalones cada 20 minutos. Por esta razón, mediante la linealización entre los datos de cada hora, se tiene un total de 72 datos. Estos se ingresan mediante un componente llamado *Lookup Table*, el cual permite ingresar hasta 48 datos. Estos se pueden llamar mediante un reloj, para que se ingresen conforme avanza el tiempo de simulación.

4.2.2. Control GFM

En esta etapa no se genera un control simulado en el mismo software, ya que se desea implementar el HIL. Para ello, es necesario configurar la tarjeta GTDI, encargada de leer las señales digitales e ingresarlas al RTDS. Además, se configura la tarjeta GTA0 como se muestra en la figura 4.17, encargada de extraer las señales de medición análogas, como corrientes, tensiones y potencia. Esta tarjeta permite escalar las señales para obtener niveles de tensión adecuados a la plataforma de control que se utilice; en este caso, el máximo admisible es de 3.2V, por lo que las señales se escalan a valores entre 0V y 3V.

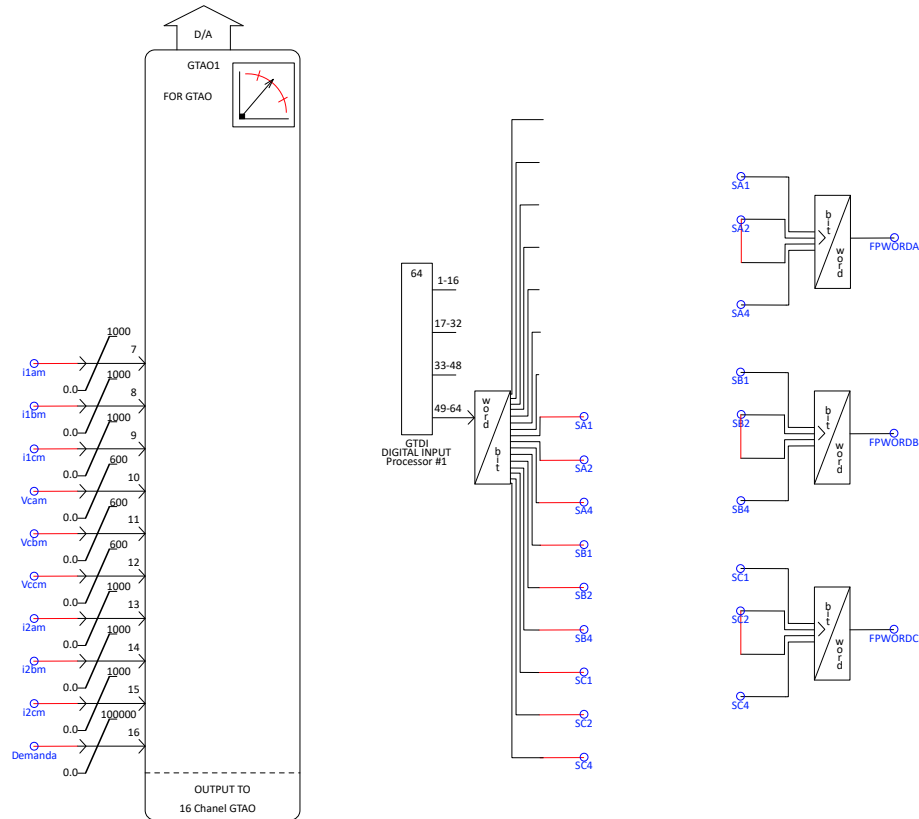


Figura 4.17: Salidas y entradas de señales para control GFM.

4.2.3. Planta Fotovoltaica

En este caso, el software RSCAD cuenta con un modelo de arreglo de paneles solares. Se configuran los niveles de corriente y tensión para que la celda solar que lo compone sea equivalente a la utilizada en PLECS. Este utiliza el mismo método de resolución de parámetros, por lo que resulta adecuado. Además, el arreglo de paneles también acepta variables de irradiancia y temperatura para su funcionamiento, manteniendo así la misma estructura, como se muestra en la figura 4.18.

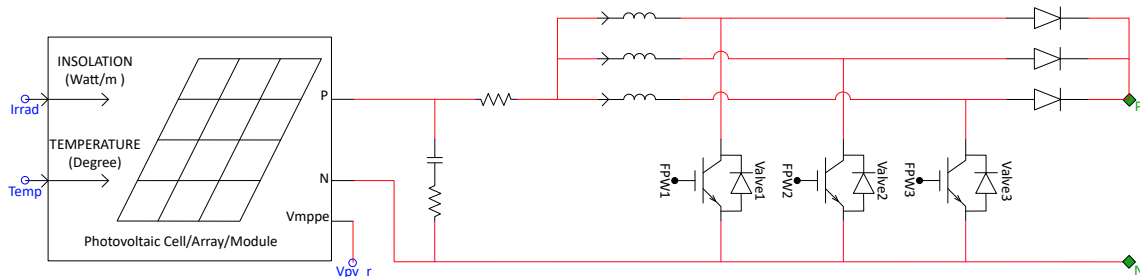


Figura 4.18: Convertidor de uno de los grupos de paneles.

4.2.4. Unidad BESS

Para la unidad BESS, RSCAD cuenta con el mismo modelo utilizado en la simulación de PLECS, que corresponde a la batería de ion-litio tipo Rincon-Mora. Como se muestra en la figura 4.19, se mantiene el mismo convertidor y, por consiguiente, el mismo esquema de control.

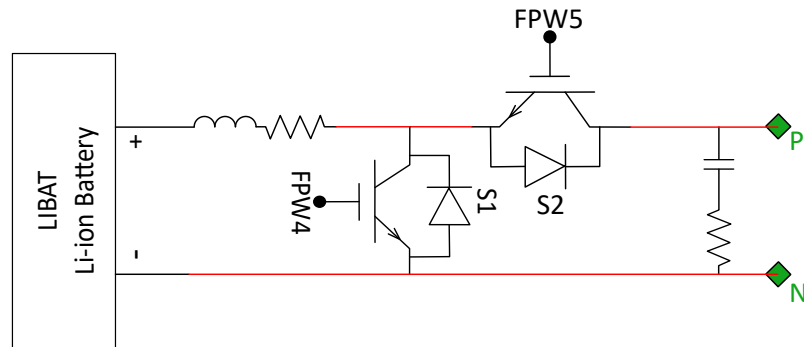


Figura 4.19: Convertidor de unidad BESS modelada en RSCAD.

Para su simulación se adapta el funcionamiento según la capacidad de Ah en As, de esta manera se puede obtener la curva de carga/descarga según sea el momento del día en un ciclo de 24 seg, donde 1 seg es equivalente a 1 hora.

Capítulo 5

Resultados y análisis

En este capítulo, se presentan los resultados obtenidos de las simulaciones en tiempo real realizadas mediante Hardware in the loop con y sin el método de intermuestreo. Los gráficos expuestos a lo largo del análisis muestran la respuesta del sistema en términos de tensión, corriente, potencia y distorsión armónica en diferentes condiciones de carga. Es importante señalar que las escalas de tiempo en los gráficos están expresadas en segundos; sin embargo, cada segundo simulado equivale a una hora en tiempo real. Esto significa que un ciclo completo de 24 horas se representa en 24 segundos en las simulaciones, como se muestra en la figura [5.1](#).

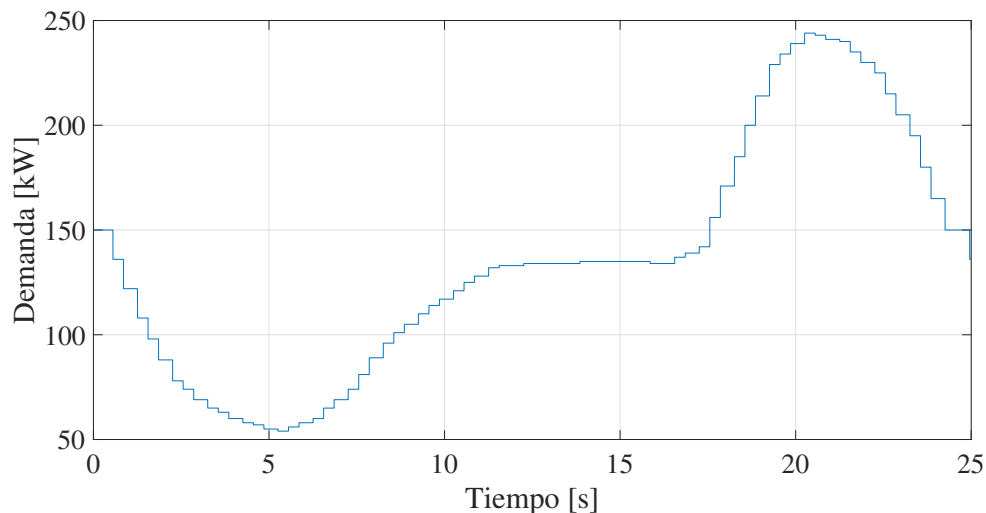


Figura 5.1: Curva de demanda total del sistema en un ciclo diario.

Este enfoque de reducción temporal se empleó para optimizar el tiempo de cálculo y facilitar el análisis de datos en un tiempo razonable. Simular 24 horas en tiempo real implicaría un tiempo de procesamiento considerablemente mayor, lo cual resulta poco práctico y no agrega información adicional relevante para evaluar la respuesta dinámica y la estabilidad del sistema ante variaciones diarias de carga y generación. Además, esta equivalencia temporal permite observar con claridad las transiciones y efectos de las fluctuaciones de carga en la micro-red, evaluando así la efectividad del control predictivo en condiciones de variación rápida de demanda y generación.

5.1. Sin el método de intermuestreo

Se presentan gráficos que ilustran la respuesta del sistema de control ante perturbaciones bruscas, como cambios de potencia desde un nivel promedio hacia el máximo o mínimo. En estos resultados no se evidencian armónicas por conmutación, debido a que se utilizó un filtro LCL sobredimensionado para facilitar su implementación práctica, lo que atenuó eficazmente las componentes de alta frecuencia.

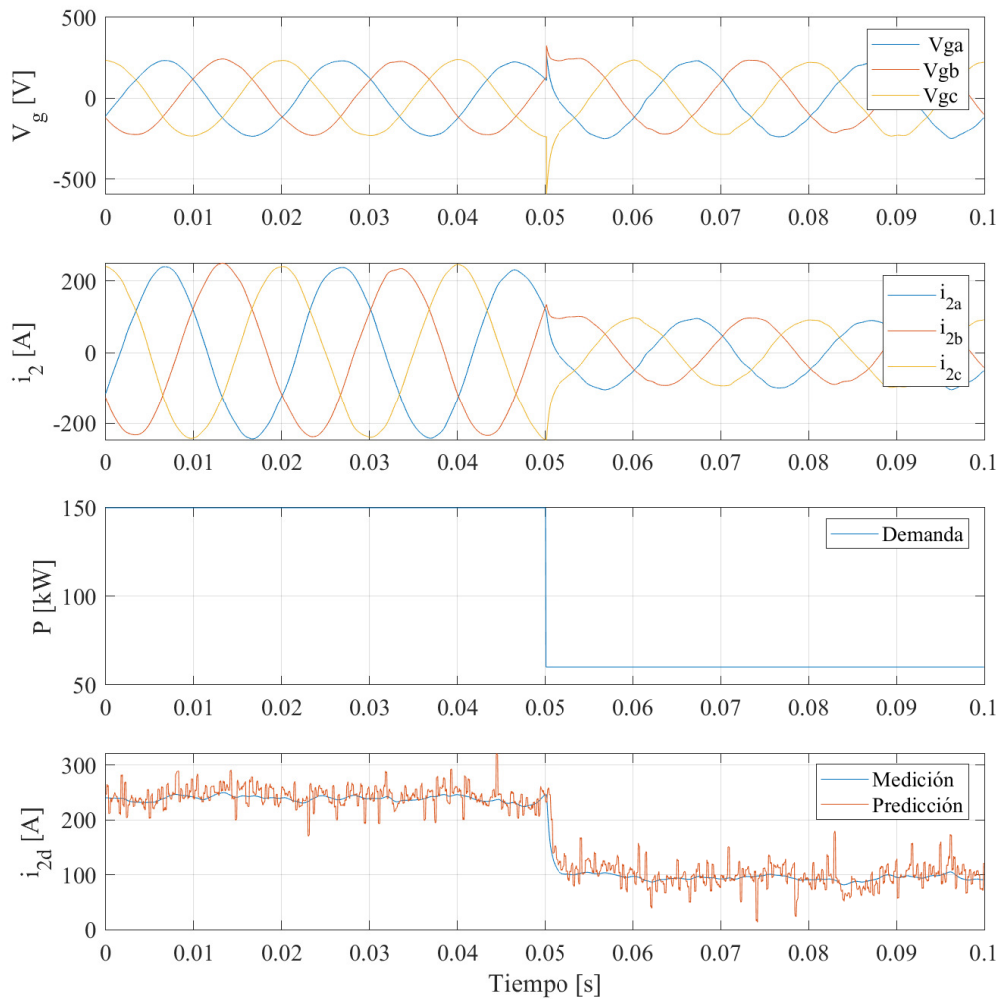


Figura 5.2: Disminución brusca en la demanda.

En la gráfica de tensión de la figura 5.2 se observa un pico de 2.5 veces el valor nominal tras un cambio brusco de demanda, con una duración aproximada de 2 ms, lo que en un sistema real accionaría protecciones, aunque este caso representa un escenario crítico. La corriente i_{2d} se estabiliza en cerca de 10 ms, evidenciando la capacidad del control para restablecer la tensión. La diferencia entre los niveles de salida del microcontrolador (0–3 V) y el rango de entrada del RTDS (0–21 V) puede causar una baja resolución en la lectura, amplificando el ruido e introduciendo oscilaciones aparentes de baja frecuencia en la señal adquirida.

En la figura 5.3, se muestra la respuesta del sistema ante una subida brusca en la demanda, pasando desde un nivel de potencia promedio hacia la potencia máxima.

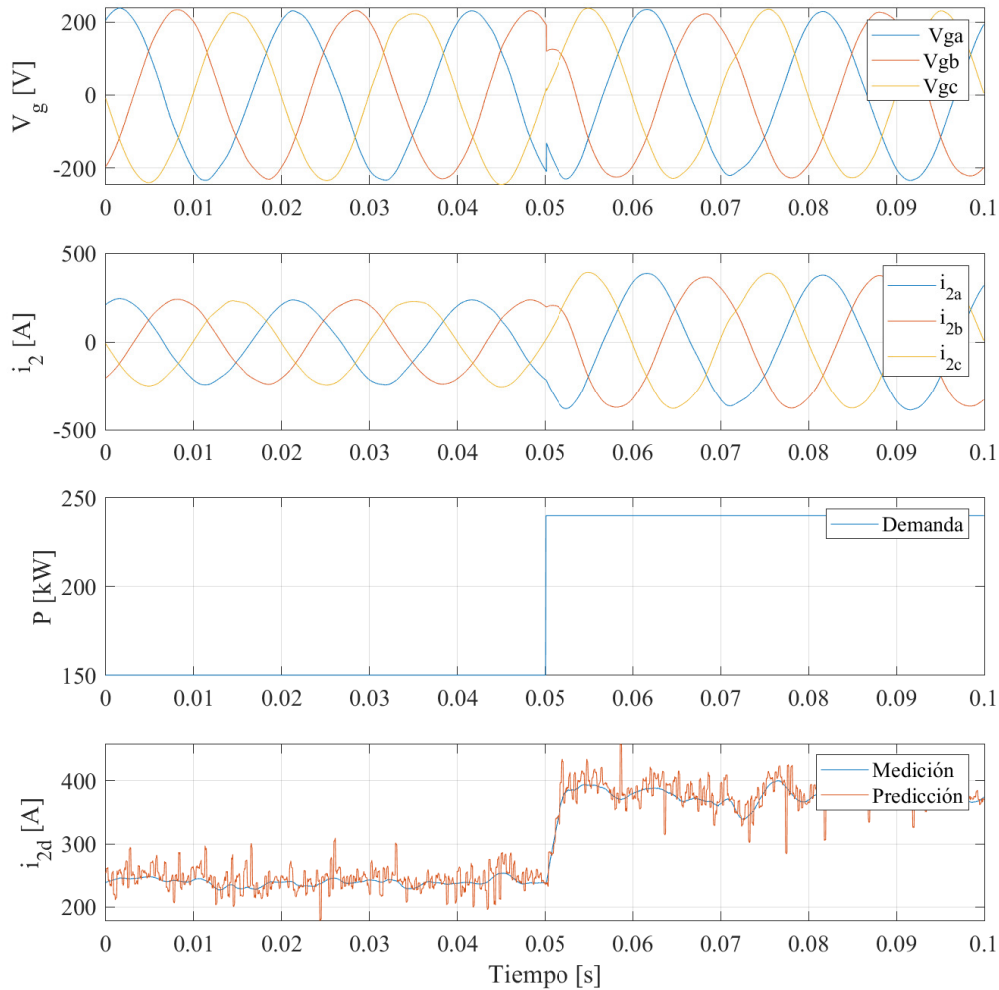


Figura 5.3: Subida brusca en la demanda.

La gráfica de tensión en la figura 5.3 muestra un breve descenso durante la transición, debido a la demanda repentina de corriente adicional. Este descenso dura aproximadamente 3 ms y reduce la tensión a un 70% del valor nominal antes de estabilizarse. La curva de corriente i_{2d} , indica un tiempo de estabilización de alrededor de 8 ms, lo que demuestra que el control puede restablecer la tensión rápidamente tras el incremento de demanda, manteniendo la estabilidad del sistema. Además, se observan picos y valles oscilatorios entre 0.07 y 0.08 segundos al alcanzar la potencia máxima, reflejando el esfuerzo del control para ajustarse a la nueva demanda. Aunque estas oscilaciones sugieren una ligera sobre compensación, el sistema se estabiliza rápidamente, confirmando la eficacia del control predictivo implementado.

Las figuras 5.4 y 5.5 muestran una comparación entre la corriente medida i_{2d} y la corriente predicha por el control a lo largo de un ciclo diario.

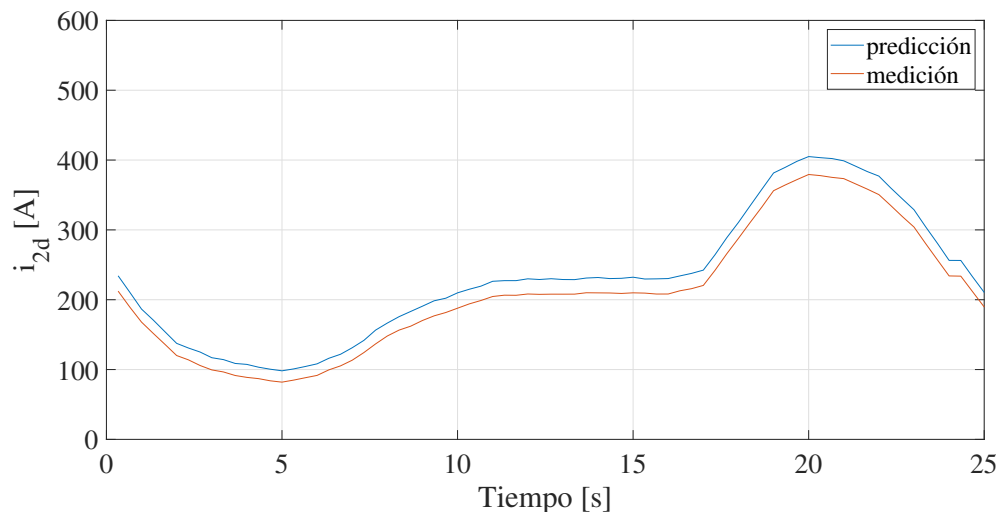


Figura 5.4: Comparación del valor promedio de predicción y medición de la corriente i_2 a lo largo de un ciclo diario.

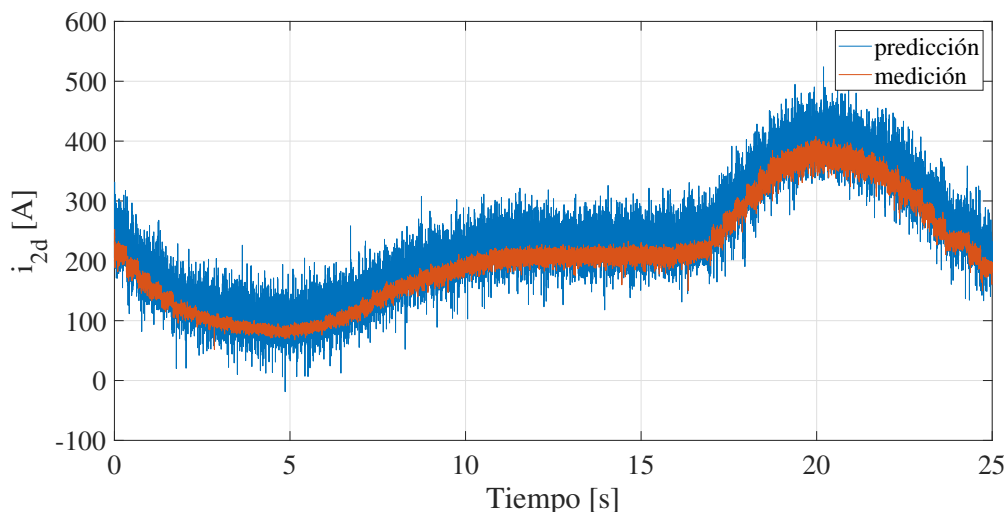


Figura 5.5: Comparación de la predicción y medición de la corriente i_2 a lo largo de un ciclo diario.

Al comparar las figuras 5.4 y 5.5 se observa que existe una diferencia de aproximadamente 15 A en el valor promedio de la señal. Esta discrepancia sugiere que, aunque el control predictivo sigue de cerca las variaciones de la corriente real, hay un pequeño margen de error en la predicción promedio. Esta diferencia constante se atribuye a la lectura directa desde el microcontrolador, cuya salida analógica opera en un rango de 0–3V, mientras que el RTDS espera señales en un rango de 0–21V, generando una desproporción en la escala de medición. No obstante, el control logra ajustar rápidamente la predicción y mantener la estabilidad del sistema frente a variaciones en la demanda.

La figura 5.6 muestra la respuesta del sistema en términos de tensión y corriente hacia la carga en condiciones de máxima potencia, así como la predicción junto a la medición de la corriente i_{2d} .

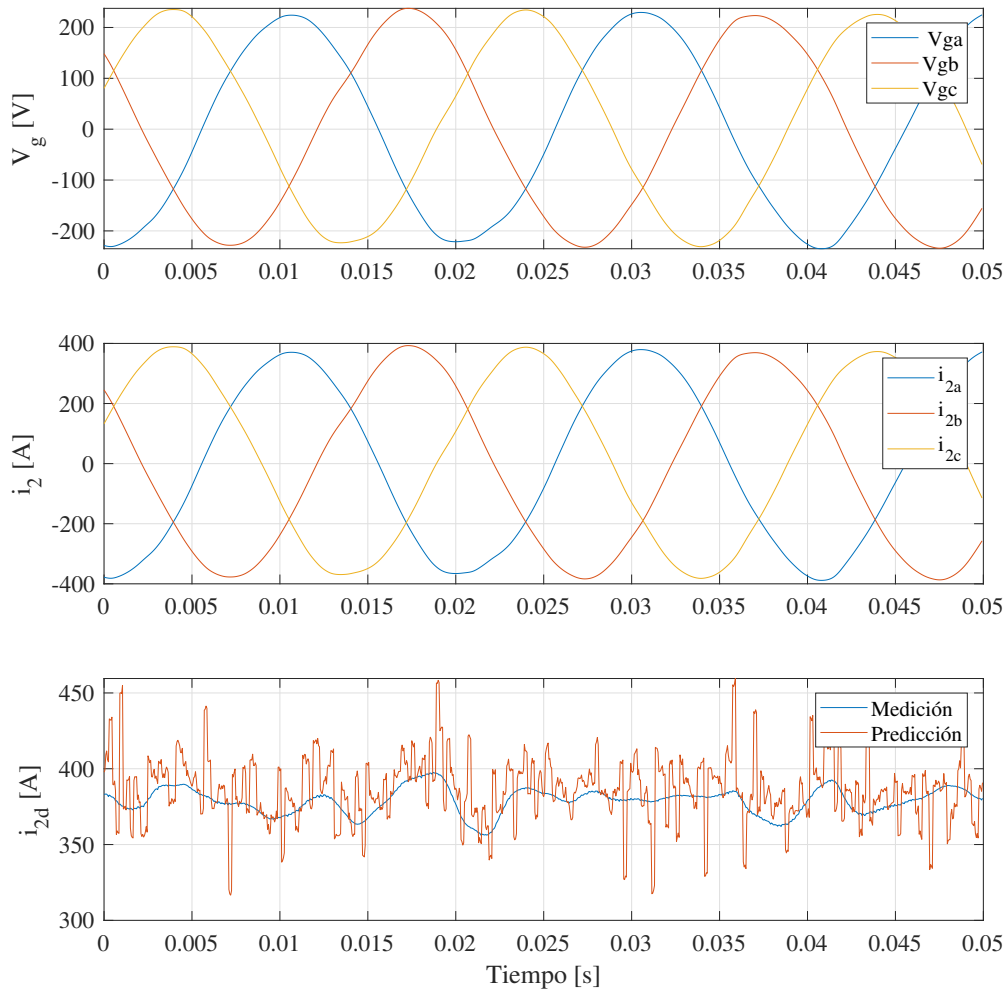


Figura 5.6: Tensión y corriente hacia la carga con potencia máxima.

En la figura 5.6, se observa que tanto la tensión como la corriente se mantienen estables y dentro de los valores nominales sin presentar oscilaciones significativas, lo cual indica un buen desempeño del sistema en condiciones de máxima demanda. La corriente hacia la carga alcanza el nivel máximo esperado y permanece constante, mientras que la tensión muestra una ligera fluctuación natural, típica en condiciones de carga máxima, pero sin desviarse de los límites aceptables.

La figura 5.7 muestra la respuesta del sistema en términos de tensión y corriente hacia la carga en condiciones de potencia media.

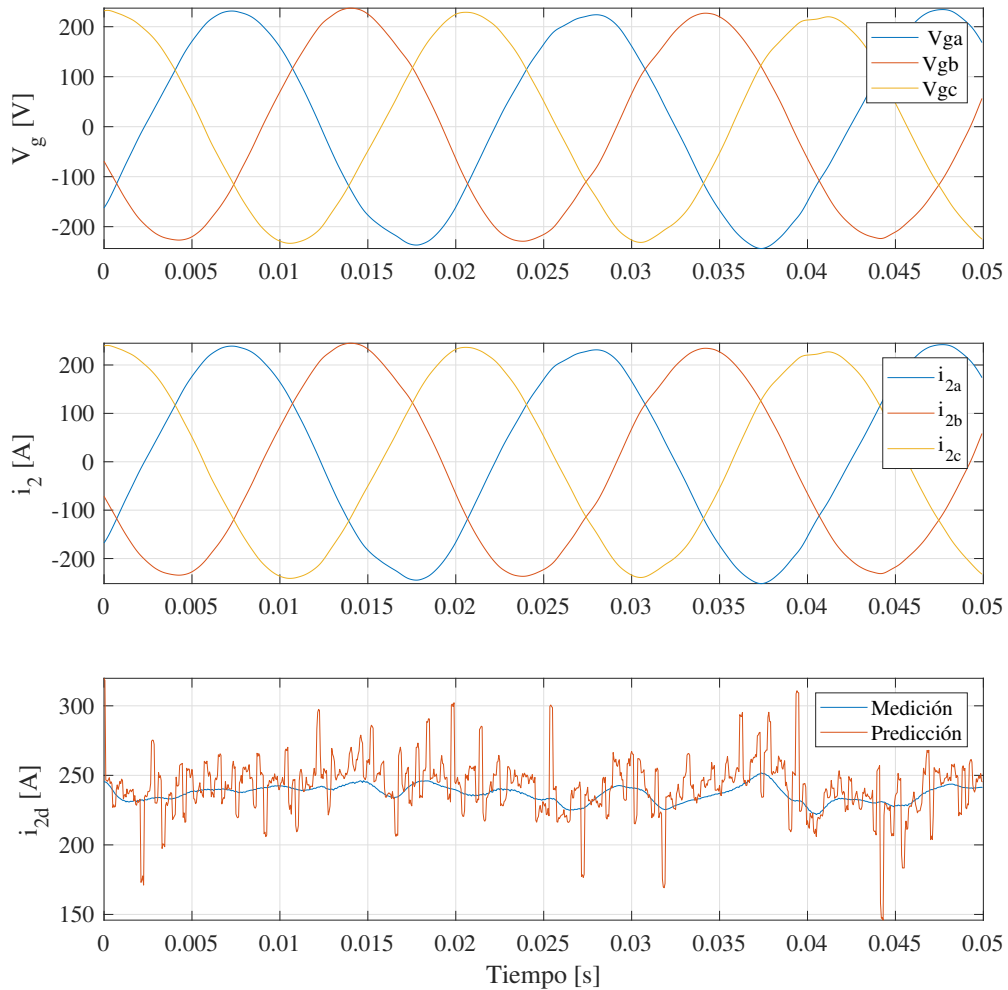


Figura 5.7: Tensión y corriente hacia la carga con potencia promedio.

En la figura 5.7, se observa que tanto la tensión como la corriente hacia la carga permanecen estables y en niveles nominales y sin picos, solo se presentan las oscilaciones de baja frecuencia debido a la implementación experimental. La corriente se adapta al nivel esperado de potencia media, mientras que la tensión se mantiene constante, reflejando la efectividad del control en estabilizar la señal suministrada a la carga en condiciones de carga parcial.

La figura 5.8 muestra la respuesta del sistema en términos de tensión y corriente hacia la carga en condiciones de potencia mínima.

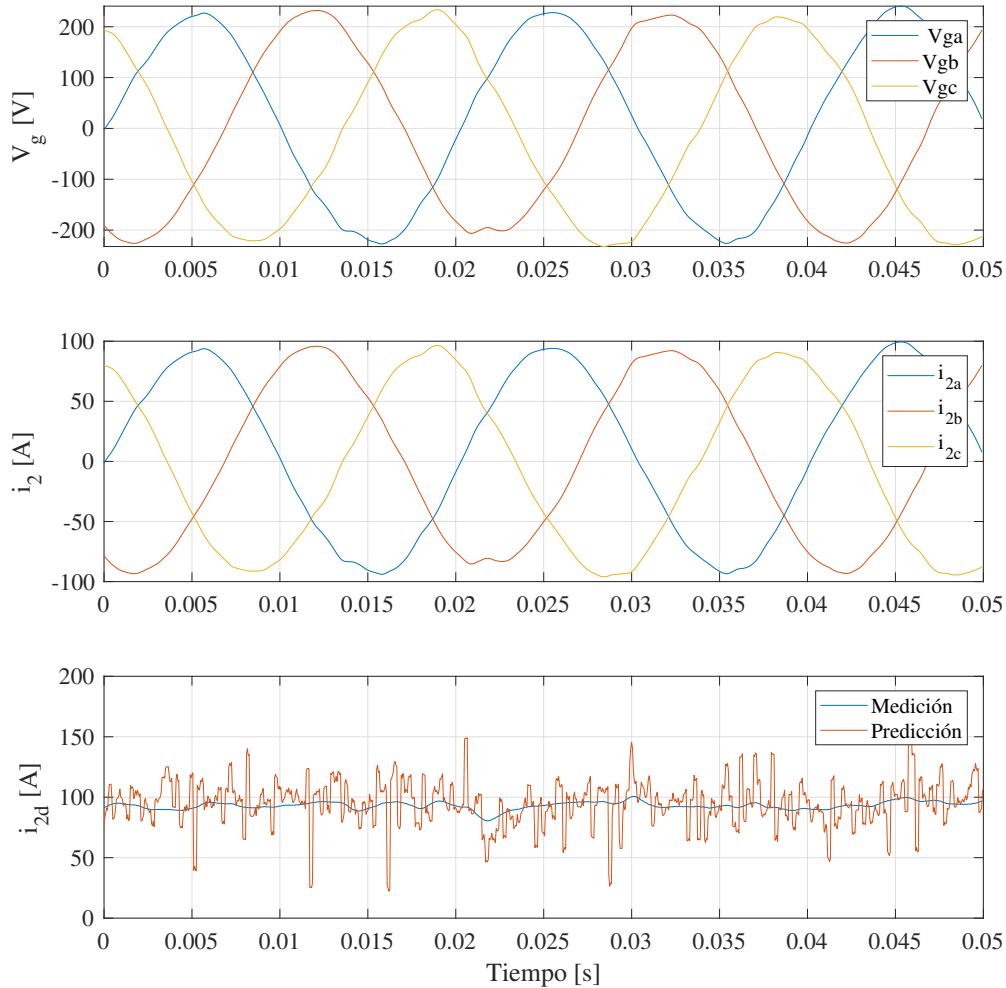


Figura 5.8: Tensión y corriente hacia la carga con potencia mínima.

En este caso, se observa un deterioro en la calidad de la señal de tensión. La tensión presenta una mayor distorsión y fluctuaciones, lo cual indica una dificultad del sistema para mantener la estabilidad en condiciones de baja demanda. Este deterioro sugiere que, bajo condiciones de baja potencia, el control no logra compensar adecuadamente variaciones y pérdidas, afectando la estabilidad y calidad de la señal. Esto puede deberse a limitaciones del modelo predictivo y a efectos no considerados en la implementación¹. Como mejora, se propone ajustar el modelo para incluir pérdidas a baja carga, retardos, tiempos muertos o incorporar términos adaptativos según el nivel de operación.

¹Elementos de RSCAD, retardo en señales y tiempos muertos en IGBT.

Las figuras 5.9, 5.10 y 5.11 muestran el análisis de la distorsión armónica de la corriente mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT) en condiciones de máxima, media y mínima potencia, respectivamente.

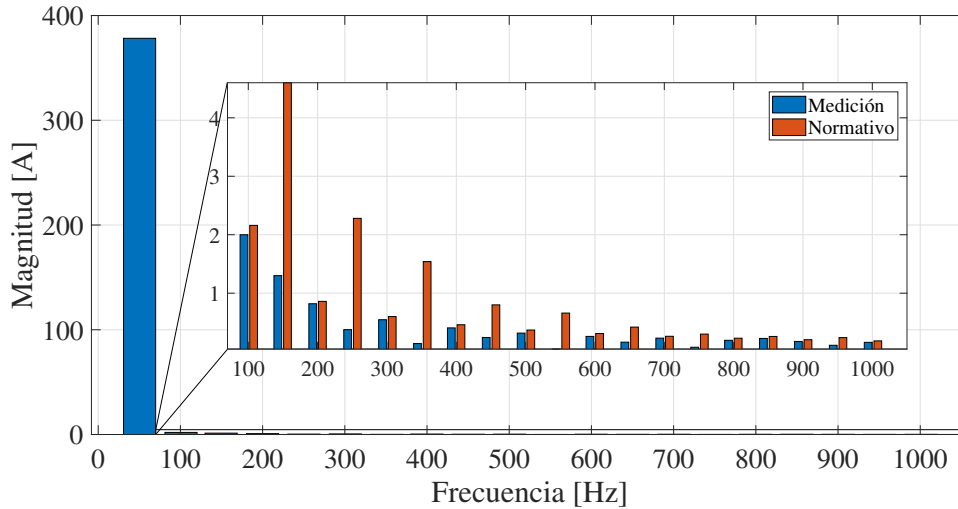


Figura 5.9: FFT de la corriente de red a máxima potencia.

En la figura 5.9, correspondiente a máxima potencia, se observa que la magnitud de los armónicos es relativamente alta, pero se mantiene dentro de los límites normativos, lo que indica que el sistema opera eficientemente y sin generar distorsiones significativas en la calidad de la corriente suministrada.

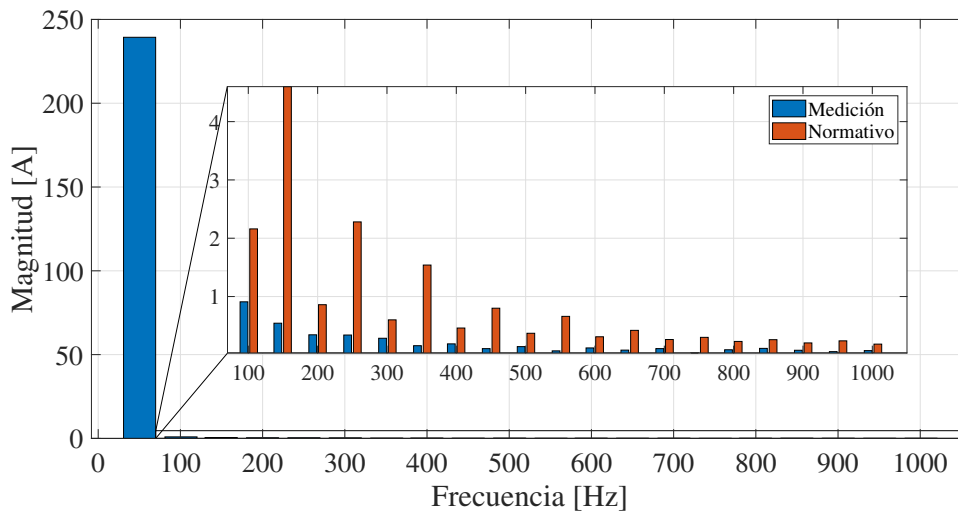


Figura 5.10: FFT de la corriente de red a potencia promedio.

La figura 5.10, que muestra el análisis FFT en condiciones de potencia media, revela una reducción en la magnitud de los armónicos en comparación con la máxima potencia. Sin embargo, el nivel de distorsión armónica relativo se mantiene en niveles aceptables y no representa un impacto significativo en la calidad de la corriente.

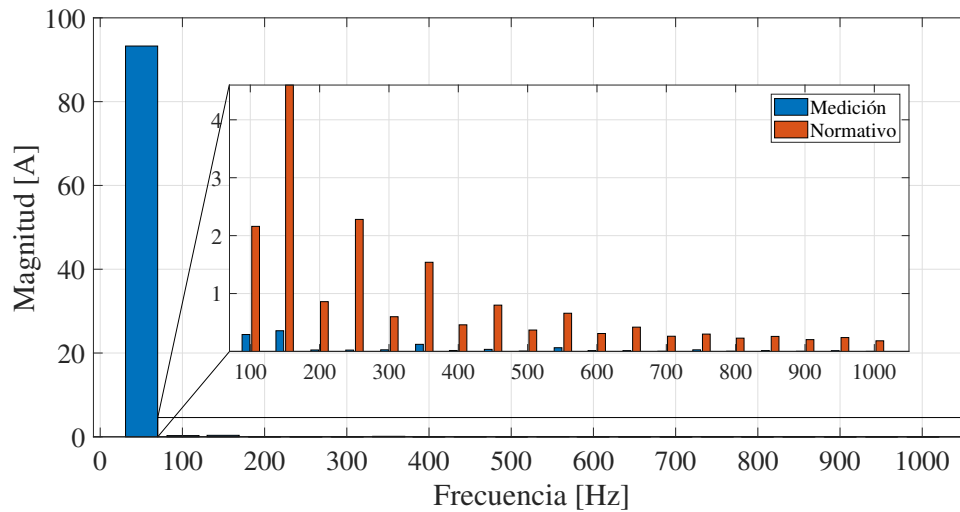


Figura 5.11: FFT de la corriente de red a mínima potencia

Por otro lado, en la figura 5.11 correspondiente a mínima potencia, la magnitud absoluta de los armónicos es menor en comparación con las condiciones de potencia media y máxima. No obstante, debido a que la componente fundamental de la corriente también es más baja en este régimen, las armónicas representan un mayor porcentaje relativo respecto a la señal total. Esto explica la mayor distorsión observada en las formas de onda de tensión y corriente bajo condiciones de mínima potencia.

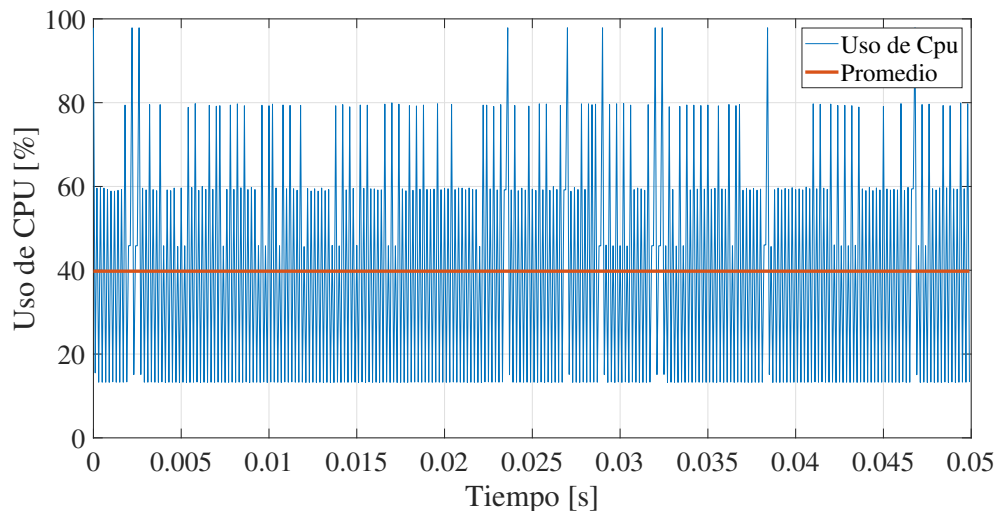


Figura 5.12: Uso en % de Cpu en cada iteración.

La figura 5.12 muestra el uso de CPU del C2000 en cada iteración, evidenciando un consumo de recursos variable en cada iteración, con un promedio cerca de 40% y algunos picos en momentos específicos. Estos picos se deben a que, en cada iteración del control predictivo, varía la cantidad de combinaciones de vectores de conmutación disponibles, lo que implica una carga computacional diferente y, por tanto, un uso variable del CPU. La estabilidad del uso de CPU en la mayoría de las iteraciones sugiere una optimización eficiente de los recursos computacionales, lo cual es crucial para asegurar una respuesta en tiempo real del sistema sin comprometer su rendimiento.

5.2. Con el método de intermuestreo

La figura 5.13 muestra la respuesta del sistema a una bajada brusca en la demanda con el método de intermuestreo. En este caso, la tensión presenta una caída de corta duración que se mantiene alrededor de 1.5 ms antes de estabilizarse en su nivel nominal. La corriente hacia la carga se ajusta gradualmente, con una transición más suave que en la sección sin el método de intermuestreo. El tiempo de estabilización de la tensión es de aproximadamente 8 ms, lo cual es más rápido que sin el método. Esto evidencia que el intermuestreo permite al control anticipar y ajustar la respuesta del sistema de manera más eficiente, reduciendo las fluctuaciones y minimizando el impacto de la variación brusca en la demanda.

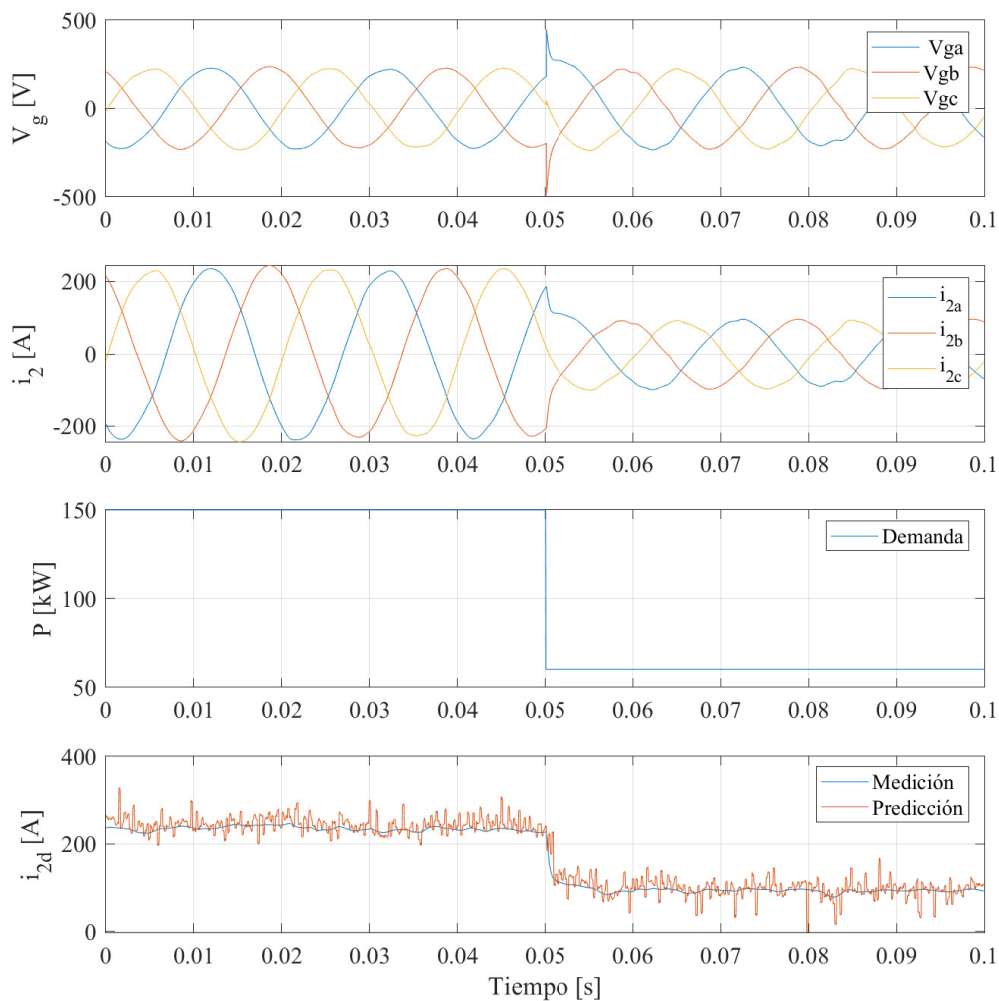


Figura 5.13: bajada brusca en la demanda.

En la figura 5.14, que muestra la respuesta del sistema ante una subida brusca en la demanda con el método de intermuestreo, se observa un incremento de la tensión que tiene una duración de aproximadamente 2 ms antes de alcanzar la estabilidad. La corriente hacia la carga se incrementa sin generar oscilaciones significativas, y el sistema recupera la estabilidad de en un tiempo aproximado de 6 ms. Comparado con la sección sin intermuestreo, este tiempo de estabilización también es menor, lo cual refleja la capacidad del método para gestionar de forma más rápida y precisa los cambios de demanda.

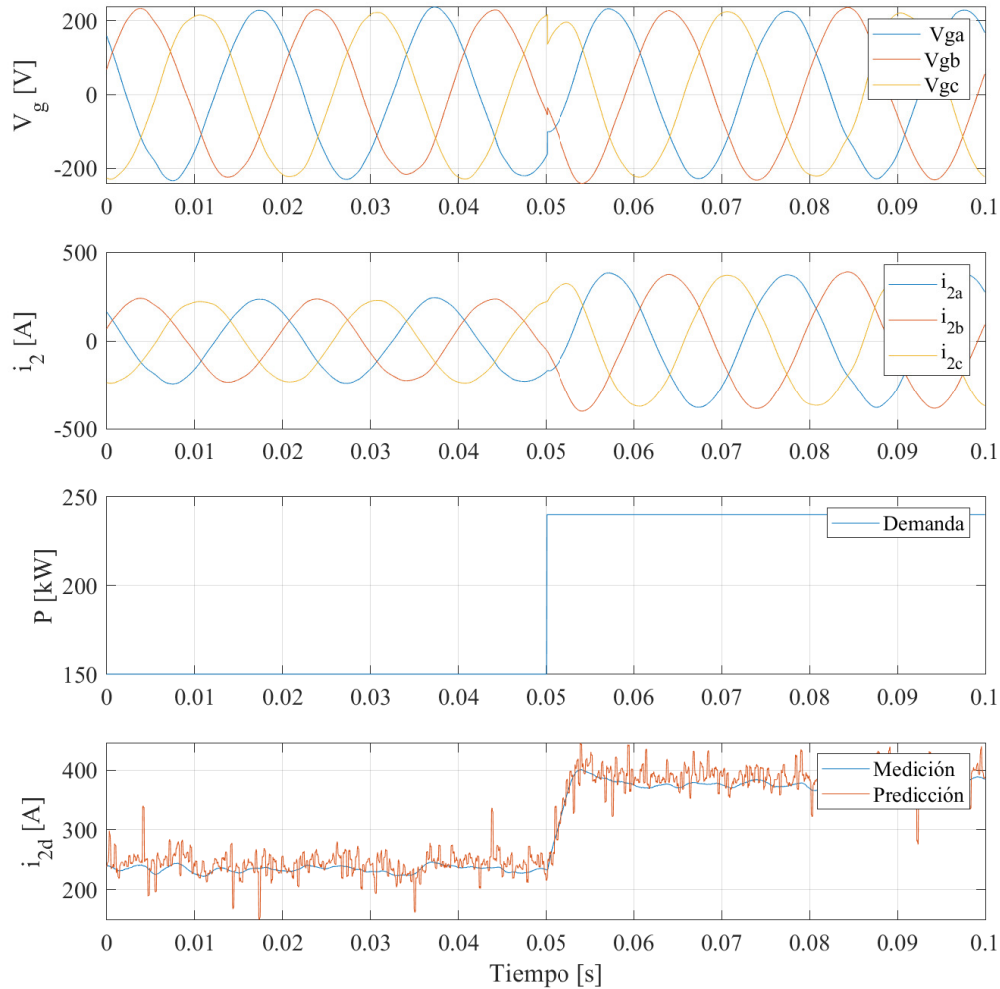


Figura 5.14: subida brusca en la demanda.

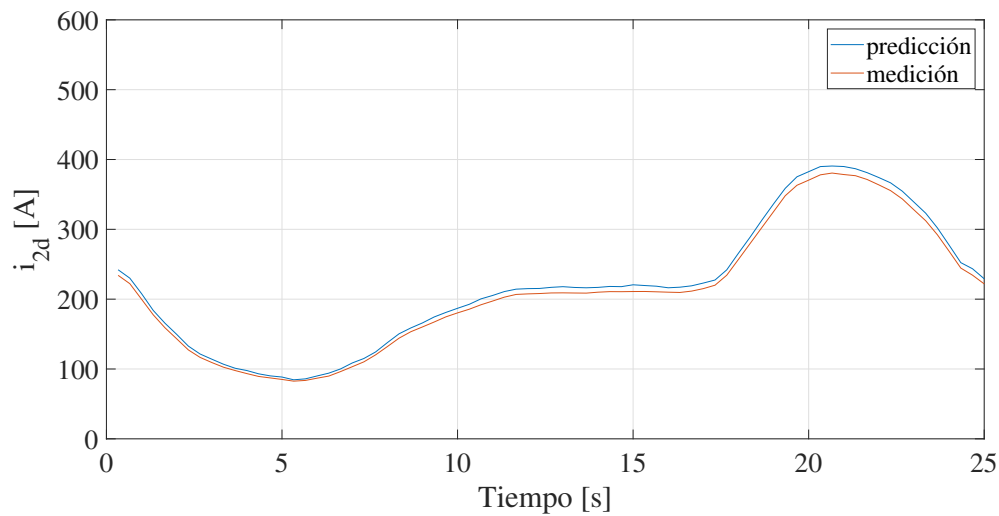


Figura 5.15: Comparación de la predicción y medición de la corriente i_2 a lo largo de un ciclo diario.

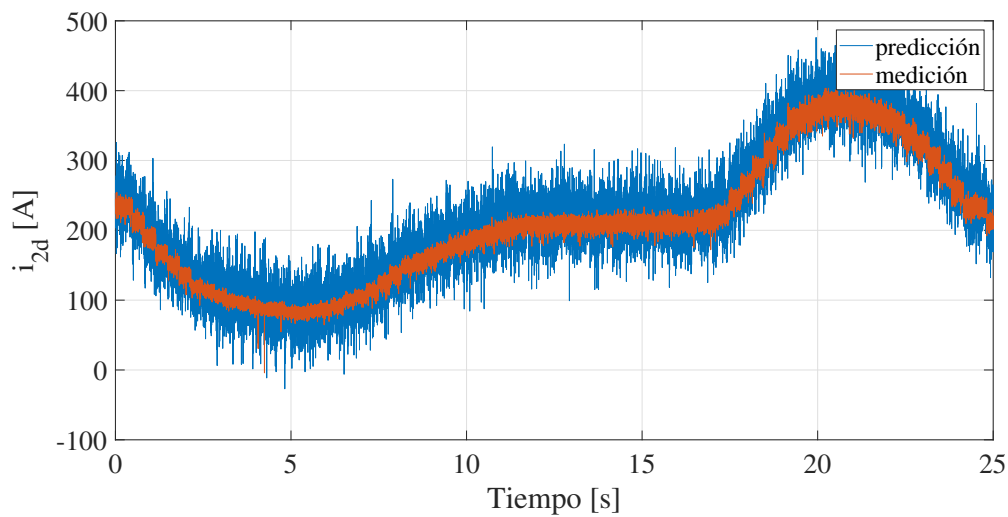


Figura 5.16: Comparación de la predicción y medición de la corriente i_2 a lo largo de un ciclo diario.

Al comparar las figuras [5.15](#) y [5.16](#), a diferencia de la sección sin el método, aquí se observa que el control predictivo con intermuestreo sigue de manera más precisa la forma de la corriente medida, especialmente en los puntos de transición. La diferencia promedio entre ambas señales es menor, con una desviación de aproximadamente 2 A, lo cual representa una mejora significativa en comparación con la diferencia de 15 A observada sin el método.

La figura 5.17 muestra la respuesta del sistema en términos de tensión y corriente hacia la carga en condiciones de máxima potencia, utilizando el método de intermuestreo.

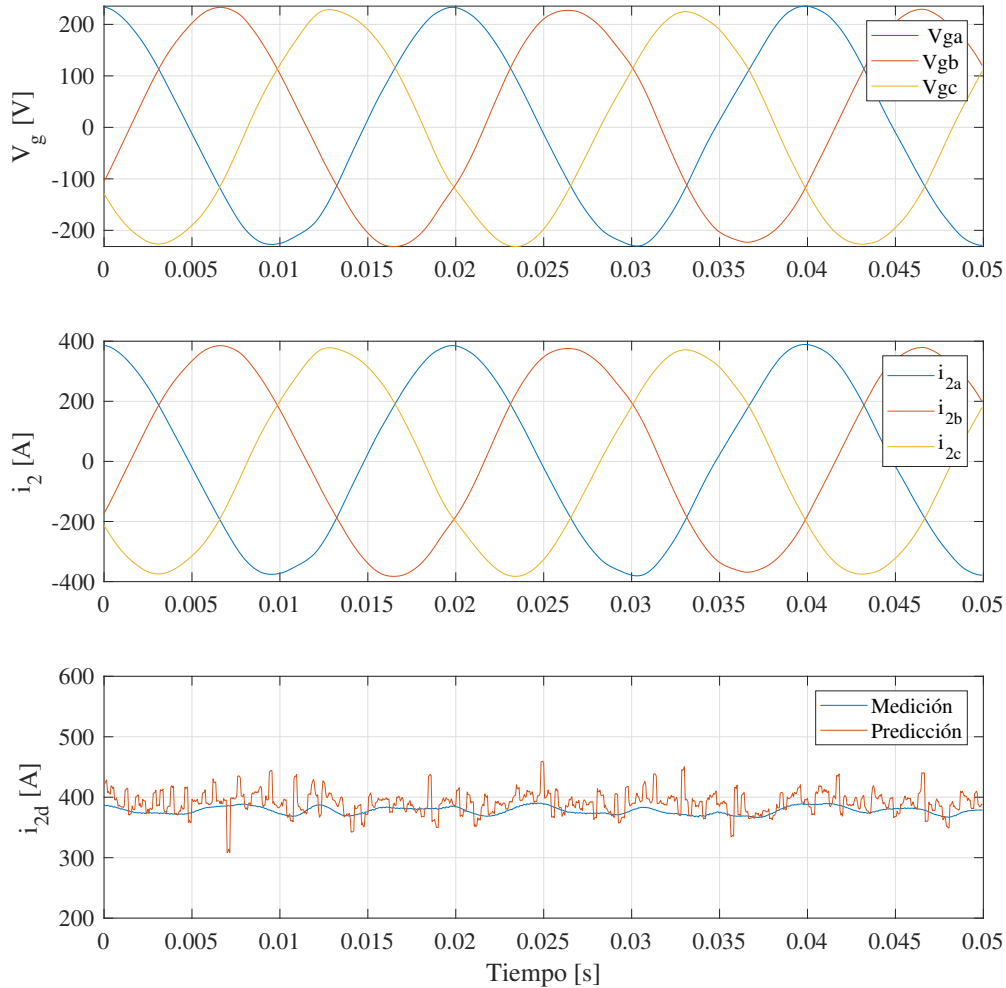


Figura 5.17: Tensión y corriente hacia la carga con potencia máxima.

En la figura 5.17, se observa que la tensión se mantiene estable y cercana a su valor nominal, con pequeñas fluctuaciones que se atenúan rápidamente, lo cual indica un control efectivo de la señal en condiciones de alta demanda.

La corriente hacia la carga alcanza el nivel máximo esperado de forma rápida y uniforme, mostrando una respuesta constante y con mínimas oscilaciones. Esta estabilidad en la tensión y corriente bajo condiciones de máxima potencia asegura una entrega de energía confiable y de alta calidad, permitiendo al sistema operar eficientemente en escenarios de alta carga.

La figura 5.18 presenta la respuesta del sistema en términos de tensión y corriente hacia la carga bajo condiciones de potencia promedio, utilizando el método de intermuestreo.

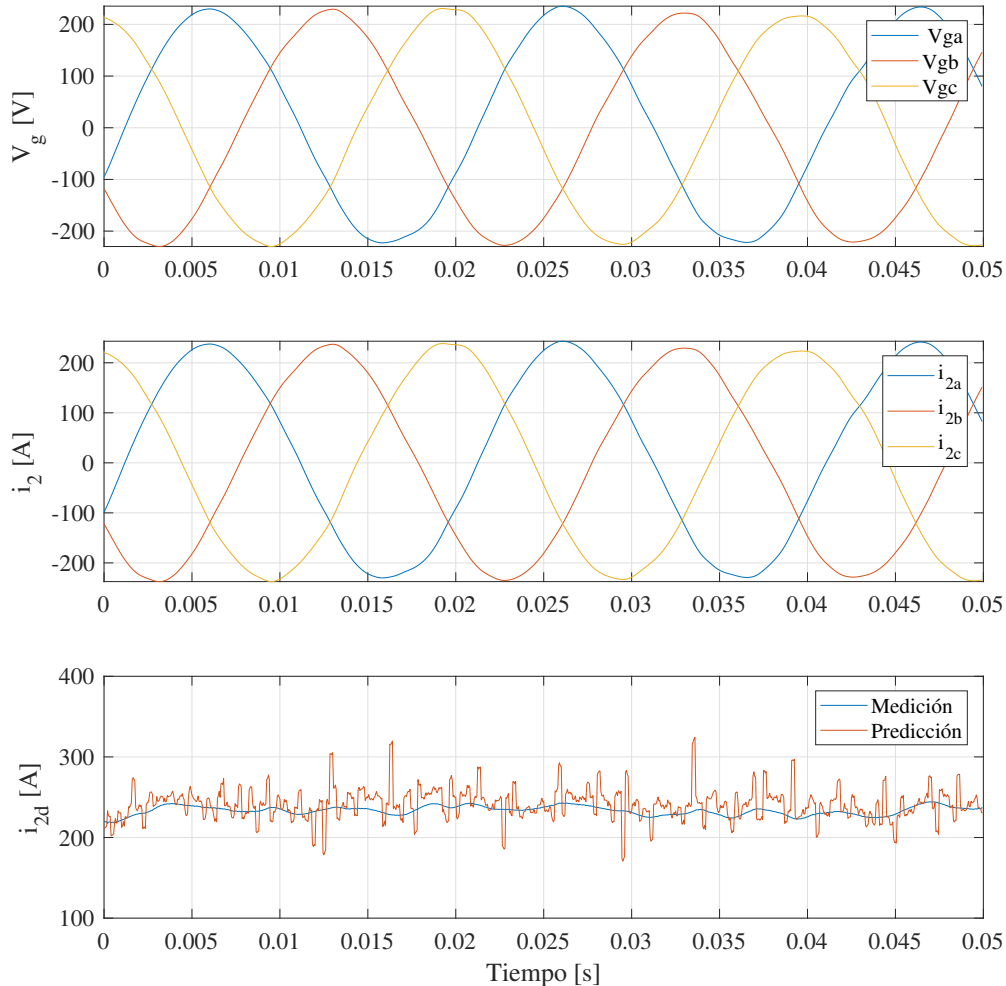


Figura 5.18: Tensión y corriente hacia la carga con potencia promedio.

En este escenario de operación a potencia promedio y utilizando el método de intermuestreo, tanto la tensión como la corriente se mantienen cercanas a sus valores nominales, pero se observa una oscilación más notoria en la tensión en comparación con condiciones de máxima potencia. Esta oscilación, aunque leve, es más relevante y persiste durante un breve periodo antes de estabilizarse.

La corriente hacia la carga se adapta al nivel de potencia promedio de forma estable, aunque con una ligera oscilación. A pesar de esta oscilación, el sistema logra mantener la calidad de la señal, lo cual demuestra la capacidad del intermuestreo para gestionar variaciones sin comprometer significativamente la estabilidad en condiciones de carga media.

La figura 5.19 ilustra cómo la tensión y la corriente responden en un estado de demanda mínima.

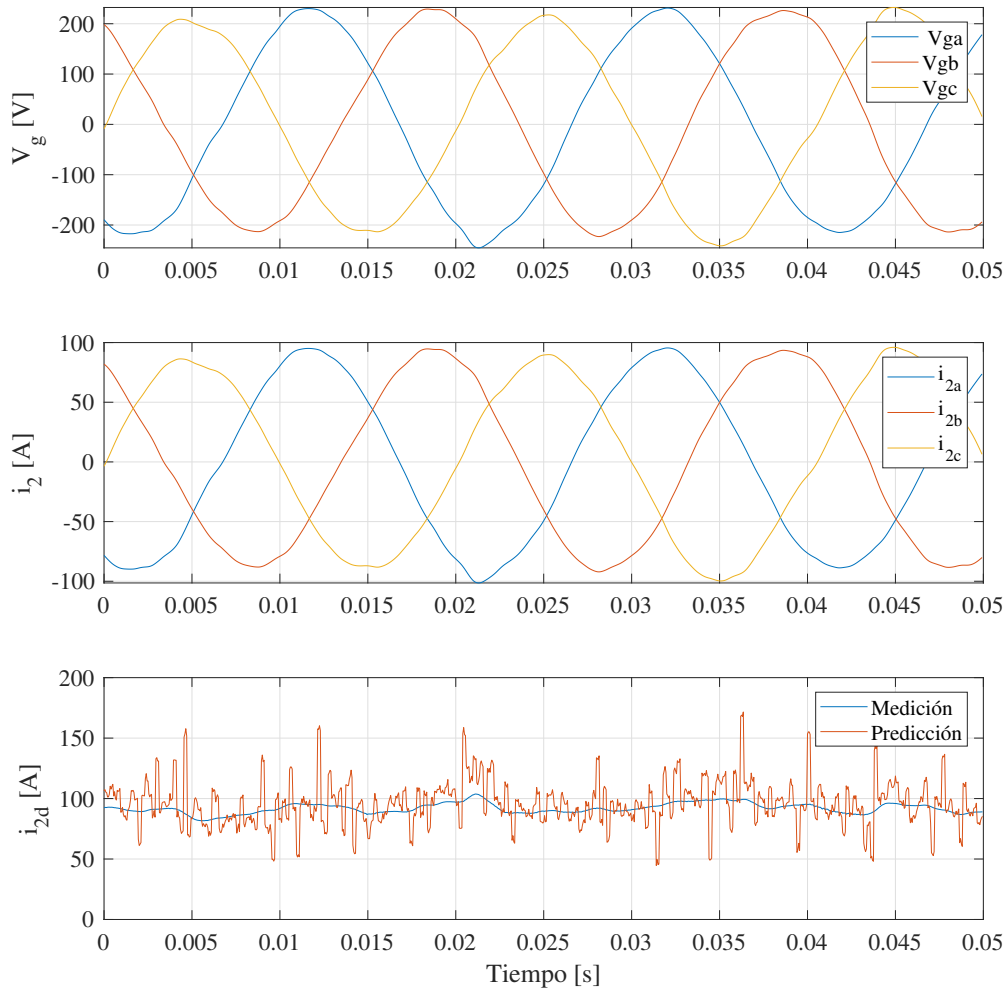


Figura 5.19: Tensión y corriente hacia la carga con potencia mínima.

En la figura 5.19 se observa que la tensión mantiene una estabilidad razonable, aunque presenta ligeras fluctuaciones más evidentes que en condiciones de potencia media o máxima. Estas oscilaciones pueden deberse a que las fluctuaciones son más equiparables al nivel de operación, lo cual afecta la capacidad de respuesta del control.

Por otro lado, la corriente hacia la carga se ajusta al nivel de potencia mínima sin grandes desviaciones, pero las pequeñas oscilaciones iniciales pueden indicar la necesidad de ajustes adicionales en la estrategia de control para mejorar la estabilidad en este rango de operación. En general, la señal de corriente logra estabilizarse rápidamente, evidenciando que el método de intermuestreo sigue siendo efectivo para mantener la calidad de la señal y la operación del sistema en condiciones de baja demanda.

Las figuras 5.20, 5.21 y 5.22 muestran el análisis de la distorsión armónica de la corriente mediante la Transformada rápida de fourier (FFT) en condiciones de máxima, media y mínima potencia, respectivamente

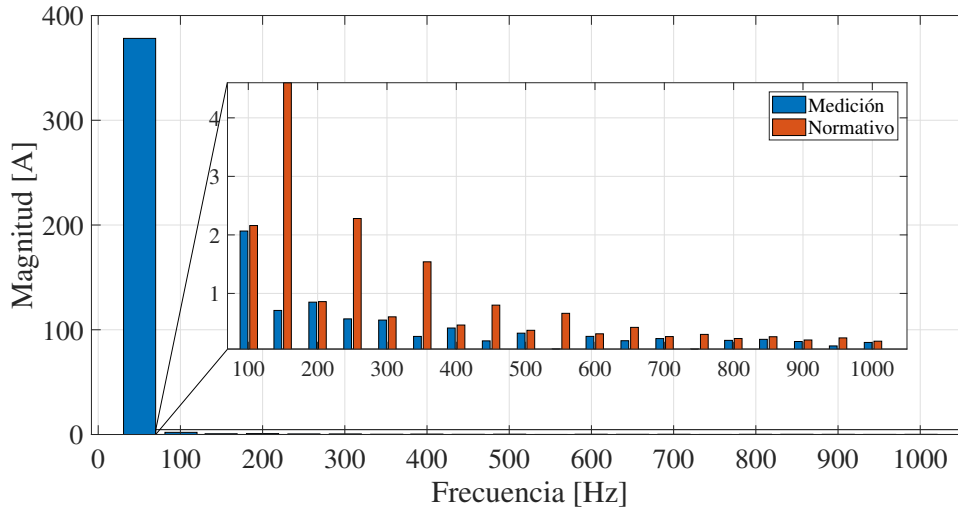


Figura 5.20: FFT de la corriente de red a máxima potencia

La figura 5.20 muestra el análisis FFT de la corriente de red cuando el sistema opera a potencia máxima. Se observa un contenido armónico relativamente bajo, lo que indica que la corriente en estas condiciones se encuentra bien controlada y con un impacto armónico reducido. Este comportamiento es consistente con la estabilidad del sistema bajo cargas altas, donde la acción del control predictivo logra mantener la calidad de la señal dentro de los límites normativos.

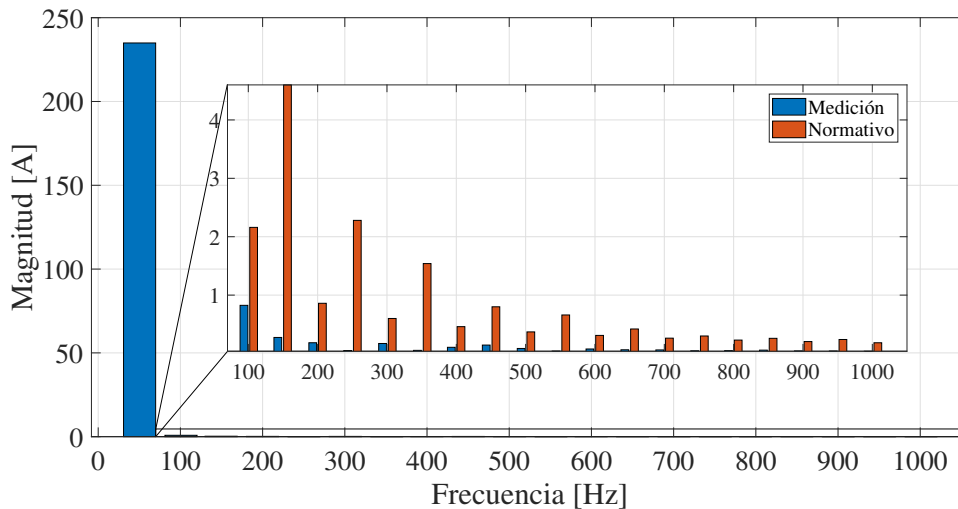


Figura 5.21: FFT de la corriente de red a potencia promedio.

En la figura 5.21, se presenta el análisis FFT de la corriente de red en condiciones de potencia promedio. Se aprecia que el contenido armónico es ligeramente inferior al de

la figura 5.20. Esta tendencia es esperable ya que si bien los armónicos son menores en magnitud, estos tiene un mayor impacto en cuanto a menor potencia se encuentra el punto de operación, pero aun así logra mantener la distorsión armónica en un rango controlado.

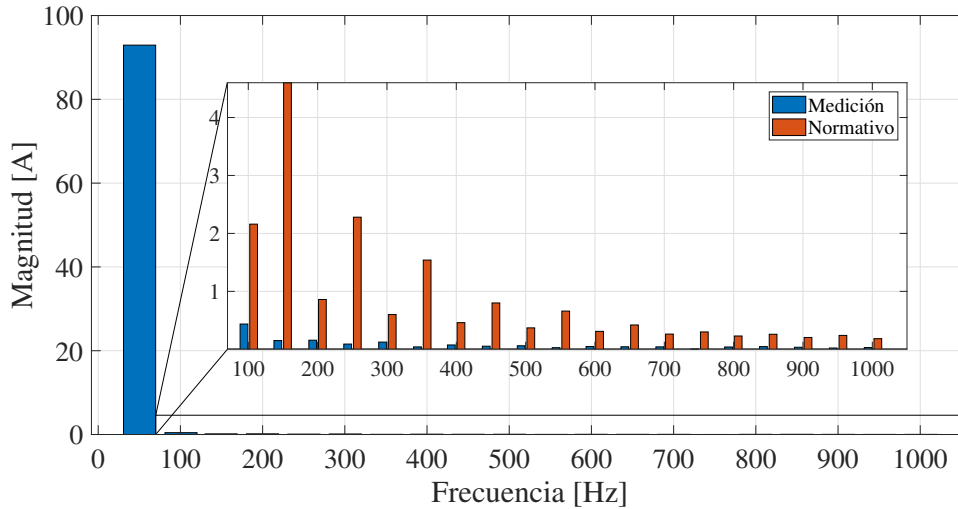


Figura 5.22: FFT de la corriente de red a mínima potencia

La figura 5.22 refleja el análisis FFT de la corriente de red cuando el sistema opera a potencia mínima. En esta situación, se nota un reducción en los armónicos en comparación con las condiciones de potencia máxima y promedio. Esta diferencia se debe a la menor amplitud de la corriente fundamental, lo que hace que los armónicos presentes tengan un mayor impacto porcentual sobre la señal total. Aun así, el método de intermuestreo ayuda a mantener una distorsión controlada y permite una operación estable en condiciones de baja demanda.

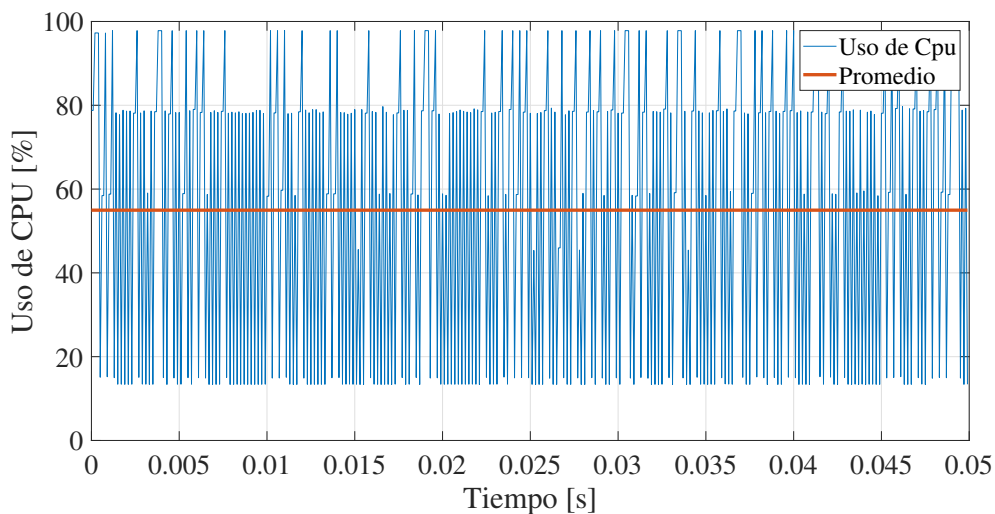


Figura 5.23: Uso en % de Cpu en cada iteración.

La figura 5.23 muestra el uso de la CPU en cada iteración, representado en porcen-

taje. Se observa un promedio de carga relativamente constante, con picos ocasionales que indican momentos de mayor procesamiento, posiblemente asociados a cálculos complejos de predicción y ajuste en la simulación. En este caso, se presenta un incremento promedio del 15 % en el uso de CPU respecto a la figura 5.12, debido al aumento en la cantidad de cálculos por iteración. Cabe destacar que aún se observan varias iteraciones con un uso cercano al 15 %, lo cual se explica porque, aunque el método de intermuestreo incrementa el número total de combinaciones a evaluar, también se implementó una reducción dinámica del conjunto de vectores futuros disponibles, en función de la posición actual de conmutación. Esto permite que, en algunos ciclos, se mantenga un número mínimo de opciones, conservando así una carga computacional baja en ciertos instantes.

A continuación se presenta la tabla 5.1 a modo resumen de las magnitudes de armónicos obtenidos en cada caso.

N°	Norma	Sin Intermuestreo			Con Intermuestreo		
		Min pot	Prom pot	Max pot	Min pot	Prom pot	Max pot
2	2.16	0.2925	0.9094	1.9998	0.4364	0.8250	2.0659
3	4.60	0.3579	0.5428	1.3000	0.1507	0.2750	0.7094
4	0.86	0.0256	0.3437	0.8195	0.1576	0.1844	0.8508
5	2.28	0.0238	0.3400	0.3763	0.0907	0.0507	0.5650
6	0.60	0.0282	0.2844	0.5461	0.1248	0.1716	0.5447
7	1.54	0.1231	0.1569	0.1384	0.0419	0.0540	0.2654
8	0.46	0.0168	0.1882	0.4063	0.0753	0.1062	0.4090
9	0.80	0.0361	0.1066	0.2424	0.0539	0.1446	0.1892
10	0.37	0.0065	0.1411	0.3173	0.0614	0.0864	0.3210
11	0.66	0.0645	0.0684	0.0444	0.0282	0.0421	0.0511
12	0.31	0.0151	0.1186	0.2607	0.0474	0.0774	0.2662
13	0.42	0.0148	0.0811	0.1623	0.0440	0.0636	0.1920
14	0.26	0.0032	0.1070	0.2309	0.0426	0.0611	0.2285
15	0.30	0.0281	0.0324	0.0756	0.0047	0.0462	0.0496
16	0.23	0.0039	0.0872	0.1941	0.0405	0.0488	0.1980
17	0.26	0.0154	0.1109	0.2262	0.0469	0.0576	0.2155
18	0.20	0.0029	0.0786	0.1743	0.0356	0.0441	0.1785
19	0.24	0.0137	0.0550	0.1092	0.0229	0.0428	0.1030
20	0.18	0.0016	0.0726	0.1592	0.0309	0.0392	0.1625

Tabla 5.1: Tabla resumen de los valores obtenidos para cada armónico.

En la tabla 5.1, se destacan en color azul los casos en los que la aplicación del intermuestreo produjo una mejoría en comparación con el caso sin intermuestreo. Se observa que el impacto más notable ocurre en condiciones de potencia promedio, mientras que en los otros dos casos se muestra mejor sin el método de intermuestreo. No se observa una mejoría absoluta en todos los escenarios, por lo que no se puede asegurar que el intermuestreo reduzca consistentemente el nivel de armónicos en todas las condiciones.

5.3. Planta Solar

En las figuras [5.24](#), [5.25](#) y [5.26](#), se aprecia el comportamiento de la planta solar en un ciclo diario.

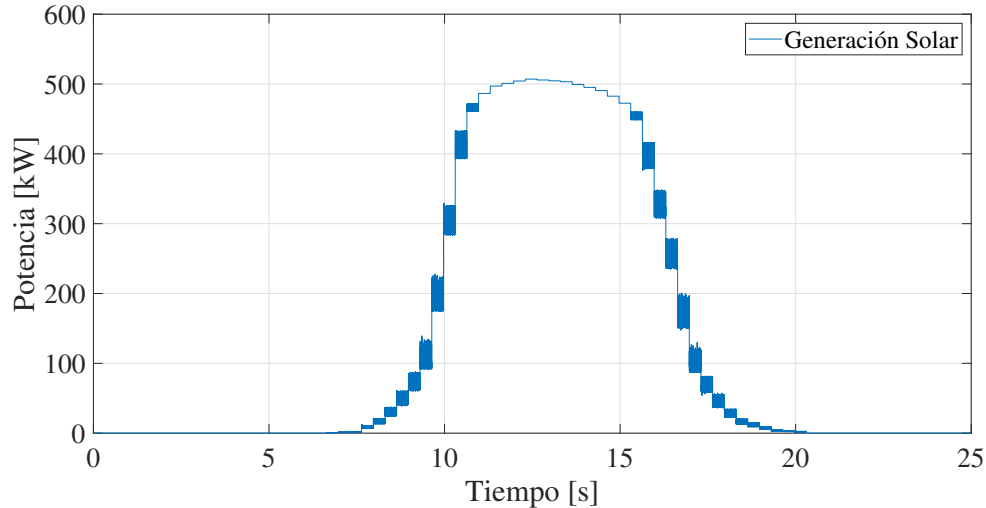


Figura 5.24: Potencia total generada por la planta solar en un ciclo de 24 horas.

La figura [5.24](#) presenta la variación de la potencia generada por la planta solar a lo largo de un día completo. Se observa un incremento gradual en la potencia generada al amanecer, alcanzando su punto máximo alrededor del mediodía, cuando la irradiancia solar es más intensa, lo cual también se refleja en la figura [5.25](#). Posteriormente, la potencia comienza a disminuir conforme avanza la tarde, hasta llegar a cero al anochecer.

Este comportamiento es típico de una planta solar y refleja la dependencia de la generación de energía respecto a la disponibilidad de luz solar. La curva muestra una simetría relativa, que indica un día con condiciones meteorológicas estables. Este tipo de análisis es esencial para planificar la capacidad de almacenamiento de energía y garantizar un suministro estable en una microred, especialmente en las horas en las que la generación solar es nula o insuficiente.

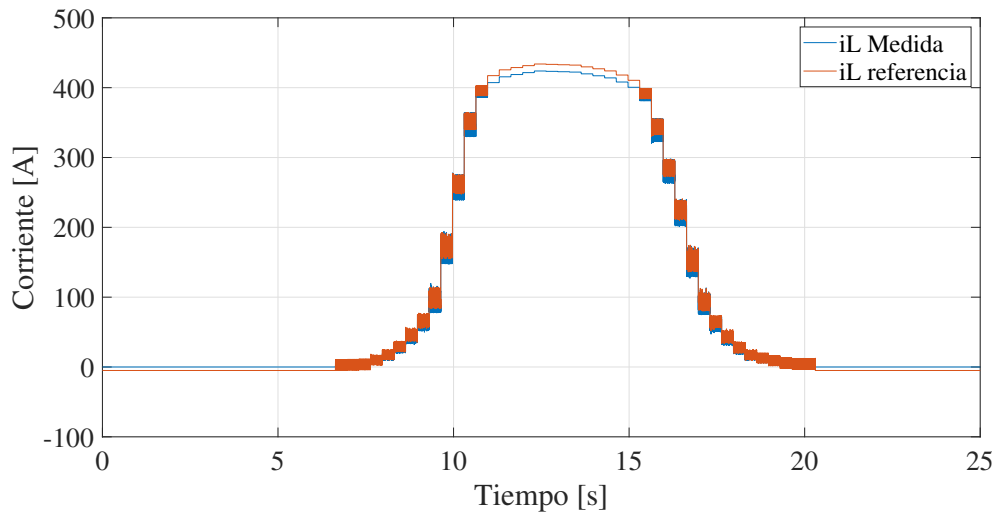


Figura 5.25: Seguimiento de corriente en paneles solares.

La figura 5.25 presenta el seguimiento de la corriente en los paneles solares. Se pueden observar ligeras variaciones en la corriente debido a cambios en la irradiancia y las condiciones atmosféricas. El control implementado permite que la corriente se mantenga cercana a su valor de referencia, demostrando la capacidad de la planta para adaptarse a las fluctuaciones en la generación solar y mantener la estabilidad en la producción de energía.

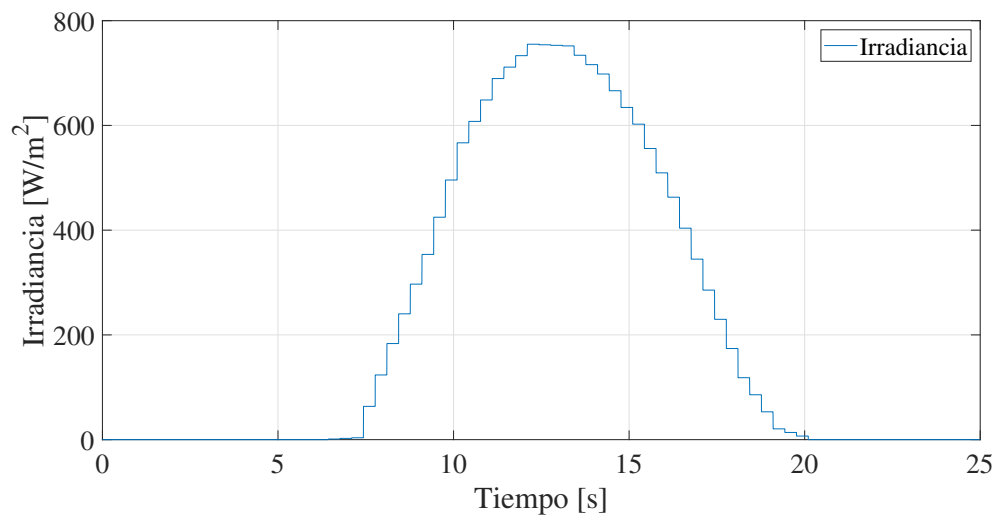


Figura 5.26: Irradiancia en un ciclo diario.

La figura 5.26 representa la variabilidad de la irradiancia a lo largo de un ciclo diario, mostrando cómo cambia la intensidad de la luz solar durante el día. Un detalle relevante es que los escalones en la irradiancia se añaden cada 0.33 segundos, lo que equivale a 20 minutos en el ciclo de 24 horas. Esto permite simular de manera más realista las transiciones de la irradiancia y evaluar el impacto de estos cambios en la potencia generada por los paneles solares. Las horas de menor irradiancia se reflejan en una menor producción

de energía, mientras que las horas de máxima irradiancia permiten un aprovechamiento óptimo de la capacidad de los paneles solares.

5.4. Unidad BESS

En las figuras [5.27](#), [5.28](#) y [5.29](#), se presenta el comportamiento de la unidad BESS utilizada en un ciclo diario.

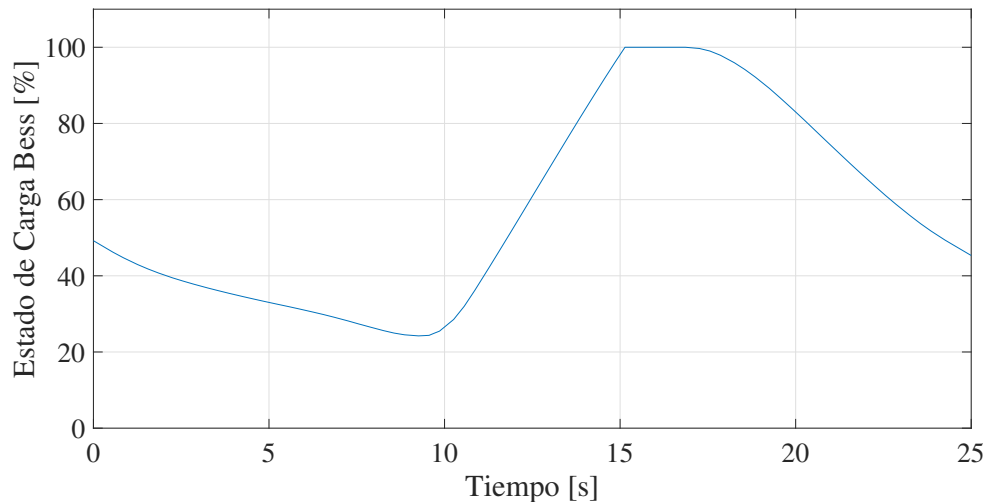


Figura 5.27: Estado de carga de la unidad BESS en %.

La figura [5.27](#) ilustra el estado de carga (EdC) de la unidad BESS a lo largo del ciclo diario. Se puede observar cómo el EdC varía de acuerdo con las fases de carga y descarga durante el día, alcanzando niveles altos en las horas de máxima irradiancia y disminuyendo progresivamente durante los períodos de mayor demanda de energía. Este comportamiento es esencial para garantizar que la batería disponga de suficiente capacidad para responder a las fluctuaciones de carga, manteniendo un equilibrio energético en la micro-red.

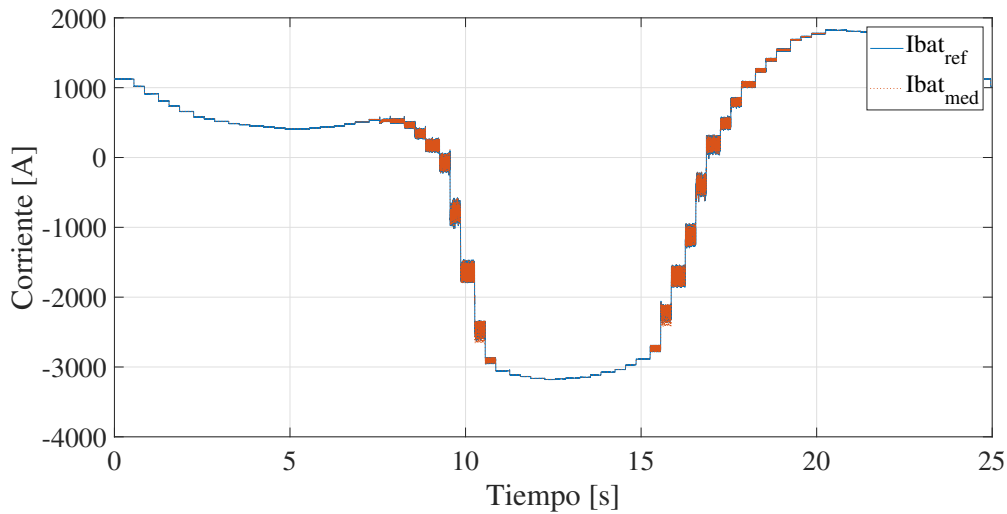


Figura 5.28: Seguimiento de corriente en BESS.

La figura 5.28 muestra el seguimiento de la corriente en la unidad BESS a lo largo de un ciclo diario. En esta gráfica, se observa cómo la corriente de referencia y la medida se comportan en sincronía durante los momentos de carga y descarga de la batería. Durante las horas de mayor generación solar, la corriente es positiva, indicando que la BESS está en modo de carga, mientras que en las horas de baja generación o alta demanda, la corriente se invierte, reflejando el modo de descarga. La precisión en el seguimiento de la corriente demuestra la eficacia del control implementado para gestionar las transiciones y mantener la estabilidad de la carga.

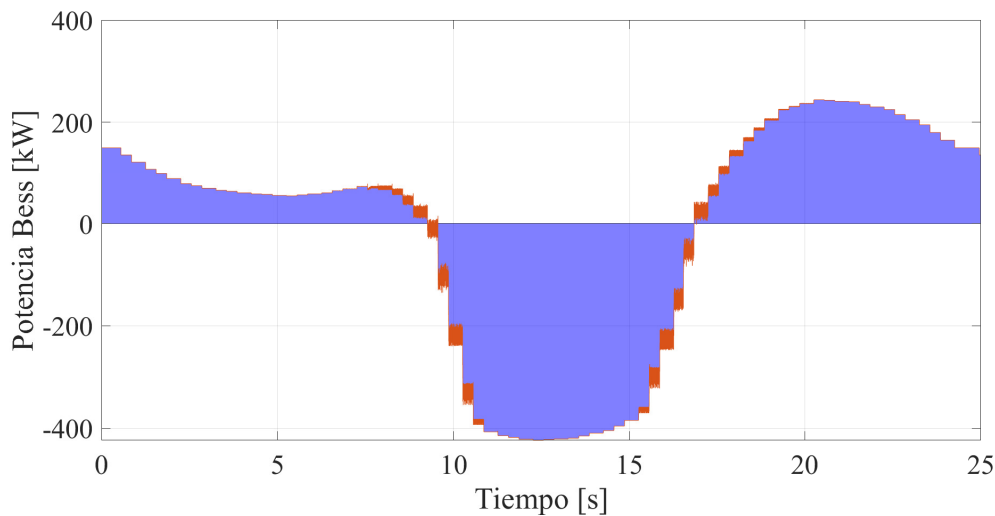


Figura 5.29: Potencia de la unidad BESS.

La figura 5.29 presenta la potencia entregada o absorbida por la unidad BESS. Se observa que la potencia es positiva cuando la BESS suministra energía a la red y negativa durante la fase de carga. Esta dinámica es consistente con los gráficos de corriente y SOC, validando el funcionamiento adecuado del sistema de almacenamiento. La representación de la potencia demuestra cómo la BESS contribuye activamente a la estabilización de la red, compensando la variabilidad de la generación solar y la demanda.

Capítulo 6

Conclusiones

El desarrollo y análisis de este trabajo han permitido evaluar la efectividad de diferentes metodologías de control en una micro-red con generación fotovoltaica y almacenamiento en baterías (BESS). Se demostró que la implementación del método de intermuestreo mejora la estabilidad de la señal de tensión y corriente en la micro-red, especialmente en condiciones de potencia media y baja. En estos casos, la capacidad del sistema para responder rápidamente y mantener la calidad de la señal se vio mejorada gracias a los ajustes intermedios que proporciona el intermuestreo. No obstante, en condiciones de máxima potencia, el impacto del intermuestreo es menos pronunciado, ya que las variaciones relativas en las señales de tensión y corriente tienen un menor efecto perceptible en estos niveles de operación. A pesar de ello, el intermuestreo continúa contribuyendo a un mejor seguimiento de las referencias, optimizando el desempeño del sistema.

El procedimiento seguido para la validación del control comenzó con pruebas de funcionamiento en simulaciones, las cuales permitieron evaluar el comportamiento del sistema en un entorno controlado y ajustable. Posteriormente, se implementó el control en Hardware In The Loop (HIL) para llevar a cabo pruebas en tiempo real. Ésta estrategia permitió confirmar que el control predictivo con intermuestreo es capaz de mantener un desempeño consistente y efectivo en un entorno más realista, asegurando la capacidad de respuesta y estabilidad necesarias para aplicaciones prácticas.

Durante el análisis de la respuesta en condiciones de potencia mínima, se destacó que, aunque la magnitud de los armónicos disminuye en términos absolutos al operar en este régimen según las figuras 5.11 y 5.22, el impacto porcentual de estos armónicos respecto al valor nominal es mayor. Este fenómeno explica por qué las formas de onda de tensión y corriente pueden presentar una mayor deformación en condiciones de baja demanda. Aunque la implementación del intermuestreo permitió mitigar parcialmente este problema, se concluye que es necesario optimizar aún más la estrategia de control para mejorar la estabilidad en condiciones de mínima carga.

Los resultados de las simulaciones y pruebas en HIL mostraron que el control predictivo, complementado con el método de intermuestreo, ofrece una solución robusta para la gestión de la micro-red. La capacidad del sistema para estabilizarse rápidamente tras perturbaciones en la demanda, manteniendo la tensión y la corriente cercanas a sus valores nominales, fue evidente en la mayoría de los escenarios analizados. Sin embargo, se observó que el método de intermuestreo implica un incremento promedio del 15 % en el uso de los

recursos de CPU, lo cual es un aspecto a considerar en aplicaciones de tiempo real donde la eficiencia computacional es clave.

El análisis de la generación fotovoltaica y la respuesta de la unidad de almacenamiento (BESS) fue fundamental para comprender la dinámica de carga y descarga y cómo estas interactúan con el sistema de control. Los resultados demostraron que, con un control adecuado, la BESS es capaz de responder eficazmente a las variaciones en la generación solar y en la demanda, garantizando un suministro estable y continuo. La variabilidad de la irradiancia, simulada con escalones de 0.33 segundos, equivalentes a 20 minutos en el ciclo de 24 horas, permitió evaluar la respuesta del sistema bajo condiciones realistas y confirmar su capacidad de adaptación.

En resumen, la implementación del método de intermuestreo mejora el rendimiento de la micro-red en diferentes escenarios de operación. No obstante, se recomienda explorar mejoras adicionales en la estrategia de control, especialmente en condiciones de baja potencia donde la distorsión armónica relativa es más significativa. Además, optimizar el uso de recursos de CPU en la implementación de intermuestreo contribuiría a su viabilidad en aplicaciones de tiempo real. La incorporación de técnicas avanzadas de control adaptativo podría proporcionar una mayor flexibilidad y una mejor respuesta ante cambios más abruptos en la demanda o en la generación, consolidando la eficiencia y estabilidad del sistema en futuras aplicaciones.

Bibliografía

- [1] G. d. C. Ministerio de Energía, “Plan de descarbonización 2050,” *Jornada de presentación*, p. [Agenda segundo Tiempo.](#), Chile, 1 de agosto de 2023.
- [2] Z. Zhou, W. Wang, T. Lan, and G. M. Huang, “Dynamic performance evaluation of grid-following and grid-forming inverters for frequency support in low inertia transmission grids,” in *2021 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe)*, 2021, pp. 01–05.
- [3] G. d. C. Ministerio de Energía, “Mapa de vulnerabilidad energética,” *División de Acceso y Desarrollo Social*, p. [Ruta de la Luz.](#), Chile, 2019.
- [4] C. P. Rodríguez, José, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. Valparaíso, Chile: IEEE, 2012.
- [5] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [6] Y. Li, Y. Gu, and T. C. Green, “Revisiting grid-forming and grid-following inverters: A duality theory,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 37, no. 6, pp. 4541–4554, 2022.
- [7] G. Huerta, M. Norambuena, P. Lezana, and A. Mora, “Optimal switching sequence mpc for hybrid flying capacitor inverter,” in *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2021.
- [8] J. Zucuni, D. Schuetz, F. Grigoletto, F. Carnielutti, M. Norambuena, J. Rodriguez, and H. Pinheiro, “Modulated model predictive control for three-phase packed-u-cells multilevel converter,” in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2019.
- [9] L. Rosado, M. Norambuena, J. Samanes, P. Lezana, E. Gubia, and J. Lopez, “Dual-stage control strategy for a three-level neutral point clamped converter with selective harmonic mitigation pwm,” in *2023 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) 2023 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2023.
- [10] F. Attivissimo, A. Di Nisio, M. Savino, and M. Spadavecchia, “Uncertainty analysis in photovoltaic cell parameter estimation,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 5, pp. 1334–1342, 2012.

- [11] G. Petrone, C. A. Ramos-Paja, and G. Spagnuolo, *PV Models*, 2016, pp. 1–19.
- [12] V. Khanna, B. Das, D. Bisht, Vandana, and P. Singh, “A three diode model for industrial solar cells and estimation of solar cell parameters using PSO algorithm,” *Renewable Energy*, vol. 78, pp. 105–113, 2015. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148115000063>
- [13] M. Hejri, H. Mokhtari, M. Azizian, M. Ghandhari, and L. Soder, “On the parameter extraction of a five-parameter double-diode model of photovoltaic cells and modules,” *Photovoltaics, IEEE Journal of*, vol. 4, no. 3, pp. 915–923, 2014.
- [14] H. Jo, J. Choi, K. A. Agyeman, and S. Han, “Development of frequency control performance evaluation criteria of bess for ancillary service: A case study of frequency regulation by kepc,” in *2017 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)*, 2017, pp. 1–5.
- [15] C. H. B. Apribowo, Sarjiya, S. P. Hadi, and F. D. Wijaya, “Integration of battery energy storage system to increase flexibility and penetration renewable energy in indonesia: A brief review,” in *2022 5th International Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*, vol. 1, 2022, pp. 1–6.
- [16] D. M. Rosewater, D. A. Copp, T. A. Nguyen, R. H. Byrne, and S. Santoso, “Battery energy storage models for optimal control,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 178 357–178 391, 2019.
- [17] C. N. de Energía, “Norma técnica de calidad de servicio para sistemas de distribución (ntcsd),” 2024, comisión nacional de energía.
- [18] C. E. Nacional, “Demanda real,” <https://www.coordinador.cl/operacion/graficos/operacion-real/demanda-real/>, 2024, accessed: 09-Feb-2024.
- [19] G. d. C. Ministerio de Energía, “Exploración solar,” <https://solar.minenergia.cl/exploracion>, 2024, accessed: 09-Feb-2024.
- [20] M. Chen and G. Rincon-Mora, “Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, 2006.
- [21] D. M. Rosewater, D. A. Copp, T. A. Nguyen, R. H. Byrne, and S. Santoso, “Battery energy storage models for optimal control,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 178 357–178 391, 2019.
- [22] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [23] J. Mina-Antonio, E. Miramón-Juarez, O. Hernández-Martínez, and M. Sabido-Borges, “Diseño optimizado del conjunto filtro-controlador de un inversor para mejorar su integración a red,” *Ingeniería Investigación y Tecnología (México)*, vol. 04, no. 010, pp. 1–13, 2022.
- [24] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, and S. M. Mueeen, “lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, 2014.