

UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA

Valparaíso, Chile



UNIVERSIDAD TECNICA
FEDERICO SANTA MARIA

Distributed Secondary Control based on MPC for Microgrids

Tesis de Grado presentada por

Reinier López Ahuar

como requisito parcial para optar al título de

Doctor en Ingeniería Electrónica

Supervisor

César A. Silva

Junio, 2026



CONSTANCIA DE VALIDACIÓN Y CONFIDENCIALIDAD DE MONOGRAFÍA A REPOSITORIO ACADÉMICO

1.- IDENTIFICACIÓN DEL TRABAJO ACADÉMICO

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

Título del trabajo: Distributed Secondary Control based on MPC for Microgrids

Nombre del candidato(a): Reinier López Ahuar

Carrera / Grado: Doctor en Ingeniería Electrónica

Campus: Casa Central Valparaíso Departamento: Electrónica

2.- VALIDACIÓN DEL PROFESOR GUÍA/DIRECTOR DE TESIS

Yo, César A. Silva, en mi calidad de profesor(a) guía/director(a) del trabajo académico mencionado anteriormente **DEJO CONSTANCIA** que:

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

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

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

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

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

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

4.- FIRMAS

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

Fecha: 01/09/2026

Firma:

Estudiante o Candidato(a):

Fecha: 01/09/2026 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.

Título de Tesis:

Distributed Secondary Control based on MPC for Microgrids

Autor:

Reinier López Ahuar

Trabajo de Tesis, presentado en cumplimiento parcial de los requisitos para el grado de Doctor en Ingeniería Electrónica de la Universidad Técnica Federico Santa María.

Supervisor
Dr. César A. Silva

Revisor Interno y Presidente de la Comisión

Revisor Externo

*Todo lo que hago es especial porque ya tiene propietario, mi intención es
obrar acorde a la voluntad del rey de reyes... para el gran YO SOY.*

*En su infinita gracia, me complace dedicar este arduo trabajo a mi hijo
amado, **Elías**, a mi hermosa guerrera, el **Mar** de mi ser,
a mi niño heredero de los cielos, mi hermano **Héctor** ,
a mis héroes, **Ramona** y **Heberto**, y toda mi familia.
Finalmente, a mis grandes amigos.*

Para ti, mi hijo amado:

Príncipe de mi alma,
prueba inequívoca de amor,
me inspiras cada mañana
a edificar un futuro mejor.
Mi corazón se complace
con tus sutiles movimientos,
cuando tu madre, llena de gozo,
me invita a tocar tus aposentos.
Antes de verte, quiero plasmar
en estas letras lo que siento,
para que un día comprendas
que por siempre te amaré.

Elías de mi alma,
pedazo de mi vida,
regalito de Dios.
Solo le pido a nuestro Creador,
que te ilumine los senderos,
que te dé discernimiento
y te conviertas en guerrero.
Que el amor sea tu bandera,
que emprendas vuelo bien alto.

Recuerda lo que dijo Dios:
No hay justo desamparado.
Con alegría te traigo al mundo
para decirte que te amo.
Antes de verte, quiero plasmar
en estas letras lo que siento,
para que un día comprendas
que por siempre te amaré.

Elías de mi alma,
pedazo de mi vida,
regalito de Dios.
Príncipe de mi alma,
prueba inequívoca de amor,
me inspiras cada mañana
a edificar un futuro mejor.
Mi corazón se complace
con tus sutiles movimientos,
cuando tu madre, llena de gozo,
me invita a tocar tus aposentos.

Elías de mi vida,
amor del bueno,
me llenas de alegría,
mi niño bello.

Agradecimientos

Quisiera expresar mi agradecimiento a mi supervisor, Dr. César A. Silva, por su orientación y apoyo durante el desarrollo de esta investigación. Agradezco también al Dr. Juan C. Agüero, al Dr. Ángel L. Cedeño y al Dr. Andrés Mora por sus aportes y valiosas discusiones técnicas.

Extiendo mi gratitud a la Universidad Técnica Federico Santa María por brindar el entorno académico y los recursos necesarios para llevar adelante este proceso de formación doctoral. Asimismo, agradezco el apoyo otorgado a través del Programa de Iniciación a la Investigación Científica (PIIC), proyecto 061/2023, y el financiamiento de la Agencia Nacional de Investigación y Desarrollo (ANID), Beca de Doctorado Nacional N.º 21211446.

Finalmente, agradezco a los académicos, investigadores, estudiantes y profesionales con quienes tuve la oportunidad de compartir durante estos años. Las discusiones técnicas y el intercambio de ideas contribuyeron significativamente al desarrollo y enriquecimiento de este trabajo.

Resumen

En esta tesis se aborda el control secundario distribuido basado en MPC para microrredes. Una microrred es un sistema de distribución eléctrica descentralizado que integra unidades de generación distribuida (DERs), sistemas de almacenamiento de energía y carga. Los DER son sistemas de generación eléctrica de pequeña escala, conectados a la red de distribución y localizados próximos al punto de consumo. Específicamente, los DERs con interfaz de inversor están contruidos modularmente, compuestos por una fuente primaria de energía, un convertidor, una etapa de filtrado y una impedancia que se conecta al punto de acoplamiento de la microrred. En este contexto, el sistema de control de la microrred se diseña con un enfoque jerárquico, siguiendo la estructura tradicional en el control de microrredes. Las capas de control consideradas en esta tesis son el control de nivel cero, el control primario y el control secundario. El control de nivel cero es la capa más interna del sistema jerárquico y tiene como objetivo regular la corriente y la tensión en cada recurso energético distribuido (DER). El control primario tiene como objetivo estabilizar la operación de cada DER ante cambios de la carga o topológicos de la red, estableciendo un punto de operación de voltaje y frecuencia, mientras que el control secundario tiene como objetivo establecer una referencia de voltaje y frecuencia para lograr una adecuada distribución de potencia activa y reactiva. El desarrollo principal de este trabajo corresponde a una estrategia de control MPC aplicada al control secundario distribuido en microrredes, considerando una impedancia de acoplamiento compleja entre los DERs. No obstante, para realizar evaluaciones exhaustivas y realistas, resulta necesario considerar la dinámica de los lazos internos de control (nivel cero y primario), lo que permite analizar con mayor detalle escenarios desafiantes en la operación de la microrred. En este contexto, la tesis se organiza de manera progresiva, abordando sucesivamente estas capas de control.

En la primera parte de esta tesis se presenta el control de nivel cero mediante la validación experimental de una estrategia de control predictivo basado en modelos (MPC) para la interconexión segura de inversores de fuente de voltaje (VSI) con filtro de salida LC en la conexión a la red de recursos energéticos. El control MPC se formula como un problema de programación cuadrática (QP) y se resuelve utilizando el método de *operator splitting quadratic programs* (OSQP). La estrategia propuesta incorpora acción integral para lograr un seguimiento preciso de la referencia en la magnitud de voltaje, y además considera las limitaciones de voltaje modulado y las restricciones nominales de corriente dentro del diseño de control. La efectividad de la estrategia propuesta se valida mediante simulaciones y pruebas experimentales. Las simulaciones realizadas en Matlab demuestran un desempeño dinámico superior en comparación con el control PI jerárquico tradicional. La implementación experimental del MPC propuesto se verifica en un VSI utilizando la plataforma dSPACE MicroLabBox. Los resultados confirman que se satisfacen los requisitos computacionales, incorporando esta estrategia como una alternativa práctica para los sistemas de generación con conexión a red mediante inversor. El MPC propuesto para VSIs ofrece un enfoque efectivo para el cumplimiento de restricciones operacionales, mejora del desempeño dinámico y permite la integración robusta de fuentes de energía renovable en microrredes.

En la segunda parte de esta tesis se presenta una estrategia de control primario estático por retroalimentación multivariable de la corriente de salida para el control primario de los DERs en microrredes. Este enfoque conserva la sencilla implementación del control de ganancias de caída (*droop control*), ajustando la frecuencia y la magnitud del voltaje en proporción a la corriente de salida. Sin embargo, la ganancia matricial multivariable mejora el desempeño dinámico, lo que lo hace aplicable a microrredes con una im-

pedancia de interconexión de relación X/R arbitraria. En este contexto, una relación X/R arbitraria se refiere a que el diseño del control no está restringido a un valor específico de dicha relación, sino que puede realizarse para cualquier impedancia de interconexión conocida. Para sintonizar la ganancia de retroalimentación multivariable, se propone un modelo de segundo orden aproximado del sistema y se aplica el método óptimo del regulador cuadrático lineal (LQR). Además, se presenta un análisis modal que muestra las características dinámicas del sistema en lazo cerrado. La estrategia de control se valida mediante simulaciones en el dominio del tiempo en el entorno de simulación PSCAD/EMTDC, considerando una microrred compuesta por cuatro DERs. Los resultados de la simulación muestran un desempeño dinámico comparable, pero superior, al método de impedancia virtual, a pesar de una implementación más sencilla. Asimismo, la implementación en tiempo real del controlador propuesto se verifica mediante la plataforma de emulación en tiempo real RTDS, confirmando su facilidad de implementación y bajos requerimientos computacionales, lo que lo convierte en una solución práctica y eficiente para aplicaciones en tiempo real.

Finalmente, la tercera parte de esta tesis presenta el principal aporte de este trabajo, una estrategia de control MPC para el control secundario distribuido en microrredes, considerando una impedancia de acoplamiento compleja entre los DERs. El correcto funcionamiento del control secundario requiere las capas anteriores y el algoritmo MPC propuesto incluye el modelo en lazo cerrado del control primario y un protocolo de consenso para lograr las referencias deseadas de la magnitud del voltaje y frecuencia. El problema de optimización dentro del marco del control MPC se formula como un problema QP y se resuelve utilizando el método de multiplicadores de dirección alterna (ADMM). En cada DER se formula la ley de control secundario utilizando mediciones locales, comunicación con sus vecinos más cercanos y las características de la impedancia de acoplamiento compleja del DER. La efectividad de la estrategia de control propuesta se valida mediante simulaciones de una microrred de baja tensión en PSCAD/EMTDC, mostrando una respuesta transitoria mejorada en comparación con el enfoque DAPI. Además, el desempeño temporal del MPC se evalúa en una IMPERIX B-BOARD PRO mediante una simulación hardware-in-the-loop (HIL) con RTDS TECHNOLOGIES, confirmando la viabilidad práctica de la estrategia propuesta.

Palabras clave: Control de nivel cero, control óptimo, control primario, control secundario distribuido, control predictivo basado en modelos, electrónica de potencia, filtro LC, microrred, multiagentes, MPC, LQR, recurso energético distribuido, simulación en tiempo real.

Abstract

This thesis addresses distributed model predictive control (MPC)–based secondary control for microgrids. A microgrid is a decentralized electrical distribution system that integrates distributed energy resources (DERs), energy storage systems, and loads. DERs are small-scale electric power generation systems connected to the distribution network and located close to the point of consumption. In particular, inverter-interfaced DERs are modular systems composed of a primary energy source, a power converter, an output filter, and an impedance connecting the DER to the microgrid point of common coupling.

In this context, the microgrid control system is designed following a hierarchical control architecture, which is the conventional approach in microgrid control. The control layers considered in this thesis are zero-level control, primary control, and secondary control. Zero-level control corresponds to the innermost layer and regulates the current and voltage of each DER. Primary control stabilizes the operation of each DER under load variations and network topology changes by establishing voltage and frequency operating points, while secondary control generates voltage and frequency references to achieve proper active and reactive power sharing. The main contribution of this work is a distributed MPC strategy for secondary control in microgrids, explicitly considering complex coupling impedances among DERs. However, a realistic and exhaustive evaluation of secondary control performance requires accounting for the dynamics of the inner control loops. Accordingly, this thesis is structured to progressively address the different layers of the hierarchical control architecture.

The first part of the thesis focuses on zero-level control through the experimental validation of an MPC strategy for the safe grid interconnection of voltage source inverters (VSIs) with LC output filters. The MPC problem is formulated as a quadratic program (QP) and solved using the operator splitting quadratic programming (OSQP) method. The proposed strategy incorporates integral action to ensure accurate voltage magnitude tracking and explicitly considers modulated voltage limits and nominal current constraints. Its effectiveness is validated through simulations and experimental tests, demonstrating superior dynamic performance compared to conventional hierarchical PI control. Experimental implementation on a VSI using a dSPACE MicroLabBox platform confirms that computational requirements are met, establishing the proposed MPC as a practical solution for inverter-based grid-connected generation systems.

The second part of the thesis presents a static multivariable output current feedback strategy for primary control of DERs in microgrids. This approach preserves the simplicity of droop control while improving dynamic performance through a multivariable gain matrix, making it applicable to microgrids with arbitrary X/R interconnection ratios. Gain tuning is performed using an approximate second-order system model and the linear quadratic regulator (LQR) method. Time-domain simulations conducted in PSCAD/EMTDC and real-time implementation using an RTDS platform validate the effectiveness, simplicity, and low computational burden of the proposed controller.

Finally, the third part of the thesis presents the main contribution of this work, consisting of a distributed MPC-based secondary control strategy for microgrids. The MPC formulation incorporates the closed-loop primary control model and a consensus protocol to generate voltage magnitude and frequency references. The resulting optimization problem is formulated as a QP and solved using the alternating direction method of multipliers (ADMM). Each DER computes its local control action using local measurements, communication with neighboring DERs, and the characteristics of the complex coupling impedance. Simulation results obtained in PSCAD/EMTDC for a low-voltage microgrid demonstrate improved transient performance

compared to the distributed averaging proportional–integral (DAPI) approach. Additionally, hardware-in-the-loop (HIL) simulations using an Imperix B-Board PRO and RTDS Technologies confirm the practical feasibility of the proposed strategy.

Keywords: Distributed energy resource, distributed secondary control, LC filter, LQR, microgrid, model predictive control, MPC, multi-agents, optimal control, primary control, real-time simulation, zero-level control.

Índice general

Abreviaturas	XIV
1. Introducción	1
1.1. Planteamiento del problema, contexto y motivación	1
1.2. Hipótesis	4
1.3. Publicaciones asociadas	5
1.3.1. Publicaciones, manuscritos en revisión y contribuciones a conferencias derivadas de la tesis	5
1.3.2. Publicaciones en colaboración en temáticas relacionadas con la tesis . .	6
2. Control predictivo basado en modelos con acción integral para inversores fuente de tensión	9
2.1. Introducción	10
2.2. Materiales y métodos	12
2.3. Modelo del filtro LC para el control del VSI	13
2.4. Control óptimo con seguimiento de referencia del voltaje de salida del VSI . . .	15
2.5. Límites de seguridad del VSI	17
2.6. Control predictivo basado en modelo para el VSI	18
2.6.1. Formulación incremental de MPC	19
2.6.2. Enfoque <i>sparse</i> de la formulación MPC	20
2.6.3. Enfoque condensado de la formulación MPC	20
2.7. Resultados	21
2.7.1. Resultados de simulación	22
2.7.2. Resultados experimentales	22
2.7.3. Seguimiento de la referencia de magnitud de voltaje	23
2.7.4. Restricciones de voltaje modulado	24
2.7.5. Restricción de corriente de filtro	24
2.8. Discusión	25
2.9. Conclusiones	26

3. Control primario multivariable	27
3.1. Introducción	28
3.2. Descripción de la microrred	29
3.2.1. Modelo dinámico de la interacción DER-microrred	30
3.2.2. Linealización del modelo y discretización del modelo dinámico de interacción DER-microrred	31
3.3. Modelo de segundo orden para la interacción DER-microrred	32
3.4. Regulador cuadrático lineal para el sistema de orden reducido	34
3.4.1. Implementación de la ley de control para sistemas DER usando solo mediciones de corriente	35
3.4.2. Obtención del modelo reducido en función de las variables físicas del estado original	37
3.5. Análisis de estabilidad en pequeña señal	37
3.6. Resultados de Simulación	41
3.6.1. Caso 1: Interconexión dentro de la subred 1	42
3.6.2. Caso 2: Impacto de la carga en la subred 1	43
3.6.3. Caso 3: Interconexión de los DER restantes para completar la microrred	43
3.6.4. Simulación en tiempo real	45
3.7. Conclusiones	47
4. Control secundario distribuido basado en MPC para microrredes.	48
4.1. Introducción	49
4.1.1. Control primario	50
4.2. Fundamentos del control cooperativo en sistemas multiagente	50
4.3. Modelo predictivo para el control secundario distribuido	51
4.3.1. Consenso de voltaje y frecuencia	52
4.3.2. Análisis en estado estacionario del modelo de interacción DER-microrred	53
4.4. Control predictivo basado en modelo	54
4.4.1. Restricciones de corriente	54
4.4.2. Formulación del control MPC de voltaje y frecuencia	55
4.5. Resultados de simulación	57
4.5.1. Caso 1: Regulación de voltaje y frecuencia con limitación de corriente en una microrred con dos DER	59
4.5.2. Caso 2: Distribución de corriente en la microrred con múltiples DER	59
4.5.3. Caso 3: Respuesta de la microrred multi-DER ante sobrecarga	59
4.6. Falla de comunicación en el algoritmo de control propuesto	61
4.7. Resultados de control en tiempo real utilizando el emulador HIL RTDS	63
4.7.1. Activación del control secundario	64
4.7.2. Activación de las restricciones de corriente bajo condiciones de sobrecarga	64
4.7.3. Desconexión de la carga	66
4.8. Conclusiones	66
5. Conclusiones generales y trabajo futuro	68

A. Apéndices	70
A.1. Diagrama de Bode multivariable	70
A.2. Análisis de estabilidad de pequeña señal para la subred con la técnica de <i>droop</i> convencional	72
A.3. Impedancia virtual	74
A.4. Modelo de orden reducido	74
A.5. Método de dirección alterna de los multiplicadores	74
A.6. Control proporcional-integral con promedio distribuido	76

Índice de figuras

1.1. Microrred compuesta por n DERs.	2
2.1. Representación genérica del sistema de control del inversor fuente de voltaje. . .	10
2.2. Control predictivo basado en modelos para un VSI.	12
2.3. Configuración experimental para el MPC en un inversor fuente de voltaje. . . .	13
2.4. Respuesta en frecuencia del VSI en lazo abierto.	15
2.5. Respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado.	16
2.6. Polígono regular que aproxima las restricciones de la corriente i_{fdq}	17
2.7. Límite hexagonal que define la amplitud de voltaje en el plano $\alpha\beta$	18
2.8. Comparación de las respuestas simuladas del control PI jerárquico y la estrategia MPC propuesta ante perturbaciones de corriente de salida causadas por cambios abruptos en la carga resistiva.	23
2.9. Resultados experimentales para evaluar el seguimiento de referencia de la magnitud del voltaje del capacitor, considerando una referencia tipo escalón en $t = 2.60$ s.	24
2.10. Resultados experimentales bajo restricciones de voltaje activas, con una referencia de voltaje que excede el límite de voltaje impuesto en $t = 2.75$ s.	25
2.11. Resultados experimentales cuando se activa el límite de corriente de 3 A al conectar una resistencia de carga adicional de $23\ \Omega$ en $t \approx 2.66$ s.	26
3.1. Diagrama esquemático de la microrred.	30
3.2. Valores singulares del sistema original.	32
3.3. Comparación entre los diagramas de Bode multivariantes de valores singulares del modelo original y del modelo de orden reducido.	33
3.4. Diagramas de magnitud en el dominio de la frecuencia y límite de robustez. . .	35
3.5. Propuesta de diagrama de control primario.	36
3.6. Comparación de la respuesta en frecuencia entre el modelo reducido y el modelo original.	38
3.7. Sistema de subred para analizar los polos con la propuesta de control.	38
3.8. Marco de referencia común.	39
3.9. 5 polos dominantes del sistema.	41
3.10. Caso 1: Interconexiones dentro de la subred 1.	43

3.11.Caso 2: Impacto de la carga en la subred 1.	44
3.12.Caso 3: Interconexiones entre las dos subredes.	45
3.13.Caso 3: Conexiones y desconexiones de los DERs en la microrred.	46
3.14.Simulación en tiempo real del Caso 1: Interconexiones dentro de la subred 1. . .	46
3.15.Simulación en tiempo real del Caso 2: Impacto de la carga en la subred 1. . . .	46
4.1. Diagrama fasorial de la interacción DER-microrred.	53
4.2. Decágono utilizado para limitar la corriente de salida del VSI.	55
4.3. Control secundario distribuido basado en MPC para un sistema multiagente compuesto por cuatro DERs con impedancia compleja de acoplamiento.	58
4.4. Regulación de voltaje y frecuencia bajo distintos escenarios utilizando la pro- puesta de MPC multiagente.	60
4.5. Respuesta de corrientes bajo distintos escenarios utilizando la propuesta de MPC multiagente.	60
4.6. Voltaje de salida del DER 2 y su valor promedio.	61
4.7. Corriente de salida del DER 3 y valor de voltaje.	62
4.8. Respuesta de las corrientes en diferentes casos usando el control secundario MPC sin comunicación.	62
4.9. Montaje experimental.	63
4.10.Control secundario activado.	65
4.11.Restricciones de corriente activas en el DER 2.	65
4.12.Desconexión de la carga.	66
A.1. Diagrama de Bode multivariable para diferentes puntos de operación.	71
A.2. Ubicación de los puntos de operación.	71
A.3. Polos dominantes del sistema.	73
A.4. Regulación de voltaje y frecuencia bajo distintos escenarios utilizando la estra- tegia de control DAPI.	78
A.5. Respuesta de las corrientes en diferentes casos usando la estrategia de control DAPI.	78

Abreviaturas

Abreviaturas	Descripción
ADC	Convertidor analógico a digital
ADMM	Método de multiplicadores de dirección alterna
BESS	Sistemas de almacenamiento de energía en baterías
AC	Corriente alterna
DAPI	Control proporcional-integral distribuido promediado
DC	Corriente directa
MPC	Control predictivo basado en modelo
DER	Recurso energético distribuido
ER	Recurso energético
FCS-MPC	Control predictivo basado en modelo con conjunto de control finito
HIL	Hardware-in-the-loop
HMI	Interfaz hombre-máquina
HV	Redes de alta tensión
LQI	Regulador cuadrático lineal con acción integral
LQR	Regulador cuadrático lineal
LV	Redes de baja tensión
MAS	Sistema multiagente
MGCC	Controlador central de la microrred
MIMO	Múltiples entradas y múltiples salidas
MPC	Control predictivo basado en modelo
MSD	Control de caída multivariable estático
MV	Redes de media tensión
OSQP	Programación cuadrática con división de operadores
PC	Punto de acoplamiento
PCC	Punto de acoplamiento común
PV	Paneles fotovoltaicos
QP	Programación cuadrática
RHC	Control con horizonte móvil
SISO	Única entrada, única salida
TBR	Realización truncada balanceada
SVPWM	Modulador de ancho de pulso por vector espacial
VI	Impedancia virtual
VPD/FQB	Caída de voltaje-potencia activa y aumento de frecuencia-potencia reactiva
VSI	Inversor fuente de voltaje
WES	Sistema de energía eólica
ZLC	Control de nivel cero

1

Introducción

1.1 Planteamiento del problema, contexto y motivación

Una microrred es un sistema de distribución eléctrica descentralizado que integra unidades de generación distribuida (DERs), sistemas de almacenamiento de energía y cargas [1]. Este sistema puede operar como un sistema eléctrico aislado controlable localmente o bien conectarse al sistema eléctrico principal [2–5]. La configuración de una microrred depende de la funcionalidad requerida y, generalmente, opera en un rango de voltaje que abarca desde cientos de volts hasta varios kilovolts [6, 7]. Estas microrredes tienen la capacidad de suministrar potencia en un rango que va desde sistemas simples de cientos de kW hasta varios MW [6]. En el modo de operación conectado a la red, las microrredes se acoplan a la red de distribución en un punto de acoplamiento común (PCC). En modo isla la microrred regula el voltaje y la frecuencia del sistema para satisfacer la demanda energética, y cada DER que la compone se conecta a su respectivo punto de conexión (PC) en la microrred [1]. El uso de paneles fotovoltaicos, microturbinas y sistemas de almacenamiento en baterías requiere convertidores electrónicos de potencia como interfaz para su conexión al sistema eléctrico [7]. En microrredes con alta penetración de recursos energéticos distribuidos basados en inversores, el comportamiento dinámico y la estabilidad del sistema están dominados por las estrategias de control de dichos convertidores, encargados de regular el voltaje, la frecuencia y el intercambio de potencia [1]. Un convertidor *grid-following* (GFL) se limita a sincronizarse con la red existente, operando a una potencia establecida, sin aportar inercia ni soporte dinámico frente a variaciones [8]. En cambio, un convertidor *grid-forming* (GFM) puede establecer y regular activamente el voltaje y la frecuencia, comportándose como una fuente virtual similar a un generador síncrono [8].

El interés y la implementación de microrredes han aumentado en los últimos años debido a varios factores: (i) reducen la dependencia de combustibles fósiles (p. ej., gas, petróleo y carbón); (ii) disminuyen las pérdidas en transmisión al integrar fuentes renovables y DERs cerca de los centros de consumo; y (iii) representan una alternativa económicamente viable a la expansión de la transmisión, particularmente en zonas remotas, incrementando la capacidad para satisfacer la creciente demanda energética [9]. Además, la capacidad de operar tanto en modos conectado como en isla contribuye a la resiliencia del suministro eléctrico en situaciones de emergencia. Sin embargo, el uso de DERs con interfaz de inversor reduce la inercia del sistema eléctrico, lo que dificulta la aplicación de estrategias de control convencionales (como las ganancias de caída o *droop* por su nombre en inglés) para lograr la estabilización de voltaje y frecuencia de la microrred. Para abordar los desafíos del control de microrredes, se han desarrollado diversas variantes

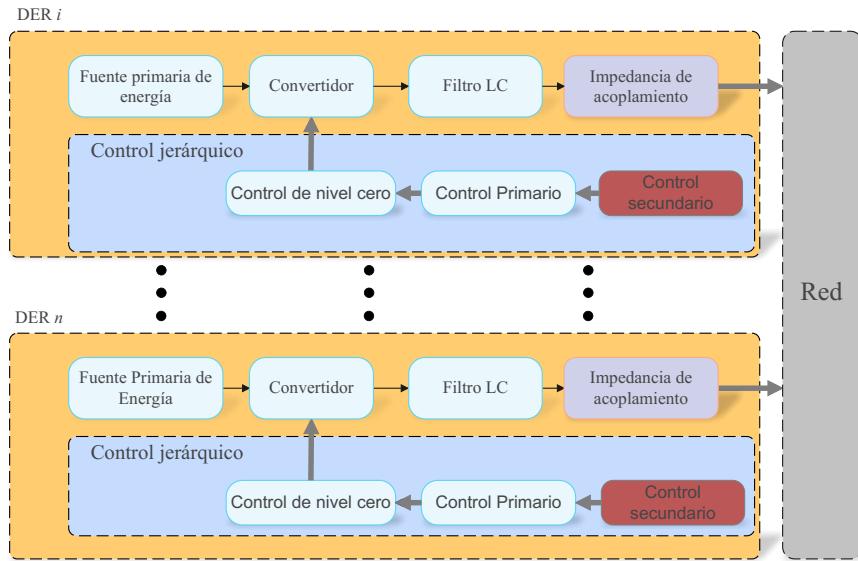


Figura 1.1: Microrred compuesta por n DERs.

de estrategias en cascada que aseguran un funcionamiento estable de microrredes autónomas alimentadas por DERs con interfaz de inversor [10–14]. La integración de DERs en un sistema de distribución requiere técnicas de control que garanticen la fiabilidad de la microrred, considerando factores como el flujo de potencia, la estabilidad, la incertidumbre y la baja inercia de los DERs [6].

Como ejemplo, la Figura 1.1 muestra una microrred compuesta por n DERs conectados en paralelo a la red eléctrica. Cada DER se construye de forma modular e integra tres componentes principales: una fuente primaria de energía en corriente continua, un convertidor electrónico de potencia que genera un voltaje trifásico a través de un filtro de salida, y una impedancia de acoplamiento que permite regular el flujo de potencia entre el DER y el resto de la microrred. Adicionalmente, la conexión de un transformador proporciona aislamiento galvánico y adecuación de niveles de tensión. Este diseño permite filtrar el voltaje generado para eliminar armónicos de alta frecuencia, mientras que el transformador proporciona impedancia entre el DER y la red. La operación de estos DERs se gestiona mediante un sistema jerárquico de tres niveles: control de nivel cero [1, 14–17], control primario [18–21] y control secundario [22–27]. El control de nivel cero tiene como objetivo regular la corriente en los semiconductores y el voltaje generado por el DER. Tradicionalmente, se implementa mediante el control del inversor tipo fuente de voltaje (VSI), utilizando una estructura en cascada con el control de corriente como lazo interno y el control de voltaje como lazo externo [1, 28]. Por otro lado, el control primario se encarga de estabilizar el voltaje y la frecuencia de operación, proporcionando la referencia de la magnitud y frecuencia del voltaje al control de nivel cero. Además, un adecuado control primario facilita la capacidad *plug-and-play* de los DERs en la microrred [29].

Los DER basados en inversores deben ser capaces de conectarse y desconectarse de la red eléctrica de forma suave, sin afectar negativamente la operación. En [30] se propone un inversor capaz de realizar transiciones suaves entre operación conectada a red y en modo isla, mediante una técnica de detección sinusoidal basada en variaciones del voltaje RMS. La estrategia de control reduce la distorsión armónica en ambos modos de operación y utiliza un control predictivo de voltaje para mejorar el desempeño transitorio. Sin embargo, el enfoque requiere la conmutación entre tres modos de control distintos y no considera explícitamente las restricciones bajo condiciones de sobrecarga local. En [31] se propone una estrategia para lograr una transición suave desde la operación conectada a red hacia la operación en isla. En modo conectado, los DER emplean un control alimentado a red con reguladores PI, mientras que durante la transición se activa una arquitectura en cascada con lazos de potencia, voltaje y corriente. Además, se incorporan términos de control adicionales basados en la potencia para mejorar el desempeño del control *droop*. Los resultados muestran una dinámica superior respecto a métodos más convencionales como el

control *droop* [1] ; sin embargo, el esquema requiere mecanismos de coordinación durante los cambios de modo y no contempla explícitamente los límites de corriente de los DER. En [32] se extiende el esquema clásico de control en cascada mediante un observador de perturbaciones, cuya estimación se inyecta en la referencia del lazo de corriente para mejorar la respuesta dinámica frente a técnicas tradicionales. Los autores emplean un *Phase-Locked Loop* (PLL) para sincronizarse con el voltaje de la red, mientras que en modo isla la fase del inversor se genera internamente. Este enfoque sienta las bases para incorporar mejoras adicionales. Una mejora introducida por [33] es la inclusión del ángulo de fase entre el DG y la red en el modelo de control y la integración de los lazos de voltaje y corriente en un controlador multivariable capaz de mitigar los efectos de acoplamiento, lo que evita el uso de una PLL. En [33] se presenta una estrategia de MPC descentralizada para DERs que operan tanto conectados a red como en isla, incorporando restricciones operacionales como límites de voltaje y capacidad máxima de corriente de los dispositivos. El modelo de control se basa en la dinámica del filtro LC y la impedancia de acoplamiento, mientras que el problema MPC se formula como una optimización cuadrática. Este enfoque ofrece una respuesta robusta ante perturbaciones y establece la base para integrar un lazo externo que permita el seguimiento de la referencia de voltaje y una distribución coordinada de potencia.

La estrategia presentada en [33] demuestra las ventajas de la técnica MPC al lograr un desempeño dinámico óptimo y permitir la imposición de restricciones dentro del algoritmo de control. Sin embargo, su aplicación generalizada en los lazos tradicionales de control de nivel cero y primario conlleva una carga computacional significativa, lo que puede limitar su implementación práctica en sistemas embebidos. En este contexto, surge como alternativa el uso de una arquitectura más tradicional para el lazo primario, en la cual el MPC se aplique únicamente sobre las variables críticas del sistema, mientras que las restantes se regulen mediante un control robusto, pero lineal. La hipótesis de este trabajo es que la implementación de MPC exclusivamente en el control de nivel cero —donde la dinámica es más rápida y las restricciones son más críticas para proteger la integridad de los inversores—, y un controlador lineal robusto en el nivel primario, permite alcanzar un desempeño comparable al de estrategias MPC primario, con menor costo computacional. Este enfoque busca equilibrar desempeño y factibilidad de implementación, y se evalúa mediante el desarrollo de un banco de pruebas orientado al diseño y validación de la estrategia de control propuesta.

Finalmente, el foco principal de este trabajo es el control secundario, cuyo objetivo es corregir las desviaciones de voltaje y frecuencia originadas por perturbaciones en los DERs de la microrred, garantizando una distribución adecuada de la potencia activa y reactiva entre los distintos recursos [22]. Tradicionalmente, el control secundario se ha implementado mediante una topología centralizada, en la cual un controlador central (MGCC) recibe las mediciones de cada unidad de la microrred y envía las señales de control al lazo primario para restaurar los valores de voltaje y frecuencia [15, 34, 35]. Esta estrategia es adecuada para microrredes con un número reducido de DERs ubicados a distancias cercanas [36]. Sin embargo, a medida que aumenta el número de DERs y la distancia entre estos y el MGCC, también crecen los costos de mantenimiento, la complejidad de la red de comunicación y se incrementa la probabilidad de errores en la comunicación. Un inconveniente importante de esta estructura centralizada es que, ante una falla en el MGCC, se pierde el control secundario en toda la microrred. Para superar estos problemas, se ha propuesto un control secundario distribuido, en el cual cada unidad DER cuenta con su propio control secundario y comparte información con los DERs vecinos y la red eléctrica [23, 35]. En este enfoque, cada unidad DER se modela como un agente autónomo que coopera para alcanzar objetivos globales de la microrred, conformando un sistema multiagente (MAS). Esta arquitectura elimina la necesidad de un controlador central de microrred (MGCC), habilita la capacidad *plug-and-play* de los controladores secundarios y facilita la expansión del sistema sin modificar la estructura existente.

La principal ventaja del control distribuido es su alta robustez, asociada al intercambio de información entre múltiples agentes. Esta interacción se modela mediante teoría de grafos y algoritmos de consenso [23, 37, 38], sin requerir un nodo central para la toma de decisiones [39, 40]. El control secundario distribuido se ha implementado típicamente mediante estrategias SISO (una entrada y una salida) con acción integral, orientadas a la regulación independiente de los lazos de voltaje y frecuencia, bajo el supuesto de desacople

entre estos lazos [22, 41]. Aunque este enfoque garantiza una operación estable de la microrred y un adecuado seguimiento de referencia gracias a la acción integral del control, un diseño óptimo y multivariable puede mejorar el desempeño dinámico de la microrred. Adicionalmente, el empleo de técnicas multiagente posibilitaría el diseño de un algoritmo de control con múltiples objetivos, permitiendo la coordinación de varios inversores que, en conjunto, convergen hacia el voltaje nominal, distribuyen la potencia entre los agentes y mantienen una operación estable y segura dentro de su rango nominal.

Considerando las limitaciones del control secundario reportadas en la literatura, este trabajo propone una estrategia de control secundario distribuido basada en MPC para microrredes, siguiendo una estructura jerárquica tradicional con dos capas de control internas: primario y nivel cero. El objetivo principal es diseñar un control secundario que utilice el modelo eléctrico del DER y la impedancia de interconexión con la microrred, considerando el lazo de control primario dentro del modelo y las restricciones operativas del sistema, habilitando la operación tanto en modo isla como en modo conectado a la red. Su implementación requiere un diseño previo de las capas internas de control, es decir, el control de nivel cero y el control primario. En este sentido, el trabajo aborda el sistema de control jerárquico considerando el caso más general y desafiante de una impedancia de acoplamiento compleja entre el DER y la microrred. Para el control de nivel cero, se propone una estrategia de control óptimo con restricciones (MPC), incorporando acción integral para garantizar un seguimiento preciso de la magnitud del voltaje. La inclusión de restricciones permite definir el rango de operación de la corriente nominal y limitar la capacidad del voltaje de salida del inversor. En el nivel primario, se emplea una estrategia de control multivariable basada en la técnica de control óptimo LQR, diseñada a partir de un modelo reducido para realimentar la corriente de salida, acelerando la convergencia del voltaje en el filtro LC.

La estructura de control propuesta permite regular el promedio de voltaje y la frecuencia de operación de la microrred, así como la distribución de corriente activa y reactiva, considerando una impedancia de interconexión con una relación X/R arbitraria, es decir, el control puede diseñarse independientemente del valor de X/R , condición que, hasta donde alcanza el conocimiento de los autores, no ha sido abordada previamente en la literatura. Adicionalmente, la arquitectura proporciona capacidad de *plug-and-play* para los DERs que componen la microrred. En este contexto, se analizan los desafíos asociados a la operación de los inversores durante la conmutación entre los modos GFL y GFM, proponiendo una solución basada en un algoritmo MPC que regula la distribución de corriente, el voltaje y la frecuencia de operación. Asimismo, se incorpora una restricción sobre el rango nominal de corriente como medida de seguridad, lo que implica sacrificar la regulación de voltaje bajo condiciones de sobrecarga de la red.

1.2 Hipótesis

Las principales hipótesis de esta tesis se formulan en torno a los desafíos del control jerárquico de microrredes:

- El control de nivel cero puede implementarse mediante una estrategia MPC con acción integral, incorporando la prealimentación de la corriente de salida para acelerar la convergencia del voltaje.
- El modelo dinámico que describe el acoplamiento del DER con la microrred y el lazo de control primario puede integrarse en el control secundario distribuido basado en modelo (MPC), mejorando el desempeño dinámico y permitiendo limitar la corriente de salida del DER.
- El uso de un controlador MPC permite el seguimiento del voltaje promedio y de la frecuencia de la microrred, logrando simultáneamente una distribución adecuada de las corrientes activa y reactiva, así como la limitación de la corriente en cada DER.
- El controlador predictivo basado en modelos con conjunto de control continuo (MPC) es adecuado para la arquitectura de control distribuido propuesto, y puede resolverse eficientemente mediante el método de multiplicadores de direcciones alternas (ADMM).

1.3 Publicaciones asociadas

Esta tesis ha dado lugar a dos artículos en revista y tres publicaciones en conferencias, en los cuales el autor de esta tesis figura como autor principal. Adicionalmente, durante el desarrollo de la tesis, el autor participó y contribuyó a la publicación de un artículo de revista y tres artículos de conferencia en temáticas estrechamente relacionadas con el contenido de esta investigación.

1.3.1 Publicaciones, manuscritos en revisión y contribuciones a conferencias derivadas de la tesis

- [1] López Ahuar, R., Andrés Mora, Angel L. Cedeño, Juan C. Agüero, César A. Silva, “Distributed MPC-Based Secondary Control including Power Sharing in Islanded AC Microgrids with Complex Coupling Impedances,” *Electric Power Systems Research*, 2026.

Abstract: This paper presents a distributed secondary control scheme for voltage and frequency regulation in AC microgrids, based on the synergistic interaction between a consensus algorithm and local MPC controllers. The consensus algorithm provides voltage amplitude and frequency references, while the MPC ensures accurate tracking of these references with high dynamic performance and explicit constraint handling. This structure enables coordinated voltage and frequency support while limiting the current contribution of individual distributed energy resources (DERs) within safe operating limits, using only local measurements and nearest-neighbor communication. Given that microgrids are typically deployed at medium or low voltage levels, where the assumption of highly inductive line impedances does not hold, the technique is formulated for systems with arbitrary X/R ratios and can be tuned for a specified ratio at commissioning. Accordingly, the formulation incorporates steady-state complex line impedance into the consensus protocol to define references for a constrained optimization problem with primary control closed-loop dynamics in the prediction model. This problem is formulated as a quadratic program (QP) and solved using the Alternating Direction Method of Multipliers (ADMM). The proposed approach enforces steady-state DER current limits, and ensures appropriate power sharing among DERs, provided these objectives are compatible with the current constraints. The effectiveness of the method is demonstrated through PSCAD/EMTDC simulations of a low-voltage microgrid, showing improved transient performance compared with the Distributed Averaging Proportional-Integral (DAPI) technique. Moreover, the computational feasibility of the proposed MPC implementation is validated on an Imperix B-Board PRO using RTDS-based hardware-in-the-loop emulation.

- [2] López Ahuar, R., Figueroa, D., Agüero, J. C., and Silva, C. A., “Experimental Validation of Offset-Free Model-Based Predictive Control in Voltage Source Inverters for Grid Connected and Microgrids Applications,” *Applied Sciences*, vol. 15, no. 3, p. 1567, 2025.

Abstract: This article presents the experimental validation of a model-based predictive control (MPC) strategy for the safe interconnection of voltage source inverters (VSI) with output LC filter for grid connection of DC energy resources. The MPC is formulated as a quadratic programming (QP) problem and solved using the operator splitting quadratic programs (OSQP). The proposed approach incorporates integral action to achieve precise voltage magnitude reference tracking while accounting for modulated voltage limits and nominal current constraints within the control design. The effectiveness of the proposed strategy is validated through simulations conducted in MATLAB, demonstrating superior dynamic performance compared to the traditional hierarchical PI control. The implementation of the proposed MPC is experimentally verified on a VSI setup using the dSPACE MicroLabBox. The results confirm that the computational requirements are satisfied, establishing this approach as a practical alternative for modern power electronic systems. The proposed MPC for VSIs offers an effective approach to enforce

cing operational constraints, improving dynamic performance, and facilitating the robust integration of renewable energy sources in microgrids.

- [3] López Ahuar, R., Mora, A., Agüero, J. C., & Silva, C. A. (2026). *Static Primary Controller for Robust Integration of Inverter-Based Energy Sources in Microgrids*. In *Proceedings of the 2026 IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)* (accepted for publication).

Abstract: This article proposes a multivariable static output feedback control strategy for the primary control of inverter-interfaced distributed energy resources (DERs) in AC microgrids. The approach preserves the simple implementation of droop control by adjusting frequency and voltage magnitude proportionally to active and reactive currents. However, its multivariable matrix gain provides enhanced dynamic performance, making it applicable to microgrid systems with arbitrary X/R ratio interconnection impedances and lines. To adjust the feedback gain, an approximate second-order model is obtained through model reduction, to which the optimal Linear Quadratic Regulator (LQR) method is applied. The control strategy is validated through time-domain simulations of a four-DER microgrid in PSCAD/EMTDC. The simulation results demonstrate good dynamic performance, with significantly improved damping compared to the virtual impedance method.

- [4] López Ahuar, R. and Silva, C., “Small-Signal Analysis Framework for Microgrids,” in *IECON 2024 – 50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1–6, IEEE, Nov. 2024.

Abstract: The primary control law in Distributed Energy Resources (DERs) within a microgrid strongly influences its dynamic response and can determine its stability. This control law involves the feedback of the active and reactive power or the dq currents at a local reference frame to compute the converter’s voltage and frequency. This study discusses a methodology for the small-signal stability analysis including the phase angle between the DERs and their point of coupling as part of the system state. The system is represented in a common reference frame rotating appropriately the primary control law, and the operating point is determined by solving a nonlinear system of equations. This method is akin to load flow analysis but includes the effect of the control law, and hence is more accurate. Subsequently, the system is linearized to compute its modes. The stability analysis is exemplified on a 10 kVA simulation microgrid prototype with two DERs. The results show variations in system response under different droop designs and provide valuable insights into the system response and its local stability.

- [5] López Ahuar, R., Figueroa, D., Guzmán, J., and Silva, C., “Linear Quadratic Tracker in Multi-Agent Systems,” in *IECON 2024 – 50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1–6, IEEE, Nov. 2024.

Abstract: This paper proposes a distributed secondary voltage control for microgrids based on a linear quadratic tracker. The controller in each distributed energy resource (DER) utilizes local measurements, nearest-neighbor communication, and the properties of the coupling complex impedance to implement the secondary control law. The control parameters are tuned to achieve the desired response speed by minimizing a cost function that includes the dynamic model as an equality constraint. The resulting optimal control is easy to design, and its effectiveness is verified through simulations of a microgrid test system in PSCAD/EMTDC.

1.3.2 Publicaciones en colaboración en temáticas relacionadas con la tesis

- [1] Cedeño, A. L., López Ahuar, R., Rojas, J., Carvajal, G., Silva, C., and Agüero, J. C., “Model predictive control for photovoltaic plants with non-ideal energy storage using mixed integer linear programming,” *Energies*, vol. 15, no. 17, p. 6427, 2022.

Abstract: This paper proposes a model-based predictive control strategy based on mixed-integer linear programming for a photovoltaic power plant with battery energy storage. The control objective is to maximize the revenues from energy delivered from both photovoltaic panels and batteries to the grid in a deregulated electricity market. For each control interval, the proposed algorithm incorporates information on solar radiation, market prices, and the state of charge of the batteries to determine the intervals of energy injection into the grid to maximize the economic benefits. The proposed strategy considers the rate-based variable efficiency in the battery model and time-varying energy prices, thus providing a more general implementation than previous schemes proposed in the literature for the same purpose. Simulations considering the operational procedures of the Spanish market as a case study show that, by integrating the battery efficiency in the model, the proposed control strategy increments the economic benefits in 21 % compared to previous results reported in the literature for the same operational conditions. Additionally, the proposed approach reduces the number of charge and discharge cycles, potentially extending the lifespan of batteries.

- [2] Figueroa, D., Guzmán, J., Acosta, I. A., López Ahuar, R., Pérez-Ibacache, R., and Silva, C. A., “Distributed Energy Resources with LCL Filter Control and Protection Using Model Predictive Control,” in *2024 IEEE International Conference on Automation / XXVI Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, pp. 1–6, IEEE, Oct. 2024.

Abstract: In this paper, a primary Model-based Predictive Control (MPC) for Distributed Energy Resources (DERs) is studied. This primary control regulates voltage and frequency, and has the capacity to set a predefined operation point while simultaneously imposing security constraints on the inverter’s output current. To achieve these objectives, the MPC takes into account the LCL filter dynamics to increase the prediction accuracy of the system. The MPC algorithm is formulated as a Quadratic Programming (QP) problem which is solved using a first-order optimization method. To validate this approach, simulation results using MATLAB/SIMULINK and PLECS are presented. The results confirm the efficacy of the proposed primary control method.

- [3] Muñoz, D., Cedeño, A. L., López Ahuar, R., Agüero, J. C., and Silva, C., “Model Predictive Control with Circular Constraints for Distributed Energy Resources,” in *2024 IEEE International Conference on Automation / XXVI Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, pp. 1–6, IEEE, Oct. 2024.

Abstract: This paper presents a Model-based Predictive Control (MPC) strategy for regulating current in inverter-interfaced distributed energy resources by implementing circular constraints. Unlike traditional MPC implementations that often rely on polytopic approximations, our approach employs quadratic constraints to more accurately represent the physical limitations of the power converter. The main contribution of this work lies in the necessary transformations to apply circular constraints in MPC within the context of power electronics. The control problem is formulated as a quadratically constrained quadratic program (QCQP), with optimization performed using MATLAB’s *fmincon* command. Simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed MPC framework in ensuring stable and secure operation, highlighting the advantages of directly incorporating circular constraints for enhanced performance.

- [4] López Ahuar, R., Cedeño, A. L., Agüero, J. C., and Silva, C., “Distributed Secondary Control Based on MPC for Microgrids,” in *2023 IEEE Chilean Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, pp. 1–6, IEEE, Dec. 2023.

Abstract: In this paper, a distributed secondary MPC control for microgrids based on a multi-agents technique is proposed. This secondary control regulates voltage and frequency, and at the same time imposes restrictions on the output current of each DER. This ensures an adequate current level for

electronic converters. To achieve these objectives, the predictive model incorporates the inner primary control loop and utilizes partial information about the microgrid acquired from neighboring DERs, following a multiagent consensus approach. The MPC algorithm is formulated as a Quadratic Programming problem and is solved using a Primal-Dual Interior-Point optimization method. To validate this approach, simulation results are presented, conducted with MATLAB/Simulink and the Simscape toolbox. The results confirm the efficacy of the proposed secondary control method.

- [5] Escárate, J., López Ahuar, R., Cedeño, A. L., Agüero, J. C., Silva, C., and Carvajal, G., “FPGA Implementation of ADMM for Model Predictive Control in a DC/AC Converter,” in *2022 IEEE International Conference on Automation / XXV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, pp. 1–6, IEEE, Oct. 2022.

Abstract: This work reports the design and evaluation of an implicit Model Predictive Control scheme tailored for regulating the output voltage of Distributed Energy Resources implemented on an Field Programmable Gate Array. Traditionally, the intrinsic complexity of the design and development stages for implementing optimization algorithms in hardware has precluded the use of implicit formulations of MPC schemes for the control of DERs. In this work, we evaluate the possibilities provided by modern High-Level Synthesis tools to facilitate the fast-prototyping of implicit MPC schemes in reconfigurable logic devices that can overcome typical software limitations in terms of execution time and real-time requirements. In specific, we report a case-study that simulates a DER system controlled through an MPC scheme that uses the iterative Alternating Directions Method of Multipliers (ADMM) to solve the related optimization problem required for each control sampling interval. Experimental results using a Xilinx ZCU104 platform show that implementing the core of the ADMM algorithm in hardware reduces up to 10x the execution time of an MPC iteration in comparison to a software implementation executing in the same platform. The results provide experimental evidence about the potential of FPGAs for the implementation of advanced control schemes for DERs operating in microgrids.

2

Control predictivo basado en modelos con acción integral para inversores fuente de tensión

2.1 Introducción

Los inversores fuente de voltaje (VSI, por sus siglas en inglés) son una interfaz común en los sistemas modernos de potencia, facilitando la conversión entre los dominios de corriente continua (CC) y corriente alterna (CA) [10, 42]. Estos dispositivos se utilizan ampliamente en diversas aplicaciones tecnológicas, como sistemas avanzados de accionamiento de motores [43, 44], sistemas de energía renovable y recursos energéticos distribuidos (DERs, por sus siglas en inglés) [45].

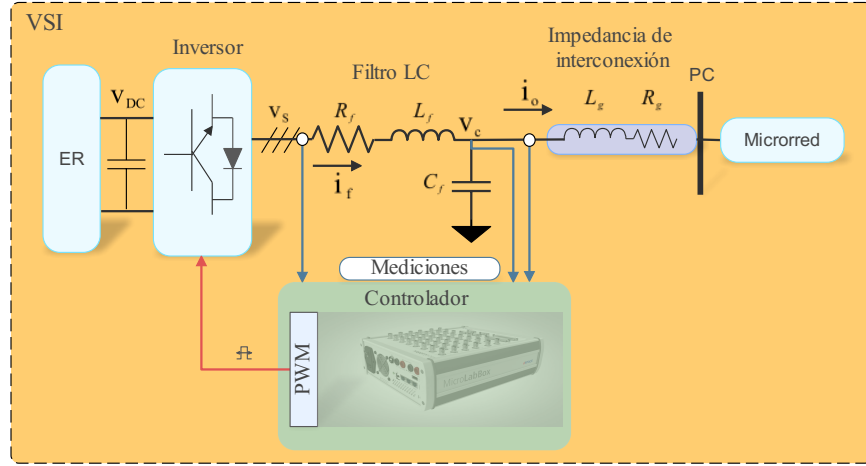


Figura 2.1: Representación genérica del sistema de control del inversor fuente de voltaje.

La Figura 2.1 muestra una representación genérica del sistema de control del inversor fuente de voltaje. El recurso energético (ER) generalmente consiste en fuentes de energía continua como paneles fotovoltaicos (PV) [46], sistemas de almacenamiento de energía en baterías (BESS) [47] o sistemas de energía eólica con rectificación (WES) [48]. El inversor convierte la tensión de CC del ER en CA y se conecta a través de un filtro LC para atenuar los armónicos de alta frecuencia. La conexión con la microrred se realiza mediante una impedancia de interconexión al punto de acoplamiento (PC), la cual es usualmente proporcionada por la impedancia de cortocircuito de un transformador que además aporta aislamiento galvánico. Este sistema está equipado con sensores para medir las tensiones y corrientes necesarias para el controlador del VSI. El objetivo del control del VSI es lograr el seguimiento de la referencia de la tensión de salida del filtro LC. La acción de control se envía a un modulador por ancho de pulsos (PWM) para generar las señales de disparo del inversor [49, 50]. El control de tensión del filtro LC requiere estrategias avanzadas en comparación con el control de corriente en convertidores conectados a la red [49]. Generalmente, se emplean estrategias de control en cascada con reguladores proporcional-integral (PI) [51], [52]. Estas estrategias tienen la ventaja de permitir imponer restricciones sobre la corriente del convertidor mediante la limitación de su referencia; sin embargo, presentan un desempeño dinámico limitado [53].

Para mejorar el desempeño dinámico de este lazo, el control del VSI se puede implementar mediante estrategias de control de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) [52]. No obstante, este enfoque suele mantener la estructura de control en cascada. También se ha propuesto el control por realimentación de estados con compensación de perturbaciones [14], logrando cumplir con los objetivos de desempeño dinámico. Sin embargo, esta estrategia no permite imponer las restricciones a las corrientes del convertidor. El control de VSIs puede formularse mediante el Control Predictivo Basado en Modelo (MPC) para lograr un desempeño dinámico consistente con el control óptimo MIMO, siempre que no se violen las restricciones operativas. El MPC ofrece la ventaja distintiva de incorporar directamente restricciones operativas y físicas en el proceso de diseño del control [54], superando eficazmente las limitaciones de desempeño de las

estructuras de control jerárquico. Este tema ha despertado un gran interés en los últimos años, lo que ha llevado a investigadores a proponer diversas estrategias MPC para VSIs [55–57]. En [55], se propone un MPC implícito utilizando un método de conjunto activo personalizado para resolver el problema de optimización. La complejidad computacional estimada del algoritmo es cinco veces menor que las formulaciones MPC explícitas, pero solo para un horizonte de predicción de uno, y los resultados presentados se limitan a simulaciones. En [57], se presentan resultados de simulación en MATLAB/Simulink que muestran el uso de un control predictivo basado en modelo con conjunto de control finito (FCS-MPC) y horizonte uno para el control de tensión de VSIs en una microrred autónoma de CA controlada por caída de tensión. Ninguno de los dos trabajos anteriores incorpora integración para la regulación de la tensión.

En general, la estrategia MPC puede formularse como un problema de QP, minimizando una función de costo cuadrática sujeta a restricciones lineales [58, 59]. Existen varios *solvers* disponibles para problemas QP, como MOSEK [60], GUROBI [61], ECOS [62] y OSQP [63]. La selección adecuada del *solver* es crucial para cumplir con los requisitos de tiempo en sistemas dinámicos rápidos. En [63], los autores presentan una evaluación comparativa de OSQP frente a MOSEK, GUROBI y ECOS. Este estudio muestra que el *solver* OSQP [64], basado en el método de dirección alterna de los multiplicadores (ADMM), tiene tiempos de respuesta rápidos y un desempeño confiable en comparación con otras alternativas. Además, es de código abierto y adecuado para implementaciones embebidas. Adicionalmente, otras implementaciones de ADMM han sido ampliamente estudiadas para aplicaciones en sistemas de electrónica de potencia [65–67].

Contribución

En este capítulo se propone un MPC para el control de un inversor fuente de voltaje. El algoritmo propuesto se formula en base a criterios de desempeño dinámico e incorpora acción integral para mitigar errores no modelados y perturbaciones del sistema. El MPC se formula como un problema QP, donde el modelo dinámico predictivo se incluye como una restricción de igualdad lineal, y las restricciones físicas y operativas se expresan como desigualdades lineales. Las simulaciones en MATLAB demuestran el desempeño superior del enfoque propuesto en comparación con el control PI jerárquico convencional. El problema de optimización se resuelve utilizando el algoritmo OSQP, logrando ejecución en tiempo real con un tiempo de cómputo promedio de aproximadamente 70 μ s en el controlador MicroLabBox de dSPACE, lo que confirma su idoneidad para aplicaciones en microrredes.

2.2 Materiales y métodos

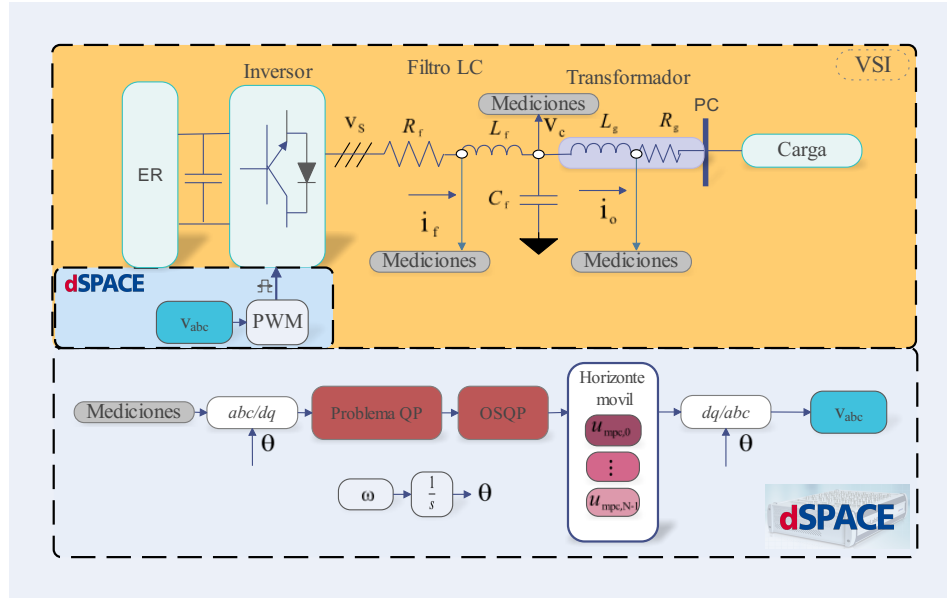


Figura 2.2: Control predictivo basado en modelos para un VSI.

La Figura 2.2 muestra el esquema del inversor fuente de voltaje y el sistema de control de voltaje propuesto. Para centrarse exclusivamente en el control de voltaje, se excluye la interacción con la red en este estudio, y el inversor se conecta a una carga resistiva local. El controlador obtiene las mediciones del voltaje de salida, la corriente del filtro y la corriente de salida. Posteriormente las variables medidas se rotan a un sistema de coordenadas sincrónico dq que se utilizan para formular un problema QP. El problema de control óptimo se resuelve utilizando el algoritmo OSQP en un horizonte móvil. Las acciones de control resultantes se transforman en coordenadas abc y se aplican utilizando modulación PWM. Los parámetros del *setup* experimental de laboratorio utilizado en este estudio se resumen en la Tabla 2.1. La Figura 2.3 muestra la

Tabla 2.1: Parámetros del sistema.

Parámetros del Sistema	Valor	Observación
v_{dc}	300 V	Bus de CC
i_n	10 A	Corriente nominal
L_f	5 mH	Inductancia del filtro
C_f	12 μ F	Condensador del filtro
R_f	0.065 Ω	Resistencia del filtro
ω	$2\pi 50$ rad/s	Frecuencia nominal
T_s	200 μ s	Tiempo de muestreo

configuración experimental utilizada para evaluar el control MPC propuesto para el VSI.

En el *setup* experimental, el recurso energético (ER) se emula utilizando una fuente de alimentación regenerativa de corriente continua Chroma 62060, que proporciona el voltaje de enlace de CC necesario para un inversor trifásico Semikron. Se implementa un filtro LC para atenuar las armónicas de alta frecuencia en el voltaje trifásico (v_s) y generar un voltaje de salida suave en el condensador (v_c). La configuración del VSI incluye un transformador de salida, modelado como una impedancia serie desconocida para fines de control, que está conectado a un banco de resistores en estrella con una resistencia de 47 Ω por fase. Además, un



Figura 2.3: Configuración experimental para el MPC en un inversor fuente de voltaje.

banco de resistores en estrella de $23 \, \Omega$ se conecta en paralelo a través de un interruptor para introducir una perturbación de carga en el sistema. Las corrientes del filtro, los voltajes de salida y las corrientes de salida se miden utilizando tarjetas de sensores diseñadas e implementadas en el laboratorio. Finalmente, el dSPACE MicroLabBox adquiere estas mediciones a través de sus canales analógico-digitales (ADC) para fines de control.

2.3 Modelo del filtro LC para el control del VSI

Esta sección proporciona una breve descripción del modelo dinámico del VSI y del filtro utilizado en el sistema experimental para este estudio. El modelo dinámico del filtro se expresa en el sistema de referencia síncrono dq aplicando las transformaciones de Clarke y Park (2.1) y (2.2):

$$\begin{bmatrix} v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ca} \\ v_{cb} \\ v_{cc} \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{c\alpha} \\ v_{c\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

En (2.2), el ángulo θ se determina integrando la frecuencia de referencia de la tensión del condensador ($\theta = \int \omega dt$). El modelo dinámico resultante del filtro LC se describe mediante las siguientes ecuaciones [14, 65]:

$$\begin{aligned} L_f \frac{d\mathbf{i}_f}{dt} &= -R_f \mathbf{i}_f - j\omega L_f \mathbf{i}_f - \mathbf{v}_c + \mathbf{v}_s, \\ C_f \frac{d\mathbf{v}_c}{dt} &= \mathbf{i}_f - j\omega C_f \mathbf{v}_c - \mathbf{i}_o. \end{aligned} \quad (2.3)$$

donde $\{L_f, R_f, C_f\}$ son los parámetros del filtro LC, $\mathbf{i}_f = [i_{fd} \ i_{fq}]^\top$ es el vector de corriente en el inductor, $\mathbf{v}_s = [v_{sd} \ v_{sq}]^\top$ es el vector de voltaje modulado del inversor, y $\mathbf{i}_o = [i_{od} \ i_{oq}]^\top$ es el vector de la corriente de salida. Las ecuaciones (2.3) se pueden expresar en un modelo de espacio de estado continuo, donde el voltaje y la corriente se separan en sus componentes reales e imaginarias:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & \omega & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ -\omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C_f} & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_{fq} \\ v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{v}_s + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \mathbf{i}_o, \\ \mathbf{y} &= [\mathbf{0}_{2 \times 2} \ \mathbf{I}_{2 \times 2}] \begin{bmatrix} i_{fd} & i_{fq} & v_{cd} & v_{cq} \end{bmatrix}^\top. \end{aligned} \quad (2.4)$$

El sistema de ecuaciones (2.4) puede expresarse en su forma compacta como:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{B}_p \mathbf{i}_o, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

A partir de (2.5), la representación del sistema en espacio de estado discreto se deriva utilizando un periodo de muestreo T_s , como se detalla en [14, 65]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{t+1} &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}_t + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_t + \mathbf{B}_{pd} \mathbf{i}_{o,t}, \\ \mathbf{y}_t &= \mathbf{C} \mathbf{x}_t, \end{aligned} \quad (2.6)$$

donde

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= e^{\mathbf{A}T_s}, \\ \mathbf{B}_d &= \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\eta} d\eta \ \mathbf{B}, \\ \mathbf{B}_{pd} &= \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\eta} d\eta \ \mathbf{B}_p. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Las matrices del modelo discreto en (2.7) se obtienen mediante la formulación integral usando el comando `c2d` de MATLAB. El modelo en tiempo discreto en (2.6) sirve como base para desarrollar el modelo de predicción necesario para el control MPC. En este trabajo, se utiliza la respuesta en frecuencia multivariable del modelo en (2.6) para establecer los criterios de diseño del control en lazo cerrado.

La Figura 2.4 muestra los valores singulares en función de la frecuencia, lo que permite aplicar definiciones del ancho de banda del sistema en lazo abierto. Aunque el modelo es estable, presenta puntos de resonancia cercanos a 4500 rad/s y 5000 rad/s. Por lo tanto, el diseño del controlador debe garantizar robustez para mitigar eficazmente estas oscilaciones a las frecuencias de resonancia. Además, es crucial imponer restricciones de corriente, teniendo en cuenta la corriente nominal de los semiconductores de potencia del VSI, y asegurar un voltaje de modulación que permita un funcionamiento seguro. Las restricciones de magnitud de voltaje en la salida del convertidor, que actúa como entrada al filtro LC, junto con las restricciones de corriente del sistema, se incluyen en la formulación del problema de optimización del MPC. La formulación del MPC requiere que estas restricciones se expresen como desigualdades lineales mediante el enfoque de

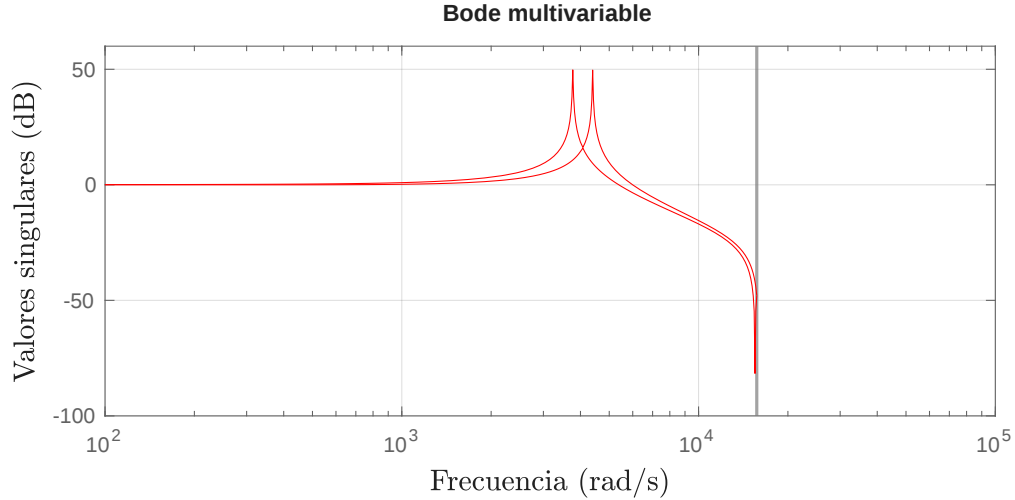


Figura 2.4: Respuesta en frecuencia del VSI en lazo abierto.

programación cuadrática (QP) [54, 59]. Sin embargo, para controlar el VSI en coordenadas dq , es necesario aproximar estas restricciones a fin de cumplir con los requisitos de restricciones lineales. Para abordar estos problemas, este trabajo adopta las aproximaciones propuestas en [33], utilizando restricciones poligonales tanto para el voltaje modulado como para las restricciones de corriente.

2.4 Control óptimo con seguimiento de referencia del voltaje de salida del VSI

Esta sección introduce el seguimiento de referencia para la magnitud del voltaje del condensador utilizando el método de regulador cuadrático lineal con acción integral (LQI) [68], es decir, sin considerar restricciones. La acción integral tiene como objetivo rechazar los errores de modelado y las perturbaciones en el sistema descrito en (2.6). Para lograr esto, se introducen nuevos estados aumentados para incluir la integral del error de seguimiento deseado. El modelo dinámico de los estados aumentados se expresa como:

$$\begin{bmatrix} s_{1,t+1} \\ s_{2,t+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{1,t} \\ s_{2,t} \end{bmatrix} + (\mathbf{y}_t - \mathbf{r}). \quad (2.8)$$

donde $[s_{1,t} \ s_{2,t}]^\top$ son los estados aumentados y $\mathbf{r}$ es la referencia de voltaje. Usando (2.8) y tratando la corriente de salida ($\mathbf{i}_o$) como una perturbación no medida, el modelo en (2.6) se expande de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{e,t+1} &= \mathbf{A}_e \mathbf{x}_{e,t} + \mathbf{B}_e \mathbf{u}_t + \mathbf{B}_{pe} \mathbf{i}_{o,t}, \\ \mathbf{y}_t &= \mathbf{C}_e \mathbf{x}_{e,t}, \end{aligned} \quad (2.9)$$

donde el estado aumentado es $\mathbf{x}_{e,t} = [i_{fd,t}, i_{fq,t}, v_{cd,t}, v_{cq,t}, s_{1,t}, s_{2,t}]^\top$, y las matrices del sistema aumentado son:

$$\mathbf{A}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{0}_{4 \times 2} \\ \mathbf{C} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_e = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_d \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{pe} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{pd} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_e = [\mathbf{C} \ \mathbf{0}_{2 \times 2}]. \quad (2.10)$$

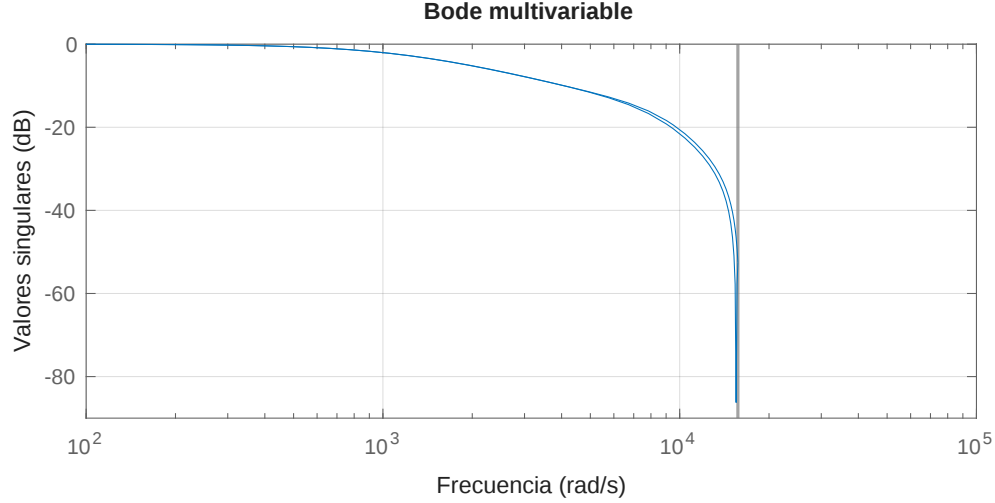


Figura 2.5: Respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado.

La matriz de retroalimentación de control se obtiene resolviendo el siguiente problema de optimización:

$$\min \sum_{k=0}^{\infty} \left(\mathbf{x}_{e,k}^{\top} \mathbf{Q} \mathbf{x}_{e,k} + \mathbf{u}_{e,k}^{\top} \mathbf{R} \mathbf{u}_{e,k} \right), \quad (2.11)$$

$$\text{st: } \mathbf{x}_{e,k+1} = \mathbf{A}_e \mathbf{x}_{e,k} + \mathbf{B}_e \mathbf{u}_{e,k}, \quad (2.12)$$

donde $\{\mathbf{Q}, \mathbf{R}\} > \mathbf{0}$ son matrices de ponderación que definen el desempeño deseado del lazo cerrado del sistema. Es necesario limitar el ancho de banda del sistema en lazo cerrado para garantizar un diseño robusto y mitigar las resonancias del sistema. Por otro lado, mantener un ancho de banda suficientemente alto es crucial para mejorar el desempeño dinámico del lazo de control. Este equilibrio se logra ajustando los valores de $\mathbf{Q}$ y $\mathbf{R}$. Siguiendo la metodología propuesta en [69], las matrices se configuran como $\mathbf{Q} = \text{diag}(\mathbb{I}_{4 \times 4}, \rho_1 \mathbb{I}_{2 \times 2})$ y $\mathbf{R} = \rho_2 \mathbb{I}_{2 \times 2}$. Así, el diseño del controlador se reduce a la sintonización de los parámetros ρ_1 y ρ_2 , lo que permite alcanzar el ancho de banda deseado en el lazo cerrado. La ley de control LQI está dada por:

$$\mathbf{u}_t = -\mathbf{K}_{\infty} \mathbf{x}_{e,t}, \quad (2.13)$$

con $\mathbf{K}_{\infty} = (\mathbf{B}_e^{\top} \mathbf{S} \mathbf{B}_e + \mathbf{R})^{-1} \mathbf{B}_e^{\top} \mathbf{S} \mathbf{A}_e$ la matriz de ganancia óptima, y $\mathbf{S}$ la solución de Riccati, y la matriz de transición del sistema en lazo cerrado está dada por:

$$\mathbf{A}_{\text{closed}} = \mathbf{A}_e - \mathbf{B}_e \cdot \mathbf{K}_{\infty}. \quad (2.14)$$

La Figura 2.5 muestra la respuesta en frecuencia multivariable del sistema en lazo cerrado con los parámetros $\rho_1 = 7e - 2$ y $\rho_2 = 5e - 2$. Este criterio de diseño asegura el amortiguamiento de las frecuencias críticas cercanas a 4500 rad/s y 5000 rad/s, y ganancia cero en DC, es decir, logrando el seguimiento de la referencia en estado estacionario. Si bien el sistema presenta físicamente resonancias debido al filtro LC, tal como se observa en la Figura 2.4, en este trabajo el amortiguamiento se logra de forma activa mediante el diseño del control: el controlador LQI se diseña para rechazar perturbaciones de alta frecuencia y proporcionar el amortiguamiento activo, ubicando de manera óptima los polos del lazo cerrado y evitando así que dichas oscilaciones se manifiesten en la respuesta mostrada en la Figura 2.5. Sin embargo, es esencial reformular este problema como un problema de optimización QP para abordar las restricciones físicas y operacionales. La siguiente sección introduce los límites de seguridad en el marco de MPC, lo cual conduce a una formulación del problema de control con restricciones y con integración explícita [70].

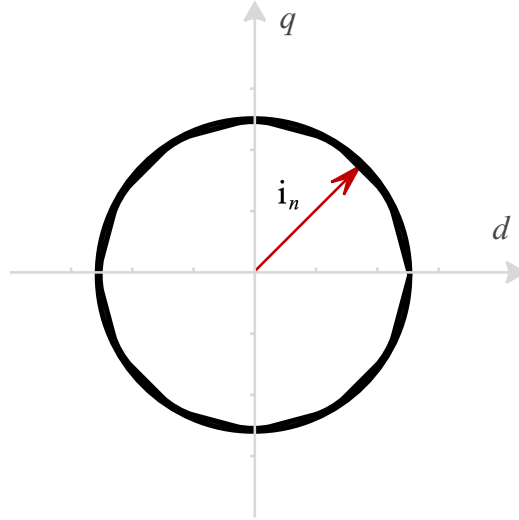


Figura 2.6: Polígono regular que aproxima las restricciones de la corriente i_{fdq} .

2.5 Límites de seguridad del VSI

Para asegurar que la corriente se mantenga dentro del rango nominal, es fundamental restringir la corriente de salida del convertidor (i_{fdq}) a un límite circular con radio $r = i_n$, donde i_n representa la corriente nominal del inversor. Como se mencionó anteriormente, estas restricciones deben ser reformuladas como desigualdades lineales. En este estudio, esta reformulación se logra aproximando el círculo con un dodecágono regular, tal como se muestra en la Figura 2.6. La capacidad de generación de corriente cubre el 95.5 % de la circunferencia total, sacrificándose el restante debido a la aproximación. Esta estrategia garantiza un control rápido y robusto, manteniendo la operación dentro de los límites seguros del semiconductor. No obstante, supone un *trade-off* entre la precisión de la restricción de corriente y el costo computacional del *solver* de optimización. Las restricciones de corriente i_{fdq} mostradas en la Figura 2.6 pueden expresarse como desigualdades utilizando identidades trigonométricas, como se detalla a continuación:

$$\mathbf{l}_x \leq \mathbf{J}\mathbf{x}_k \leq \mathbf{u}_x, \quad (2.15)$$

donde los vectores y matrices se definen como:

$$\mathbf{l}_x = i_n \begin{bmatrix} 3.73 \\ 1.36 \\ 1.00 \\ 1.00 \\ 1.36 \\ 3.73 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 3.73 & 1.00 & 0.00 & 0.00 \\ 1.00 & 1.00 & 0.00 & 0.00 \\ 0.27 & 1.00 & 0.00 & 0.00 \\ -0.27 & 1.00 & 0.00 & 0.00 \\ -1.00 & 1.00 & 0.00 & 0.00 \\ -3.73 & 1.00 & 0.00 & 0.00 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_x = -\mathbf{l}_x. \quad (2.16)$$

En (2.15), las restricciones de corriente se representan utilizando una matriz constante ($\mathbf{J}$) y un vector parametrizado por i_n , lo que permite la generalización para diversas capacidades de generación del VSI. Por otro lado, la actuación de voltaje se logra mediante modulación por ancho de pulso con vector espacial (SVPWM). Esta técnica es ampliamente utilizada en electrónica de potencia y se implementa fácilmente en procesadores de señales digitales. El objetivo del modulador SVPWM es generar un voltaje pulsado con el valor promedio deseado, asegurando una frecuencia de conmutación constante y una utilización óptima del voltaje del bus DC. SVPWM logra aproximadamente un 15 % más de utilización del voltaje del bus DC en comparación con las técnicas de PWM sinusoidal [71]. Cuando se aplica la transformación de Clarke a todos los voltajes modulados del inversor, $v_{\alpha\beta,t} = v_{s\alpha,t} + jv_{s\beta,t}$, estos voltajes se encuentran

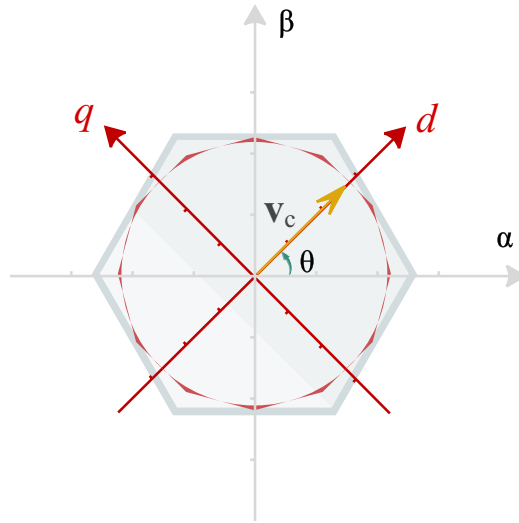


Figura 2.7: Límite hexagonal que define la amplitud de voltaje en el plano $\alpha\beta$.

restringidos dentro del hexágono definido por los seis vectores activos del inversor, como se muestra en la Figura 2.7. Estas restricciones pueden formularse como desigualdades lineales constantes en el plano $\alpha\beta$. Sin embargo, el control del inversor con un filtro LC se realiza en el plano dq , lo que requiere la rotación de estas restricciones. Esto da lugar a restricciones dependientes del ángulo θ y variables en el tiempo [65], las cuales se pueden expresar en el plano dq pero implican un alto costo computacional. Para evitar este costo, el voltaje se limita al círculo inscrito dentro del hexágono, aproximado utilizando el mismo método aplicado a la corriente del filtro, es decir, con un dodecágono en coordenadas dq , como se muestra en la Figura 2.7. Estas restricciones de voltaje pueden expresarse como restricciones de desigualdad en dq usando (2.17).

$$\mathbf{l}_u \leq \mathbf{E}\mathbf{u}_k \leq \mathbf{u}_u, \quad (2.17)$$

donde los vectores y matrices se definen como:

$$\mathbf{l}_u = \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 3.73 \\ 1.36 \\ 1.00 \\ 1.00 \\ 1.36 \\ 3.73 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 3.73 & 1.00 \\ 1.00 & 1.00 \\ 0.27 & 1.00 \\ -0.27 & 1.00 \\ -1.00 & 1.00 \\ -3.73 & 1.00 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}_u = -\mathbf{l}_u. \quad (2.18)$$

En (2.17), las restricciones del voltaje modulado se representan utilizando una matriz constante ($\mathbf{E}$) y los vectores parametrizado por v_{dc} , lo que permite la generalización para diferentes inversores con distintos voltajes de enlace DC. Las siguientes secciones detallan el diseño del control basado en el modelo (2.6) y describen cómo las restricciones en (2.15) y (2.17) se incorporan en la estrategia MPC propuesta.

2.6 Control predictivo basado en modelo para el VSI

El controlador propuesto se formula en el marco del control predictivo basado en modelos (MPC) [70], el cual resuelve en cada instante de muestreo un problema de control óptimo sujeto a las restricciones del sistema. La función de costo y las matrices de ponderación pueden seleccionarse de forma consistente con el diseño LQI, de modo que, en ausencia de restricciones activas, el MPC reproduzca la misma dinámica

y garantice las propiedades de estabilidad del controlador lineal. Sin embargo, una implementación directa del MPC con acción integral da lugar a un esquema de integración abierta cuando las restricciones de corriente se activan, lo que provoca fenómenos de *windup* y dificultades numéricas en la resolución del problema de optimización. Para evitar esta limitación, en este trabajo se adopta una formulación incremental del MPC [72], en la cual las variables de estado y control se definen como desviaciones respecto del punto de operación estacionario, permitiendo incorporar la acción integral de forma implícita y asegurar un comportamiento estable incluso en presencia de saturación.

2.6.1 Formulación incremental de MPC

Siguiendo la formulación del MPC presentada en [72], la función de costo cuadrática se puede reescribir de la siguiente manera:

$$V_2(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\mathbf{u}}) = \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{e,N}^\top \mathbf{Q}_N \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{e,N} + \sum_{k=0}^{N-1} \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{e,k}^\top \mathbf{Q} \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{e,k} + \Delta\tilde{\mathbf{u}}_k^\top \mathbf{R} \Delta\tilde{\mathbf{u}}_k, \quad (2.19)$$

donde,

$$\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{e,k} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_t \\ \mathbf{y}_{t-1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_{t-1} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix}, \quad (2.20)$$

$$\Delta\tilde{\mathbf{u}}_k = \tilde{\mathbf{u}}_t - \tilde{\mathbf{u}}_{t-1}, \quad (2.21)$$

representan las variables incrementales. Dadas estas transformaciones, las restricciones de estado y entrada son dadas por:

$$\begin{aligned} \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{e,k+1} &= \mathbf{A}_e \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{e,k} + \mathbf{B}_e \Delta\tilde{\mathbf{u}}_k, \\ \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{\min} &\leq \mathbf{J} \Delta\tilde{\mathbf{x}}_k \leq \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{\max}, \\ \Delta\tilde{\mathbf{u}}_{\min} &\leq \mathbf{E} \Delta\tilde{\mathbf{u}}_k \leq \Delta\tilde{\mathbf{u}}_{\max}, \\ \mathbf{x}_0 &= \mathbf{x}_t, \end{aligned} \quad (2.22)$$

donde:

$$\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{\min} = \mathbf{l}_x - \mathbf{J}(\mathbf{x}_{k-1} + \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{s,t}), \quad (2.23)$$

$$\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{\max} = \mathbf{u}_x - \mathbf{J}(\mathbf{x}_{k-1} + \Delta\tilde{\mathbf{x}}_{s,t}), \quad (2.24)$$

$$\Delta\tilde{\mathbf{u}}_{\min} = \mathbf{l}_u - \mathbf{E}(\mathbf{u}_{k-1} + \Delta\tilde{\mathbf{u}}_{s,t}), \quad (2.25)$$

$$\Delta\tilde{\mathbf{u}}_{\max} = \mathbf{u}_u - \mathbf{E}(\mathbf{u}_{k-1} + \Delta\tilde{\mathbf{u}}_{s,t}). \quad (2.26)$$

El punto de operación en estado estacionario expresado en forma incremental viene dado por:

$$\Delta\tilde{\mathbf{x}}_{s,t} = \tilde{\mathbf{x}}_{s,t} - \tilde{\mathbf{x}}_{t-1}, \quad (2.27)$$

$$\Delta\tilde{\mathbf{u}}_{s,t} = \tilde{\mathbf{u}}_{s,t} - \tilde{\mathbf{u}}_{t-1}, \quad (2.28)$$

donde el punto de operación en estado estacionario $\{\tilde{\mathbf{x}}_s, \tilde{\mathbf{u}}_s\}$ se calcula como:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_s \\ \tilde{\mathbf{u}}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbb{I}_{4 \times 4} - \mathbf{A}_d & -\mathbf{B}_d \\ \mathbf{C} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{pd} \mathbf{i}_{0,t} \\ \mathbf{r} \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

El problema de optimización debe ser reformulado a una forma estándar para ser compatible con el *solver* OSQP [63], de la siguiente manera:

$$\min \quad \frac{1}{2} \boldsymbol{\psi}^\top \mathbf{H} \boldsymbol{\psi} + \mathbf{h}^\top \boldsymbol{\psi}, \quad (2.30)$$

$$\text{sujeto a} \quad \mathbf{F} \boldsymbol{\psi} = \mathbf{f}, \quad (2.31)$$

$$\mathbf{a} \leq \mathbf{P} \boldsymbol{\psi} \leq \mathbf{b}. \quad (2.32)$$

Existen dos alternativas matemáticamente equivalentes para expresar el problema (2.19)-(2.26): los enfoques condensado y *sparse* [73]. Sin embargo, cada enfoque ofrece propiedades numéricas diferentes [73].

2.6.2 Enfoque *sparse* de la formulación MPC

Siguiendo el enfoque más intuitivo, el problema de interés se describe como se muestra a continuación:

$$\psi = \begin{bmatrix} \Delta \tilde{\mathbf{x}}_0 \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\mathbf{x}}_N \\ \Delta \tilde{\mathbf{u}}_0 \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{N-1} \end{bmatrix}, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q} & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & 0 & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \mathbf{Q} & 0 & 0 & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{Q}_N & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & 0 & \mathbf{R} & \cdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \mathbf{R} \end{bmatrix}, \quad (2.33)$$

donde ψ es el vector de decisiones, $\mathbf{H}$ es la matriz Hessiana, y $\mathbf{h}$ es un vector columna de ceros. La condición inicial del problema QP y el modelo predictivo se formulan como las restricciones de igualdad en (2.31) con:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\mathbb{I}_{6 \times 6} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{A}_e & -\mathbb{I}_{6 \times 6} & 0 & \mathbf{B}_e & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_e & -\mathbb{I}_{6 \times 6} & \ddots & \mathbf{B}_e \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{bmatrix}, \mathbf{f} = \begin{bmatrix} -\Delta \tilde{\mathbf{x}}_0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

La restricción en (2.34) representa el comportamiento actual del sistema mientras predice su dinámica futura a lo largo de N pasos para asegurar un desempeño óptimo. Las restricciones sobre la corriente del filtro LC y el voltaje modulado se formulan como las restricciones de desigualdad en (2.32), donde:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_e & 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{J}_e & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{E} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathbf{E} \end{bmatrix}, \mathbf{a} = \begin{bmatrix} \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{\min} \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{\min} \\ \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{\min} \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{\min} \end{bmatrix}, \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{\max} \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{\max} \\ \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{\max} \\ \vdots \\ \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{\max} \end{bmatrix}. \quad (2.35)$$

El problema de optimización (2.30), sujeto a las restricciones (2.31) y (2.32), se resuelve mediante OSQP utilizando el enfoque de horizonte móvil (RHC):

$$\Delta \tilde{\mathbf{u}}_0 = \text{OSQP}(\mathbf{H}, \mathbf{h}, \mathbf{F}, \mathbf{f}, \mathbf{P}, \mathbf{a}, \mathbf{b}), \quad (2.36)$$

donde el control del sistema se expresa como:

$$\mathbf{u}_t = \Delta \tilde{\mathbf{u}}_0 + \mathbf{u}_{t-1} + \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{s,t}. \quad (2.37)$$

Se invita a los lectores interesados a consultar [63] para más información sobre el algoritmo OSQP.

2.6.3 Enfoque condensado de la formulación MPC

El enfoque condensado reescribe el problema QP donde la variable de decisión contiene solamente la actuación del sistema expandido en un horizonte de predicción. En este contexto, se considera el siguiente problema QP:

$$\min \quad \frac{1}{2} \psi^\top \mathbf{H} \psi + \mathbf{h}^\top \psi, \quad (2.38)$$

$$\text{sujeto a } \mathbf{a} \leq \mathbf{P} \psi \leq \mathbf{b}. \quad (2.39)$$

La secuencia de entradas se obtienen a partir de la medición del estado actual, considerando el siguiente sistema:

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{x}} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_e \\ \mathbf{A}_e^2 \\ \vdots \\ \mathbf{A}_e^N \end{bmatrix} \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{e,t} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_e & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{A}_e \mathbf{B}_e & \mathbf{B}_e & 0 & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_e^{N-1} & \mathbf{A}_e^{N-2} \mathbf{B}_e & \cdots & \mathbf{B}_e \end{bmatrix} \vec{\mathbf{u}}, \\ &= \mathcal{A} \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{e,t} + \mathcal{O} \vec{\mathbf{u}}, \end{aligned} \quad (2.40)$$

donde,

$$\vec{\mathbf{x}} = [\Delta \tilde{\mathbf{x}}_{e,0}^\top \quad \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{e,1}^\top \quad \cdots \quad \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{e,N}^\top]^\top, \quad (2.41)$$

$$\vec{\mathbf{u}} = [\Delta \tilde{\mathbf{u}}_0^\top \quad \Delta \tilde{\mathbf{u}}_1^\top \quad \cdots \quad \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{N-1}^\top]^\top. \quad (2.42)$$

Las matrices densas son dadas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbb{I}_N \otimes \mathbf{R} + \mathcal{O}^\top \text{diag}(\mathbb{I}_{N-1} \otimes \mathbf{Q}, \mathbf{Q}_N) \mathcal{O}, \\ \mathbf{h} &= 2 \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{e,t}^\top \mathcal{A}^\top \text{diag}(\mathbb{I}_{N-1} \otimes \mathbf{Q}, \mathbf{Q}_N) \mathcal{O}, \end{aligned} \quad (2.43)$$

donde $\otimes$ denota el producto de Kronecker, con la siguiente restricción:

$$\mathbf{a} = \begin{bmatrix} 1_N \otimes \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{\min} \\ 1_N \otimes \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{\min} - (\mathbb{I}_N \otimes \mathbf{J}_e) \mathcal{A} \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{e,t} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbb{I}_N \otimes \mathbf{E} \\ (\mathbb{I}_N \otimes \mathbf{J}_e) \mathcal{O} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 1_N \otimes \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{\max} \\ 1_N \otimes \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{\max} - (\mathbb{I}_N \otimes \mathbf{J}_e) \mathcal{A} \Delta \tilde{\mathbf{x}}_{e,t} \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

El problema de optimización (2.38), sujeto a las restricciones (2.39) se resuelve mediante OSQP utilizando el enfoque RHC:

$$\Delta \tilde{\mathbf{u}}_0 = \text{OSQP}(\mathbf{H}, \mathbf{h}, \mathbf{P}, \mathbf{a}, \mathbf{b}), \quad (2.45)$$

donde el control del sistema se expresa como:

$$\mathbf{u}_t = \Delta \tilde{\mathbf{u}}_0 + \mathbf{u}_{t-1} + \Delta \tilde{\mathbf{u}}_{s,t}. \quad (2.46)$$

Para la implementación embebida, este trabajo formula el problema de optimización utilizando el enfoque condensado para una implementación más eficiente [73], logrando una reducción en el costo computacional, con un tiempo promedio de solución de 70 μs .

La estrategia de control logra el seguimiento de la referencia del voltaje del condensador en el VSI. Además, este enfoque toma en cuenta las restricciones operativas sobre el voltaje modulado y las limitaciones de la corriente del filtro mediante un enfoque QP. La inclusión de las variables de desviación en el MPC acelera la convergencia del sistema al estado estacionario al hacer un feedforward del punto de operación en estado estacionario, alimentando así la referencia y las perturbaciones conocidas, lo que mejora la respuesta en tiempo del sistema.

2.7 Resultados

Esta sección presenta los resultados del control de un VSI utilizando la estrategia propuesta detallada en la Sección 2.6. Específicamente, las pruebas evalúan el desempeño del controlador MPC, diseñado con un horizonte de predicción $N = 2$, derivado del modelo dinámico del sistema y extendido con acción integral [72], para lograr un seguimiento de referencia de voltaje sin desviaciones. Además, el análisis evalúa el

cumplimiento del sistema con las limitaciones operativas y físicas que se incorporan en la formulación del MPC como restricciones lineales. El enfoque propuesto se prueba primero mediante simulaciones en MATLAB para evaluar su funcionalidad. Finalmente, se presentan resultados experimentales para validar el método propuesto. Para evaluar su desempeño, se realiza una comparación de simulaciones con una estrategia de control PI en cascada convencional presentada en [74]. Esta estrategia consiste en diseñar un lazo interno para controlar la corriente en el filtro, y recibe las referencias mediante un lazo externo que controla el voltaje a la salida del filtro LC. Las ganancias de los controladores PI se sintonizan como $K_{p,v} = 0.04$ y $K_{i,v} = 0.001$ para el lazo de voltaje, y $K_{p,i} = 14$ y $K_{i,i} = 0.01$ para el lazo de corriente. Siguiendo el criterio convencional de diseño en cascada, el lazo interno de corriente se sintoniza con un ancho de banda mayor que el del lazo externo de voltaje, de modo que su dinámica pueda considerarse suficientemente rápida respecto al lazo de voltaje, minimizando la interacción entre ambos lazos. Los parámetros del sistema utilizados en este trabajo se resumen en la Tabla 2.1, y corresponden a la configuración experimental en el laboratorio de electrónica de potencia discutido en la Sección 2.2.

2.7.1 Resultados de simulación

Las simulaciones de respuesta temporal se realizan en MATLAB. La Figura 2.8 presenta los resultados en el marco de referencia dq , con la respuesta del control jerárquico basado en PI mostrada a la izquierda y la respuesta de la estrategia MPC propuesta a la derecha. Inicialmente, el VSI suministra una carga resistiva de 47Ω con una referencia de voltaje de 150 V. Ambas estrategias de control logran un comportamiento sin desviaciones debido a la acción integral. Sin embargo, el enfoque MPC alcanza la operación en estado estacionario más rápidamente que el enfoque basado en PI, demostrando un mejor tiempo de establecimiento. En el instante $t = 0.07$ s, la carga resistiva se incrementa a 100Ω para evaluar la respuesta del sistema ante cambios de carga cuando no se activan restricciones. La respuesta del MPC es casi instantánea, atribuida a la compensación de la perturbación medida (corriente de salida i_o). En el instante $t = 0.12$ s, la resistencia de carga cambia a 11Ω para evaluar el cumplimiento con la limitación de corriente representada en la Figura 2.6. El controlador MPC impone efectivamente el límite de corriente en estado estacionario de 8 A reduciendo el voltaje modulado (v_{sdq}). Además, el MPC muestra un mejor tiempo de establecimiento en comparación con los controladores PI. Los controladores PI exhiben un sobrepaso significativamente mayor y no pueden restringir efectivamente la corriente de carga.

2.7.2 Resultados experimentales

Esta sección presenta el control del VSI en el sistema experimental mostrado en la Figura 2.3. El control MPC se formula como un problema QP, como se describe en la Sección 2.6, y se implementa en código C utilizando el algoritmo OSQP [63, 64]. La estrategia RHC calcula la entrada de control MPC en cada instante de muestreo, y posteriormente se transforma a coordenadas abc (v_{abc}) para ser enviada al bloque de modulación. Los pulsos del inversor se generan mediante el modulador de ancho de pulso de vector espacial (SVPWM) en el sistema dSPACE. Una interfaz hombre-máquina (HMI) muestra la magnitud del voltaje, la corriente del filtro, la corriente de salida y el tiempo de ejecución del algoritmo MPC en el software ControlDesk, permitiendo la evaluación del desempeño dinámico del VSI y el costo computacional del algoritmo de control.

Este trabajo evalúa la demanda de recurso computacional del control MPC empleando OSQP bajo varias condiciones operativas relevantes. Específicamente, se enfoca en el seguimiento de referencia de voltaje, la activación de restricciones para el voltaje modulado y la corriente del filtro. En todos los casos, el cálculo iterativo de la actuación de voltaje se realiza con 10 iteraciones, permitiendo que el algoritmo OSQP logre la solución en un tiempo promedio de $70 \mu s$, demostrando su idoneidad para la implementación del MPC en el control del VSI con el tiempo de muestreo de $200 \mu s$. Para simplificar las pruebas experimentales, los valores en estado estacionario en el diseño del algoritmo MPC se establecen en cero, es decir, $\bar{x}_s = \mathbf{0}$ y $\bar{u}_s = \mathbf{0}$ en (2.29). Aunque esta decisión ralentiza la convergencia del sistema al estado estacionario, el seguimiento de

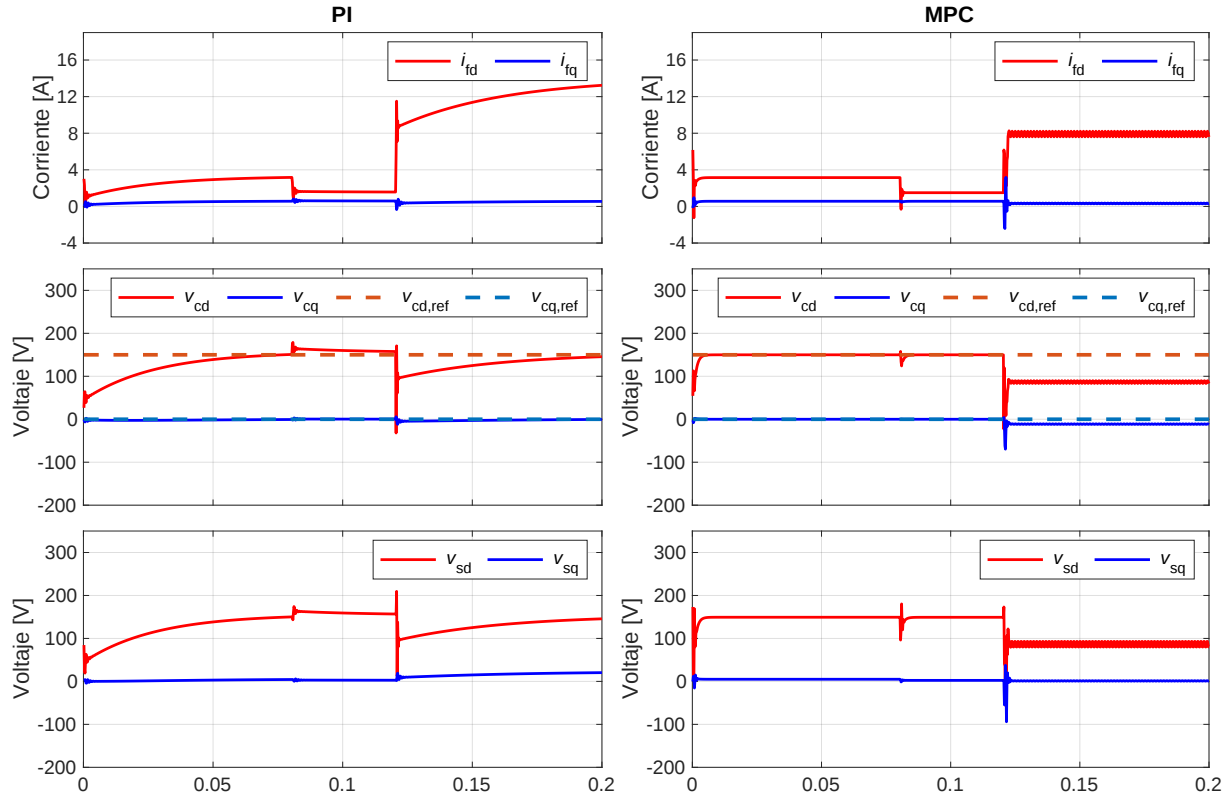


Figura 2.8: Comparación de las respuestas simuladas del control PI jerárquico y la estrategia MPC propuesta ante perturbaciones de corriente de salida causadas por cambios abruptos en la carga resistiva.

referencia sin errores en estado estacionario se garantiza mediante la acción integral incluida en el diseño de control MPC.

2.7.3 Seguimiento de la referencia de magnitud de voltaje

La Figura 2.9 muestra la corriente que circula por el filtro LC, la corriente de salida del VSI y el voltaje del capacitor en coordenadas abc , con énfasis en la respuesta de seguimiento del voltaje del VSI a la referencia de voltaje del capacitor. Las restricciones de voltaje modulado y corriente están representadas por líneas discontinuas. En el instante $t = 2.60$ s, se aplica una referencia escalonada de voltaje, resultando en un voltaje de salida de 120 V. El controlador MPC propuesto permite el seguimiento de referencia de la magnitud de voltaje, mostrando una rápida respuesta de la estrategia de control propuesta.

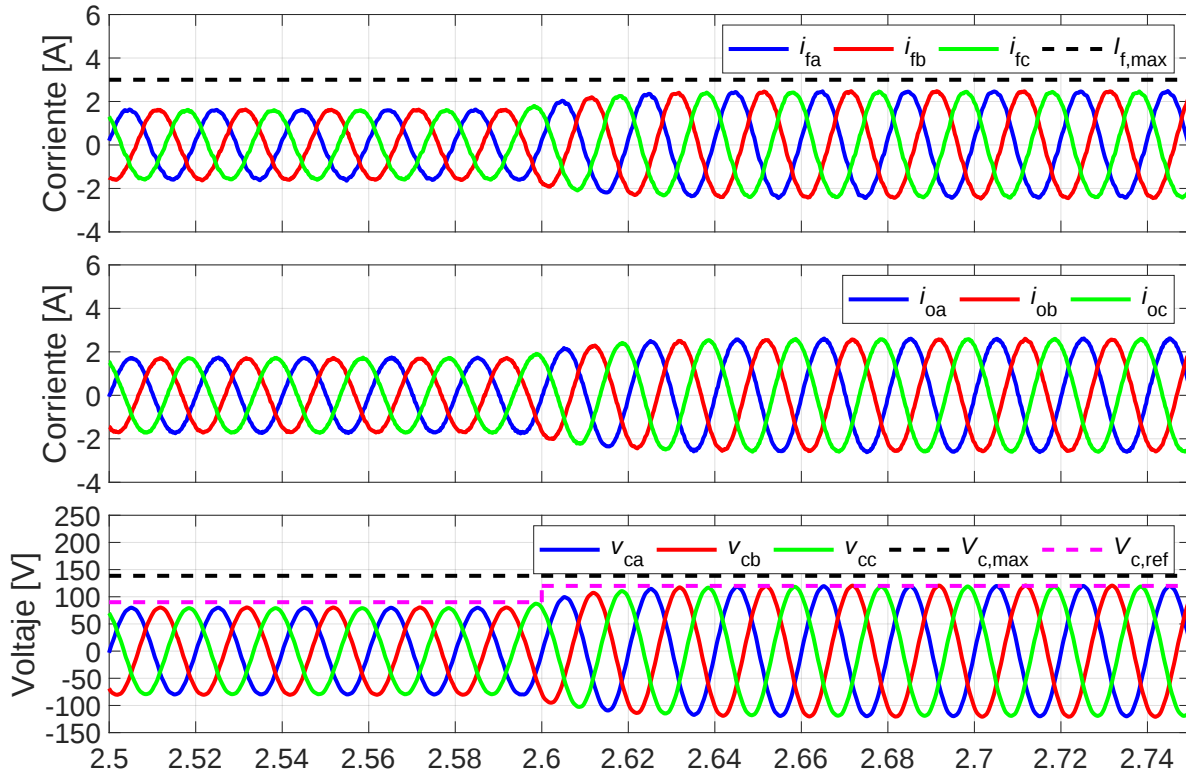


Figura 2.9: Resultados experimentales para evaluar el seguimiento de referencia de la magnitud del voltaje del capacitor, considerando una referencia tipo escalón en $t = 2.60$ s.

2.7.4 Restricciones de voltaje modulado

La Figura 2.10 muestra la respuesta transitoria del VSI bajo restricciones activas de voltaje modulado. La restricción de amplitud de voltaje está fijada a 138 V y originalmente el sistema opera en la región sin restricciones con una referencia de 120 V. En el instante $t = 2.75$ s, se impone una referencia de voltaje de 150 V, excediendo intencionalmente la restricción definida en el algoritmo de control. En esta situación, tanto la corriente del filtro como el voltaje modulado son limitados para garantizar el cumplimiento de los valores máximos permitidos, incluso cuando la referencia supera el umbral establecido. Los resultados experimentales muestran que el voltaje modulado se mantiene dentro de los límites especificados impuestos por la estrategia de control MPC.

2.7.5 Restricción de corriente de filtro

La Figura 2.11 muestra la respuesta del VSI cuando se activan restricciones de corriente ante un agresivo impacto de carga. Inicialmente, el VSI opera con un voltaje de salida de 100 V, suministrando una carga de 47Ω y un límite de corriente de 3 A, es decir, en modo de operación dentro del rango nominal sin restricciones activas. En el instante $t \approx 2.66$ s se cierra un interruptor de carga, conectando una resistencia adicional de 23Ω en paralelo, activando el límite de corriente. Durante la respuesta transitoria, la restricción de corriente se supera brevemente debido a las grandes perturbaciones de corriente de salida. El algoritmo responde reduciendo el voltaje de salida, aunque a una tasa limitada, lo que da lugar a una sobrecorriente transitoria. Sin embargo, el controlador MPC ajusta rápidamente el voltaje modulado para asegurar que

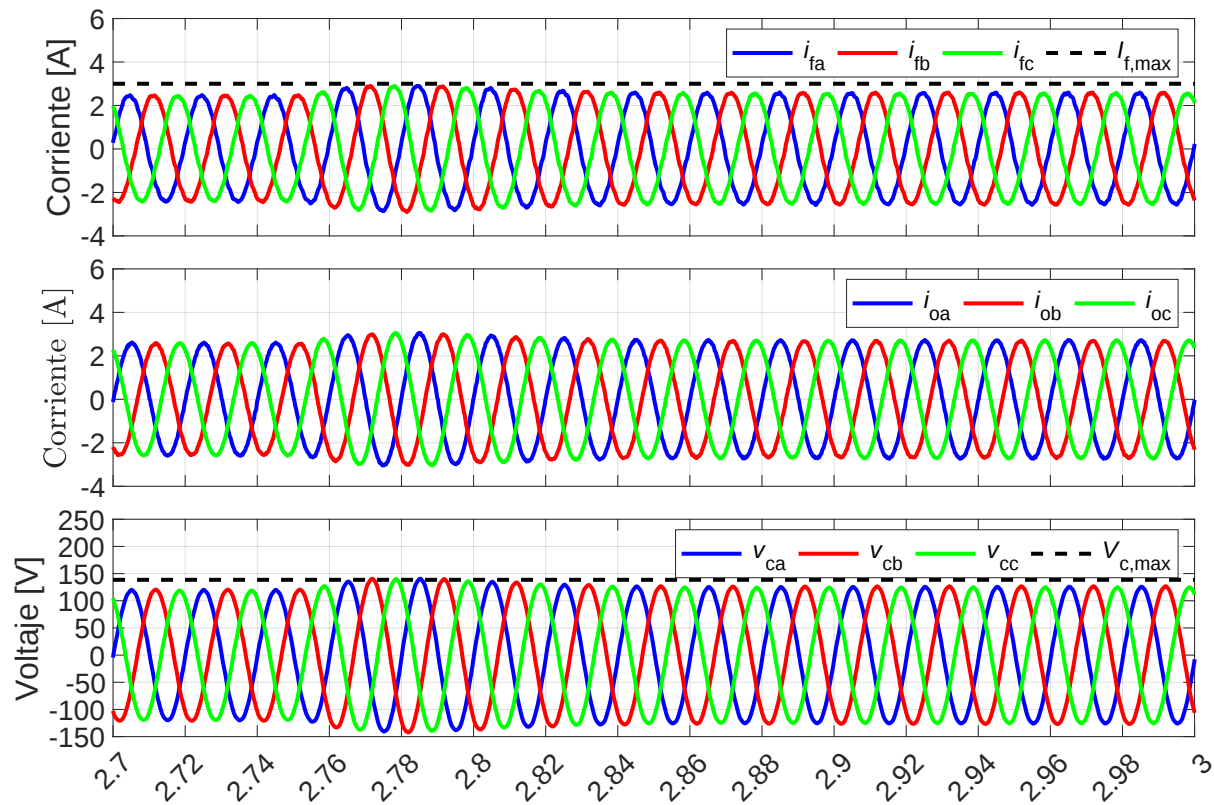


Figura 2.10: Resultados experimentales bajo restricciones de voltaje activas, con una referencia de voltaje que excede el límite de voltaje impuesto en $t = 2.75$ s.

la corriente de salida se mantenga dentro del límite predefinido de 3 A en estado estacionario, como lo establece la restricción de corriente.

2.8 Discusión

Los avances en los recursos computacionales han permitido la aplicación de MPC en sistemas que requieren un alto desempeño dinámico, como el control de VSI. A diferencia de las estrategias de control convencionales, MPC puede predecir el comportamiento del sistema e incorporar restricciones operativas directamente en el diseño del control. En este contexto, el MPC propuesto calcula la acción de control óptima para lograr el seguimiento de la referencia de magnitud de voltaje, considerando las restricciones de corriente del filtro y de modulación de voltaje. El método utiliza un modelo aumentado del sistema para incorporar la acción integral, mejorando la precisión en estado estacionario. Además, se utiliza el comportamiento esperado en estado estacionario del sistema para hacer prealimentación y mejorar la respuesta transitoria, asegurando una convergencia más rápida.

Este capítulo presenta una estrategia de MPC con acción integral para el VSI utilizando el algoritmo OSQP, que resuelve eficientemente el problema QP resultante. El costo computacional se evalúa en la plataforma dSPACE MicroLabBox, demostrando la viabilidad de este enfoque mediante la formulación del problema condensado. La metodología propuesta es aplicable al control de voltaje en DERs dentro de microrredes, cumpliendo con la creciente demanda de estrategias de control avanzadas en sistemas de energía descentralizados modernos.

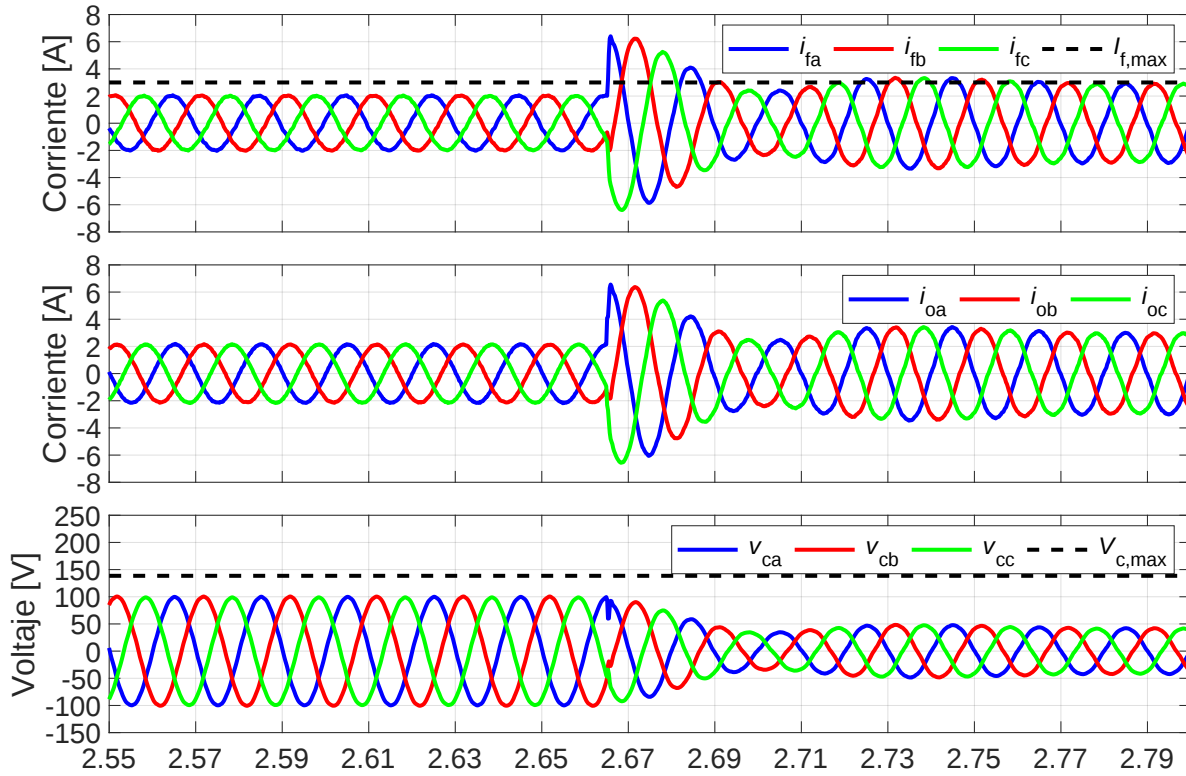


Figura 2.11: Resultados experimentales cuando se activa el límite de corriente de 3 A al conectar una resistencia de carga adicional de 23Ω en $t \approx 2.66$ s.

2.9 Conclusiones

En este capítulo se propone y valida experimentalmente una técnica de MPC con acción integral para el control de inversores de fuente de voltaje con filtros LC en aplicaciones conectadas a la red y se la valida en una configuración experimental de VSI. El diseño de control propuesto permite un seguimiento preciso de la referencia de voltaje de salida dentro del marco de control predictivo de modelos, mientras se logra un desempeño dinámico adecuado ante perturbaciones de corriente de carga. Además, el método integra restricciones operativas sobre la corriente del filtro y el voltaje modulado, proporcionando otro nivel de protección para el convertidor de potencia durante fallos en la red o eventos transitorios significativos de la red. Los resultados de simulación realizados en MATLAB demuestran el desempeño dinámico del algoritmo MPC propuesto y su capacidad para proteger los semiconductores electrónicos de potencia en el convertidor. Además, la implementación experimental logró tiempos de resolución para el problema QP resultante de menos de $70 \mu s$ utilizando el algoritmo OSQP de código abierto, apropiadamente configurado y parametrizado. Esto valida la viabilidad del método propuesto para su implementación práctica en VSI con filtros LC para aplicaciones conectadas a la red.

3

Control primario multivariable

3.1 Introducción

El control primario en microrredes es fundamental para asegurar una operación estable, permitiendo también rechazar perturbaciones y fenómenos no modelados, como los cambios topológicos en la red o impactos de carga. Este sistema de control facilita también las transiciones de la microrred entre los modos de operación en isla y conectada a la red, y debe funcionar eficazmente en ambos casos [1, 6, 58, 75]. Generalmente, el control primario en microrredes es descentralizado, basado únicamente en información local para aplicar la ley de control a cada DER. Este enfoque evita la dependencia de comunicación y simplifica la implementación [19, 76]. Sin embargo, las interacciones inherentes entre los DERs durante la operación normal hacen necesario un diseño robusto que asegure la estabilidad de la microrred [77].

En redes de alta tensión (HV), la impedancia de línea es predominantemente inductiva, lo que permite un alto desacoplamiento entre la relación dinámica potencia activa/frecuencia (PF) y potencia reactiva/voltaje (QV). Este fenómeno ha sido explotado tradicionalmente mediante el control de *droop* PF/QV para regular voltaje y frecuencia [15, 78, 79]. No obstante, en sistemas de media o baja tensión (MV o LV), donde la resistencia de las líneas es significativa, este control produce una interacción entre frecuencia y voltaje, reduciendo el desempeño del lazo de control [58, 77].

En sistemas resistivos de pequeña escala, se emplea la característica de caída voltaje–potencia activa y de aumento de frecuencia–potencia reactiva (VPD/FQB) [58]. Sin embargo, este método es sensible a incertidumbres y se requieren dos controladores proporcional-integral (PI) adicionales para mejorar el desempeño. El ajuste de los seis parámetros de control resultantes no es trivial [58, 80], y complica su adopción.

Una alternativa que ha ganado interés para abordar el acoplamiento voltaje–frecuencia es el método de impedancia virtual (VI) [29, 78, 81–83]. Este método añade una retroalimentación de las corrientes de salida del DER para emular la caída de voltaje en una impedancia virtual altamente inductiva. Dependiendo de si la caída de voltaje se considera en estado estacionario [83] o como una aproximación dinámica [81, 84], el control se puede clasificar en estático o dinámico. Una de las ventajas del método de impedancia virtual es su contribución al reparto de potencia entre los diferentes DERs en estado estacionario, aunque alcanzar un buen desempeño dinámico requiere un ajuste meticuloso de los parámetros de la impedancia virtual.

Otra propuesta consiste en transformar las variables eléctricas a un marco virtual dq [83], donde voltaje y frecuencia quedan desacoplados. En el marco convencional dq , este método se puede interpretar como una ganancia de caída multivariable estática. No obstante, al igual que en el control *droop* tradicional, el diseño se centra únicamente en el estado estacionario, sin considerar aspectos dinámicos [85].

Controles dinámicos multivariables, como la realimentación de estado, también han sido propuestos para mejorar el desempeño dinámico del control primario [19, 81, 86]. En [19], por ejemplo, se utiliza un controlador lineal cuadrático gaussiano (LQG/LTR) para diseñar una estrategia de realimentación dinámica de estado orientada a estabilizar la corriente de salida de un DER, obteniendo una mejora en el desempeño dinámico. Este enfoque requiere estimar el ángulo de carga entre el voltaje del DER y el de la red mediante un filtro de Kalman estacionario, permitiendo reconstruir el vector completo de estados a partir de mediciones parciales. No obstante, la complejidad asociada al esquema LQG/LTR puede considerarse una desventaja frente a métodos basados en *droop*, los cuales no requieren la estimación del ángulo de carga. En [87], se propone un controlador dinámico multivariable con acción integral en canales seleccionados, ajustado mediante un enfoque basado en H_∞ para garantizar robustez. Este tipo de estrategias demuestra que las estructuras de control acopladas pueden alcanzar desempeños óptimos en el sentido de H_∞ o LQR. Sin embargo, estas metodologías suelen requerir observadores y procedimientos de diseño más elaborados que los empleados en esquemas basados en *droop*. Desde un punto de vista teórico, el cálculo de ganancias de realimentación estática de salida ha sido abordado dentro de un marco general para una clase de problemas que engloba el problema de interés. En la literatura reciente, el cálculo de ganancias de realimentación estática de salida a partir de un diseño LQR basado en realimentación de estado ha sido abordado mediante desigualdades matriciales lineales (*Linear Matrix Inequalities*, *LMIs*). Sin embargo, el problema general no posee una solución sencilla [88].

Contribución

En este capítulo se propone un control *droop* estático multivariable (MSD por sus siglas en inglés), ajustado mediante criterios de desempeño dinámico para el problema específico del modelo de interconexión a red de un inversor controlado en voltaje. La matriz de ganancia se diseña utilizando el enfoque del regulador cuadrático lineal (LQR) aplicado a una aproximación de segundo orden del modelo de interacción DER-microrred, que captura las principales características dinámicas del sistema de orden completo. Para obtener un modelo reducido que preserve la respuesta en frecuencia del sistema original, se emplea la técnica de realización balanceada truncada (TBR) [89–91]. Finalmente, se propone una transformación para determinar el estado del modelo de orden reducido a partir de las mediciones, lo que permite implementar el control estático basado en las mediciones de corriente. El método propuesto proporciona una solución efectiva para el control de sistemas DER, ofreciendo una metodología de diseño orientada a objetivos de desempeño dinámico y robusto, aunque con ciertas limitaciones de ancho de banda. También se realiza un análisis modal que evidencia la estabilidad y robustez de la dinámica en lazo cerrado. Simulaciones en PSCAD de una microrred con cuatro DERs e impedancias de interconexión resistivo-inductivas demuestran el desempeño superior del enfoque MSD frente al método de impedancia virtual. Finalmente, la implementación en la plataforma de simulación en tiempo real RTDS confirma su bajo costo computacional del método propuesto, haciéndolo adecuado para aplicaciones prácticas.

3.2 Descripción de la microrred

En esta sección se aborda el control local de DERs dentro de una microrred. Como ejemplo, se considera una microrred compuesta por cuatro DERs interconectados, que suministran energía a dos cargas, como se muestra en la Figura 3.1. La microrred se considera dividida en dos subredes más pequeñas con cargas locales, cada una de las cuales contiene dos DERs. Cada DER incluye un inversor con filtro LC y control sobre su voltaje de salida de CA en amplitud y frecuencia. La conexión a la microrred se realiza a través de una impedancia resistiva-inductiva, que modela la impedancia de cortocircuito de un transformador de aislamiento, un reactor en serie o ambos, sin asumir una relación específica de X/R .

Para el diseño de control, el voltaje en el punto de acoplamiento se considera sinusoidal, con amplitud y frecuencia tratadas como perturbaciones para el control primario, estimadas cercanas a sus valores nominales. El modelo matemático de interacción DER-microrred se obtiene aplicando las leyes de Kirchhoff y puede ser representado en forma compacta en el marco $\alpha\beta$:

$$L_{f,i} \frac{d\mathbf{i}_{f\alpha\beta,i}}{dt} = -R_{f,i} \mathbf{i}_{f\alpha\beta,i} - \mathbf{v}_{s\alpha\beta,i} + \mathbf{v}_{t\alpha\beta,i}, \quad (3.1a)$$

$$C_{f,i} \frac{d\mathbf{v}_{s\alpha\beta,i}}{dt} = \mathbf{i}_{f\alpha\beta,i} - \mathbf{i}_{o\alpha\beta,i}, \quad (3.1b)$$

$$L_{g,i} \frac{d\mathbf{i}_{o\alpha\beta,i}}{dt} = -R_{g,i} \mathbf{i}_{o\alpha\beta,i} - \mathbf{v}_{g\alpha\beta,i} + \mathbf{v}_{s\alpha\beta,i}, \quad (3.1c)$$

donde $i = \{1, 2, 3, 4\}$ identifica cada DER. Los vectores de corriente y voltaje se definen según el filtro y la salida del convertidor, como en el modelo original.

El control primario requiere como etapa previa un control interno de voltaje o control de nivel cero (ZLC). Si bien en el capítulo anterior se propone el uso de MPC para este propósito, en este capítulo y en adelante se emplea un controlador LQR con acción integral, tal como se describe en el Capítulo 2, con el objetivo de reducir el costo computacional de la implementación final. Esta decisión se adopta considerando una futura implementación en plataformas embebidas. El ancho de banda del ZLC se selecciona de manera

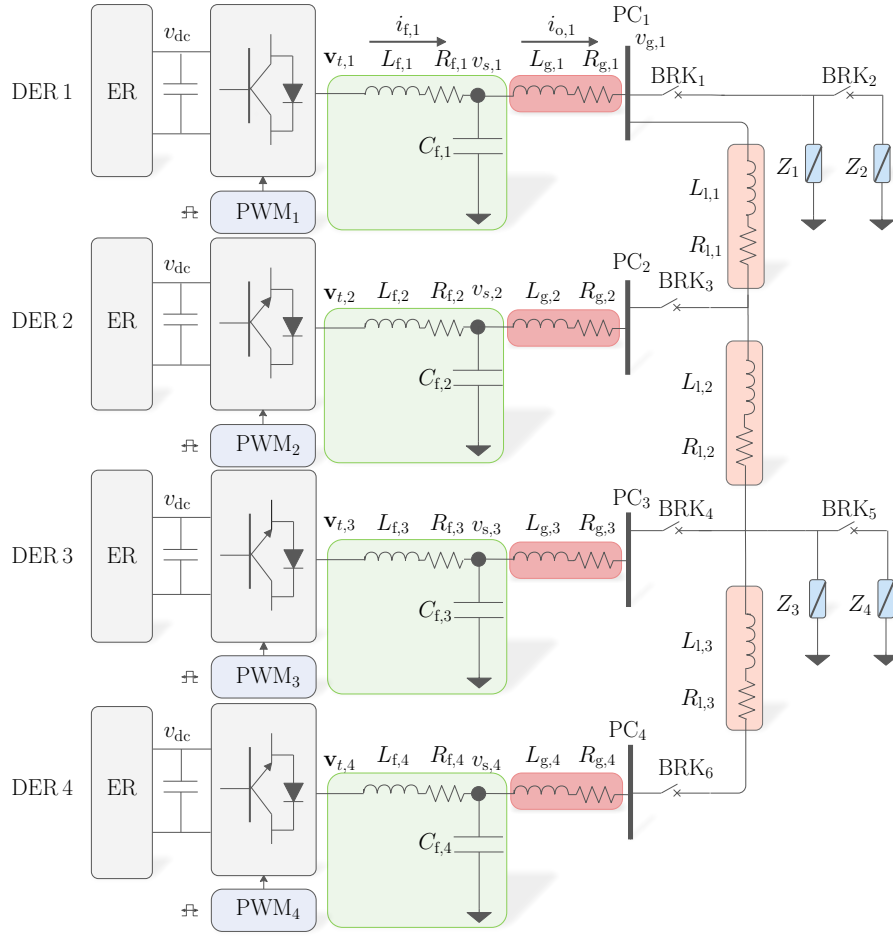


Figura 3.1: Diagrama esquemático de la microrred.

que satisfaga los requisitos de la jerarquía de control, permitiendo utilizar la referencia de voltaje del capacitor como entrada del control primario. Bajo esta consideración, las dinámicas internas del ZLC pueden despreciarse en el diseño del control primario [19].

3.2.1 Modelo dinámico de la interacción DER-microrred

Aplicando la transformación de Park y alineando el eje d con el voltaje de salida $v_{sd,i}$, el modelo se puede separar en partes real e imaginaria:

$$\frac{di_{od,i}}{dt} = -\frac{R_{g,i}}{L_{g,i}}i_{od,i} + \omega_{s,i}i_{oq,i} + \frac{v_{sd,i}}{L_{g,i}} - \frac{v_g}{L_{g,i}}\cos\delta_i, \quad (3.2a)$$

$$\frac{di_{oq,i}}{dt} = -\frac{R_{g,i}}{L_{g,i}}i_{oq,i} - \omega_{s,i}i_{od,i} - \frac{v_g}{L_{g,i}}\sin\delta_i, \quad (3.2b)$$

$$\frac{d\delta_i}{dt} = \omega_g - \omega_{s,i}. \quad (3.2c)$$

El modelo resultante es no lineal y la ecuación (3.2c) introduce integración, generando inestabilidad en lazo abierto. El control propuesto se basa únicamente en la retroalimentación de las corrientes de salida, sin necesidad de medir δ_i , permitiendo una implementación similar al control *droop*, pero multivariable. Para

diseñar la matriz de ganancia, se utiliza un modelo aproximado de segundo orden del modelo (3.2), para lo que se aplica el método de realización balanceada trunca (TBR) [92], preservando las características dinámicas esenciales del sistema linealizado.

3.2.2 Linealización del modelo y discretización del modelo dinámico de interacción DER-microrred

A partir del modelo (3.2) se obtiene la versión linealizada del sistema alrededor de un punto de operación específico $(\mathbf{x}_o, \mathbf{u}_o)$ [19]. La representación genérica se expresa como:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_o \mathbf{x} + \mathbf{B}_o \mathbf{u}, \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}_o \mathbf{x},\end{aligned}\tag{3.3}$$

donde $\mathbf{x} = [i_{od}, i_{oq}, \delta]^T$ es el estado del sistema, $\mathbf{u} = [v_s, \omega_s]^T$ es la entrada, y las matrices están dadas por:

$$\mathbf{A}_o = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & \omega_{s,o} & \frac{v_g}{L_g} \sin \delta_o \\ -\omega_{s,o} & -\frac{R_g}{L_g} & -\frac{v_g}{L_g} \cos \delta_o \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_o = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & i_{oq,o} \\ 0 & -i_{od,o} \\ 0 & -1 \end{bmatrix},\tag{3.4}$$

$\mathbf{C}_o = [\mathbb{I}_{2 \times 2} \ 0_{2 \times 1}]^T$, y $\{[i_{od,o}, i_{oq,o}, \delta_o]^T, [v_{s,o}, \omega_{s,o}]^T\}$ es un punto de equilibrio usado para la linealización. En este trabajo, el punto de operación considerado para la linealización corresponde a la condición en la que los flujos de potencia activa y reactiva son ceros, es decir, corriente cero, ángulo de carga cero y voltaje del convertidor igual al voltaje nominal de la red, definido como $\{[0, 0, 0]^T, [v_n, \omega_n]^T\}$. El Apéndice A.1 analiza el efecto de las variaciones de carga sobre el modelo lineal, mostrando que el modelo lineal propuesto continúa siendo una representación razonable aun ante variaciones grandes del punto de operación.

El controlador discreto propuesto en este trabajo requiere un modelo de espacio de estados en tiempo discreto del modelo linealizado del DER. El modelo discreto se define por las ecuaciones (3.5),

$$\begin{aligned}\mathbf{x}_{t+1} &= \mathbf{A} \mathbf{x}_t + \mathbf{B} \mathbf{u}_t, \\ \mathbf{y}_t &= \mathbf{C} \mathbf{x}_t,\end{aligned}\tag{3.5}$$

donde al asumir un ZOH en el voltaje del convertidor, se emplea el comando de Matlab c2d para obtener el sistema en tiempo discreto:

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= e^{\mathbf{A}_o \Delta}, \\ \mathbf{B} &= \int_0^\Delta e^{\mathbf{A}_o \eta} \mathbf{B}_o d\eta, \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_o,\end{aligned}\tag{3.6}$$

con un tiempo de muestreo $\Delta = 200 \mu s$. La función de transferencia de entrada-salida del sistema en tiempo discreto se expresa como:

$$\mathbf{G}(z) = \mathbf{C}(z\mathbb{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B},\tag{3.7}$$

donde z representa el operador de la transformada Z. El diagrama de Bode multivariable del modelo nominal resultante se muestra en la Figura 3.2. Cabe hacer notar que el modelo linealizado resultante es inestable debido a la integral abierta presente en (3.2c) y se manifiesta mediante el crecimiento al infinito a bajas frecuencias del valor singular máximo en la Figura 3.2. El modelo discreto descrito por (3.5) y (3.7) se utiliza para derivar el modelo de orden reducido, como se explica en la siguiente sección.

3.3 Modelo de segundo orden para la interacción DER-microrred

El método de realización balanceada truncada (*truncated balanced realization*, TBR) se describe en [92], Cap. 11, y se presenta un resumen breve en el Apéndice A.4. Este método es directamente aplicable a un modelo de sistema como el definido en (3.5). El enfoque permite obtener un modelo de orden reducido cuyos valores singulares coinciden con los valores singulares dominantes del modelo de orden completo, mediante la truncación (es decir, el descarte) de las dinámicas asociadas a los valores singulares de menor magnitud. No obstante, este procedimiento requiere que el sistema se exprese en una realización de espacio de estados balanceada, lo cual implica la aplicación de una transformación lineal de coordenadas. De manera conveniente, existen herramientas numéricas que permiten obtener la realización balanceada de un sistema dado, así como la transformación asociada. En este trabajo se emplea el comando `balreal` de la *Control Systems Toolbox* de MATLAB, véase [93]. El Algoritmo 1 muestra la secuencia de comandos utilizada para obtener el modelo de orden reducido y la transformación lineal T_r , que mapea el estado original x_t al estado balanceado reducido $z_{r,t}$. En primer lugar, se utiliza el comando `balreal` para obtener la realización balanceada del sistema (`Gbal`). Adicionalmente, este comando entrega la transformación de coordenadas (`Tbal`) y su inversa (`Tbalinv`), las cuales permiten transformar el estado original al espacio de estados balanceado y viceversa. El vector `sigmabal` contiene los valores singulares de `Gbal` ordenados de forma descendente. A partir de la comparación entre estos valores y el menor valor singular que se desea conservar, se construye el vector indicador `elim`. Finalmente, el comando `modred` elimina del modelo los estados señalados por el vector `elim`. El lector interesado puede encontrar una descripción detallada del método TBR y de sus fundamentos matemáticos en [92], Sec. 11.7.

Algorithm 1 Reducción de orden del modelo usando TBR

```

1: Entrada: G, r % Modelo del sistema, orden reducido deseado
2: Salida: Gtruncated, Tbal, Tbalinv % Modelo reducido, matriz de transformación y su inversa
3: [Gbal, sigmabal, Tbal, Tbalinv] = balreal(G) % Obtiene la realización balanceada
4: elim = (sigmabal < sigmabal(r)) % Selecciona estados con valores singulares pequeños para trunca
5: Gtruncated = modred(Gbal, elim, 'Truncate') % Reduce el modelo usando la opción 'Truncate'
6: Tr = Tbal(1:r,:) % Extrae la matriz de transformación reducida
7: Retorna: Gtruncated, Tbal, Tbalinv, Tr

```

A continuación, se presenta una breve discusión sobre la aplicación del método TBR y las transformaciones lineales asociadas, necesarias para implementar el control LQR discutido en la sección siguiente.

El modelo balanceado se obtiene aplicando la transformación inversa

$$x_t = T^{-1}z_t. \quad (3.8)$$

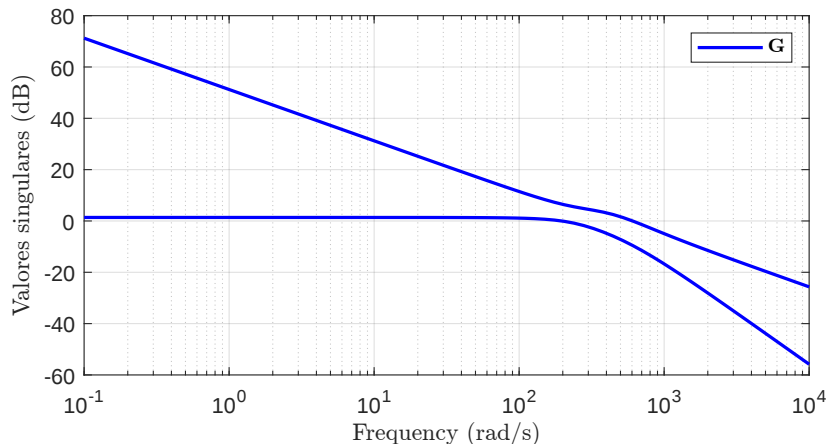


Figura 3.2: Valores singulares del sistema original.

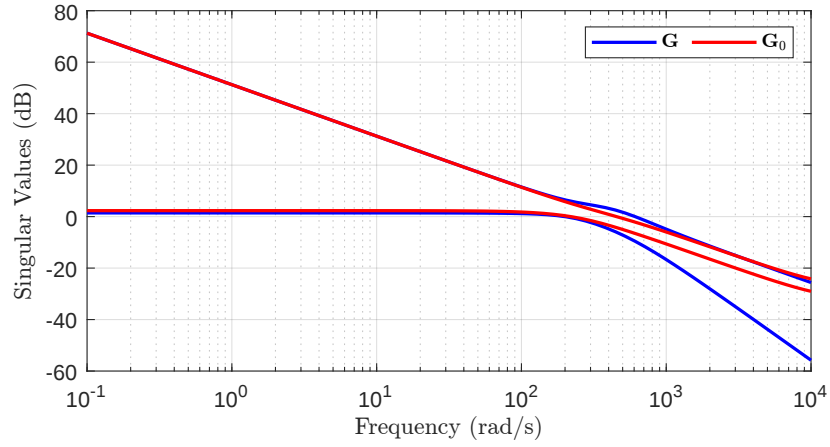


Figura 3.3: Comparación entre los diagramas de Bode multivariables de valores singulares del modelo original y del modelo de orden reducido.

En este espacio, las matrices de la realización balanceada se expresan como:

$$\mathbf{A}_b = \mathbf{T}\mathbf{A}_d\mathbf{T}^{-1}, \quad \mathbf{B}_b = \mathbf{T}\mathbf{B}_d, \quad \mathbf{C}_b = \mathbf{C}_d\mathbf{T}^{-1}. \quad (3.9)$$

Finalmente, el modelo se trunca mediante el comando `modred`, eliminando el último estado junto con las filas y columnas correspondientes de $\mathbf{A}_b$, $\mathbf{B}_b$ y $\mathbf{C}_b$, como se muestra en:

$$\mathbf{z}_{t+1} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{b,11} & \mathbf{A}_{b,12} \\ \mathbf{A}_{b,21} & \mathbf{A}_{b,22} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_b} \mathbf{z}_t + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B}_{b,1} \\ \mathbf{B}_{b,2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_b} \mathbf{u}_t, \quad \mathbf{y}_t = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{b,1} & \mathbf{C}_{b,2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_b} \mathbf{z}_t. \quad (3.10)$$

De esta manera, se logra la reducción deseada del modelo de interacción DER-microrred de tercer orden a segundo orden:

$$\mathbf{z}_{r,t+1} = \underbrace{\mathbf{A}_{b,11}}_{\mathbf{A}_{br}} \mathbf{z}_{r,t} + \underbrace{\mathbf{B}_{b,1}}_{\mathbf{B}_{br}} \mathbf{u}_t, \quad \mathbf{y}_{r,t} = \underbrace{\mathbf{C}_{b,1}}_{\mathbf{C}_{br}} \mathbf{z}_{r,t}, \quad (3.11)$$

donde $\mathbf{A}_{b,11}$, $\mathbf{B}_{b,1}$ y $\mathbf{C}_{b,1}$ son submatrices de dimensiones apropiadas.

La función de transferencia entrada-salida del sistema discreto reducido se expresa como:

$$\mathbf{G}_o(z) = \mathbf{C}_{br}(z\mathbf{I}_2 - \mathbf{A}_{br})^{-1}\mathbf{B}_{br}. \quad (3.12)$$

La respuesta en frecuencia del modelo reducido (3.12) se compara con la del sistema original mediante sus diagramas de Bode multivariable de valores singulares en la Figura 3.3. Se observa que la reducción de orden captura la dinámica esencial del sistema original, incluyendo el polo inestable, aproximando bien a bajas frecuencias (hasta aproximadamente 300 rad/s). A frecuencias mayores, emergen diferencias debido al error de modelado introducido por la reducción de orden. Este error puede representarse como una perturbación multiplicativa en la salida:

$$\mathbf{G}(z) = (\mathbf{I}_2 + \Delta_o(z)) \mathbf{G}_o(z), \quad (3.13)$$

el cual puede ser considerado en el diseño mediante técnicas de diseño de control robusto, limitando el ancho de banda de lazo cerrado a frecuencias en que $\Delta_o(z)$ sea despreciable [94] [Cap 3], [95] [Cap 2].

3.4 Regulador cuadrático lineal para el sistema de orden reducido

Para el diseño del control primario del sistema de orden reducido, se propone la técnica de *Linear Quadratic Regulator* (LQR). El objetivo de este enfoque es minimizar un costo cuadrático discreto definido por

$$J = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{z}_{r,k}^{\top} \mathbf{Q} \mathbf{z}_{r,k} + \mathbf{u}_k^{\top} \mathbf{R} \mathbf{u}_k, \quad (3.14)$$

donde $\mathbf{z}_{r,k}$ y $\mathbf{u}_k$ son los vectores de estados y entradas del sistema reducido en el instante k , y las matrices $\mathbf{Q} > 0$ y $\mathbf{R} > 0$ determinan la ponderación relativa entre el desempeño dinámico y el esfuerzo de control. Ajustando estos pesos, es posible modificar el comportamiento dinámico del sistema en lazo cerrado.

La resolución de este problema de optimización conduce a una matriz constante de realimentación de estado, permitiendo definir la siguiente ley de control lineal:

$$\mathbf{u}_t = -\mathbf{K}_r \mathbf{z}_{r,t}, \quad (3.15)$$

donde la ganancia $\mathbf{K}_r$ se obtiene a partir de la solución $\mathbf{S}$ de la ecuación de Riccati discreta:

$$\mathbf{A}_{br}^{\top} \mathbf{S} \mathbf{A}_{br} - \mathbf{S} - \mathbf{A}_{br}^{\top} \mathbf{S} \mathbf{B}_{br} \left(\mathbf{B}_{br}^{\top} \mathbf{S} \mathbf{B}_{br} + \mathbf{R} \right)^{-1} \mathbf{B}_{br}^{\top} \mathbf{S} \mathbf{A}_{br} + \mathbf{Q} = \mathbf{0}. \quad (3.16)$$

La solución de (3.16), y por consiguiente la ganancia $\mathbf{K}_r$, puede obtenerse utilizando el comando `dlqr` de MATLAB [96]. Si bien, la solución de LQR es siempre estable si el modelo del sistema es bien conocido, en este caso el ancho de banda del sistema en lazo cerrado debe limitarse para garantizar un diseño robusto frente a los errores de modelado introducidos en la reducción (3.11). Por otra parte, alcanzar un ancho de banda suficientemente alto es crucial para obtener una buena respuesta dinámica del control. Este compromiso de diseño se logra mediante la correcta selección de las matrices de ponderación $\mathbf{Q}$ y $\mathbf{R}$. Siguiendo la metodología de [69], se definen las matrices como $\mathbf{Q} = \mathbf{I}_2$ y $\mathbf{R} = \text{diag}(\rho_1, \rho_2)$, reduciendo el diseño del control a ajustar los parámetros ρ_1 y ρ_2 para obtener el ancho de banda deseado.

El compromiso entre desempeño dinámico y estabilidad robusta puede alcanzarse cumpliendo el criterio de robustez de estabilidad descrito en ([97], [Cap 3]) o ([95], [Cap 2]).

Si bien dicho criterio se deriva para sistemas en tiempo continuo, su demostración, presentada en [95] [Cap 2], se basa en el criterio de estabilidad de Nyquist, el cual es prácticamente idéntico para sistemas en tiempo discreto (véase [98] [Sec 7.4.1]). Por lo tanto, el criterio de robustez de estabilidad también es válido para sistemas en tiempo discreto al considerar la transformación $z = e^{j\omega T_s}$, y puede enunciarse de la siguiente manera: el sistema $\mathbf{G}(z)$, con modelo nominal $\mathbf{G}_o(z)$, es estable si:

1. El sistema nominal en lazo cerrado es internamente estable.
2. $\mathbf{G}(z)$ y $\mathbf{G}_o(z)$ poseen el mismo número de polos inestables.
3. El diseño en lazo cerrado satisface la condición de estabilidad robusta dada en (3.17).

$$\bar{\sigma} \left(\mathbf{G}_o(e^{j\omega T_s}) \mathbf{K}_r (e^{j\omega T_s}) \left(\mathbf{I}_2 - \mathbf{G}_o(e^{j\omega T_s}) \mathbf{K}_r (e^{j\omega T_s}) \right)^{-1} \right) < \frac{1}{\bar{\sigma}(\Delta_o(e^{j\omega T_s}))}, \quad (3.17)$$

donde $\bar{\sigma}(\cdot)$ representa el valor singular máximo. La primera condición se satisface automáticamente mediante el uso del LQR, mientras que la segunda está garantizada por la reducción de orden mediante TBR. La única consideración de diseño restante es que $\mathbf{K}_r$ cumpla la condición (3.17), lo cual puede verificarse comparando el diagrama de Bode multivariable del sistema en lazo cerrado con el límite de robustez, como se muestra en la Figura 3.4.

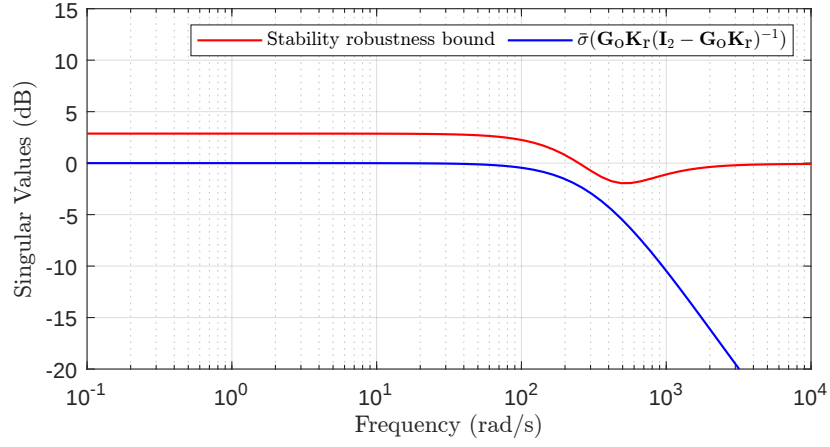


Figura 3.4: Diagramas de magnitud en el dominio de la frecuencia y límite de robustez.

La transformación lineal entre el estado original del sistema físico $\mathbf{x}_t$ y el estado balanceado reducido $\mathbf{z}_{r,t}$ está definida como

$$\mathbf{z}_{r,t} = \mathbf{T}_r \mathbf{x}_t, \quad (3.18)$$

con $\mathbf{T}_r \in \mathbb{R}^{2 \times 3}$, permite implementar la retroalimentación de estados en el sistema físico [99]. Dado que la realimentación es estática y depende directamente de las salidas medidas, este enfoque resulta especialmente atractivo en sistemas donde la información de salida es completa e instantánea, siempre que la matriz $\mathbf{C}$ esté bien condicionada y se conozca con precisión, evitando la complejidad adicional asociada a la implementación de un observador. No obstante, como se mencionó anteriormente, en el sistema de interés, el estado δ_t no se encuentra disponible para medición, por lo que se requiere una transformación adicional que permita implementar el control utilizando únicamente las mediciones de corriente, como se describe en la siguiente sección.

3.4.1 Implementación de la ley de control para sistemas DER usando solo mediciones de corriente

En el sistema de orden reducido planteado en (3.11), la matriz de salida $\mathbf{C}_{br}$ es cuadrada e invertible. Por lo tanto, el estado reducido puede reconstruirse mediante una combinación lineal a partir de las salidas, y la ley de control en las coordenadas originales del sistema puede obtenerse mediante el procedimiento que se presenta a continuación.

1) Reconstrucción del estado a partir de la salida del sistema: Considerando (3.11) y despejando $\mathbf{z}_{br}$, se obtiene:

$$\mathbf{z}_r = \mathbf{C}_{br}^{-1} \mathbf{y}_t. \quad (3.19)$$

Dado que esta relación es algebraicamente exacta, la reconstrucción del estado es inmediata y no requiere estimación adicional.

2) Cálculo de la ganancia de realimentación estática: Sustituyendo (3.19) en la ley de control (3.15), la acción de control puede expresarse directamente en función de las corrientes medidas como

$$\mathbf{u}_t = -\mathbf{K}_r \mathbf{C}_{br}^{-1} \mathbf{y}_t. \quad (3.20)$$

3.4.2 Obtención del modelo reducido en función de las variables físicas del estado original

Una vez obtenido el modelo balanceado reducido es posible expresar dicho modelo en el espacio de estados original para conservar la interpretación física de las variables. El modelo balanceado reducido se encuentra definido en el espacio de coordenadas $\mathbf{z}_t$; por tanto, es necesario aplicar la transformación inversa para retornar algunas de las variables del sistema original $\mathbf{x}_t$. En el sistema de interés se miden los dos estados físicos que se pretenden preservar i_{od} y i_{oq} , por lo que esta relación se establece según (3.8), observando que el estado reducido $\mathbf{x}_{r,t} = \mathbf{y}_t$.

El modelo reducido original en espacio de estados discreto se puede expresar como:

$$\mathbf{x}_{r,t+1} = \mathbf{A}_r \mathbf{x}_{r,t} + \mathbf{B}_r \mathbf{u}_t, \quad (3.23)$$

$$\mathbf{y}_t = \mathbf{C}_r \mathbf{x}_{r,t}, \quad (3.24)$$

donde $\mathbf{x}_{r,t}$ representa el vector de estados reducidos en el instante t . Las matrices del modelo reducido se definen a través de la siguiente transformación:

$$\mathbf{A}_r = \mathbf{C}_{br} \mathbf{A}_{br} \mathbf{C}_{br}^{-1}, \quad (3.25)$$

$$\mathbf{B}_r = \mathbf{C}_{br} \mathbf{B}_{br}, \quad (3.26)$$

$$\mathbf{C}_r = \mathbb{I}_2. \quad (3.27)$$

De este modo, el modelo reducido original conserva la dinámica dominante del modelo balanceado reducido, pero expresada en las variables físicas del sistema. Esto permite comparar directamente la respuesta del modelo reducido sin perder la interpretación física de las variables del sistema. Además, esta representación resulta útil para realizar simulaciones y analizar la respuesta del sistema ante variaciones en el punto de operación. La Figura 3.6 presenta la comparación de la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado considerando las leyes de control (3.15) y (3.20) para el modelo reducido, expresado en sus coordenadas físicas medibles, y del modelo original. Se observa similitud entre ambas respuestas en bajas frecuencias, lo que confirma que el modelo reducido conserva las dinámicas dominantes. Las diferencias a altas frecuencias se deben al truncamiento de modos rápidos durante el proceso de reducción de orden. Sin embargo, se aprecia que esto no afecta significativamente el ancho de banda del sistema en lazo cerrado. Más aún, las diferencias observadas en la respuesta de alta frecuencia, alrededor de 300 rad/s, indican que el ancho de banda de lazo cerrado alcanzable utilizando únicamente realimentación de corrientes se encuentra cercano a su límite.

El estudio presentado anteriormente proporciona una visión aproximada de la respuesta del DER en distintos puntos de operación, bajo el supuesto de un modelo linealizado y considerando el voltaje de la red como una fuente ideal rígida. No obstante, en un escenario más realista de múltiples DERs, debido a cambios en la carga y el voltaje de la red puede experimentar variaciones. En este contexto, un enfoque más cercano a la realidad consiste en considerar la interconexión de dos DERs, empleando el modelo no lineal, y realizar un análisis de estabilidad frente a distintos puntos de operación, debido a cambios en la carga dado por distintos valores de la red. En este escenario, la robustez del controlador propuesto se evaluará mediante el análisis modal presentado en la sección siguiente.

3.5 Análisis de estabilidad en pequeña señal

Esta sección presenta el análisis de estabilidad en pequeña señal de la subred 1 utilizando el método de control propuesto, siguiendo la metodología convencional presentada en [100], Cap. 12 y sus adaptaciones a microrredes alimentadas por convertidores [74, 101]. Para evaluar el desempeño de la red en distintos

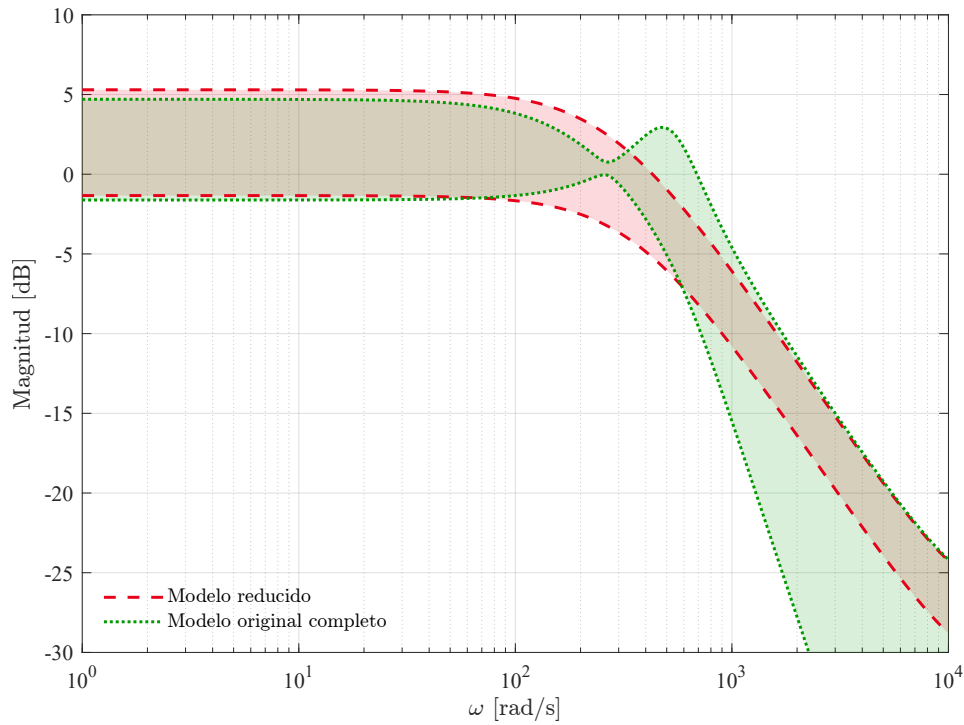


Figura 3.6: Comparación de la respuesta en frecuencia entre el modelo reducido y el modelo original.

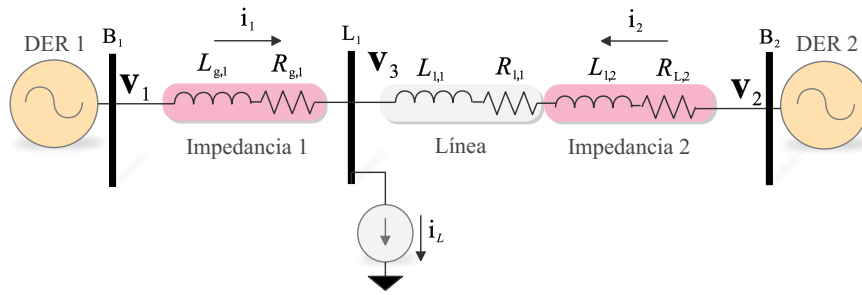


Figura 3.7: Sistema de subred para analizar los polos con la propuesta de control.

puntos de operación, este trabajo encuentra la solución numérica al problema no lineal asociado al estado estacionario [101]. De este modo, el punto de operación requerido para la estabilidad en pequeña señal se determina con precisión, lo que contribuye a la exactitud del modelo linealizado. El sistema en consideración se muestra en la Figura 3.7. Para centrarse en el efecto del control primario y simplificar el análisis, se omite el efecto dinámico del control de nivel cero, asumiendo su rápida respuesta en el contexto de la estructura en cascada tradicional. En consecuencia, cada DER se representa como una fuente de voltaje conectada al punto de acoplamiento a través de las impedancias de interconexión listadas en la Tabla 3.1. Este trabajo considera que la impedancia de la línea representa el 10 % de la impedancia de acoplamiento, y también se incluye en el modelo. La carga se modela como una fuente de corriente conectada a la barra de carga, siguiendo el enfoque de modelado de cargas como barra PQ en el análisis clásico de flujo de potencia. Los polos del sistema resultante, usando análisis de pequeña señal, proporcionan información sobre las respuestas del sistema en los distintos puntos de operación.

Para formular las ecuaciones dinámicas que describen el sistema, es necesario establecer un marco de referencia común para el análisis de ambos DERs, como sugiere [74] y se muestra en la Figura 3.8. En este estudio, se asume que la barra de carga es el marco de referencia común, y el voltaje en este punto se denota como $v_{D,3}$.

Este enfoque permite la representación en espacio de estados de la subred 1 de la figura 3.7 mediante la

Tabla 3.1: Parámetros de la subred 1

Parámetro	Descripción	Valor
$L_{g,1}$	Inductancia de acoplamiento	0.0019 [H]
$R_{g,1}$	Resistencia de acoplamiento	0.5997 [Ω]
$L_{g,2}$	Inductancia de acoplamiento	0.0019 [H]
$R_{g,2}$	Resistencia de acoplamiento	0.5992 [Ω]
$L_{l,1}$	Inductancia de línea	0.00018 [H]
$R_{l,1}$	Resistencia de línea	0.05992 [Ω]
$i_{b,1}$	Corriente nominal (pico por fase)	22 [A]
$v_{0,1}$	Voltaje nominal (pico por fase)	310 [V]
$\omega_{0,1}$	Frecuencia nominal	$2\pi \times 50$ [rad/s]

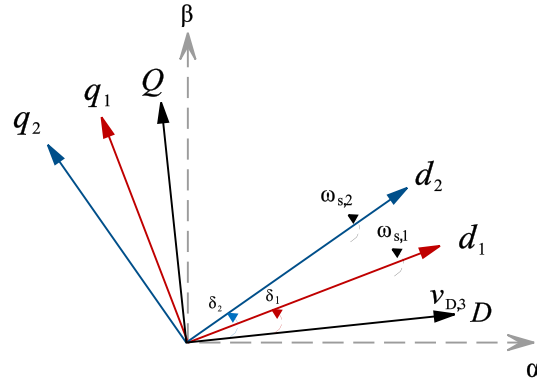


Figura 3.8: Marco de referencia común.

transformación de coordenadas de las variables:

$$f_{DQ,i} = f_{dq,i} e^{j\delta_i}. \quad (3.28)$$

El análisis de pequeña señal requiere modelar el voltaje en las barras de carga. Siguiendo la metodología presentada en [74], este trabajo utiliza un resistor virtual de alto valor en la barra de carga en paralelo con la fuente de corriente. Para el circuito de interés, representado en la Figura 3.7, el voltaje en el nodo de referencia de la microrred se expresa como:

$$\mathbf{v}_{D,3} = R_v \left(\sum_i \mathbf{i}_{oDQ,i} - \mathbf{i}_{oDQ,L} \right), \quad (3.29)$$

donde $\mathbf{i}_{oDQ,L}$ son las corrientes activa y reactiva en la carga, R_v es un resistor virtual entre el PC y tierra, y $v_{0,3} = 0$ como resultado de la orientación del marco de referencia común con el voltaje de la barra de carga. Dado el modelo (3.2) de cada DER, la ley de control (3.22), la transformación de coordenadas (3.28) y el voltaje del nodo (3.29), el modelo no lineal se expresa a continuación:

$$\frac{d(\mathbf{i}_{oDQ,i})}{dt} = -\frac{R_i}{L_i} \mathbf{i}_{oDQ,i} - j\omega_3 \mathbf{i}_{oDQ,i} + \frac{\mathbf{v}_{sDQ,i}}{L_i} - \frac{\mathbf{v}_{DQ,3}}{L_i}, \quad (3.30)$$

$$\frac{d\delta_i}{dt} = \omega_i - \omega_3. \quad (3.31)$$

Este trabajo emplea una expresión equivalente en números complejos para la ley de control (3.22) con el fin de simplificar las rotaciones de coordenadas involucradas en (3.28)-(3.30). Como resultado, el voltaje y

Tabla 3.2: Parámetros para determinar los puntos de operación en el análisis modal

Par.	Valor para OP ₁ , OP ₂ y OP ₃	Comentario
v_o	[310, 310, 310]	Voltaje nominal [V] (pico por fase)
ω_o	[$2\pi 50$, $2\pi 50$, $2\pi 50$]	Frecuencia nominal [rad/s]
$i_{oD,3}$	[20, 10, 0]	Corriente de carga en el eje directo [A]
$i_{oQ,3}$	[-2.5, -1.25, 0]	Corriente de carga en el eje en cuadratura [A]
R_v	1e4	Resistor virtual [Ω]

Tabla 3.3: Puntos de operación para el análisis modal

OP	$i_{oD,1}$ [A]	$i_{oQ,1}$ [A]	δ_1 [rad]	$i_{oD,2}$ [A]	$i_{oQ,2}$ [A]	δ_2 [rad]
1	10.49	-1.31	0.02	9.54	-1.19	0.02
2	5.25	-0.66	0.01	4.78	-0.59	0.01
3	0.02	0.00	0.00	0.01	0.00	0.00

la frecuencia de cada DER en el marco de referencia común se expresan como:

$$\mathbf{v}_{sDQ,i} = v_o e^{j\delta_i} - \mathbf{K}_1 \mathbf{i}_{oDQ,i} - \mathbf{K}_1^* \mathbf{i}_{oDQ,i}^* e^{-2j\delta_i}, \quad (3.32)$$

$$\omega_i = \omega_o - \mathbf{K}_2 \mathbf{i}_{oDQ,i} e^{-j\delta_i} - \mathbf{K}_2^* \mathbf{i}_{oDQ,i}^* e^{j\delta_i}, \quad (3.33)$$

donde las ganancias complejas $\mathbf{K}_1$ y $\mathbf{K}_2$ corresponden a las ganancias de caída multivariable de (3.22), dadas por: $\mathbf{K}_1 = \frac{k_{11}}{2} - j\frac{k_{12}}{2}$ y $\mathbf{K}_2 = \frac{k_{21}}{2} - j\frac{k_{22}}{2}$, donde k_{11} , k_{12} , k_{21} y k_{22} son los elementos de la matriz de ganancia $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ obtenida en (3.22). El operador "*" denota el conjugado.

Usando (3.29)-(3.33), la representación en espacio de estados se expresa como:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_s &= \mathbf{f}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s), \\ \mathbf{y}_s &= \mathbf{g}(\mathbf{x}_s, \mathbf{u}_s), \end{aligned} \quad (3.34)$$

donde $\mathbf{x}_s = [i_{oD,1}, i_{oQ,1}, \delta_1, i_{oD,2}, i_{oQ,2}, \delta_2]^T$ es el estado del sistema de la subred completa, $\mathbf{u}_s = [v_o, \omega_o]$ es el valor nominal que entra a ambos controles primarios y $\mathbf{y}_s = [i_{oD,1}, i_{oQ,1}, i_{oD,2}, i_{oQ,2}]^T$ es la salida. Los parámetros del circuito para la subred se dan en la Tabla 3.4. Asumiendo los valores nominales y cargas proporcionados en la Tabla 3.2, se pueden determinar tres puntos de operación distintos para esta subred mediante la resolución del conjunto de ecuaciones no lineales (3.34).

Este estudio utiliza el comando `vpasolve` disponible en Matlab para encontrar la solución numérica del problema no lineal, resultando en los tres puntos de operación para cada uno de los DERs listados en la Tabla 3.3. Posteriormente, el modelo linealizado (3.34) se expresa como:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{\mathbf{x}}_s &= \mathbf{A}_s \Delta \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s \Delta \mathbf{u}_s, \\ \Delta \mathbf{y}_s &= \mathbf{C}_s \Delta \mathbf{x}_s, \end{aligned} \quad (3.35)$$

donde,

$$\mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{f}_1}{\partial i_{D,1}} & \cdots & \frac{\partial \mathbf{f}_6}{\partial \delta_2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{f}_1}{\partial i_{D,1}} & \cdots & \frac{\partial \mathbf{f}_6}{\partial \delta_2} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathbf{f}_1}{\partial v_{n,1}} & \cdots & \frac{\partial \mathbf{f}_6}{\partial \omega_n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \mathbf{f}_1}{\partial v_{n,1}} & \cdots & \frac{\partial \mathbf{f}_6}{\partial \omega_n} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_s = \text{diag}\{1, 1, 0, 1, 1, 0\}, \quad (3.36)$$

y las matrices $\{\mathbf{A}_s, \mathbf{B}_s, \mathbf{C}_s\}$ se evalúan en los tres puntos de operación listados en la Tabla 3.3. Los polos del sistema se obtienen a partir de los valores propios de $\mathbf{A}_{s,i}$, donde $i = \{1, 2, 3\}$ representa cada punto de operación. La Figura 3.9 muestra los 5 polos dominantes de la subred para cada uno de los tres puntos

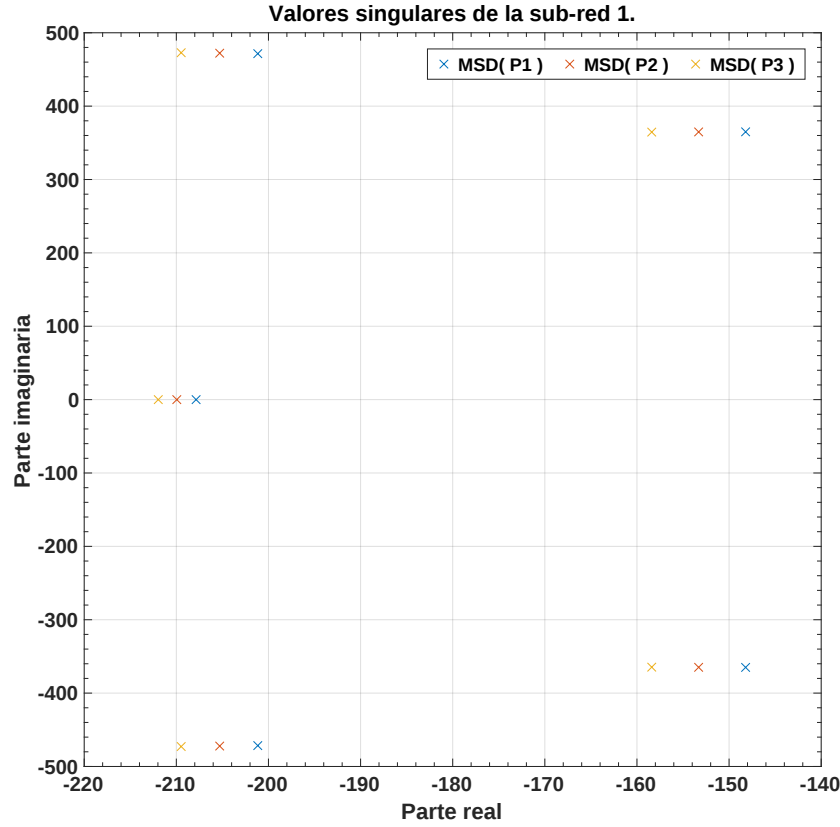


Figura 3.9: 5 polos dominantes del sistema.

de operación considerados en el análisis. Cabe destacar que el sexto polo es significativamente más rápido que los polos dominantes, por lo que su efecto dinámico en la banda de interés es despreciable y no se considera en el análisis. Este se ubica aproximadamente en $p_6 = -10^6$. Este resultado confirma que, a pesar de ciertos desplazamientos de polos debido a variaciones en el punto de operación en la microrred, el controlador propuesto demuestra un desempeño robusto, manteniendo la estabilidad y variando el desempeño del sistema solo marginalmente bajo cambios significativos de carga. Un análisis similar para *droop* convencional se presenta en el apéndice A.2. La figura A.3 muestra que los polos dominantes del método basado en *droop* convencional son significativamente más lentos y se ubican más cercanos al límite de estabilidad. Además, ante variaciones del punto de operación, se observa que los polos tienden a desplazarse aún más hacia dicho límite. En contraste, el método de control multivariable propuesto presenta polos con mayor margen de estabilidad, más robustos y con mejor desempeño dinámico respecto al método basado en *droop* convencional.

3.6 Resultados de Simulación

Esta sección presenta resultados de simulación para validar el control MSD propuesto y comparar su desempeño con un algoritmo de impedancia virtual ampliamente utilizado en la literatura reciente. Como referencia, se utiliza una variante del método de impedancia virtual presentado en [83]. Los detalles de la implementación se presentan en el Apéndice A.3.

Las simulaciones se realizan sobre la microrred descrita previamente en la Sección 3.2 y mostrada en la Figura 3.1, utilizando el software PSCAD/EMTDC. Los parámetros de esta microrred se muestran en la Tabla

Tabla 3.4: Valores nominales y parámetros de circuito del sistema DER

	DER 1,2	DER 3,4	Comentario
V_{dc}	700 [V]	700 [V]	Voltaje base del enlace DC
S_b	10 [kVA]	10 [kVA]	Potencia base
v_0	310.2687 [V]	310.2687 [V]	Voltaje pico por fase
ω_0	$2\pi \times 50$ [rad/s]	$2\pi \times 50$ [rad/s]	Frecuencia nominal de 50 Hz
R_f	0.036 [Ω]	0.030 [Ω]	Parámetro del filtro
L_f	0.00236 [H]	0.00230 [H]	Parámetro del filtro
C_f	15 [μ F]	15 [μ F]	Parámetro del filtro
R_g	0.5997 [Ω]	0.5992 [Ω]	Resistencia de acoplamiento
L_g	0.0019 [H]	0.0018 [H]	Inductancia de acoplamiento

Tabla 3.5: Parámetros del controlador

	DER 1,2	DER 3,4	Comentario
$\{\mathbf{Q}_f, \mathbf{R}_f\}$	$\{\mathbb{I}_6, \mathbb{I}_2\}$	$\{\mathbb{I}_6, \mathbb{I}_2\}$	ZLC
$\{\mathbf{Q}, \mathbf{R}\}$	$\{\mathbb{I}_2, \text{diag}(4e3, 4.9e1)\}$	$\{\mathbb{I}_2, \text{diag}(4e3, 4.9e1)\}$	MSD

3.4. La impedancia de interconexión se caracteriza por una relación X/R de aproximadamente uno, lo que indica una línea resistiva/inductiva. El modelo de simulación de cada DER incluye el control de voltaje del inversor y el control primario dentro de la estructura de control en cascada descrita en [58]. Para ello, se emplea la técnica de control cuadrático lineal con acción integral como control de nivel cero, siguiendo el enfoque descrito en el Capítulo 2.4 y el control primario MSD descrito en este capítulo. La Tabla 3.5 muestra los parámetros de ajuste para el lazo de control de voltaje interno, así como para la ley de control MSD.

Los casos de simulación tienen como objetivo evaluar la respuesta de los DERs ante cambios de carga e interconexiones en la microrred. Se implementa un algoritmo de sincronización en cada interruptor (BRK_i) para garantizar una comparación justa del desempeño dinámico entre el MSD propuesto y el método de impedancia virtual. Este algoritmo conecta los DERs a la microrred cuando existe solo una pequeña diferencia de fase en el voltaje, de aproximadamente ± 0.01 rad, simulando una sincronización realista y activando la respuesta transitoria de cada alternativa de control en lazo cerrado en las mismas condiciones.

3.6.1 Caso 1: Interconexión dentro de la subred 1

La Figura 3.10 muestra los resultados de simulación que comparan la estrategia de control MSD con el método de impedancia virtual. Inicialmente, los DER 1 y DER 2 están desconectados, manteniendo cada uno localmente el voltaje y la frecuencia nominal. En el instante $t = 0.3$ s, el DER 1 comienza a suministrar energía a la impedancia de carga Z_1 al cerrar BRK_1 . El desempeño dinámico de ambos enfoques es muy similar en la regulación de corriente y voltaje en modo de soporte de red para esta primera maniobra. Esto se explica por el hecho de que las dinámicas del sistema en este modo están principalmente determinadas por el control de nivel cero, que es idéntico en ambos casos. A pesar de eso, el método MSD propuesto muestra una mejora notable en la regulación de frecuencia. Posteriormente, en el instante $t = 0.5$ s, los DER 1 y 2 se conectan al cerrarse BRK_3 , conformando la subred 1. Los resultados demuestran nuevamente un desempeño dinámico satisfactorio para ambos métodos, pero el método MSD propuesto logra una mejor respuesta de corriente, evidenciada por una respuesta de corriente de salida más rápida y mejor amortiguada. Finalmente, ambos métodos logran una distribución de corriente equilibrada entre las unidades DER en estado estacionario.

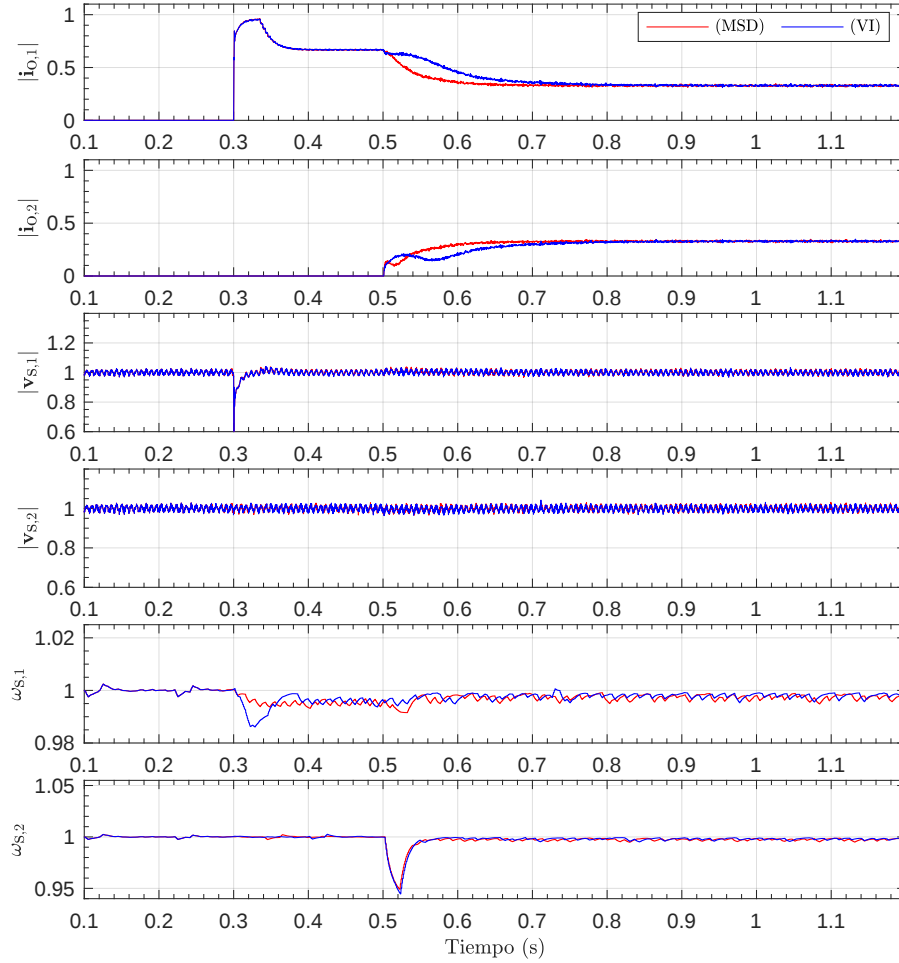


Figura 3.10: Caso 1: Interconexiones dentro de la subred 1.

3.6.2 Caso 2: Impacto de la carga en la subred 1

El segundo caso de estudio comienza en el instante 1.2s, después de alcanzar la condición de estado estacionario del primer caso. En este ejemplo, los DER 1 y DER 2 operan en paralelo para suministrar energía a una carga, permitiendo evaluar el desempeño de las estrategias de control primario bajo una perturbación de carga en la subred 1. En el instante $t = 1.5s$, BRK₂ se cierra, causando que la subred interconectada también suministre energía a Z₂. En la Figura 3.11 se observa un desempeño dinámico similar para ambos métodos, logrando una distribución equilibrada de la corriente demandada y regulando rápidamente el voltaje y la frecuencia en torno al punto de operación nominal. En este caso, ambos algoritmos producen respuestas casi idénticas, con una ligera mejora en la regulación de frecuencia al utilizar el enfoque MSD propuesto.

3.6.3 Caso 3: Interconexión de los DER restantes para completar la microrred

En el caso final se evalúa el desempeño general de la microrred al integrar los DER restantes, creando así una microrred más compleja. La microrred comienza con la subred 1 en estado estacionario, establecido al final del caso anterior. En este punto, los DERs 3 y 4 operan independientemente en modo de *grid forming*. En el instante $t = 2.5s$ el interruptor BRK₄ se cierra para conectar el DER 3 a la microrred. La Figura 3.12

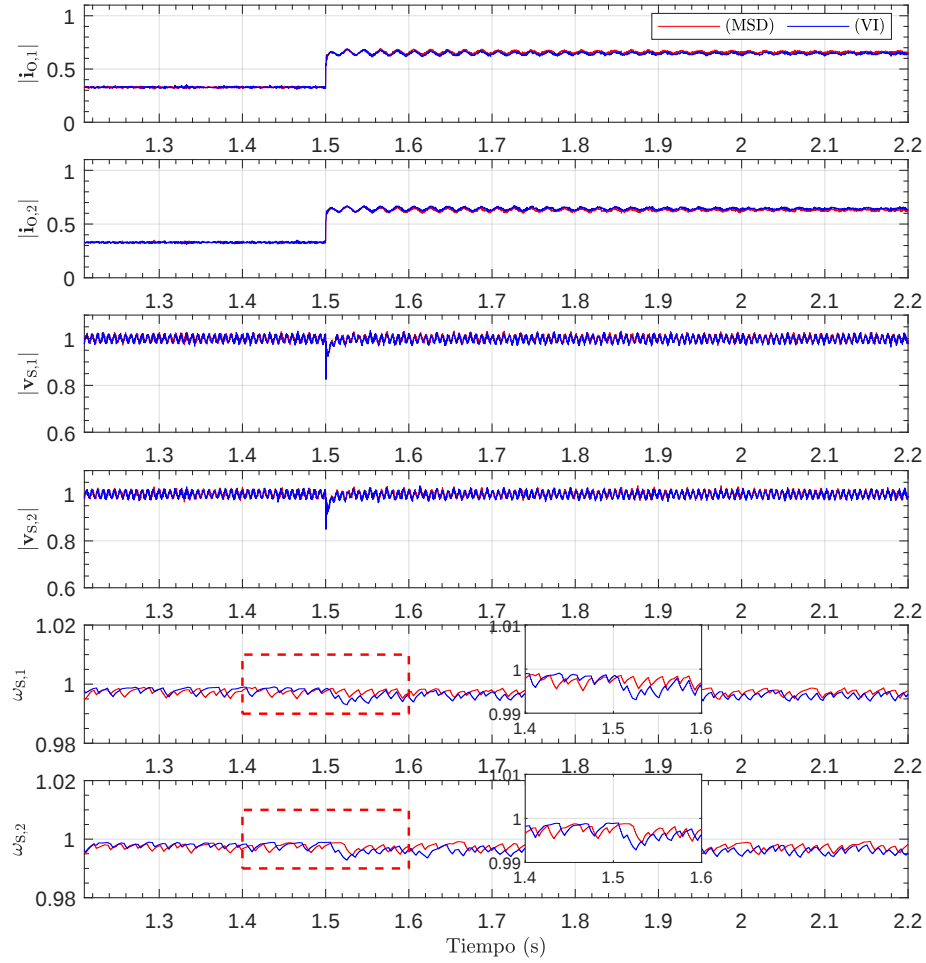


Figura 3.11: Caso 2: Impacto de la carga en la subred 1.

muestra la distribución de corriente de salida entre los DERs 1, 2 y 3, junto con el voltaje y la frecuencia para los métodos MSD y VI en las subfiguras (a) y (b), respectivamente. En ambos casos, se logra una distribución de corriente adecuada en estado estacionario. El método MSD propuesto nuevamente logra una respuesta transitoria de corriente más rápida y mejor amortiguada, como se observó anteriormente en el Caso 1. Sin embargo, se observa que la distribución de corriente es mejor, es decir, más equilibrada entre los DERs, al utilizar el método de impedancia virtual. En el instante $t = 3.5s$, BRK₅ se cierra, conectando la carga Z_3 y provocando un impacto repentino de carga. Los resultados indican una respuesta de corriente similar en ambos métodos de control, aunque se observa una regulación de frecuencia ligeramente superior con la técnica MSD.

La Figura 3.13 muestra la respuesta de la microrred a la conexión del DER 4, producida por el cierre de BRK₆ en el instante $t = 4.6s$. El procedimiento de conexión comienza con una desviación transitoria notable en la frecuencia de operación de DER 4 como resultado del algoritmo de sincronización. Este cambio de frecuencia tiene como objetivo alinear el voltaje del DER 4 con el voltaje de la microrred dentro de ± 0.01 rad antes de cerrar BRK₆, evitando picos de corriente indeseados. Después de la conexión, estabiliza rápidamente su frecuencia para igualarla a la frecuencia de la microrred, demostrando una sincronización efectiva y logrando la regulación de corriente. Nuevamente, los resultados son similares con una mejor respuesta transitoria de corriente proporcionada por el controlador MSD, pero una mejor distribución de corriente en estado estacionario con impedancia virtual. Finalmente, se presenta la respuesta de la microrred a la desconexión de DER 3, que ocurre en el instante $t = 5.2s$. Los resultados indican que ambos métodos mantienen

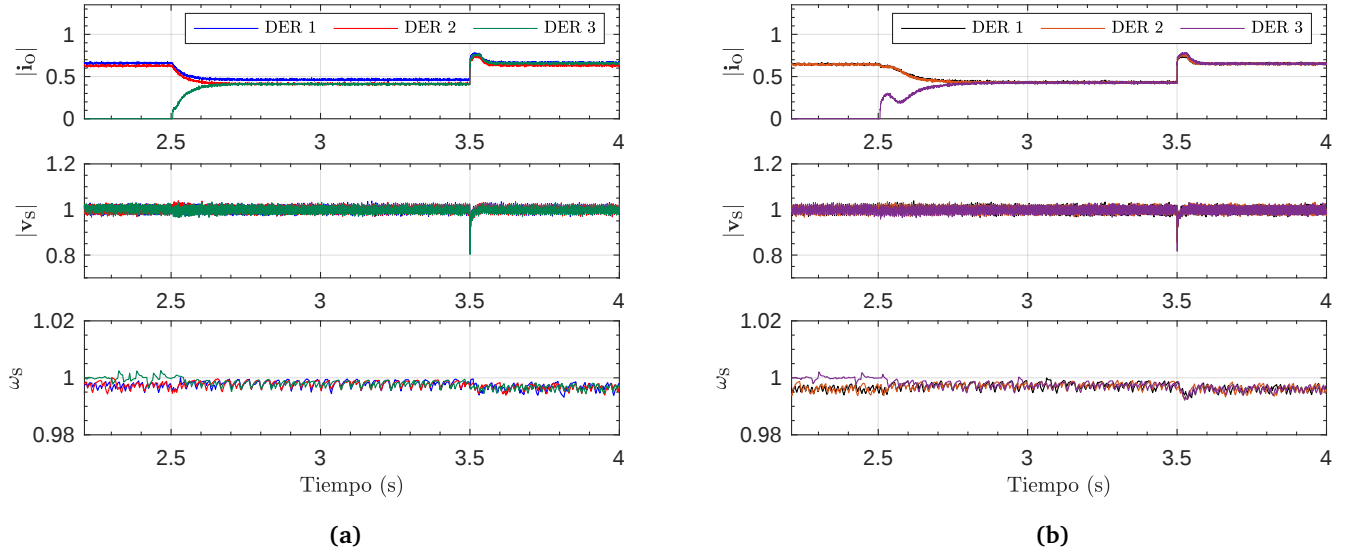


Figura 3.12: Caso 3: Interconexiones entre las dos subredes.

la estabilidad del sistema durante las desconexiones de los DERs; sin embargo, el método MSD logra una regulación de frecuencia ligeramente mejor y respuestas mejor amortiguadas en algunas condiciones.

3.6.4 Simulación en tiempo real

En esta sección se presentan los resultados de simulación en tiempo real de la estrategia de control MSD propuesta utilizando la plataforma RTDS Technologies. El entorno de desarrollo RTDS utilizado en este estudio opera con tres núcleos, lo que permite la implementación del sistema de potencia mostrado en la Figura 3.1 y la aplicación de la ley de control propuesta en los cuatro DERs. Se utilizó un tiempo de muestreo principal de $20 \mu\text{s}$, y el sistema se implementó con bloques de subpaso y superpaso. El bloque de subpaso se implementa con un tiempo de muestreo de $4 \mu\text{s}$ para simular los efectos de conmutación del convertidor de potencia. Los controladores de cada DER se implementaron en C++ dentro del bloque de superpaso, ejecutándose a $100 \mu\text{s}$, es decir, al doble de la frecuencia de PWM, para implementar el muestreo regular asimétrico [102]. Esta implementación demuestra la simplicidad y el bajo costo computacional del método MSD propuesto, permitiendo la ejecución en tiempo real con un tiempo de muestreo de $100 \mu\text{s}$. La Figura 3.14 muestra los resultados de simulación en tiempo real de la conexión del DER 1 y DER 2 para formar la subred 1, como se describió previamente en el caso 1 de estudio por simulación. Estos resultados, presentados en coordenadas abc , no indican un impacto significativo en el voltaje. Además, una rápida transición de corriente de salida conduce a una distribución de corriente apropiada entre las dos unidades DER en el estado estacionario en menos de 0.1 s. Los resultados del impacto de la carga en la subred 1 correspondientes al caso 2 de las simulaciones se muestran en la Figura 3.15. Se puede observar que el impacto de la carga induce una pequeña perturbación en el voltaje de salida de cada DER. Sin embargo, la estrategia de control propuesta logra una rápida regulación de voltaje, conduciendo a un aumento rápido en la corriente de salida que resulta en un estado estacionario bien distribuido.

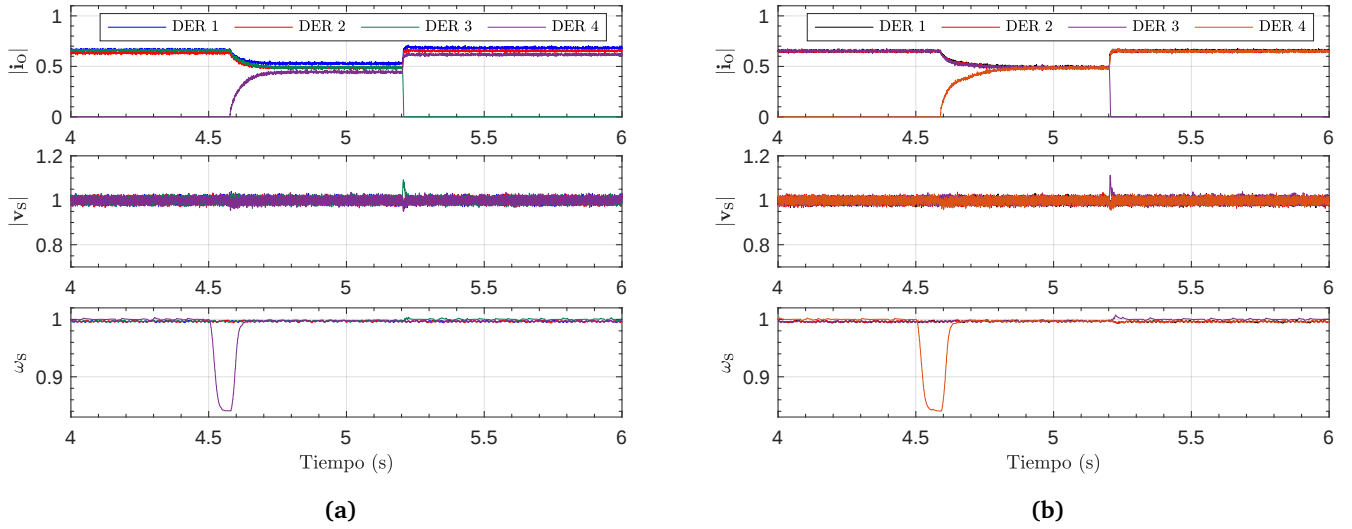


Figura 3.13: Caso 3: Conexiones y desconexiones de los DERs en la microrred.

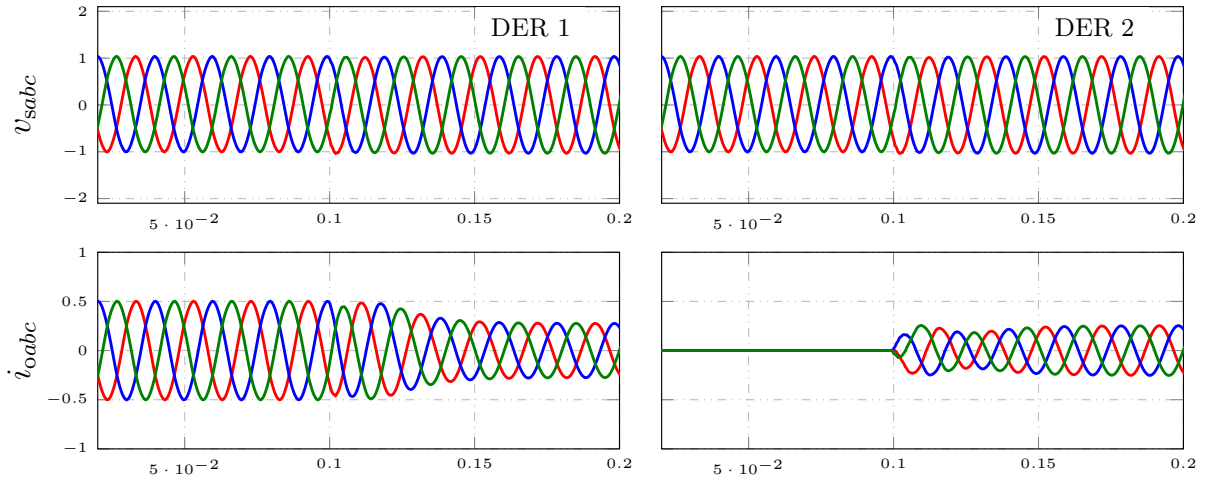


Figura 3.14: Simulación en tiempo real del Caso 1: Interconexiones dentro de la subred 1.

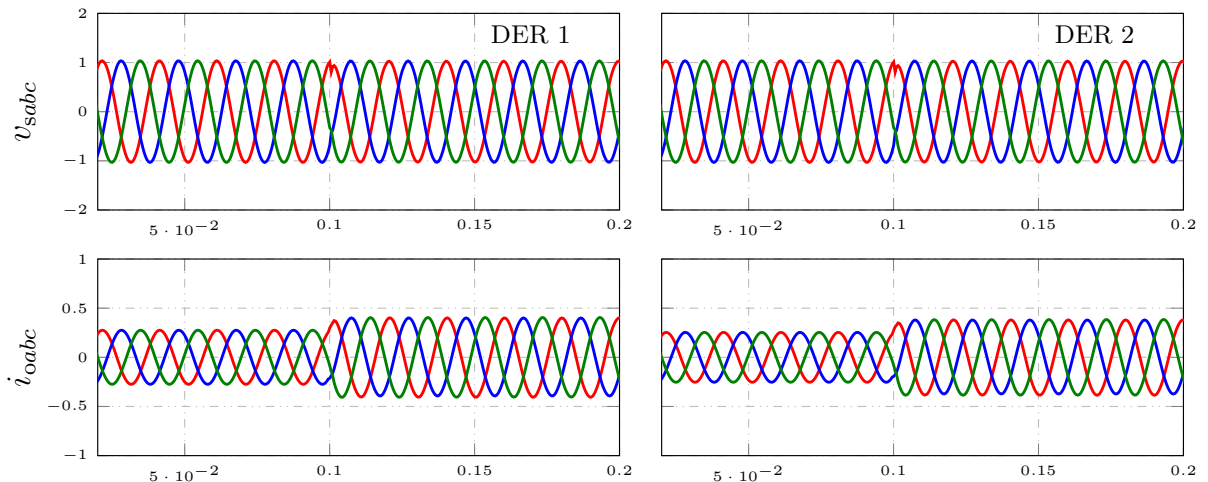


Figura 3.15: Simulación en tiempo real del Caso 2: Impacto de la carga en la subred 1.

3.7 Conclusiones

Se ha propuesto una estrategia de control descentralizado óptimo basado en el LQR, utilizando solo las mediciones de corriente de salida de cada DER. La estrategia de MSD resultante asegura una regulación efectiva de la corriente de salida, manteniendo el voltaje y la frecuencia dentro de rangos aceptables. La técnica de control LQR se aplicó a un modelo reducido del sistema original para derivar un esquema de retroalimentación de salida que solo realimenta las corrientes de salida. El proceso de ajuste del LQR consideró los errores de modelado introducidos por la reducción del modelo, asegurando así la estabilidad robusta del sistema frente a errores de modelado con cotas conocidas.

La estrategia propuesta presenta similitudes con el método de impedancia virtual, pero, al ser un enfoque basado en LQR, se beneficia de criterios de diseño basados en frecuencia. Por consiguiente, si bien el tiempo de asentamiento es comparable con el método de impedancia virtual, su amortiguamiento es superior. La comparación incluye simulaciones en varios casos, tales como impactos de carga, interconexiones de DERs y las interacciones entre subredes. La estrategia MSD propuesta exhibe un desempeño superior en las respuestas transitorias, con una dinámica de corriente más rápida, mejor amortiguada y una mejor regulación de frecuencia. Sin embargo, el método de la impedancia virtual logra una mejor distribución de corriente en estado estacionario. No obstante, esto no se considera una desventaja del método de control primario propuesto, ya que la distribución de corriente corresponde a un objetivo de la capa de control secundario, aspecto que se abordará en el capítulo siguiente. Finalmente, la estrategia se validó mediante simulaciones en tiempo real en un entorno de emulación RTDS, evidenciando el bajo costo computacional y la facilidad de implementación del método propuesto.

4

Control secundario distribuido basado en MPC para microrredes.

4.1 Introducción

El control secundario corrige las desviaciones de voltaje y frecuencia de la microrred operando a un ancho de banda menor al del control primario, gestionando así la distribución de potencia activa y reactiva entre los DERs [22, 23, 26, 58, 103, 104]. Estos objetivos se logran mediante una red de comunicación entre los DERs. Tradicionalmente, este nivel de control se ha implementado de forma centralizada [78, 105], donde todos los DERs reciben referencias de voltaje y frecuencia de un controlador central, garantizando la estabilidad del sistema y alcanzando el punto de operación deseado. Sin embargo, el enfoque centralizado es vulnerable a la falla del punto único del controlador central, quedando inoperativo el control secundario en un caso de avería. Para resolver este problema, se introdujo el control cooperativo distribuido [26, 103, 104], donde cada DER opera como un agente dentro de un sistema multiagente (MAS por sus siglas en inglés) con una capacidad de autonomía limitada. Los DERs comparten información local con sus vecinos para lograr una convergencia cooperativa de voltaje y frecuencia, permitiendo la distribución de potencia mediante un protocolo de consenso [2]. Típicamente, el control secundario utiliza controladores integrales (I) o proporcional-integral (PI) para cumplir con los objetivos del control [23, 24, 106]. El controlador proporcional-integral de promedio distribuido (DAPI) permite acciones de control descentralizadas en cada DER para lograr la regulación de frecuencia, el reparto de potencia activa y un equilibrio ajustable entre la regulación de voltaje y la distribución de potencia reactiva [23]. Sin embargo, este enfoque no considera la dinámica del sistema para el ajuste de los parámetros del controlador, lo que dificulta encontrar los parámetros apropiados. Otro enfoque en este contexto es la linealización por retroalimentación, donde el controlador incorpora la mayoría de las características no lineales de los sistemas multiagente, simplificando el diseño del control [104]. Si bien este método permite la regulación de voltaje mediante consenso, no aborda el reparto de potencia. Otra técnica es el rastreador cuadrático lineal (LQT por sus siglas en inglés), que deriva una ley de control óptima resolviendo el problema de optimización de manera *offline*, reduciendo el costo computacional y facilitando su implementación en sistemas embebidos [107]. Sin embargo, LQT no puede imponer restricciones inherentes al sistema físico, como los límites de corriente del inversor. En contraste, [104] emplea la linealización por retroalimentación para implementar un control predictivo basado en modelo (MPC). Por otro lado, cuando se dispone de un modelo lineal, la ley de control puede obtenerse mediante un esquema MPC basado en la minimización de una función de costo sujeta a restricciones [26, 108]. El modelo en [104] resulta en un modelo de integrador doble de una sola entrada y salida (SISO) para la regulación de voltaje, mientras que el reparto de potencia se gestiona mediante control PI convencional. No obstante, el objetivo de control de regular todas las barras de voltaje a la misma referencia es incompatible con el reparto de potencia reactiva, y no se imponen límites de variables. La técnica MPC empleada en [26] incorpora consenso de potencia activa y reactiva, pero su formulación simplifica el modelo de control al asumir una red puramente inductiva y la medición directa del ángulo de carga de cada DER. Además, el modelo dinámico utilizado para la predicción de potencia se basa en condiciones estacionarias, lo que genera incertidumbre respecto a su desempeño frente a transitorios y podría mejorarse mediante la inclusión explícita del modelo dinámico de interconexión de cada DER con la red.

En una microrred, un convertidor *grid-following* (GFL) se limita a sincronizarse con la red existente y operar a una potencia establecida [8]. En contraste, un convertidor *grid-forming* (GFM) regula el voltaje y la frecuencia [8]. En este contexto, el control secundario distribuido basado en un sistema multiagente debe coordinar la operación de múltiples inversores y gestionar la transición entre los modos isla y conectado a la red, estableciendo los límites de operación a partir del rango nominal de voltaje, frecuencia y corriente. Estas limitaciones de los enfoques existentes, junto con la necesidad de una coordinación robusta entre los DERs, motivan el desarrollo de una estrategia capaz de integrar un modelo dinámico que considere impedancias con relaciones X/R arbitrarias, respetar las restricciones operativas y permitir la operación coordinada de unidades en modos *grid-forming* y *grid-following* mediante la integración de controladores MPC locales y mecanismos de coordinación basados en técnicas multiagente.

Contribución

En este capítulo se propone una estrategia de control cooperativo distribuido (MAS) para microrredes con impedancias complejas de acoplamiento entre los DERs y la red, sin requerir una barra común para medir el ángulo de fase entre cada DER y la microrred. La estrategia multiagente permite regular el voltaje y la frecuencia promedio de la microrred, al mismo tiempo que distribuye proporcionalmente la potencia activa y reactiva entre los DERs, mientras que controladores predictivos locales garantizan el seguimiento de estos objetivos sin exceder los límites de corriente de cada DER. Este enfoque permite una rápida convergencia de las corrientes de salida de los DERs, restaurando las desviaciones de voltaje y frecuencia con un desempeño robusto. El control secundario distribuido se diseña en MATLAB y se implementa en PSCAD/EMTDC para una microrred con cuatro DERs. Además, se llevan a cabo verificaciones en tiempo real utilizando emulación en RTDS y hardware-in-the-loop (HIL) con la plataforma de control embebido Imperix B-Board PRO para validar el esquema de control MPC y el sistema multiagente propuestos.

4.1.1 Control primario

En este capítulo, se adopta el enfoque de control propuesto en el capítulo anterior para estabilizar la operación de un DER conectado a la red [58]. Dicho enfoque consiste en una ganancia estática que realimenta únicamente las corrientes de salida en un marco de coordenadas sincrónico local. Mediante esta estrategia, la estabilidad del sistema se logra a través de la realimentación de la corriente de salida, y la ley de control se expresa como:

$$\mathbf{u}_t = \mathbf{u}_b - \mathbf{K} \begin{bmatrix} i_{d,t} & i_{q,t} \end{bmatrix}^T + \mathbf{u}_{s,t}, \quad (4.1)$$

donde $\mathbf{u}_b = [v_b \ \omega_b]^T$ representa el punto de operación nominal de la red. La matriz $\mathbf{K}$ corresponde a la ganancia del control primario responsable de garantizar estabilidad frente a perturbaciones de la red —como variaciones de carga—, aunque a costa de la regulación en estado estacionario, generando un *droop* en voltaje y frecuencia. En este esquema, el vector $\mathbf{u}_{s,t} = [v_{d,t} \ \omega_{s,t}]^T$ representa una entrada de control adicional proveniente del nivel de control secundario que se describe en este capítulo. Esta entrada se utiliza para compensar la caída de voltaje y frecuencia y para cumplir otros objetivos de control como el reparto de corriente entre los DER y el cumplimiento de las restricciones del sistema.

4.2 Fundamentos del control cooperativo en sistemas multiagente

Los sistemas multiagente permiten la operación coordinada de múltiples DERs, cada uno con cierto grado de autonomía [58]. Esta coordinación se logra mediante el intercambio de información entre agentes vecinos para alcanzar una decisión colectiva [22, 109, 110]. En el contexto de las microrredes, cada DER puede operar como un agente dentro del sistema multiagente, incorporando información de los DER vecinos en su control local. Esto habilita el uso de algoritmos distribuidos para el control secundario, como el protocolo de consenso, permitiendo regular el voltaje y la frecuencia promedio mediante coordinación cooperativa [23]. Bajo la suposición de impedancias de interconexión puramente inductivas, este método fue propuesto en [106] y posteriormente extendido para incorporar objetivos adicionales, tales como el reparto de potencia o de corriente [26]. Sin embargo, el reparto simultáneo de corrientes activas y reactivas en presencia de impedancias complejas no ha sido reportado aún en la literatura.

El protocolo de consenso multiagente se basa en una capa de comunicación que puede describirse utilizando teoría de grafos:

$$\mathcal{G} = (\mathcal{V}_G, \mathcal{E}_G, A_G), \quad (4.2)$$

donde $\mathcal{V}_G = \{\text{DER}_1, \text{DER}_2, \dots, \text{DER}_M\}$ es un conjunto finito de M agentes, $\mathcal{E}_G$ es el conjunto de aristas que conectan a los agentes, y $A_G = [a_{ij}] \in \mathbb{R}^{M \times M}$, con $i, j \in \mathcal{K} = \{1, \dots, M\}$, es la matriz de adyacencia que representa la topología de la capa de comunicación mediante sus elementos a_{ij} . Estos elementos $a_{ij} = 1$ indican que DER_i recibe información de DER_j ; de lo contrario, $a_{ij} = 0$. Bajo ciertas condiciones de conectividad, el control distribuido puede implementarse mediante estrategias basadas en consenso, donde cada agente utiliza únicamente información de sus propios estados y de los estados de sus vecinos, entendidos como los agentes con los que comparte un enlace de comunicación en el grafo [58]. La microrred bajo estudio y su correspondiente grafo de comunicación se muestran en la Figura 4.3. Su red de comunicación es bidireccional, modelada como un grafo no dirigido y conexo, caracterizado por una matriz de adyacencia simétrica, es decir, $a_{ij} = a_{ji}$ y donde existe al menos un camino de comunicación entre cualquier par de nodos de la red.

4.3 Modelo predictivo para el control secundario distribuido

Como parte del esquema de control multiagente propuesto, se utiliza un algoritmo de control MPC local para implementar el consenso sin exceder los límites de corriente de cada DER. Esta sección describe el modelo predictivo que habilita el control secundario distribuido dentro de este marco. El modelo integra información proveniente de los DER vecinos para implementar un mecanismo de consenso que permite, de manera simultánea, el seguimiento del voltaje promedio y la frecuencia, así como el reparto de corriente activa y reactiva.

El modelo dinámico utilizado para la predicción de las corrientes incorpora el lazo de control primario en lazo cerrado analizado en la Sección 4.1.1. Esto resulta en un modelo más preciso del sistema, lo que se traduce en un mejor desempeño del esquema de control jerárquico y permite incluir límites de corriente dentro de la formulación del MPC.

Por otra parte, los integradores son un componente habitual en el control secundario clásico y en los algoritmos de consenso. En este trabajo, el integrador en (4.3) se incorpora directamente dentro del controlador MPC. Este integrador permite que los agentes alcancen gradualmente el valor deseado de consenso, cumpliendo así la función del control secundario. Además, desempeña un papel importante dentro del marco MPC, puesto que permite tratar las entradas físicas del sistema —amplitud de voltaje y frecuencia— como estados del sistema sujetos a regulación.

$$\begin{bmatrix} v_{s,t+1} \\ \omega_{s,t+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s,t} \\ \omega_{s,t} \end{bmatrix} + T_{s,2} \Delta \mathbf{u}_{s,t}. \quad (4.3)$$

En (4.3) $T_{s,2}$ es el tiempo de muestreo del control secundario y $\Delta \mathbf{u}_{s,t} = [\Delta v_{s,t} \ \Delta \omega_{s,t}]^T$ es la entrada incremental de control. Este enfoque es similar con la formulación de MPC basada en entradas incrementales presentada en [54] [Sec. 12.7]. Sin embargo en el presente trabajo no se utiliza el observador sugerido en [54], debido a que solo requerimos regular los estados aumentados $v_{s,t}$ y $\omega_{s,t}$, y esta parte del modelo no presenta incertidumbre. De este modo, siguiendo el principio de control con entrada incremental y utilizando (4.3), (4.1) y (3.5), se obtiene el siguiente modelo predictivo en tiempo discreto para el control

secundario propuesto:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} i_{d,t+1} \\ i_{q,t+1} \\ \delta_{t+1} \\ v_{s,t+1} \\ \omega_{s,t+1} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}[\mathbf{K} \ 0] & \mathbf{B} \\ \mathbf{0} & \mathbb{I}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}_s} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{d,t} \\ i_{q,t} \\ \delta_t \\ v_{s,t} \\ \omega_{s,t} \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{s,t}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ T_{s,2}\mathbb{I}_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_s} \Delta \mathbf{u}_{s,t}, \\
 \mathbf{y}_{s,t} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_s} \mathbf{x}_{s,t}.
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Puede observarse que el vector de estados $\mathbf{x}_{s,t} \in \mathbb{R}^n$, la entrada incremental $\Delta \mathbf{u}_{s,t} \in \mathbb{R}^m$, y la salida $\mathbf{y}_{s,t} \in \mathbb{R}^{n_y}$ poseen dimensiones $n = 5$, $m = 2$, y $n_y = 4$, respectivamente. En consecuencia, las matrices del sistema tienen dimensiones $\mathbf{A}_s \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$, $\mathbf{B}_s \in \mathbb{R}^{5 \times 2}$, y $\mathbf{C}_s \in \mathbb{R}^{4 \times 5}$.

El control MPC secundario distribuido propuesto tiene como objetivo seguir referencias para el consenso en el seguimiento del promedio del voltaje y la frecuencia, además del reparto de corriente activa y reactiva, considerando simultáneamente los límites operativos de corriente. El resto de esta sección presenta el protocolo de consenso empleado en el esquema de control secundario junto con un análisis en estado estacionario que demuestra que es posible lograr reparto de corriente mientras se regula el voltaje promedio y la frecuencia.

4.3.1 Consenso de voltaje y frecuencia

La regulación del voltaje promedio y la frecuencia en cada DER tiene como objetivo garantizar que, en régimen estacionario, el promedio entre del voltaje entre todos los DERs converja al voltaje nominal de la red v_b y que la frecuencia global converja a su valor nominal ω_n . Para forzar que el voltaje promedio de la microrred alcance su valor nominal, la referencia para el DER_{*i*} se define de modo que el voltaje promedio entre este DER y sus vecinos sea igual al valor nominal, como:

$$v_b = \frac{v_{d,t(i)} + \sum_{j=1}^n a_{ij} v_{d,t(j)}}{(1 + a_{ij})}. \tag{4.5}$$

Al resolver (4.5) para el valor de la referencia de voltaje del *i*-ésimo DER, se obtiene:

$$v_{d,t(i)}^* = (1 + a_{ij}) v_b - a_{ij} \sum_{j=1}^n v_{d,t(j)}. \tag{4.6}$$

Para lograr el segundo objetivo —que la frecuencia global de la microrred converja a su valor nominal ω_n — la referencia de frecuencia se fija directamente en dicho valor, pero incorporando correcciones que tienden a disminuir las diferencias entre la frecuencia del DER *i* y la de sus vecinos:

$$\omega_{s,t(i)}^* = \omega_n - \sum_{j=1}^n a_{ij} (\omega_{s,t(i)} - \omega_{s,t(j)}). \tag{4.7}$$

Finalmente, el protocolo de consenso también debe lograr el reparto de corriente entre los DER. Sin embargo, antes de proponer un algoritmo para este propósito, es necesario demostrar que este tercer objetivo es compatible con el consenso de frecuencia y de voltaje promedio obtenido en (4.6) y (4.7), incluso cuando la impedancia de acoplamiento es compleja.

4.3.2 Análisis en estado estacionario del modelo de interacción DER-microrred

Para lograr el consenso en las corrientes activa y reactiva, es necesario fijar sus valores en estado estacionario al punto deseado en (4.4), dadas la tensión v_g y la frecuencia ω_g resultantes del consenso de tensión y frecuencia, respectivamente. Para verificar esto, se analiza el estado estacionario del modelo de impedancia de acoplamiento (3.2), que describe la relación entre la tensión del convertidor y la corriente en DERs con impedancia de interconexión compleja:

$$v_s = v_g \cos \delta + R_g i_d - \omega_g L_g i_q, \quad (4.8)$$

$$\sin \delta = -\frac{\omega_g L_g}{v_g} i_d - \frac{R_g}{v_g} i_q, \quad (4.9)$$

Estas ecuaciones muestran que es posible obtener valores específicos de corriente activa y reactiva mediante el ajuste conjunto de la magnitud de la tensión v_s y del ángulo de carga δ , dentro de los límites impuestos por $\sin \delta$. Dado que v_s y δ están determinados por la acción de control a través de la integración de la actuación incremental de voltaje y la doble integración de la actuación incremental de frecuencia, pueden fijarse en valores constantes que definan el punto de operación [111], siempre que en estado estacionario se cumpla la condición $\omega_s = \omega_g$. Esto se puede analizar en la Figura 4.1, que muestra el diagrama fasorial de la interacción DER-microrred. Considerando que el voltaje de la red V_g se mantiene cercano al valor nominal, al variar la magnitud V_s y el ángulo δ se puede cambiar la magnitud y la dirección de la corriente I .

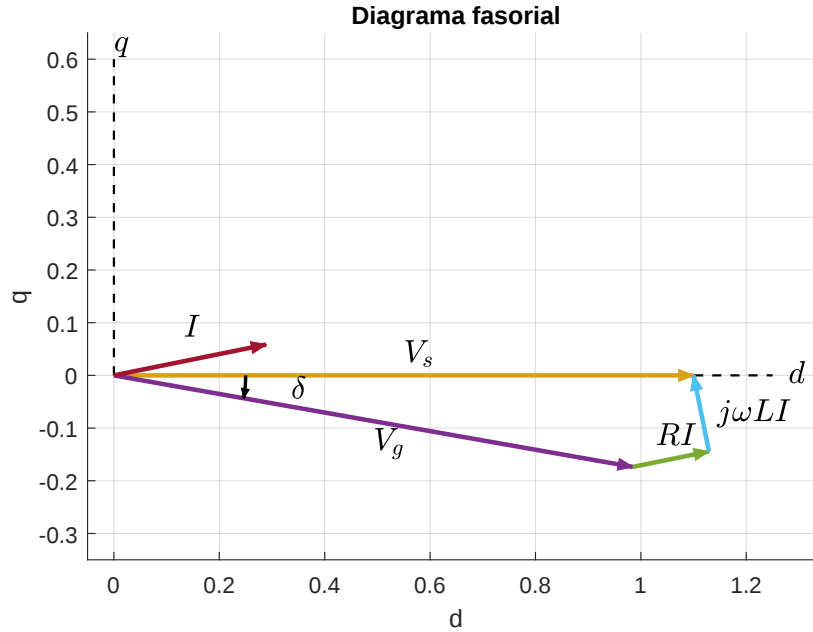


Figura 4.1: Diagrama fasorial de la interacción DER-microrred.

Para determinar los valores adecuados de v_s y δ que permitan alcanzar el consenso deseado, se calculan los errores relativos en la distribución de las corrientes activa y reactiva entre DERs vecinos mediante:

$$e_{d,t(i)} = \sum_{j=1}^n a_{ij} \left(\frac{i_{d,t(i)}}{I_{r(i)}} - \frac{i_{d,t(j)}}{I_{r(j)}} \right), \quad (4.10)$$

$$e_{q,t(i)} = \sum_{j=1}^n a_{ij} \left(\frac{i_{q,t(i)}}{I_{r(i)}} - \frac{i_{q,t(j)}}{I_{r(j)}} \right), \quad (4.11)$$

donde $I_{r(i)}$ es la corriente nominal de cada DER. Considerando $i_d = i_d^* + I_r e_d$ e $i_q = i_q^* + I_r e_q$, donde i_d^* e i_q^* son los valores deseados obtenidos mediante consenso, (4.8) y (4.9) pueden linealizarse en torno al punto de operación definido por $\{i_d^*, i_q^*, \delta_0\}$, asumiendo pequeñas variaciones alrededor de δ_0 , lo que resulta en:

$$\Delta v_d = R_g I_r e_d - \omega_g L_g I_r e_q, \quad (4.12)$$

$$\Delta \delta = -\frac{\omega_g L_g}{v_g} I_r e_d - \frac{R_g}{v_g} I_r e_q. \quad (4.13)$$

Esta ecuación representa la matriz de ganancia en estado estacionario, que muestra cómo los errores de magnitud y ángulo de tensión influyen sobre los errores de corriente. Dicha transformación puede aplicarse a los errores de corriente para lograr una acción de control desacoplada a través de v_d y δ . Sin embargo, si se aplica una transformación lineal similar a los errores de corriente antes de compensar la tensión y la frecuencia, debe introducirse una inversión de signo en (4.13), dado que la variable de actuación es ω , la cual aparece con ganancia negativa en (3.2). Como resultado, se logra la convergencia a cero, siempre que las ganancias por canal sean suficientemente pequeñas para que la aproximación de estado cuasi-estacionario sea válida, según se indica en (4.15).

Utilizando los valores numéricos de R_g , L_g y $\omega_g = \omega_b$, listados en la Tabla 4.1, se obtiene que $X/R \approx 1$. Bajo esta condición, se emplea la transformación simplificada en (4.14):

$$\begin{bmatrix} e_v \\ e_\omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Finalmente, las señales de referencia compensadas se calculan como:

$$\begin{bmatrix} v_{s,t(i)}^* \\ \omega_{s,t(i)}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d,t(i)}^* - \kappa_v (e_{d,t(i)} - e_{q,t(i)}) \\ \omega_{t(i)}^* - \kappa_\omega (e_{d,t(i)} + e_{q,t(i)}) \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

donde κ_v y κ_ω son ganancias positivas por canal que ajustan la velocidad de convergencia de los errores de corriente normalizados. Estas ganancias se sintonizan heurísticamente y sus valores se listan en la Tabla 4.1. Bajo el esquema de consenso propuesto, los errores de corriente convergen a cero en estado estacionario, siempre que las restricciones de corriente estén inactivas. Esto conduce a las señales de referencia en (4.6) y (4.7), las cuales regulan el voltaje promedio y la frecuencia. No obstante, es fundamental respetar las restricciones operativas de corriente, las cuales se abordan mediante el enfoque MPC presentado en la siguiente sección.

4.4 Control predictivo basado en modelo

El enfoque MPC formula el problema de control como una optimización con restricciones. Cuando la función de costo es cuadrática y las restricciones son afines, el problema resultante es un programa cuadrático (QP) [54], para el cual existen métodos numéricos bien establecidos. En esta sección, las restricciones de corriente se expresan primero en forma afín y, posteriormente, se propone una ley de control óptima para seguir las referencias de voltaje y frecuencia dadas en (4.15), respetando estas restricciones.

4.4.1 Restricciones de corriente

Las restricciones de corriente se definen en el marco de referencia dq , donde la corriente nominal forma un círculo de radio I_r . Para implementar estas restricciones dentro del marco MPC como un problema QP, esta restricción circular se aproxima mediante un polígono regular, como en [112]. Esto se obtiene mediante desigualdades afines. En nuestro caso, la restricción circular se aproxima mediante un decágono inscrito, como se ilustra en la Figura 4.2. Las rectas que definen los lados del decágono pueden expresarse en función

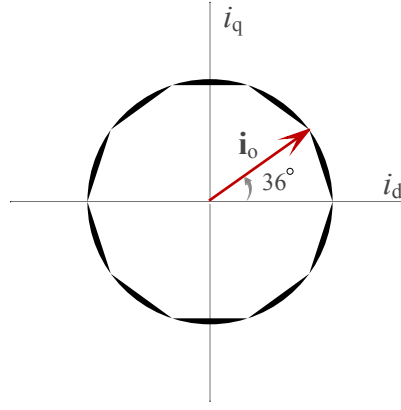


Figura 4.2: Decágono utilizado para limitar la corriente de salida del VSI.

de la corriente nominal utilizando identidades trigonométricas:

$$\mathbf{l} \leq \mathbf{J} \mathbf{y}_{a,t} \leq \mathbf{u}, \quad (4.16)$$

donde:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \tan 72^\circ & 1 & 0 & 0 \\ -\tan 72^\circ & 1 & 0 & 0 \\ \tan 36^\circ & 1 & 0 & 0 \\ -\tan 36^\circ & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{l} = I_r \begin{bmatrix} -\tan 72^\circ \\ -\tan 72^\circ \\ -2 \sin 36^\circ \\ -2 \sin 36^\circ \\ -\sin 72^\circ \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = -\mathbf{l}. \quad (4.17)$$

La restricción de desigualdad (4.16) se utiliza para formular el problema de programación cuadrática (QP), tal como se describe en la siguiente sección.

4.4.2 Formulación del control MPC de voltaje y frecuencia

Utilizando el modelo aumentado en (4.4) y los valores de referencia modificados en (4.15), se formula un MPC para regular la tensión y la frecuencia de cada DER, imponiendo además las limitaciones de corriente mediante una estructura de control basada en QP.

$$\min_{\mathbf{y}_s, \Delta \mathbf{u}_s} \|\mathbf{y}_{s,N} - \mathbf{y}^*\|_{\mathbf{Q}_N}^2 + \sum_{k=0}^{N-1} \|\mathbf{y}_{s,k} - \mathbf{y}^*\|_{\mathbf{Q}}^2 + \|\Delta \mathbf{u}_{s,k}\|_{\mathbf{R}}^2 \quad (4.18)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{x}_{s,k+1} = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_{s,k} + \mathbf{B}_s \Delta \mathbf{u}_{s,k}, \quad (4.19)$$

$$\mathbf{y}_{s,k} = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_{s,k}, \quad (4.20)$$

$$\mathbf{l}_b \leq \mathbf{J} \mathbf{y}_{s,k} \leq \mathbf{u}_b, \quad k = 0, \dots, N. \quad (4.21)$$

donde $\mathbf{y}_{s,k} = [i_{d,k} \ i_{q,k} \ v_{s,k} \ \omega_{s,k}]^\top$ denota el vector de salida en el instante k , obtenido a partir del modelo aumentado en (4.4). El subíndice k indica la progresión dentro del horizonte de predicción. Para favorecer el consenso en el voltaje promedio, la frecuencia y el reparto de corriente, las referencias para los dos últimos componentes de $\mathbf{y}_{s,k}$ corresponden a los valores modificados de voltaje y frecuencia introducidos en (4.15). Además, para lograr consenso con la mínima corriente posible, las referencias de los dos primeros

componentes se fijan en cero, es decir, $i_{d,k}^* = 0$ e $i_{q,k}^* = 0$. En consecuencia, el vector de referencia se define como:

$$\mathbf{y}^* = [0 \quad 0 \quad v_{s,t}^r \quad \omega_{s,t}^r]^\top,$$

donde el subíndice t denota el tiempo discreto, indicando que la misma referencia se emplea en todo el horizonte de predicción. Las matrices $\mathbf{Q} \in \mathbb{R}^{n_y \times n_y}$ y $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{m \times m}$ son las matrices de ponderación para el error de seguimiento de la salida y los incrementos de las entradas, respectivamente, definiendo la respuesta dinámica del sistema en lazo cerrado. La matriz $\mathbf{Q}_N \in \mathbb{R}^{n_y \times n_y}$ es la matriz de ponderación terminal para la salida. La matriz $\mathbf{J} \in \mathbb{R}^{q \times n_y}$ es una matriz de selección que indica qué componentes del vector de salida $\mathbf{y}_{s,k}$ están sujetas a las cotas $\mathbf{l}_b, \mathbf{u}_b \in \mathbb{R}^q$, correspondientes a los límites de corriente.

Para resolver numéricamente el problema definido en (4.18)–(4.21) debe transformarse en un programa cuadrático (QP) canónico [63, 113, 114]:

$$\min_{\psi} \quad \frac{1}{2} \psi^\top \mathbf{H} \psi + \mathbf{h}^\top \psi, \quad (4.22)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{F} \psi = \mathbf{f}, \quad (4.23)$$

$$\mathbf{G} \psi \leq \mathbf{g}. \quad (4.24)$$

donde:

$$\psi = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{a,0} - \mathbf{y}^* \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{a,N} - \mathbf{y}^* \\ \Delta \mathbf{u}_{s,0} \\ \vdots \\ \Delta \mathbf{u}_{s,N-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{Q} & \mathbf{0} & \cdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{Q}_N & \cdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \mathbf{R} \\ \mathbf{0} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \mathbf{R} \end{bmatrix}, \quad (4.25)$$

con $\psi \in \mathbb{R}^{\tilde{n}}$ el vector de decisión, $\mathbf{H}^{\tilde{n} \times \tilde{n}}$ con $\tilde{n} = (N+1)n + Nm$ es la matriz Hessiana, y $\mathbf{h} \in \mathbb{R}^{\tilde{n}}$ es un vector columna de ceros. La condición inicial y el modelo predictivo (4.19) se formulan como restricciones de igualdad en (4.23), donde:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\mathbb{I}_n & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_s & -\mathbb{I}_n & \mathbf{0} & \mathbf{B}_s & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_s & -\mathbb{I}_n & \ddots & \mathbf{B}_s \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots \\ \mathbf{0} & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \end{bmatrix}, \quad \mathbf{f} = \begin{bmatrix} -(\mathbf{x}_{s,t} - \mathbf{x}^*) \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (4.26)$$

con $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{r_c \times n_c}$ y $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^{r_c}$, y $r_c = (N+1)n_y$. Esta formulación utiliza el estado actual del sistema para predecir su evolución durante N pasos, permitiendo optimizar con respecto al vector de decisión ψ a lo largo del horizonte de predicción. La restricción politópica en (4.21) se expresa como la desigualdad en (4.24), donde $\mathbf{G} = [-\mathbf{P}^\top \quad \mathbf{P}^\top]^\top$ y $\mathbf{g} = [-\mathbf{a}^\top \quad \mathbf{b}^\top]^\top$, con:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \ddots & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{J} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a} = \begin{bmatrix} \mathbf{l}_b \\ \vdots \\ \mathbf{l}_b \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{u}_b \\ \vdots \\ \mathbf{u}_b \\ \mathbf{0} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

donde $\mathbf{P} \in \mathbb{R}^{(N+1)q \times n_c}$ contiene $N+1$ copias en bloque diagonal de $\mathbf{J}$. Los vectores $\mathbf{a}, \mathbf{b} \in \mathbb{R}^{(N+1)q}$ se construyen apilando $N+1$ copias de los límites inferiores y superiores $\mathbf{l}_b$ y $\mathbf{u}_b$, respectivamente. La acción

de control del MPC se obtiene resolviendo el problema (4.22)–(4.24) mediante un *solver* QP y aplicando el primer elemento de la secuencia de control, el cual se integra mediante (4.28) para determinar la entrada efectiva al sistema físico:

$$\mathbf{u}_{s,t+1} = \mathbf{u}_{s,t} + \Delta \mathbf{u}_{s,0}. \quad (4.28)$$

En este trabajo se utiliza ADMM para resolver el problema de control óptimo [115, 116]. ADMM combina técnicas de descomposición dual y métodos de Lagrangianos aumentados, y resulta útil para dividir el problema de optimización en subproblemas más simples, lo que reduce la complejidad computacional. En el problema considerado (4.22)–(4.24), todas las matrices y vectores son constantes, excepto el vector $\mathbf{f}$ que depende del estado inicial $\mathbf{x}_{s,t}$ al inicio del horizonte de predicción. Esto permite implementar el algoritmo de manera computacionalmente eficiente, ya que no es necesario realizar operaciones de inversión de matrices en cada iteración del *solver*. En consecuencia, las iteraciones se reducen a la evaluación de funciones simples. El algoritmo ADMM se describe en el Apéndice A.5.

4.5 Resultados de simulación

Esta sección presenta los resultados de simulación para evaluar el algoritmo de consenso con MPC para el control secundario propuesto en la Sección 4.3. La microrred en estudio se muestra en la Figura 4.3, compuesta por cuatro DERs en una microrred de baja tensión. A través de los enlaces de comunicación (líneas azules discontinuas), cada DER comparte con sus vecinos las mediciones de sus corrientes i_d e i_q , la magnitud de su voltaje y su frecuencia, con el fin de incorporar dicha información en sus decisiones de control. Este sistema multiagente se caracteriza mediante la siguiente matriz de adyacencia:

$$A_G = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

Los valores nominales del sistema y los parámetros del circuito y de control se listan en la Tabla 4.1.

La microrred se modela en PSCAD/EMTDC, donde cada VSI es alimentado por una fuente de CC y se conecta a la red a través de un filtro LC y una impedancia de acoplamiento, cumpliendo con $X_g/R_g \approx 1$, valor representativo de alimentadores de distribución reales. El inversor se modula mediante PWM, utilizando como referencia de voltaje el resultado de la estructura de control jerárquico que integra el control interno de voltaje (o control de nivel cero), el control primario y el control secundario multiagente propuesto. Esta arquitectura de control fue implementada en código C mediante bloques personalizados dentro del entorno de simulación de PSCAD. En esta estrategia, el marco síncrono dq local se alinea con el voltaje del filtro de salida, regulando la magnitud del voltaje en $v_{d,i}$ al valor obtenido en (4.1) y forzando $v_{q,i} = 0$ [14]. El control primario realimenta las corrientes de salida mediante la ganancia $\mathbf{K}$ en (4.1), entregando al control interno de voltaje las referencias de voltaje y su frecuencia. Finalmente, el control secundario es la capa más externa del control en cascada, incorporando el algoritmo de consenso multiagente de la Sección 4.3, encargado de regular el voltaje promedio y la frecuencia, y de asegurar el reparto de corriente. Esto se implementa mediante el MPC descrito en la Sección 4.4, responsable de imponer los límites de corriente. Los DERs 2, 3 y 4 están sujetos a un límite de corriente de 1 p.u. (sus valores nominales), mientras que el DER 1 opera como generador *slack* (sin restricciones). Esto permite que la microrred continúe operativa incluso cuando algunos DERs alcanzan sus límites. De lo contrario, el reparto de corriente provocaría la saturación simultánea de las unidades ante una sobrecarga, llevando al colapso del voltaje y la frecuencia. El control predictivo secundario distribuido utiliza mediciones de magnitud de voltaje, frecuencia y corrientes en coordenadas dq para formular el problema QP definido en (4.22)–(4.24). Este problema se resuelve mediante el método ADMM, aplicando la primera acción de control al sistema siguiendo una estrategia de control con horizonte móvil. El análisis se realiza sobre tres escenarios simulados consecutivos, evaluando la regulación

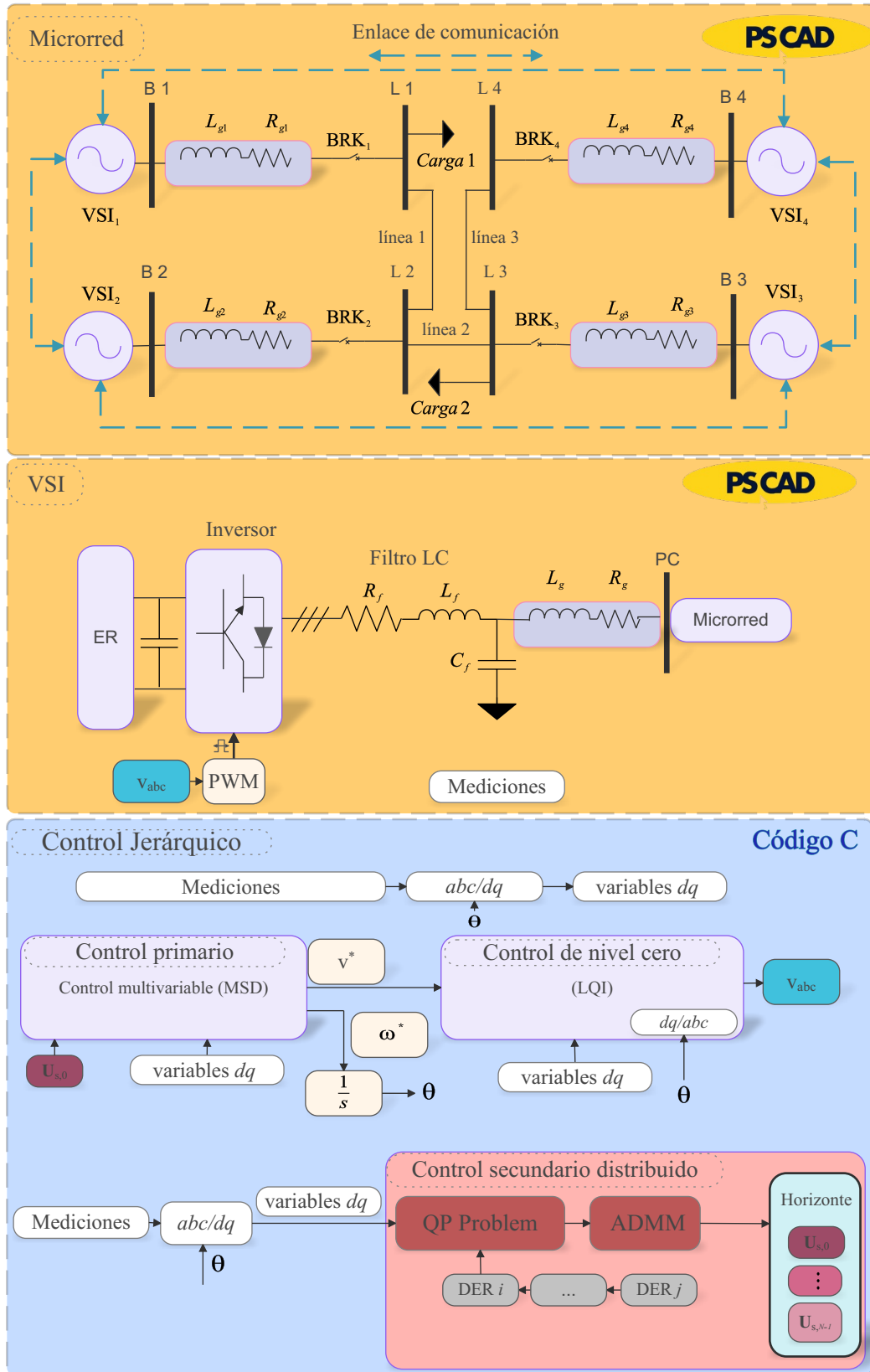


Figura 4.3: Control secundario distribuido basado en MPC para un sistema multiagente compuesto por cuatro DERs con impedancia compleja de acoplamiento.

de voltaje y frecuencia, así como la convergencia de corrientes tanto en el caso sin restricciones como bajo límites de corriente activos. Las Figs. 4.4 y 4.5 muestran los voltajes y corrientes de los DERs, respectivamente: los voltajes se presentan como magnitud y frecuencia, mientras que las corrientes se representan en el marco síncrono dq para los tres escenarios de operación de la microrred.

4.5.1 Caso 1: Regulación de voltaje y frecuencia con limitación de corriente en una microrred con dos DER

En este primer escenario se consideran únicamente los DER 1 y 2 (con BRK 3 y 4 abiertos). Inicialmente, solo el DER 1 alimenta la carga 1 en la Figura 4.3, con BRK 1 cerrado y BRK 2 abierto. En $t = 0.5$ s, BRK 2 se cierra, conectando el DER 2 y formando una microrred de dos DERs. Los resultados muestran una respuesta transitoria adecuada, con una rápida estabilización de corriente producto de la acción del control primario. Sin embargo, como el control secundario aún no está activado, no se logra regulación del voltaje promedio y la frecuencia, ni tampoco una distribución de corriente precisa.

En $t = 1$ s se activa el control secundario distribuido, mostrando el efecto esperado sobre la regulación de voltaje promedio y frecuencia, así como la distribución de corriente entre los DER 1 y 2. En $t = 3$ s, se aumenta la carga sobrecargando la red. El DER 2 queda limitado por su restricción de corriente, mientras que el DER 1 excede ese valor, actuando como unidad *slack* que absorbe la demanda adicional para mantener la operación de la microrred. Este comportamiento ilustra el efecto de activar la restricción mediante el MPC multiagente, que prioriza los límites operativos por sobre los objetivos de regulación de voltaje promedio y reparto de corriente. No obstante, el objetivo crítico de regulación de frecuencia se mantiene siempre que exista una unidad *slack*, como el DER 1 en este caso.

La Figura 4.6 muestra la referencia de voltaje del DER 2 en coordenadas abc durante el impacto de carga en $t = 3$ s. En el instante del impacto se observa una pequeña discontinuidad en la forma de onda, que rápidamente vuelve a ser prácticamente sinusoidal, aunque con una amplitud ligeramente reducida para cumplir la limitación de corriente del DER 2. Este resultado evidencia que el MPC distribuido propuesto aumenta la resiliencia del sistema al incorporar restricciones operativas durante condiciones de sobrecarga, sin comprometer la calidad de la forma de onda.

4.5.2 Caso 2: Distribución de corriente en la microrred con múltiples DER

El Caso 2 evalúa el desempeño de la microrred cuando los DER 3 y 4 se integran al sistema. En $t = 6$ s, se cierra BRK 3, conectando el DER 3 a la microrred. La Figura 4.4 muestra cómo se recupera la regulación del voltaje promedio cuando todos los DER operan dentro de sus límites de corriente. Los resultados de la Figura 4.5 también ilustran la respuesta transitoria de corriente del MPC multiagente para los DER 1, 2 y 3, mostrando una convergencia rápida hacia el reparto de corriente deseado.

Posteriormente, a $t = 7$ s se cierra BRK 4, conectando el DER 4. Esto produce una convergencia rápida y precisa hacia la nueva condición de reparto de corriente entre los cuatro DER, manteniendo prácticamente sin perturbaciones la regulación del voltaje promedio y la frecuencia. La Figura 4.7 muestra la corriente del DER 3 en coordenadas abc durante su conexión, evidenciando cómo el DER toma gradualmente su porción de carga manteniendo buena calidad de onda durante el transitorio en el caso de carga lineal.

4.5.3 Caso 3: Respuesta de la microrred multi-DER ante sobrecarga

El Caso 3 analiza la respuesta de corriente de la microrred cuando se conecta la carga 2—provocando nuevamente una sobrecarga—seguido de la desconexión de la carga 1 y el consecuente retorno a la operación normal. Los controladores MPC de los DER 2, 3 y 4 están configurados para limitar sus corrientes a 1 p.u., lo que permite observar el desempeño de la microrred cuando varios DER operan bajo restricciones de corriente, tal como se muestra en la Figura 4.5. En $t = 11$ s, la conexión de la carga 2 lleva a los DER

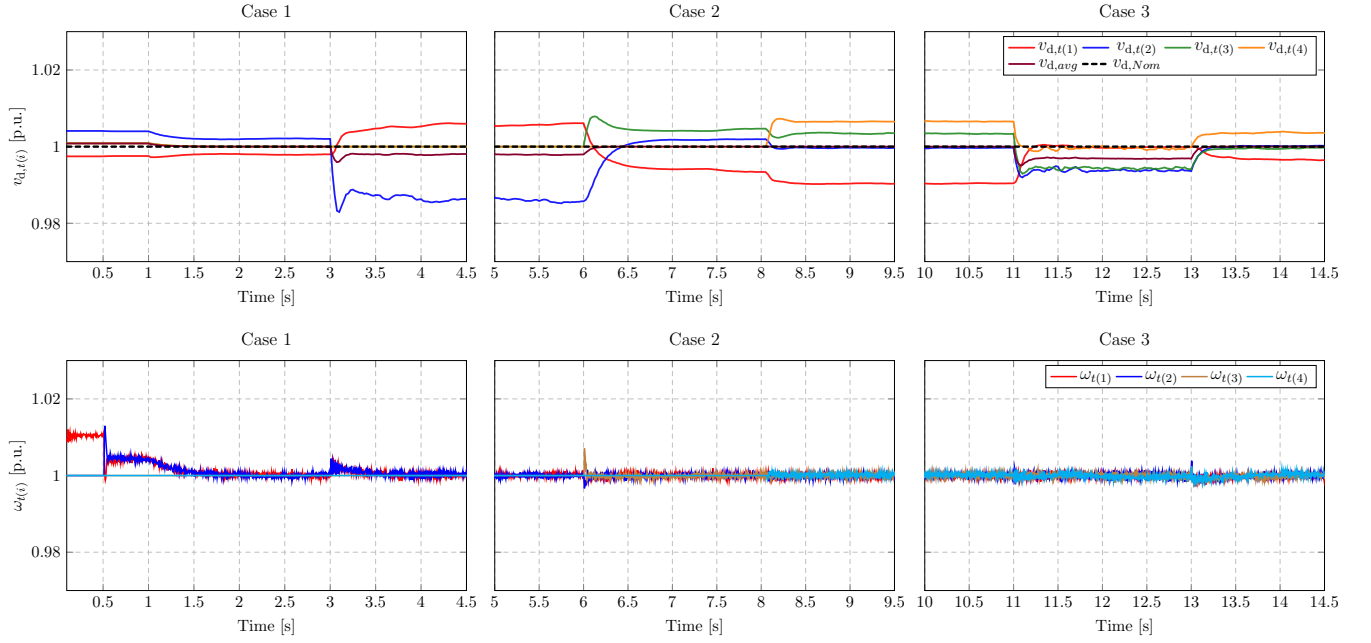


Figura 4.4: Regulación de voltaje y frecuencia bajo distintos escenarios utilizando la propuesta de MPC multiagente.

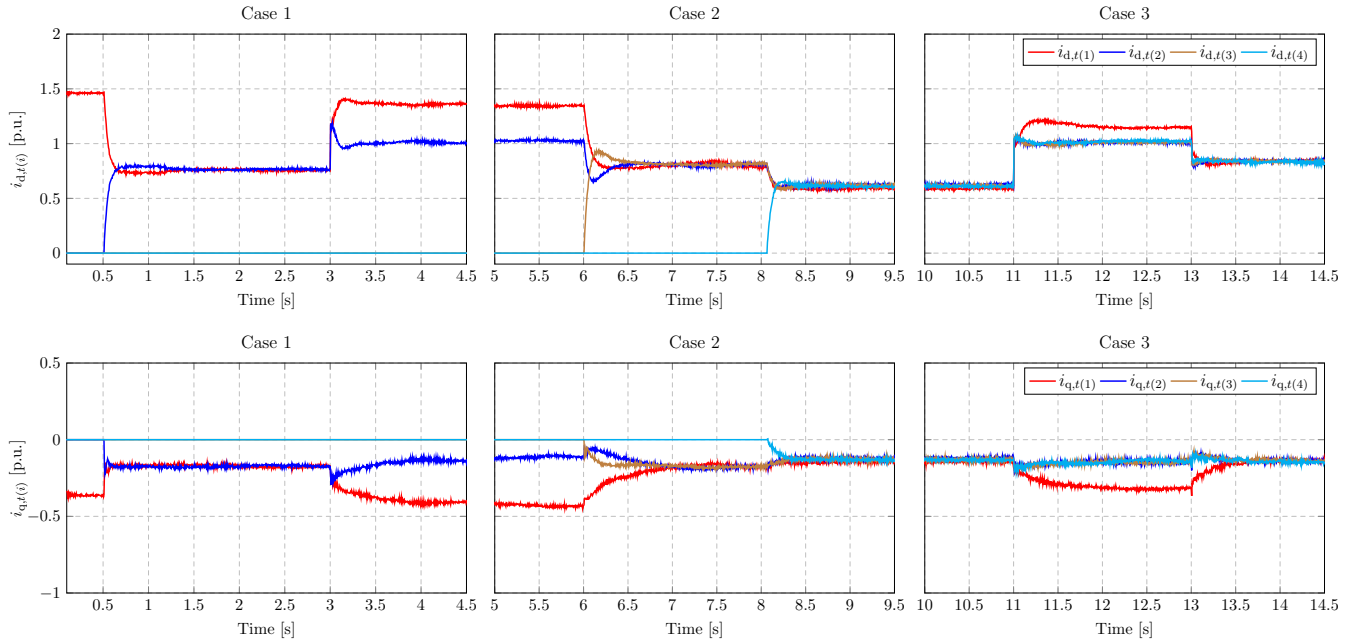


Figura 4.5: Respuesta de corrientes bajo distintos escenarios utilizando la propuesta de MPC multiagente.

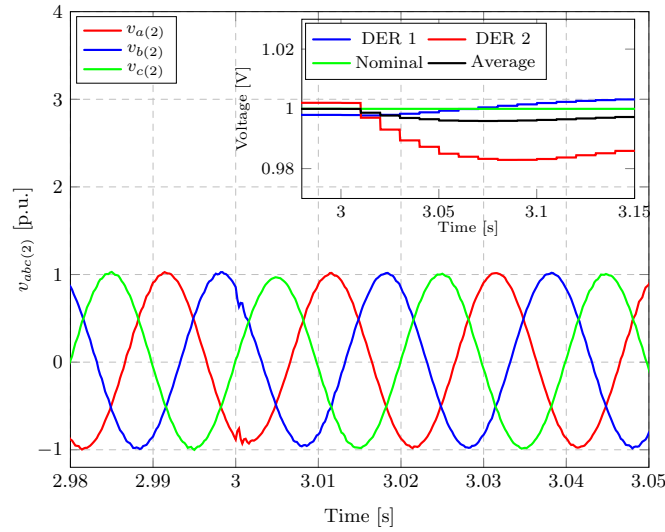


Figura 4.6: Voltaje de salida del DER 2 y su valor promedio.

2, 3 y 4 a alcanzar simultáneamente sus corrientes máximas permitidas como resultado del mecanismo de reparto de corriente, mientras que el DER 1 suministra la corriente adicional requerida para mantener el balance de potencia. La Figura 4.4 muestra los voltajes individuales de los DER y su valor promedio. Aunque la regulación del voltaje promedio se degrada, el sistema permanece estable a un nivel de voltaje ligeramente reducido durante la operación bajo restricciones de corriente. Por otra parte, la frecuencia se regula adecuadamente gracias a que el DER 1 opera sin límite de corriente. Finalmente, a $t = 13$ s se desconecta la carga 1 y el MPC multiagente asegura una convergencia rápida y robusta de todas las variables relevantes, logrando consenso en el voltaje promedio, la frecuencia y la distribución de corriente activa y reactiva una vez que todos los DER vuelven a operar dentro de sus límites de corriente.

En el Apéndice A.6 se presentan los resultados del uso de la técnica DAPI como base de comparación del desempeño del reparto de corriente. Los resultados obtenidos con el método DAPI muestran una distribución adecuada de la corriente activa, con pequeñas diferencias en la distribución de la corriente reactiva. Sin embargo, se observa una respuesta transitoria oscilatoria ante la conexión de los DERs, la cual puede provocar que los límites de corrientes se superen durante respuestas transientes vigorosas. Estos resultados evidencian la superioridad del método propuesto.

4.6 Falla de comunicación en el algoritmo de control propuesto

Esta sección analiza el desempeño dinámico del control MPC en caso de pérdida de comunicación. Específicamente, se evalúa el caso crítico en el que todos los DERs operan sin información de sus vecinos. En esta circunstancia, todos los términos de la matriz de adyacencia son ceros ($a_{ij} = 0$), y el control secundario fija las referencias para el control primario de la tensión y la frecuencia a los valores nominales de la red, como se muestra en (4.6) y (4.7). La Figura 4.8 presenta los resultados de simulación para los tres casos descritos previamente en la sección 4.5. En esta prueba, se esperan errores en la distribución de las corrientes activas y reactivas en todos los casos, ya que el MPC distribuido solo tiene acceso a la información local de cada DER. Sin embargo, el controlador propuesto aplica eficazmente las restricciones a los DERs con restricciones de corriente durante eventos de sobrecarga. Estos resultados de simulación demuestran que el MPC propuesto puede mantener la estabilidad del sistema gracias al control primario local y los límites operativos en la distribución de corriente incluso con pérdida de comunicación.

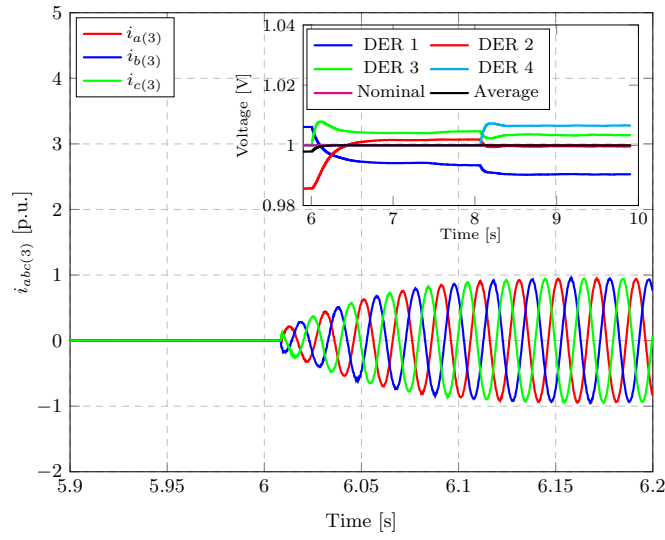


Figura 4.7: Corriente de salida del DER 3 y valor de voltaje.

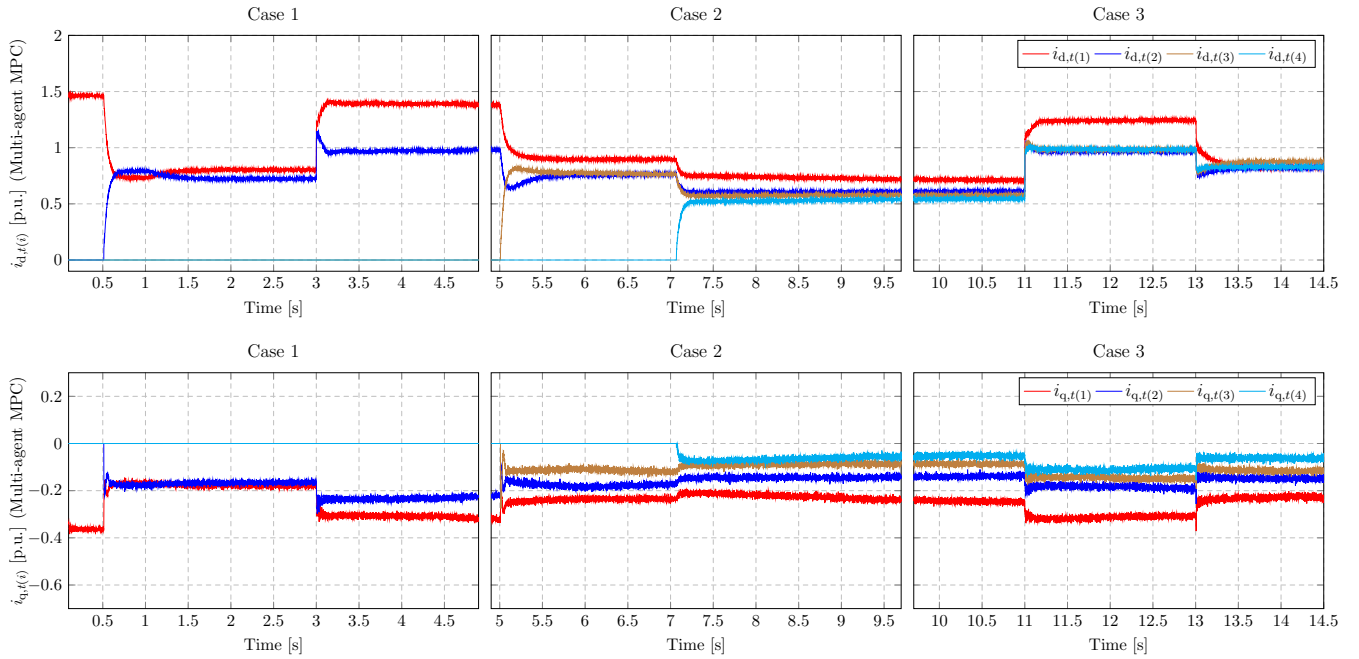


Figura 4.8: Respuesta de las corrientes en diferentes casos usando el control secundario MPC sin comunicación.



Figura 4.9: Montaje experimental.

4.7 Resultados de control en tiempo real utilizando el emulador HIL RTDS

Esta sección presenta una implementación *hardware-in-the-loop* (HIL) de la microrred para evaluar en tiempo real la estrategia de control propuesta en el caso de estudio con dos DERs. La microrred es emulada mediante la plataforma HIL de RTDS Technologies, que incluye dos DERs, sus controladores de voltaje y primario, y el controlador secundario lineal sin restricciones de una de las unidades. El controlador secundario basado en MPC de la otra unidad se implementa en tiempo real sobre una plataforma Imperix B-Board PRO. La Figura 4.9 muestra el montaje experimental utilizado para validar la estrategia de control distribuido propuesta.

La plataforma RTDS utilizada en este estudio está compuesta por tres unidades NovaCor, lo que permite modelar el sistema de interés, formado por los DER 1 y 2. Las señales analógicas de salida se obtienen mediante la tarjeta Giga-Transceiver Analogue Output (GTAO), que proporciona conversión D/A de alta precisión para emular las mediciones de corriente, voltaje y frecuencia de cada uno de los DERs, con un rango

analógico de ± 10 V. La señal analógica correspondiente al control secundario distribuido se envía desde el controlador Imperix B-Board PRO hacia el DER 2 implementado en el RTDS a través de la tarjeta Giga-Transceiver Analogue Input (GTAI). Las tarjetas GTAI y GTAO se comunican con los procesadores NovaCor mediante puertos de fibra Giga-Transceiver, asegurando un intercambio de señales en tiempo real con alta velocidad y baja latencia.

Este estudio se centra en los requisitos temporales del controlador secundario distribuido implementado en el controlador Imperix B-Board PRO. El sistema RTDS fue configurado mediante el software RSCAD, utilizando un paso de simulación de $20 \mu s$, y las variables de interés se monitorearon en una ventana temporal de aproximadamente 5 segundos. Para capturar adecuadamente el comportamiento conmutado de los convertidores, la electrónica de potencia se simula en el RTDS mediante el modelo Universal two-level converter dentro de un bloque jerárquico, operando con un subpaso de $3.33 \mu s$ obtenido mediante un divisor de 6.

El sistema de control del DER 1, ilustrado en la Figura 4.3, se implementa utilizando bloques jerárquicos *superstep* para cumplir con los tiempos de muestreo requeridos por las capas de control: $T_{s,1} = 200 \mu s$ para el control de nivel cero y el control primario, y $T_{s,2} = 10 ms$ para el control secundario distribuido. La acción de voltaje resultante se envía al componente USM-firing pulse, garantizando pulsos de disparo de alta precisión para cada convertidor. Solo el controlador secundario MPC propuesto en la Sección 4.4 se implementa en un controlador Imperix B-Board PRO para el DER 2, mientras que el control primario se implementa en el sistema RTDS como parte de la emulación de los inversores. Las señales del control secundario se transmiten al RTDS mediante los convertidores digital-analógico (DAC), con un rango de salida de ± 5 V. El controlador B-Board PRO se configura en el entorno de Simulink y opera a una frecuencia principal de muestreo/control de 100 kHz. Para adecuar las señales proporcionadas a la frecuencia de muestreo del sistema multiagente, se emplea un bloque de control de múltiples tasas que submuestra las mediciones de corriente, voltaje y frecuencia al periodo de muestreo más lento $T_{s,2}$ utilizado por el control secundario. La optimización asociada al controlador predictivo se resuelve mediante el algoritmo ADMM con un número fijo de iteraciones (NIT = 500). Esta implementación produce aproximadamente un 45 % de uso de CPU en la Imperix B-Board PRO, demostrando así la viabilidad de su implementación embebida. Dado que cada B-Board PRO dispone únicamente de ocho convertidores analógico-digital (ADC), se utiliza una unidad adicional en modo esclavo pero solo como interfaz de entrada-salida. La respuesta del sistema se analiza en tres casos distintos, evaluando el desempeño dinámico y en régimen permanente del control secundario distribuido implementado en tiempo real.

4.7.1 Activación del control secundario

La Figura 4.10 muestra la respuesta del sistema ante la activación de los controladores secundarios distribuidos en ambos DER. Inicialmente, DER 1 y DER 2 se encuentran conectados, manteniendo una operación estable únicamente mediante el control primario. En $t = 1s$, se activa el control secundario, mejorando el reparto de corriente, logrando la convergencia del voltaje promedio hacia su valor nominal y restaurando la frecuencia nominal.

4.7.2 Activación de las restricciones de corriente bajo condiciones de sobrecarga

Esta prueba presenta la respuesta del sistema ante un impacto de carga que excede los límites operativos del DER 2. Como se muestra en la Figura 4.11, en $t = 1s$ la conexión de la carga activa las restricciones de corriente del DER 2, mientras que el DER 1 suministra la corriente restante requerida. Durante la operación con restricciones activas, el voltaje promedio presenta una desviación respecto a la referencia, mientras que la frecuencia se regula a su valor nominal tras el transitorio inicial.

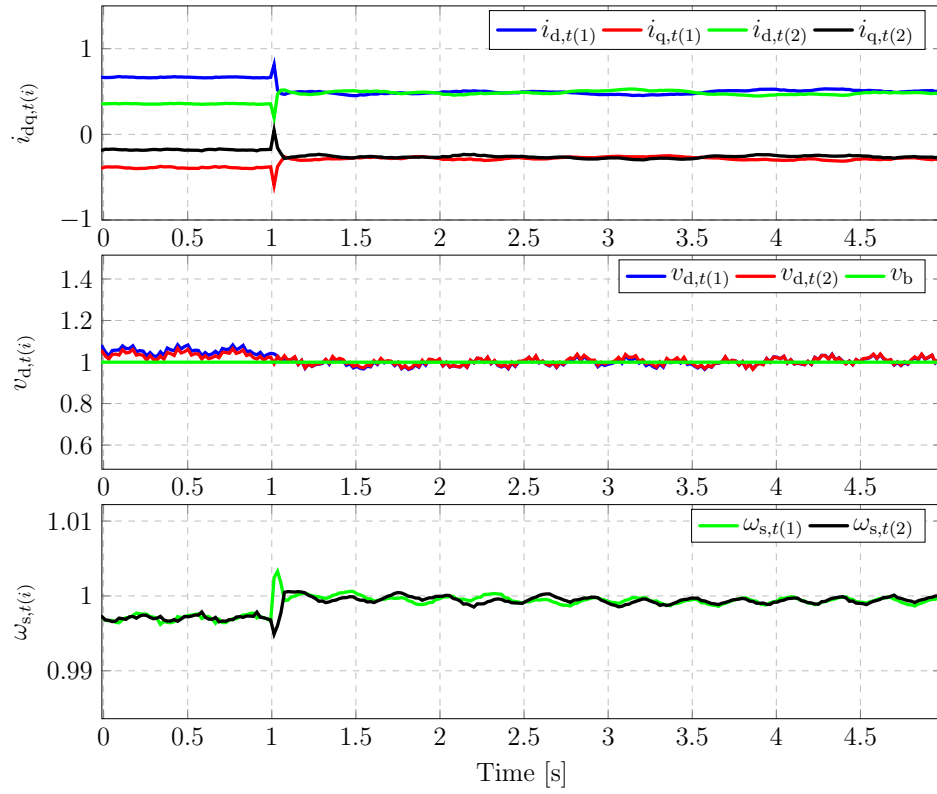


Figura 4.10: Control secundario activado.

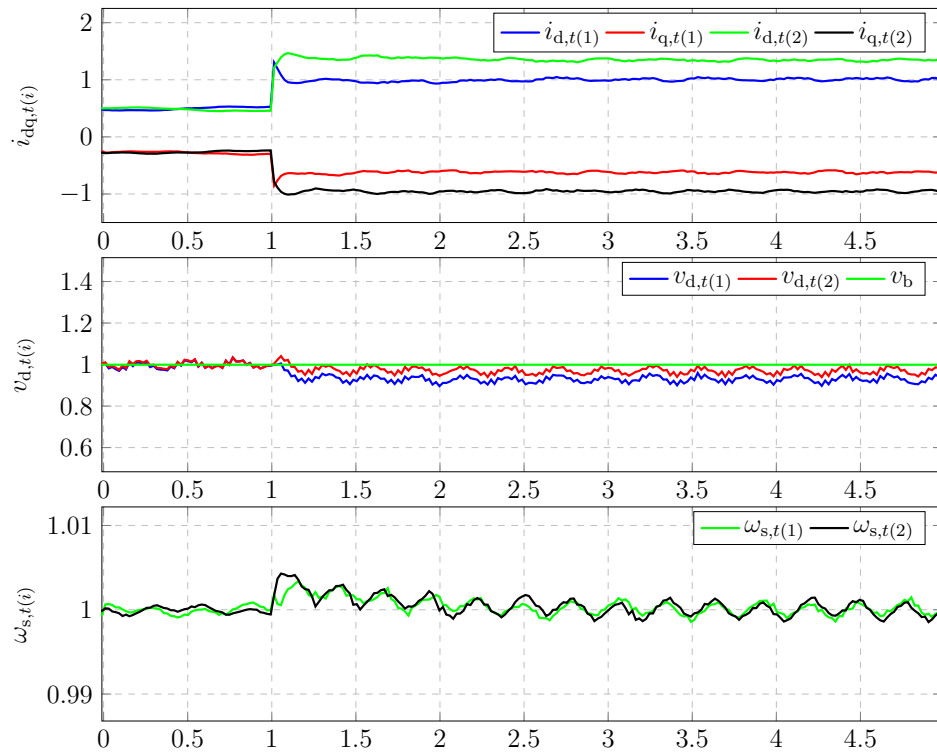


Figura 4.11: Restricciones de corriente activas en el DER 2.

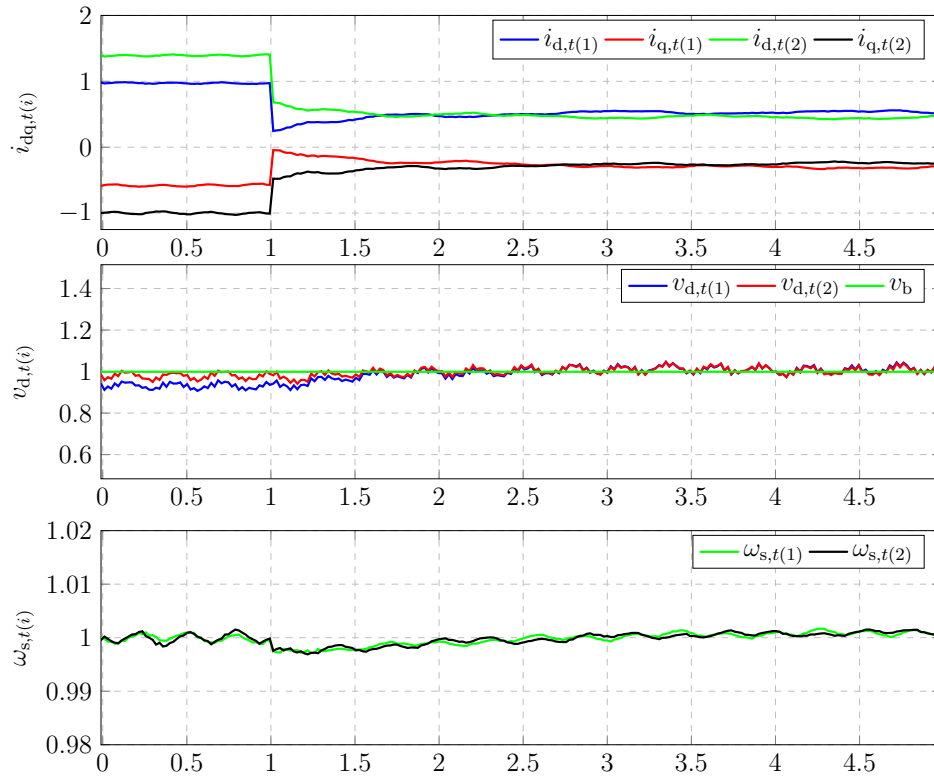


Figura 4.12: Desconexión de la carga.

4.7.3 Desconexión de la carga

El tercer caso analiza el desempeño dinámico del sistema ante un evento de desconexión de carga, destacando la transición desde una operación con restricciones activas hacia la operación normal con regulación de voltaje. Como se muestra en la Figura 4.12, la respuesta transitoria de los DER 1 y DER 2 alcanza el estado estacionario aproximadamente 1s después de la desconexión de la carga, cumpliendo adecuadamente todos los objetivos de la estrategia de control secundario propuesta.

4.8 Conclusiones

Este capítulo presenta una técnica de control predictivo distribuido (MPC) para el control secundario de microrredes con DERs que poseen una impedancia de acoplamiento compleja. El diseño considera el lazo cerrado del control primario e incorpora una acción incremental, lo que permite una convergencia suave del consenso para regular el voltaje y la frecuencia promedio, además de asegurar un reparto adecuado de corriente. La estrategia se formula dentro de un marco MPC que permite imponer restricciones sobre las corrientes, limitando de manera efectiva el rango operativo de cada DER según su corriente máxima y evitando sobrecargas o desconexiones. Las simulaciones realizadas en PSCAD/EMTDC demuestran la robustez del sistema multiagente propuesto en distintos escenarios. Los resultados muestran mejoras en el reparto de corrientes activa y reactiva, una limitación eficaz de la corriente de salida para garantizar una operación segura, una correcta regulación del voltaje promedio y la frecuencia en estado estacionario, y respuestas dinámicas suaves frente a conexiones y desconexiones de DERs y cargas. Además, las pruebas en tiempo real mediante HIL con RTDS y un Imperix B-Board PRO confirman la viabilidad de implementar la estrategia basada en optimización en plataformas embebidas.

Tabla 4.1: Valores nominales, parámetros del circuito y control

	DER 1,2	DER 3,4	Observación
V_{dc}	700 V	700 V	Voltaje base del enlace de CC
S_b	10 kVA	10 kVA	Potencia base
v_b	310.2687 V	310.2687 V	Voltaje de pico por fase
ω_b	$2\pi \times 50$ rad/s	$2\pi \times 50$ rad/s	Frecuencia nominal de 50 Hz
R_f	0.036Ω	0.030Ω	Parámetro del filtro
L_f	0.00236 H	0.00230 H	Parámetro del filtro
C_f	$15 \mu\text{F}$	$15 \mu\text{F}$	Parámetro del filtro
R_g	0.5997Ω	0.5992Ω	Resistencia de acoplamiento
L_g	0.0019 H	0.0018 H	Inductancia de acoplamiento
R_i	0.05997Ω	0.05992Ω	Línea i
L_i	0.00019 H	0.00018 H	Línea i
$T_{s,1}$	$200 \mu\text{s}$	$200 \mu\text{s}$	Tiempo de muestreo del control primario
$T_{s,2}$	10 ms	10 ms	Tiempo de muestreo del control secundario
Ganancia de control de nivel cero			
$\mathbf{K}_{0,i}$	$\begin{bmatrix} 5.463 & 0.281 & 0.096 & 0.005 & 0.454 & -0.009 \\ -0.281 & 5.463 & -0.005 & 0.096 & 0.009 & 0.454 \end{bmatrix}$		
Ganancia de control primario			
$\mathbf{K}_i$	$\begin{bmatrix} 0.0017 & -0.0009 \\ 0.1398 & 1.0143 \end{bmatrix}$		
Parámetros de control secundario			
$\{\mathbf{Q}, \mathbf{R}\}$	$\{\mathbb{I}_4, \mathbb{I}_2 e2\}$	$\{\mathbb{I}_4, \mathbb{I}_2 e2\}$	Matrices de ponderación
$I_{r(i)}$	20	20	Corriente nominal
κ_v	4	4	Ganancia de error
κ_w	4	4	Ganancia de error
$\mathbf{J}$	$\begin{bmatrix} 3.078 & -3.078 & 0.726 & -0.726 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^\top \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$		
$\mathbf{l}_b$	$-\begin{bmatrix} 61.56 & 61.56 & 23.50 & 23.50 & 19.02 \end{bmatrix}^\top$		
$\mathbf{u}_b$	$\begin{bmatrix} 61.56 & 61.56 & 23.50 & 23.50 & 19.02 \end{bmatrix}^\top$		
Parámetros de ADMM			
ρ	10		Factor de convergencia
N_{IT}	500		Iteraciones
N	2		Horizonte de predicción

5

Conclusiones generales y trabajo futuro

En este trabajo se ha propuesto un esquema jerárquico de control distribuido para microrredes con DERs, que abarca el control de nivel cero, el control primario y el control secundario mediante técnicas de control óptimo.

En el control de nivel cero, se propone un MPC con acción integral para inversores de fuente de voltaje con filtros LC. Este enfoque permite un seguimiento preciso de la referencia de voltaje de salida, un desempeño dinámico adecuado frente a perturbaciones de corriente de carga y la incorporación de restricciones operativas sobre corriente y voltaje modulados, proporcionando protección adicional a los convertidores frente a fallas en la red o eventos transitorios severos. Los resultados obtenidos demostraron la efectividad del MPC propuesto, con tiempos de resolución inferiores a $70 \mu s$ utilizando el *solver* OSQP, confirmando su viabilidad práctica y su superioridad frente a controladores PI jerárquicos tradicionales.

La estabilidad de la microrred se logra mediante el control primario, donde se desarrolla una estrategia de control LQR descentralizada basada solo en mediciones de corriente de salida para cada DER. Esta técnica es de simple implementación, similar al esquema de control *droop* tradicional, pero mejora la robustez del lazo de control mediante el uso de técnicas de control robusto multivariable. Si bien su desempeño es comparable al de los métodos basados en impedancia virtual, la estrategia LQR empleada proporciona un mayor amortiguamiento durante los regímenes transitorios. Además, constituye un método de sintonía sistemático con una interpretación en frecuencia, lo que representa una ventaja frente a esquemas *ad hoc* como los basados en impedancia virtual. La validación mediante simulaciones en tiempo real en RTDS evidencia el bajo costo computacional y la facilidad de implementación de la estrategia de control primario propuesta.

Finalmente, en el control secundario se propone un MPC distribuido mediante una acción incremental y que considera el efecto dinámico del lazo cerrado del control primario. El modelo propuesto permite una convergencia suave del consenso en el voltaje promedio y la frecuencia, así como un reparto adecuado de corrientes activas y reactivas. Además, la imposición de restricciones sobre la corriente de cada DER limita efectivamente su corriente frente a sobrecargas y desconexiones, reforzando la protección de los elementos de electrónica de potencia en la red eléctrica. Las simulaciones en PSCAD/EMTDC y las pruebas HIL con RTDS e Imperix B-Board PRO confirmaron la correcta regulación del voltaje promedio y frecuencia, el reparto equitativo de corrientes y la operación segura frente a conexiones y desconexiones de cargas y

DERs, además de confirmar la relativa baja carga computacional del método.

En conjunto, la estructura jerárquica propuesta garantiza un desempeño superior al de las técnicas tradicionales, proporcionando un control óptimo de voltaje y frecuencia con dinámica rápida y respuesta amortiguada, protección de los semiconductores de potencia y coordinación efectiva en la distribución de corriente ante impedancias de interconexión complejas, i.e. de relación X/R arbitraria.

Para futuras investigaciones, se proponen los siguientes tópicos, los cuales permitirán ampliar y fortalecer los resultados obtenidos en esta tesis:

Extensión del control secundario basado en MPC a una microrred experimental. El control secundario basado en MPC, diseñado para DERs con impedancia de acoplamiento compleja, podría implementarse en una microrred experimental utilizando un protocolo de comunicación estándar, como Modbus sobre TCP/IP a través de Ethernet [117].

Adicionalmente, se sugiere incluir en el modelo del sistema los efectos de los retardos en las comunicaciones dentro del sistema multiagente, lo que permitiría mejorar la robustez del esquema frente a perturbaciones generadas por latencias en la transmisión de datos.

Estos temas permitirán consolidar los resultados de la tesis y avanzar en la implementación de la estrategia de control propuesta, acercando aún más su aplicación a sistemas reales de generación distribuida.

A

Apéndices

A.1 Diagrama de Bode multivariable

En esta sección se presenta un diagrama de Bode multivariable del modelo en siete puntos de operación. Utilizando los parámetros del DER 1 (Tabla A.1), se analiza el comportamiento en siete puntos de operación, calculando las corrientes nominales en el marco dq y las diferencias de fase entre los voltajes del DER y la microrred. Estos puntos han sido seleccionados estratégicamente para cubrir los cuatro cuadrantes de operación, como se resume en el Tabla A.2, donde la tensión de red se asume en su valor nominal $\mathbf{u}_j = [v_{sd} \ \omega_s]_j^T = [310.27 \ 314.16]_j^T$ para todos los puntos $j = 0, 1, \dots, 6$. Las corrientes correspondientes a cada uno de los puntos de operación considerados se muestran en la Figura A.1.

Tabla A.1: Parámetros del DER 1

Parámetros	Descripción	Valor
$L_{g,1}$	Inductancia de acoplamiento	0.0019 [H]
$R_{g,1}$	Resistencia de acoplamiento	0.5997 [Ω]
$i_{b,1}$	Corriente nominal (Pico por fase)	22 [A]
$v_{0,1}$	Voltaje nominal (Pico por fase)	310.27 [V]
$\omega_{0,1}$	Frecuencia nominal	$2\pi 50$ [rad/s]

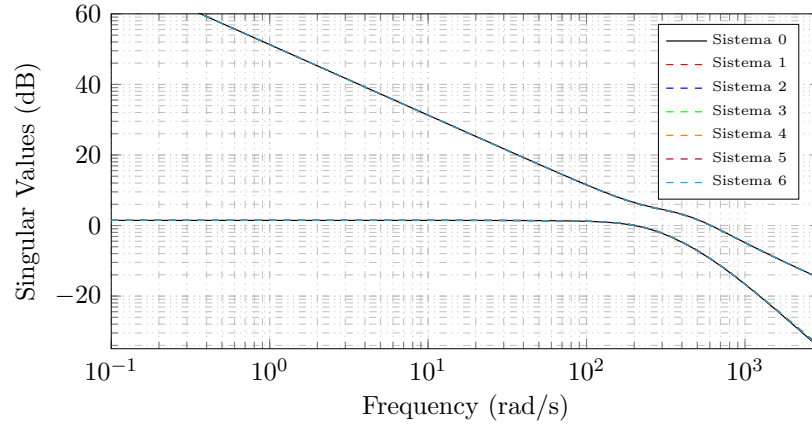


Figura A.1: Diagrama de Bode multivariable para diferentes puntos de operación.

Tabla A.2: Puntos de operación

$\mathbf{P}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$	$\mathbf{x}_0 = [0 \ 0 \ 0]^T$	$\mathbf{u}_0 = [v_0 \ \omega_0]^T$
$\mathbf{P}(\mathbf{x}_1, \mathbf{u}_1)$	$\mathbf{x}_1 = [22 \ 0 \ -0.040]^T$	$\mathbf{u}_1 = [v_0 \ \omega_0]^T$
$\mathbf{P}(\mathbf{x}_2, \mathbf{u}_2)$	$\mathbf{x}_2 = [17.600 \ 13.200 \ -0.059]^T$	$\mathbf{u}_2 = [v_0 \ \omega_0]^T$
$\mathbf{P}(\mathbf{x}_3, \mathbf{u}_3)$	$\mathbf{x}_3 = [-17.600 \ 13.200 \ 0.008]^T$	$\mathbf{u}_3 = [v_0 \ \omega_0]^T$
$\mathbf{P}(\mathbf{x}_4, \mathbf{u}_4)$	$\mathbf{x}_4 = [-22 \ 0 \ 0.042]^T$	$\mathbf{u}_4 = [v_0 \ \omega_0]^T$
$\mathbf{P}(\mathbf{x}_5, \mathbf{u}_5)$	$\mathbf{x}_5 = [-17.600 \ -13.200 \ 0.008]^T$	$\mathbf{u}_5 = [v_0 \ \omega_0]^T$
$\mathbf{P}(\mathbf{x}_6, \mathbf{u}_6)$	$\mathbf{x}_6 = [17.600 \ -13.200 \ -0.059]^T$	$\mathbf{u}_6 = [v_0 \ \omega_0]^T$

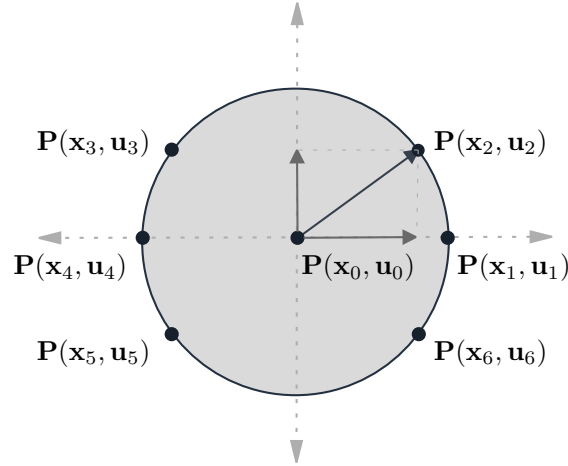


Figura A.2: Ubicación de los puntos de operación.

Este análisis produce siete modelos, cada uno correspondiente a un punto de operación. Los modelos se utilizan para evaluar el comportamiento del sistema mediante la respuesta en frecuencia, empleando los valores singulares máximos y mínimos de cada uno de los modelos. El análisis basado en el diagrama de Bode multivariable en la Figura A.2 muestra que la diferencia en la respuesta en frecuencia para los

distintos puntos de operación esperados es insignificante. Por lo tanto, se puede considerar un único diseño del controlador para todos los puntos de operación.

A.2 Análisis de estabilidad de pequeña señal para la subred con la técnica de *droop* convencional

En el control *droop* convencional, se utilizan la potencia activa y reactiva para la retroalimentación, mientras que en [101], se utilizan las corrientes activas y reactivas de salida para la retroalimentación:

$$\begin{aligned} v_{d,i} &= v_n - n_i i_{q,i}, \\ \omega_i &= \omega_n - m_i i_{d,i}, \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Teniendo en cuenta la desviación máxima de la magnitud del voltaje, la desviación máxima de la frecuencia operativa y las corrientes máximas, y siguiendo los criterios de diseño de los parámetros de *droop* presentados en [78], se determinan los parámetros de *droop* $m = \Delta v_n / 2i_{q,\max}$ y $n = \Delta \omega_n / i_{d,\max}$, donde $\{v_n, \omega_n\}$ es el punto de operación nominal para la magnitud del voltaje y la frecuencia.

Para aplicar la transformación de coordenadas, es conveniente reescribir (A.1) utilizando números complejos, empleando las propiedades del conjugado. Las ecuaciones reescritas se convierten en:

$$v_{d,i} = v_n - n_{\text{aux},i}(\mathbf{i}_{dq,i} - \mathbf{i}_{dq,i}^*), \quad (\text{A.2})$$

$$\omega_i = \omega_n - m_{\text{aux},i}(\mathbf{i}_{dq,i} + \mathbf{i}_{dq,i}^*), \quad (\text{A.3})$$

donde $n_{\text{aux},i} = j^{-1}n_i/2$ y $m_{\text{aux},i} = m_i/2$ son parámetros auxiliares para escribir el *droop* convencional de cada DER en forma compleja. El voltaje en la coordenada DQ es dado por:

$$\mathbf{v}_{DQ,i}e^{-j\delta_i} = v_n - n_{\text{aux},i}(\mathbf{i}_{DQ,i}e^{-j\delta_i} - \mathbf{i}_{DQ,i}^*e^{j\delta_i}), \quad (\text{A.4})$$

$$\omega_i = \omega_n - m_{\text{aux},i}(\mathbf{i}_{DQ,i}e^{-j\delta_i} + \mathbf{i}_{DQ,i}^*e^{j\delta_i}), \quad (\text{A.5})$$

multiplicando (A.4) por $e^{j\delta}$:

$$\mathbf{v}_{DQ,i} = v_ne^{j\delta} - n_{\text{aux},i}(\mathbf{i}_{DQ,i} - \mathbf{i}_{DQ,i}^*e^{-2j\delta}), \quad (\text{A.6})$$

donde (A.5) y (A.6) son las ecuaciones de *droop* de frecuencia y voltaje expresadas en el sistema de referencia común.

En el circuito de interés, el voltaje en el nodo PC de la microrred es dado por:

$$v_{DQ,3} = R_s(\mathbf{i}_{DQ,1} + \mathbf{i}_{DQ,2} - \mathbf{i}_{DQ,L}), \quad (\text{A.7})$$

donde $\mathbf{i}_{DQ,L}$ representa las corrientes activas y reactivas en la carga, respectivamente, y $R_s \rightarrow \infty$ es la resistencia virtual.

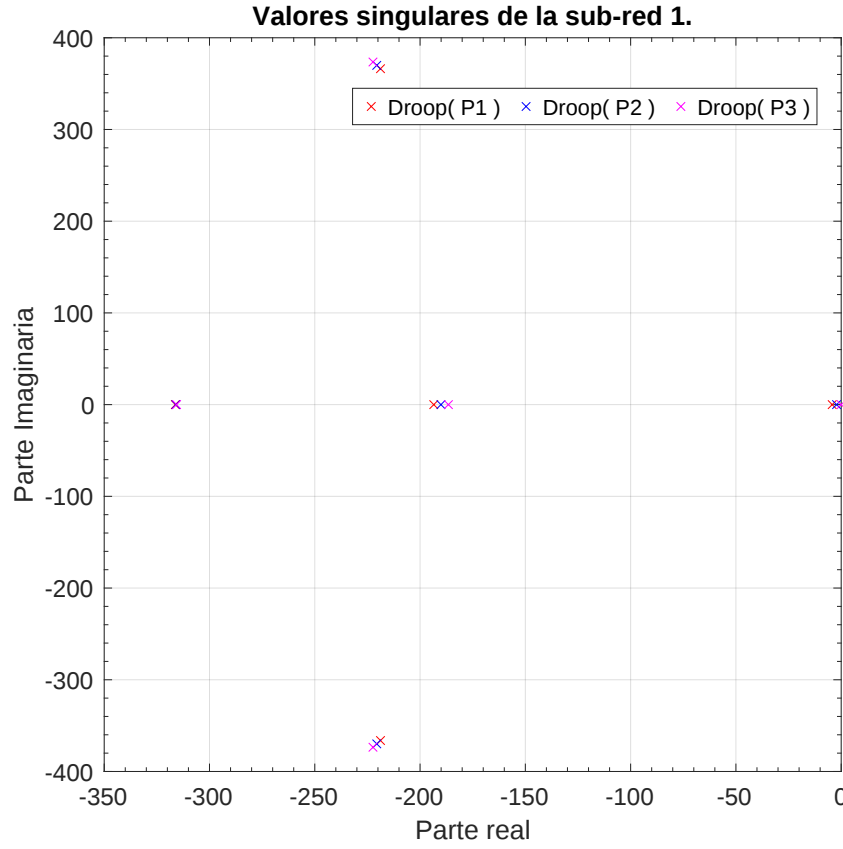


Figura A.3: Polos dominantes del sistema.

Usando (A.5), (A.6) y (A.7), las ecuaciones no lineales de la microrred son dadas por:

$$\mathbf{v}_{DQ,1} = v_n e^{j\delta_1} - n_{aux,1} \left(\mathbf{i}_{DQ,1} - \mathbf{i}_{DQ,1}^* e^{-2j\delta_1} \right), \quad (A.8)$$

$$\omega_1 = \omega_{n,1} - m_{aux,1} \left(\mathbf{i}_{DQ,1} e^{-j\delta_1} + \mathbf{i}_{DQ,1}^* e^{j\delta_1} \right), \quad (A.9)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{DQ,1}}{dt} = -\frac{R_1}{L_1} \mathbf{i}_{DQ,1} - j\omega_3 \mathbf{i}_{DQ,1} + \frac{\mathbf{v}_{DQ,1}}{L_1} - \frac{\mathbf{v}_{DQ,3}}{L_1}, \quad (A.10)$$

$$\frac{d\delta_1}{dt} = \omega_1 - \omega_3, \quad (A.11)$$

$$\mathbf{v}_{DQ,2} = v_n e^{j\delta_2} - n_{aux,2} \left(\mathbf{i}_{DQ,2} - \mathbf{i}_{DQ,2}^* e^{-2j\delta_2} \right), \quad (A.12)$$

$$\omega_2 = \omega_{n,2} - m_{aux,2} \left(\mathbf{i}_{DQ,2} e^{-j\delta_2} + \mathbf{i}_{DQ,2}^* e^{j\delta_2} \right), \quad (A.13)$$

$$\frac{d\delta_2}{dt} = \omega_2 - \omega_3, \quad (A.14)$$

$$\frac{d\mathbf{i}_{DQ,2}}{dt} = -\frac{R_2}{L_2} \mathbf{i}_{DQ,2} - j\omega_3 \mathbf{i}_{DQ,2} + \frac{\mathbf{v}_{DQ,2}}{L_2} - \frac{\mathbf{v}_{DQ,3}}{L_2}, \quad (A.15)$$

$$\mathbf{v}_{DQ,3} = R_s (\mathbf{i}_{DQ,1} + \mathbf{i}_{DQ,2} - \mathbf{i}_{DQ,L}). \quad (A.16)$$

La solución del conjunto de ecuaciones de (A.8) a (A.16) permite encontrar el punto de operación de la microrred, considerando que en un estado estacionario.

La Figura A.3 muestra los polos de la microrred en lazo cerrado, mientras que la Tabla 3.2 presenta los tres puntos de operación. Se observa un ligero desplazamiento de los polos cuando la microrred cambia su

punto de operación considerados en la Tabla 3.2.

A.3 Impedancia virtual

Esta sección describe el método de control primario basado en impedancia virtual utilizado para la comparación del método propuesto en el Capítulo 3. Los diseños de control fueron tomados de [83]. Este enfoque emplea la retroalimentación de las corrientes de salida en la referencia de voltaje:

$$\mathbf{v}_{\text{sdq}} = \mathbf{v}_{\text{ref}} - R_v \mathbf{i}_{\text{odq}} - L_v \omega \mathbf{i}_{\text{odq}}, \quad (\text{A.17})$$

donde $\mathbf{v}_{\text{ref}}$ es la referencia de voltaje para el control droop convencional:

$$\begin{bmatrix} v_{\text{d,ref}} \\ v_{\text{q,ref}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 - k_q(Q - Q^*) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.18})$$

donde v_0 representa el voltaje nominal y k_q es el coeficiente droop de voltaje. La referencia para la frecuencia del voltaje se define como:

$$\omega_s = \omega_0 - k_p(P - P^*), \quad (\text{A.19})$$

donde ω_0 es la frecuencia nominal de voltaje y k_p es el coeficiente droop de frecuencia. Los parámetros virtuales R_v y L_v fueron diseñados para lograr una relación X/R de 3, permitiendo así el desacoplamiento de la potencia activa y reactiva. Para obtener más detalles sobre esta técnica, se recomienda consultar [83].

A.4 Modelo de orden reducido

Esta sección proporciona una breve descripción del método TBR para sistemas inestables. El método TBR se puede aplicar en sistemas estables para obtener un modelo reducido que capture eficazmente las características esenciales del sistema original. Sin embargo, al trabajar con sistemas inestables, como el sistema de interés (3.5), es necesario emplear una modificación como se describe en [92], Sec. 11.7. El sistema $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)$ se descompone en componentes de planta estables e inestables, de la siguiente forma:

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0) = \mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_u + \mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_s, \quad (\text{A.20})$$

donde $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_u$ y $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_s$ representan las partes inestable y estable del sistema, respectivamente.

Posteriormente, se aplica truncamiento balanceado solo a la parte estable $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_s$ para obtener una aproximación de orden reducido $\mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_{sa}$. Luego, esta aproximación se combina con la parte inestable para construir el modelo reducido del sistema completo:

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_r = \mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_u + \mathbf{G}(\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0)_{sa}, \quad (\text{A.21})$$

Se invita a los lectores interesados a consultar [92, Section 11.7] para obtener más detalles sobre este método.

A.5 Método de dirección alterna de los multiplicadores

Este trabajo emplea el *solver* de método de dirección alterna de los multiplicadores (ADMM) para obtener la solución óptima en el control secundario. El algoritmo ADMM es un enfoque de optimización que incorpora elementos tanto de la descomposición dual como de los métodos de Lagrangiano aumentado [118].

Es especialmente útil para abordar problemas de optimización de gran escala que pueden descomponerse en subproblemas más pequeños, cada uno de los cuales es más fácil de resolver. El método ADMM está diseñado para abordar problemas de la siguiente forma:

$$\min_{\mathbf{x}, \mathbf{z}} f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{z}) \quad (\text{A.22})$$

$$\text{s.t. } \mathbf{Ax} + \mathbf{Bz} = \mathbf{c} \quad (\text{A.23})$$

donde $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ y $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^m$ son las variables de optimización, y f y g son funciones convexas. $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ y $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^p$ son los datos del problema. El Lagrangiano aumentado para este problema se define como:

$$\mathcal{L}_\rho(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \boldsymbol{\lambda}) = f(\mathbf{x}) + g(\mathbf{z}) + \boldsymbol{\lambda}^\top (\mathbf{Ax} + \mathbf{Bz} - \mathbf{c}) + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{Ax} + \mathbf{Bz} - \mathbf{c}\|_2^2$$

donde $\boldsymbol{\lambda} \in \mathbb{R}^p$ es el multiplicador de Lagrange (variable dual), y $\rho > 0$ es un parámetro de penalización. ADMM resuelve el problema actualizando iterativamente las variables $\mathbf{x}$, $\mathbf{z}$ y $\boldsymbol{\lambda}$. Los pasos de actualización son los siguientes:

$$\mathbf{x}^{k+1} = \arg \min_{\mathbf{x}} \left(f(\mathbf{x}) + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{Ax} + \mathbf{Bz}^k - \mathbf{c} + \boldsymbol{\eta}^k\|_2^2 \right), \quad (\text{A.24})$$

$$\mathbf{z}^{k+1} = \arg \min_{\mathbf{z}} \left(g(\mathbf{z}) + \frac{\rho}{2} \|\mathbf{Ax}^{k+1} + \mathbf{Bz} - \mathbf{c} + \boldsymbol{\eta}^k\|_2^2 \right), \quad (\text{A.25})$$

$$\boldsymbol{\eta}^{k+1} = \boldsymbol{\eta}^k + \mathbf{Ax}^{k+1} + \mathbf{Bz}^{k+1} - \mathbf{c}, \quad (\text{A.26})$$

donde $\boldsymbol{\eta}^k = (1/\rho)\boldsymbol{\lambda}^k$. La actualización de $\mathbf{x}$ es un paso de minimización en el cual se actualiza $\mathbf{x}$ minimizando el Lagrangiano aumentado respecto a $\mathbf{x}$, manteniendo $\mathbf{z}$ y $\boldsymbol{\lambda}$ fijos. La actualización de $\mathbf{z}$ sigue un proceso de minimización similar para $\mathbf{z}$, con $\mathbf{x}$ y $\boldsymbol{\eta}$ fijos. La actualización de $\boldsymbol{\eta}$ es un paso de ascenso dual, donde la variable dual $\boldsymbol{\eta}$ se actualiza utilizando el residuo actual $\mathbf{Ax}^{k+1} + \mathbf{Bz}^{k+1} - \mathbf{c}$. El algoritmo ADMM garantiza una solución óptima bajo ciertas condiciones, tales como la convexidad de las funciones f y g , y la linealidad de las restricciones.

Para el caso particular en (4.22)-(4.24), con costo cuadrático y restricciones lineales de igualdad y desigualdad, los problemas de optimización en (A.24) y (A.25) tienen expresión en forma cerrada dada por [119]:

$$\boldsymbol{\psi}^{k+1} = -(\mathbf{H} + \rho \mathbf{A}^\top \mathbf{A})^{-1} \left[\rho \mathbf{A}^\top (\mathbf{Bz}^k - \mathbf{c} + \boldsymbol{\eta}^k) \right], \quad (\text{A.27})$$

$$\mathbf{z}^{k+1} = \max \left\{ \mathbf{0}, -\mathbf{G}\boldsymbol{\psi}^{k+1} - \boldsymbol{\eta}_{1:2\tilde{q}}^k + \mathbf{g} \right\}. \quad (\text{A.28})$$

donde $\mathbf{z}^k \in \mathbb{R}^{2\tilde{q}}$, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{2\tilde{q} + \tilde{r} \times \tilde{n}}$, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{2\tilde{q} + \tilde{r} \times 2\tilde{q}}$, y $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^{2\tilde{q} + \tilde{r}}$ toman la siguiente forma:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{G} \\ \mathbf{F} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbb{I}_{2\tilde{q}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} \mathbf{g} \\ \mathbf{f} \end{bmatrix}. \quad (\text{A.29})$$

Nótese que en el problema de optimización (4.22) - (4.24), todas las matrices y vectores involucrados son constantes, excepto el vector $\mathbf{f}$, que cambia con el estado inicial $\mathbf{x}_{s,t}$ al inicio del horizonte de predicción. Esto facilita la implementación del algoritmo, reduciendo el tiempo de cómputo ya que, por ejemplo, la inversa en (A.27) se calcula solo una vez y se utiliza en todas las iteraciones del algoritmo. Además, las actualizaciones de $\mathbf{z}^{k+1}$ y $\boldsymbol{\eta}^{k+1}$ son evaluaciones simples de funciones. Los pasos en pseudocódigo para la implementación del algoritmo ADMM se muestran en el Algoritmo 2.

Algorithm 2 ADMM para restricciones de desigualdad en problemas QP

Require: $\mathbf{H}$ dada en (4.25), $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{c}$ in (A.29), los residuos primales y duales, ϵ_p y ϵ_d , seleccionados por el usuario, el número máximo de iteraciones N_{IT} , las condiciones iniciales para ψ^0 , $\mathbf{z}^0$ y $\boldsymbol{\eta}^0$, y el valor de ρ definido por el usuario.

Ensure: ψ

```

 $\mathbf{R}_{inv} \leftarrow (\mathbf{H} + \rho \mathbf{A}^\top \mathbf{A})^{-1}$ 
 $\mathbf{r}^0 \leftarrow \mathbf{A}\psi^0 + \mathbf{B}\mathbf{z}^0 - \mathbf{c}$ 
 $\mathbf{s}^0 \leftarrow \rho \mathbf{A}^\top \mathbf{B}\mathbf{z}^0$ 
 $k = 0$ 
1: while  $\|\mathbf{r}^k\| \geq \epsilon_p \vee \|\mathbf{s}^k\| \geq \epsilon_d \vee k \leq N_{IT}$  do
   $\psi^{k+1} \leftarrow -\mathbf{R}_{inv} [\rho \mathbf{A}^\top (\mathbf{B}\mathbf{z}^k - \mathbf{c} + \boldsymbol{\eta}^k)]$ 
   $\mathbf{z}^{k+1} \leftarrow \text{máx} \left\{ \mathbf{0}, -\mathbf{G}\psi^{k+1} - \boldsymbol{\eta}_{1:2\bar{q}}^k + \mathbf{g} \right\}$ 
   $\boldsymbol{\eta}^{k+1} \leftarrow \boldsymbol{\eta}^k + \mathbf{A}\psi^{k+1} + \mathbf{B}\mathbf{z}^{k+1} - \mathbf{c}$ 
   $\mathbf{r}^k \leftarrow \mathbf{A}\psi^k + \mathbf{B}\mathbf{z}^k - \mathbf{c}$ 
   $\mathbf{s}^k \leftarrow \rho \mathbf{A}^\top \mathbf{B}(\mathbf{z}^{k+1} - \mathbf{z}^k)$ 
   $k = k + 1$ 
2: end while
return  $\psi^k$ 

```

A.6 Control proporcional-integral con promedio distribuido

En este trabajo se utiliza la estrategia de control proporcional-integral con promedio distribuido (DAPI) descrita en [23] como referencia para comparar los resultados obtenidos con el método propuesto en el Capítulo 4. Sin embargo, con el fin de establecer una comparación más consistente con la técnica propuesta, se emplea la retroalimentación de las corrientes de salida y se consideran las relaciones entre la desviación máxima de la magnitud de voltaje, la desviación de la frecuencia de operación y las corrientes máximas admisibles:

$$\omega_{s,i} = \omega_b - m i_{d,i} + \Omega_i, \quad (\text{A.30})$$

$$k_i \frac{d\Omega_i}{dt} = -(\omega_{s,i} - \omega_b) - \sum_{j=1}^n a_{ij}(\Omega_i - \Omega_j), \quad (\text{A.31})$$

$$v_{d,i} = v_b - n i_{q,i} + e_i, \quad (\text{A.32})$$

$$k_i \frac{de_i}{dt} = -\beta_i(v_{d,i} - v_b) - \sum_{j=1}^n a_{ij} \left(\frac{i_{q,i}}{I_r} - \frac{i_{q,j}}{I_r} \right). \quad (\text{A.33})$$

Los parámetros del control droop se diseñaron siguiendo el método presentado en [78], donde se utilizan las corrientes máximas para establecer $n = \Delta v_0 / 2i_{q, \max}$ y $m = \Delta \omega_0 / i_{d, \max}$. El parámetro I_r representa la corriente nominal, mientras que las ganancias se definen como $k_i = 1$ y $\beta_i = 0.02$.

Para analizar el desempeño de la estrategia DAPI, se consideran los mismos escenarios descritos en la Sección 4.5. Las Figuras A.4 y A.5 presentan los resultados obtenidos para los tres casos de estudio. En el caso 1, DER 2 se conecta en el instante de tiempo de $t = 0.5$ s. Los resultados muestran que este estrategia garantiza una adecuada distribución de la corriente activa, aunque presenta una respuesta transitoria oscilatoria. Además, se observan pequeñas diferencias en la distribución de la corriente reactiva entre los DERs. Asimismo, cuando se aplica la carga de impacto en el instante de tiempo $t = 3$ s, el DER 2 excede las restricciones de corriente definidas como un objetivo de control. El caso 2 analiza la conexión de DER 3 y DER 4 en los instantes $t = 5$ s y $t = 7$ s, respectivamente. Los resultados indican una distribución adecuada

de la corriente activa con pequeñas diferencias en la distribución de la corriente reactiva. Sin embargo, se observa una respuesta transitoria oscilatoria debido a estas conexiones. Finalmente, el caso 3 evalúa el impacto de un aumento de carga en $t = 11$ s. En este escenario, los DERs 2, 3 y 4 exceden la restricción operativa deseada de 1 PU cuando se aplica el aumento de carga.

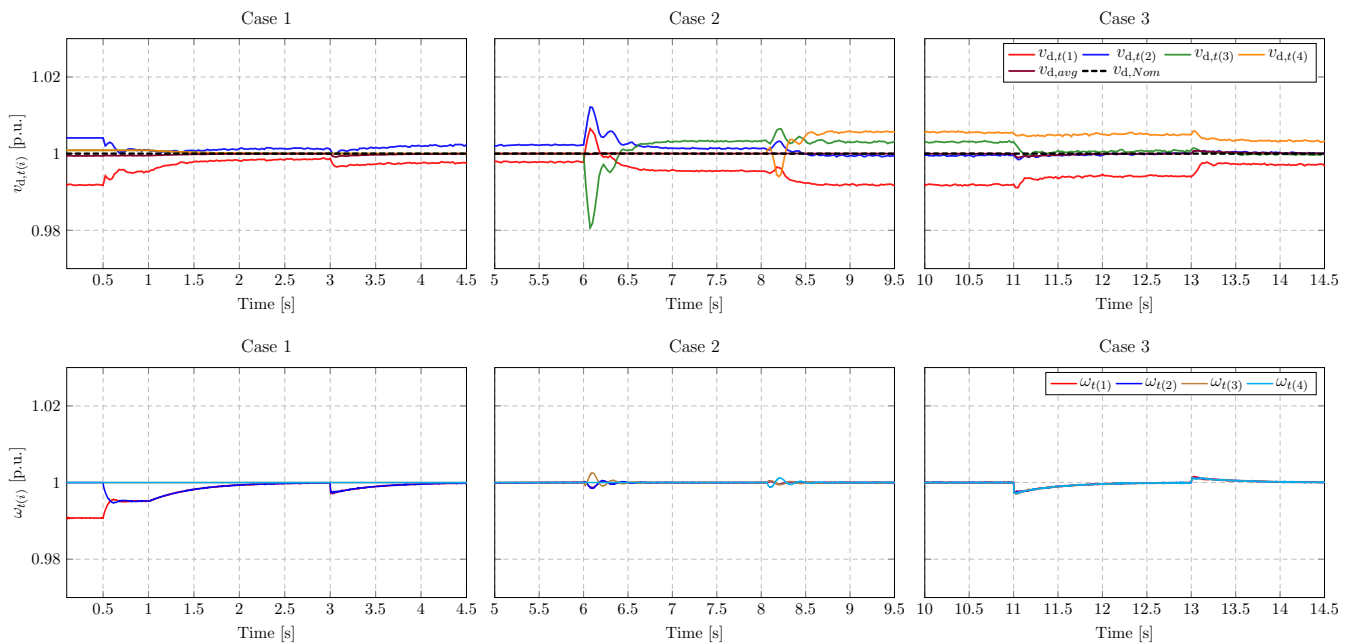


Figura A.4: Regulación de voltaje y frecuencia bajo distintos escenarios utilizando la estrategia de control DAPI.

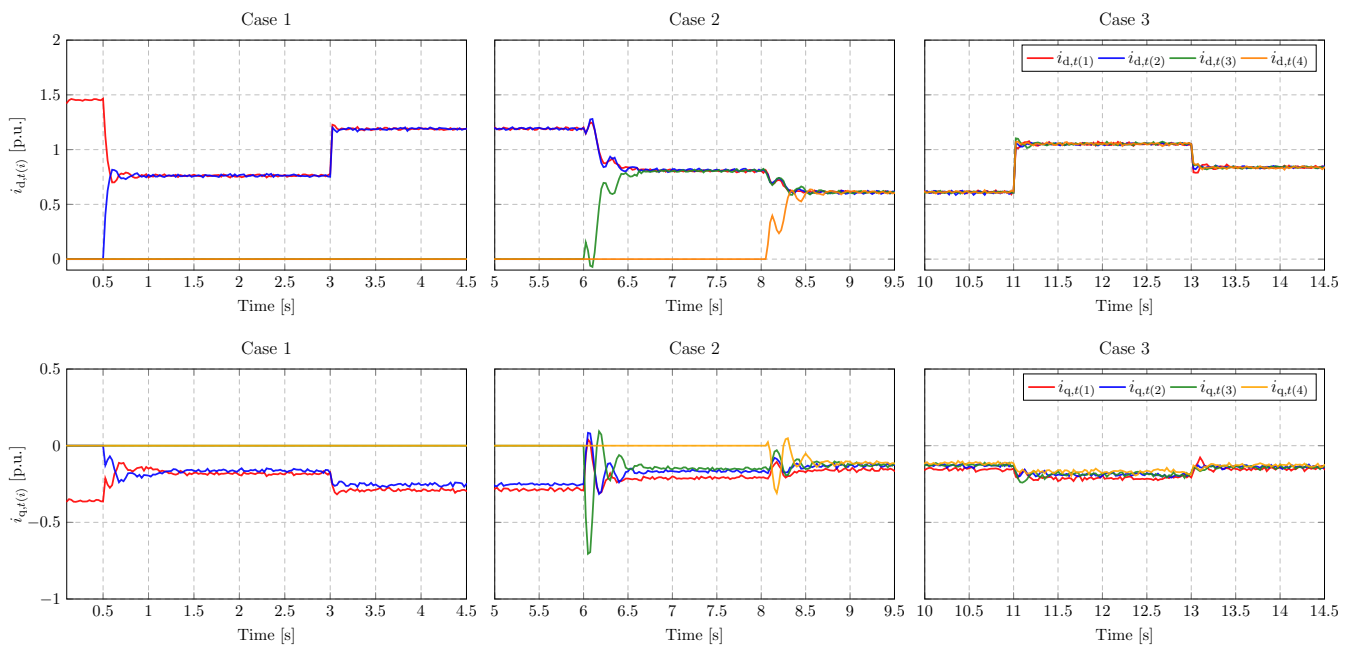


Figura A.5: Respuesta de las corrientes en diferentes casos usando la estrategia de control DAPI.

Bibliografía

- [1] D. E. Olivares, A. Mehrizi-Sani, A. H. Etemadi, C. A. Cañizares, R. Iravani, M. Kazerani, A. H. Hajimiragha, O. Gomis-Bellmunt, M. Saeedifard, and R. Palma-Behnke. Trends in microgrid control. *IEEE Transactions on smart grid*, 5(4):1905–1919, 2014.
- [2] E. Espina, J. Llanos, C. Burgos-Mellado, R. Cárdenas-Dobson, M. Martínez-Gómez, and D. Sáez. Distributed control strategies for microgrids: An overview. *IEEE Access*, 8:193412–193448, 2020.
- [3] D. T. Ton and M. A. Smith. The us department of energy’s microgrid initiative. *The Electricity Journal*, 25(8):84–94, 2012.
- [4] N. Hatzigiargyriou, H. Asano, R. Iravani, C. Marnay, and K. Eriksson. Microgrids: An overview of present status and future trends. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 11(7):1635–1646, 2007.
- [5] Z. Chen and F. Blaabjerg. Microgrids for islanded communities: towards self-sufficient renewable energy systems. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 12(4):1156–1165, 2016.
- [6] R. Tonkoski, U. Tamrakar, and L. Meegahapola. Microgrid stability definitions, analysis, and examples. *IEEE Trans. Power Syst*, 8950:1–17, 2019.
- [7] Adam Hirsch, Yael Parag, and Josep Guerrero. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and sustainable Energy reviews*, 90:402–411, 2018.
- [8] Xiao Gao, Dao Zhou, Amjad Anvari-Moghaddam, and Frede Blaabjerg. A comparative study of grid-following and grid-forming control schemes in power electronic-based power systems. *Power Electronics and Drives*, 8:1–20, 2023.
- [9] M. A. Hossain, H .R. Pota, M. J. Hossain, and AMO. Haruni. Active power management in a low-voltage islanded microgrid. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 98:36–47, 2018.
- [10] Hua Han, Xiaochao Hou, Jian Yang, Jifa Wu, Mei Su, and Josep M. Guerrero. Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 7(1):200–215, 2016. doi: 10.1109/TSG.2015.2434849.
- [11] J. W. Simpson-Porco, F. Dorfler, and F. Bullo. Synchronization and power sharing for droop-controlled inverters in islanded microgrids. *Automatica*, 49(9):2603–2611, 2013.
- [12] Q. Zhong and G. Weiss. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators. *IEEE transactions on industrial electronics*, 58(4):1259–1267, 2010.
- [13] R. Rosso, S. Engelken, and M. Liserre. Robust stability analysis of synchronverters operating in parallel. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(11):11309–11319, 2019.

- [14] Ricardo Pérez-Ibacache, Guilherme A Pimentel, César A Silva, and Juan C Agüero. State feedback control with full disturbance compensation for an LC filtered grid-forming converter. In *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference-Latin America (ISGT Latin America)*, pages 1–6. IEEE, 2019.
- [15] O. Palizban and K. Kauhaniemi. Hierarchical control structure in microgrids with distribute generation island and grid connected mode. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 44:797–813, 2015.
- [16] Aswad Adib, Jacob Lamb, and Behrooz Mirafzal. Ancillary services via vsis in microgrids with maximum dc-bus voltage utilization. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(1):648–658, 2018.
- [17] Reinier López Ahuar, Dave Figueroa, Juan C Agüero, and César A Silva. Experimental validation of offset-free model-based predictive control in voltage source inverters for grid connected and microgrids applications. *Applied Sciences*, 15(3):1567, 2025.
- [18] Ali Bidram and Ali Davoudi. Hierarchical structure of microgrids control system. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 3(4):1963–1976, 2012. doi: 10.1109/TSG.2012.2197425.
- [19] R. Pérez-Ibacache, C. A Silva, and A. Yazdani. Linear state-feedback primary control for enhanced dynamic response of ac microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(3):3149–3161, 2018.
- [20] M. Raeispour, H. Atrianfar, H. R. Baghaee, and G. B. Gharehpetian. Robust Sliding Mode and Mixed H_2/H_∞ Output Feedback Primary Control of AC Microgrids. *IEEE Systems Journal*, 15(2):2420–2431, 2021. doi: 10.1109/JSYST.2020.2999553.
- [21] Ricardo Pérez-Ibacache, Angel L. Cedeño, César A. Silva, Gonzalo Carvajal, Juan C. Agüero, and Amirnaser Yazdani. Decentralized model-based predictive control for der units integration in ac microgrids subject to operational and safety constraints. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 36(4):2479–2489, 2021. doi: 10.1109/TPWRD.2020.3037716.
- [22] Ali Bidram, Ali Davoudi, Frank L Lewis, and Zhihua Qu. Secondary control of microgrids based on distributed cooperative control of multi-agent systems. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 7(8):822–831, 2013.
- [23] J. W. Simpson-Porco, Q. Shafiee, F. Dürfler, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, and F. Bullo. Secondary frequency and voltage control of islanded microgrids via distributed averaging. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(11):7025–7038, 2015.
- [24] S. Guo and L. Han. *Stability and Control of Nonlinear Time-varying Systems*. Springer, 2018.
- [25] G. Lou, W. Gu, W. Sheng, X. Song, and F. Gao. Distributed model predictive secondary voltage control of islanded microgrids with feedback linearization. *IEEE Access*, 6:50169–50178, 2018. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2869280.
- [26] J. S. Gómez, D. Sáez, J. W. Simpson-Porco, and R. Cárdenas. Distributed predictive control for frequency and voltage regulation in microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 11(2):1319–1329, 2019.
- [27] E. Espina, R. Cárdenas-Dobson, J. W. Simpson-Porco, D. Sáez, and M. Kazerani. A consensus-based secondary control strategy for hybrid ac/dc microgrids with experimental validation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(5):5971–5984, 2020.
- [28] Yun Wei Li. Control and resonance damping of voltage-source and current-source converters with L_c filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(5):1511–1521, 2008.

- [29] Federico Delfino, Renato Procopio, Mansueto Rossi, Massimo Brignone, Michela Robba, and Stefano Bracco. *Microgrid design and operation: toward smart energy in cities*. Artech House, 2018.
- [30] Kuo-Yuan Lo and Yaow-Ming Chen. Design of a seamless grid-connected inverter for microgrid applications. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 11(1):194–202, 2019.
- [31] Mohyedin Ganjian-Aboukheili, Majid Shahabi, Qobad Shafiee, and Josep M Guerrero. Seamless transition of microgrids operation from grid-connected to islanded mode. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 11(3):2106–2114, 2019.
- [32] Guannan Lou, Wei Gu, Jianhui Wang, Jianhua Wang, and Binshi Gu. A unified control scheme based on a disturbance observer for seamless transition operation of inverter-interfaced distributed generation. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(5):5444–5454, 2017.
- [33] R. Pérez-Ibacache, A. L. Cedeño, C. A. Silva, G. Carvajal, J. C. Agüero, and A. Yazdani. Decentralized model-based predictive control for der units integration in ac microgrids subject to operational and safety constraints. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 36(4):2479–2489, 2020.
- [34] R. Zamora and A. K. Srivastava. Controls for microgrids with storage: Review, challenges, and research needs. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 14(7):2009–2018, 2010.
- [35] Y. Khayat, Q. Shafiee, R. Heydari, M. Naderi, T. D., J. W. Simpson, F. D., M. Fathi, F. Blaabjerg, J. M. Guerrero, and H. Bevrani. On the secondary control architectures of ac microgrids: An overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(6):6482–6500, 2020. doi: 10.1109/TPEL.2019.2951694.
- [36] P. T. de Godoy, P. Poloni, A. B. de Almeida, and D. Marujo. Centralized secondary control assessment of microgrids with battery and diesel generator. In *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America)*, pages 1–6, 2019. doi: 10.1109/ISGT-LA.2019.8895294.
- [37] M. A. Shahab, B. Mozafari, S. Soleymani, N. M. Dehkordi, H. M. Shourkaei, and J. M. Guerrero. Distributed consensus-based fault tolerant control of islanded microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 11(1):37–47, 2020. doi: 10.1109/TSG.2019.2916727.
- [38] K. M. Bhargavi, N. S. Jayalakshmi, D. N. Gaonkar, Ashish Shrivastava, and Vinay Kumar Jadoun. A comprehensive review on control techniques for power management of isolated dc microgrid system operation. *IEEE Access*, 9:32196–32228, 2021. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3060504.
- [39] A. Navas-Fonseca, C. Burgos-Mellado, J. S. Gómez, F. Donoso, L. Tarisciotti, D. Sáez, R. Cárdenas, and M. Sumner. Distributed predictive secondary control for imbalance sharing in ac microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 13(1):20–37, 2022.
- [40] S. Kanti Sahoo, A. K. Sinha, and N. K. Kishore. Control techniques in ac, dc, and hybrid ac–dc microgrid: a review. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(2):738–759, 2017.
- [41] J. Hu, Y. Shan, J. M. Guerrero, A. Ioinovici, K. W. Chan, and J. Rodriguez. Model predictive control of microgrids—An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 136:110422, 2021.
- [42] Eubis Pereira Machado, Adeon Cecílio Pinto, Rodrigo Pereira Ramos, Ricardo Menezes Prates, Jadson-lee da Silva Sá, Joaquim Isídio de Lima, Flávio Bezerra Costa, Damásio Fernandes, and Alex Coutinho Pereira. Modeling, control and validation of a three-phase single-stage photovoltaic system. *Energies*, 17(23), 2024. ISSN 1996-1073. doi: 10.3390/en17235953. URL <https://www.mdpi.com/1996-1073/17/23/5953>.

- [43] Kyo-Beum Lee and Frede Blaabjerg. Simple power control for sensorless induction motor drives fed by a matrix converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 23(3):781–788, 2008. doi: 10.1109/TEC.2008.921472.
- [44] Jun Cai, Xiaolan Dou, Adrian David Cheok, Wen Ding, Ying Yan, and Xin Zhang. Model predictive control strategies in switched reluctance motor drives—an overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 40(1):1669–1685, 2025. doi: 10.1109/TPEL.2024.3454819.
- [45] Trudie Wang, Daniel O’Neill, and Haresh Kamath. Dynamic control and optimization of distributed energy resources in a microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6(6):2884–2894, 2015. doi: 10.1109/TSG.2015.2430286.
- [46] Md Noman H. Khan, Mojtaba Forouzesh, Yam P. Siwakoti, Li Li, Tamas Kerekes, and Frede Blaabjerg. Transformerless inverter topologies for single-phase photovoltaic systems: A comparative review. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(1):805–835, 2020. doi: 10.1109/JESTPE.2019.2908672.
- [47] Angel L Cedeño, Reinier López Ahuar, José Rojas, Gonzalo Carvajal, César Silva, and Juan C Agüero. Model predictive control for photovoltaic plants with non-ideal energy storage using mixed integer linear programming. *Energies*, 15(17):6427, 2022.
- [48] Hussein Ibrahim, M Ghandour, M Dimitrova, Adrian Ilinca, and Jean Perron. Integration of wind energy into electricity systems: Technical challenges and actual solutions. *Energy Procedia*, 6:815–824, 2011.
- [49] Mariusz Malinowski and Steffen Bernet. A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase pwm converters with an *lcl* filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(4):1876–1880, 2008. doi: 10.1109/TIE.2008.917066.
- [50] Danny Espín-Sarzosa, Rodrigo Palma-Behnke, Claudio A. Cañizares, Udaya Annakkage, Marcelo Elizondo, Enrique Espina, Wei Du, Mahmoud Kabalan, Lasantha Meegahapola, Patricio A. Mendoza-Araya, Ehsan Nasr, Ahda Pavani, Rodrigo Ramos, Michael Ropp, Kevin P. Schneider, John W. Simpson-Porco, Kai Strunz, Glauco Taranto, Francis Tuffner, and James T. Reilly. Microgrid modeling for stability analysis. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 15(3):2459–2479, 2024. doi: 10.1109/TSG.2023.3326063.
- [51] A. Yazdani. Control of an islanded distributed energy resource unit with load compensating feed-forward. In *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting—Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pages 1–7. IEEE, 2008.
- [52] S. Gholami, M. Aldeen, and S. Saha. Control strategy for dispatchable distributed energy resources in islanded microgrids. *IEEE Transactions on Power Systems*, 33(1):141–152, 2017.
- [53] W. Bolton. *Instrumentation and Control Systems*. Elsevier, Amsterdam, 2nd edition, 2015. doi: 10.1016/B978-0-08-100613-9.00004-3.
- [54] F. Borrelli, A. Bemporad, and M. Morari. *Predictive Control for Linear and Hybrid Systems*. Cambridge University Press, 2017. ISBN 9781107652873.
- [55] M. Nauman and A. Hasan. Efficient implicit model-predictive control of a three-phase inverter with an output *lc* filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(9):6075–6078, 2016.
- [56] W. Alhosaini and Y. Zhao. A model predictive voltage control using virtual space vectors for grid-forming energy storage converters. In *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1466–1471. IEEE, 2019.

- [57] Qudrat Ullah, Enio Costa Resende, Luiz Carlos Gomes Freitas, Hannu Laaksonen, and Marcelo Godoy Simões. Enhancing voltage stability of grid forming power converters based on model predictive controller. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 163:110317, 2024. ISSN 0142-0615. doi: 10.1016/j.ijepes.2024.110317.
- [58] A. Bidram, V. Nasirian, A. Davoudi, and F. L. Lewis. *Cooperative synchronization in distributed micro-grid control*. Springer, 2017.
- [59] J. B. Rawlings, D. Q. Mayne, and M. Diehl. *Model predictive control: theory, computation, and design*, volume 2. Nob Hill Publishing Madison, WI, 2017.
- [60] Mosek ApS. *MOSEK Optimization Toolbox for MATLAB*, 2024. Available at: <https://www.mosek.com/documentation/>. Accessed: 2024-12-17.
- [61] Gurobi Optimization, Inc. *Gurobi Optimizer Reference Manual*, 2024. Available at: <http://www.gurobi.com>. Accessed: 2024-12-17.
- [62] A. Domahidi, E. Chu, and S. Boyd. ECOS: An SOCP solver for embedded systems. In *2013 European Control Conference (ECC)*, pages 3071–3076, 2013. doi: 10.23919/ecc.2013.6669541.
- [63] B. Stellato, G. Banjac, P. Goulart, A. Bemporad, and S. Boyd. Osqp: An operator splitting solver for quadratic programs. *Mathematical Programming Computation*, 12(4):637–672, 2020.
- [64] G. Banjac, B. Stellato, N. Moehle, P. Goulart, A. Bemporad, and S. Boyd. Embedded code generation using the osqp solver. In *IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, 2017. doi: 10.1109/CDC.2017.8263928. URL <https://doi.org/10.1109/CDC.2017.8263928>.
- [65] R. L. Ahuar, A. L. Cedeño, R. Perez-Ibacache, J. C. Agüero, and C. A. Silva. Comments on the Numerical Efficiency of Constrained MPC of an Inverter with LC Output Filter. In *2021 IEEE International Conference on Automation/XXIV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, pages 1–7. IEEE, 2021.
- [66] S. R. Far, A. Moeini, A. Chandra, and I. Kamwa. ADMM-Based Multi-Objective Control Scheme for Mitigating the Impact of High Penetration DER Integration in the Modern Distribution Systems. *IEEE Access*, 11:38589–38603, 2023. doi: 10.1109/ACCESS.2023.3266650.
- [67] Z. Wang, T. Ding, C. Mu, Y. Huang, M. Yang, Y. Yang, Z. Chen, Y. Lin, and M. Li. An ADMM-based power system partitioned black-start and parallel restoration method considering high-penetrated renewable energy. *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, 155:109532, 2024. doi: 10.1016/j.ijepes.2023.109532.
- [68] K. Ogata. *Discrete-Time Control Systems*. Prentice-Hall, Inc., 1995.
- [69] T. Söderström. *Discrete-Time Stochastic Systems Estimation and Control*. Springer Science & Business Media, 2002.
- [70] A. Bemporad and P. Patrinos. Simple and certifiable quadratic programming algorithms for embedded linear model predictive control. *IFAC Proceedings Volumes*, 45(17):14–20, 2012.
- [71] M. N. Undeland, W. P. Robbins, and N. Mohan. Power electronics. *Converters, Applications, and Design*, page 763, 1995.
- [72] D. Di Ruscio. Model predictive control with integral action: A simple mpc algorithm. *Modeling, Identification and Control*, 34(3):119–129, 2013. doi: 10.4173/mic.2013.3.2. URL <https://doi.org/10.4173/mic.2013.3.2>.

- [73] J. L. Perez, E. C. Kerrigan, and G. A. Constantinides. A condensed and sparse qp formulation for predictive control. In *2011 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, pages 5217–5222. IEEE, December 2011.
- [74] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. *IEEE Transactions on power electronics*, 22(2):613–625, 2007.
- [75] L. Zhang, H. Liang, Y. Sun, and C. K. Ahn. Adaptive Event-Triggered Fault Detection Scheme for Semi-Markovian Jump Systems With Output Quantization. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 51(4):2370–2381, 2021. ISSN 2168-2232 VO - 51.
- [76] M. Naderi, Y. Khayat, Q. Shafiee, F. Blaabjerg, and H. Bevrani. Dynamic modeling, stability analysis and control of interconnected microgrids: A review. *Applied Energy*, 334:120647, 2023. doi: 10.1016/j.apenergy.2022.120647.
- [77] H. Bevrani, B. François, and T. Ise. *Microgrid dynamics and control*. John Wiley & Sons, 2017.
- [78] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. De Vicuña, and M. Castilla. Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 58(1):158–172, 2010.
- [79] K. Ahmed, M. Seyedmahmoudian, S. Mekhilef, N. M. Mubarak, and A. Stojcevski. A review on primary and secondary controls of inverter-interfaced microgrid. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 9(5):969–985, 2021. doi: 10.35833/MPCE.2020.000068.
- [80] C. K. Sao and P. W. Lehn. Control and power management of converter fed microgrids. *IEEE Transactions on Power Systems*, 23(3):1088–1098, 2008. doi: 10.1109/TPWRS.2008.922232.
- [81] X. Wang, Y. W. Li, F. Blaabjerg, and P. C. Loh. Virtual-impedance-based control for voltage-source and current-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12):7019–7037, 2015. doi: 10.1109/TPEL.2015.2418673.
- [82] J. He and Y. W. Li. Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation. *IEEE Transactions on industry Applications*, 47(6):2525–2538, 2011.
- [83] M. Eskandari and L. Li. Microgrid operation improvement by adaptive virtual impedance. *IET Renewable Power Generation*, 13(2):296–307, 2019.
- [84] W. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero, and Z. Qian. Design and analysis of the droop control method for parallel inverters considering the impact of the complex impedance on the power sharing. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(2):576–588, 2011. doi: 10.1109/TIE.2010.2046001.
- [85] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans. A voltage and frequency droop control method for parallel inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(4):1107–1115, 2007. doi: 10.1109/TPEL.2007.900456.
- [86] M. Ashabani, Y. A. R. I. Mohamed, M. Mirsalim, and M. Aghashabani. Multivariable droop control of synchronous current converters in weak grids/microgrids with decoupled dq-axes currents. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6(4):1610–1620, July 2015. ISSN 1949-3053. doi: 10.1109/TSG.2015.2392373.
- [87] Meng Chen, Dao Zhou, Ali Tayyebi, Eduardo Prieto-Araujo, Florian Dorfler, and Frede Blaabjerg. Generalized Multivariable Grid-Forming Control Design for Power Converters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 13(4):2873–2885, July 2022. ISSN 1949-3053, 1949-3061. doi: 10.1109/TSG.2022.3161608. URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/9739797/>.

- [88] L. Rodrigues. From lqr to static output feedback: a new lmi approach. In *2022 IEEE 61st Conference on Decision and Control (CDC)*, pages 4878–4883, 2022. doi: 10.1109/CDC51059.2022.9993112.
- [89] W. HA. Schilders, H. A Van der Vorst, and J. Rommes. *Model order reduction: theory, research aspects and applications*, volume 13. Springer, 2008.
- [90] A. Laub, M. Heath, C. Paige, and R Ward. Computation of system balancing transformations and other applications of simultaneous diagonalization algorithms. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 32(2):115–122, 1987.
- [91] P. Benner and T. Breiten. Model order reduction based on system balancing. *SIAM*, 6:261–295, 2017.
- [92] S. Skogestad and I. Postlethwaite. *Multivariable feedback control: analysis and design*. John Wiley & sons, 2005.
- [93] Mathworks. Balanced state-space realization, 2023. URL <https://la.mathworks.com/help/control/ref/dynamicsystem.balreal.html> (2023, September26) .
- [94] J. M. Maciejowski. *Multivariable Feedback Design*. Addison-Wesley, Reading, MA, USA, 1990. ISBN 0201182432.
- [95] Michael Green and David JN Limebeer. *Linear robust control*. Courier Corporation, 2012.
- [96] MathWorks. dlqr – linear-quadratic (lq) state-feedback regulator for discrete-time state-space system, 2026. URL <https://la.mathworks.com/help/control/ref/lti.dlqr.html>. Accessed: 2026-05-19.
- [97] J. M. Maciejowski. *Multivariable feedback design*. Addison-Wesley, 1989.
- [98] Gene F Franklin, J David Powell, Michael L Workman, et al. *Digital control of dynamic systems*, volume 3. Addison-wesley Menlo Park, 1998.
- [99] A. C. Antoulas. *Approximation of large-scale dynamical systems*. SIAM, 2005.
- [100] P. Kundur, N.J. Balu, and M.G. Lauby. *Power system stability and control*. EPRI power system engineering series. McGraw-Hill, 1994. ISBN 9780070359581.
- [101] Reinier López Ahuar and César A Silva. Small-signal analysis framework for microgrids. In *2024 Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1–6. IEEE, 2024. Accepted for publication.
- [102] J. Holtz. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8): 1194–1214, 1994. doi: 10.1109/5.301684.
- [103] A. Navas, J. S. Gómez, J. Llanos, E. Rute, D. Sáez, and M. Sumner. Distributed predictive control strategy for frequency restoration of microgrids considering optimal dispatch. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 12(4):2748–2759, 2021.
- [104] G. Lou, W. Gu, W. Sheng, X. Song, and F. Gao. Distributed model predictive secondary voltage control of islanded microgrids with feedback linearization. *IEEE Access*, 6:50169–50178, 2018. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2869280.
- [105] S. Liu, X. Wang, and P. X. Liu. Impact of communication delays on secondary frequency control in an islanded microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(4):2021–2031, 2015. doi: 10.1109/TIE.2014.2367456.
- [106] P. Wang, X. Lu, X. Yang, W. Wang, and D. Xu. An improved distributed secondary control method for dc microgrids with enhanced dynamic current sharing performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(9):6658–6673, 2016. doi: 10.1109/TPEL.2015.2499310.

- [107] Reinier López Ahuar, Dave Figueroa, Jaime Guzmán, and César A Silva. Linear quadratic tracker in multi-agent system. In *2024 Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pages 1–6. IEEE, 2024. Accepted for publication.
- [108] R. López A., A. L. Cedeño, J. C. Agüero, and C. Silva. Distributed secondary control based on mpc for microgrids. In *2023 IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, pages 1–6, 2023. doi: 10.1109/CHILECON60335.2023.10418698.
- [109] M. Yazdanian and A. Mehrizi-Sani. Distributed control techniques in microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(6):2901–2909, 2014.
- [110] Shanna Luo, Changbin Hu, Yongchang Zhang, Rui Ma, and Liang Meng. Multi-agent systems using model predictive control for coordinative optimization control of microgrid. In *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pages 1–5, 2017. doi: 10.1109/ICEMS.2017.8056293.
- [111] Yunwei Li and Farzam Nejabatkah. Overview of control, integration and energy management of microgrids. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, 2(3):212–222, 2014.
- [112] Ricardo Pérez-Ibacache, César A. Silva, et al. Decentralized Model-Based Predictive Control for DER Units Integration in AC Microgrids Subject to Operational and Safety Constraints. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 36(4):2479–2489, August 2021. ISSN 1937-4208. doi: 10.1109/TPWRD.2020.3037716.
- [113] T Terlaky. *Interior Point Methods of Mathematical Programming*, volume 5. Springer Science & Business Media, 2013.
- [114] A. N. Daryina and A. F. Izmailov. On active-set methods for the quadratic programming problem. *Computational Mathematics and Mathematical Physics*, 52(4):512–523, 2012.
- [115] S. Boyd, N. Parikh, E. Chu, B. Peleato, J. Eckstein, et al. Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers. *Foundations and Trends® in Machine learning*, 3(1):1–122, 2011.
- [116] Thuy V. Dang, K.V. Ling, and J.M. Maciejowski. Embedded admm-based qp solver for mpc with polytopic constraints. In *2015 European Control Conference (ECC)*, pages 3446–3451, 2015.
- [117] Xi Fang, Satyajayant Misra, Guoliang Xue, and Dejun Yang. Smart grid — the new and improved power grid: A survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 14(4):944–980, 2012. doi: 10.1109/SURV.2011.101911.00087.
- [118] S. Boyd, N. Parikh, E. Chu, B. Peleato, J. Eckstein, et al. Distributed optimization and statistical learning via the alternating direction method of multipliers. *Foundations and Trends® in Machine learning*, 3(1):1–122, 2011.
- [119] Thuy V. Dang, K.V. Ling, and J.M. Maciejowski. Embedded admm-based qp solver for mpc with polytopic constraints. In *2015 European Control Conference (ECC)*, pages 3446–3451, 2015. doi: 10.1109/ECC.2015.7331067.
- [120] R. López Ahuar, A. Mora, J. C. Agüero, and C. A. Silva. Static primary controller for robust integration of inverter-based energy sources in microgrids. In *Proceedings of the 2026 IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2026. Accepted for publication.

-
- [121] R. López Ahuar, A. Mora, A. L. Cedeño, J. C. Agüero, and C. A. Silva. Distributed mpc-based secondary control including power sharing in islanded ac microgrids with complex coupling impedances. *Electric Power Systems Research*, 2026.
 - [122] D. Figueroa, J. Guzmán, I. A. Acosta, R. López Ahuar, R. Pérez-Ibacache, and C. A. Silva. Distributed energy resources with lcl filter control and protection using model predictive control. In *2024 IEEE International Conference on Automation / XXVI Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, pages 1–6. IEEE, 2024.
 - [123] D. Muñoz, A. L. Cedeño, R. López Ahuar, J. C. Agüero, and C. Silva. Model predictive control with circular constraints for distributed energy resources. In *2024 IEEE International Conference on Automation / XXVI Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, pages 1–6. IEEE, 2024.
 - [124] J. Escárate, R. López, A. L. Cedeño, J. C. Agüero, C. Silva, and G. Carvajal. Fpga implementation of admm for model predictive control in a dc/ac converter. In *2022 IEEE International Conference on Automation/XXV Congress of the Chilean Association of Automatic Control (ICA-ACCA)*, pages 1–6, 2022.