

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA  
DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÓNICA

---

**Una nueva perspectiva del modelado y  
control de microrredes eléctricas y  
convertidores de potencia**

---

TESIS DOCTORAL

Carlos Arturo Alfaro Aragón

Director: Luís García de Vicuña

Co-Director: Ramon Guzman Sola

Febrero de 2022



## Abstract

---

This doctoral thesis focuses on the modeling and control of electrical microgrids and triphasic converters. The starting points of this research work are based on previous work on modeling electrical microgrids working in isolated mode, and on the theoretical basis of control based on the slope method, widely studied in electrical microgrids. In addition, this work is based on previous work on predictive control applied to three-phase converters, and on the theoretical bases of this type of control widely used in Power Electronics. The main contribution of this doctoral thesis is the deduction of a large-signal mathematical model that describes the dynamics of the active and reactive powers that flow through converters connected in the microgrid. This proposal will make it possible to obtain new control techniques for three-phase converters connected in microgrids, such as model-based predictive control, for example. It should be noted that the use of this model can be used as a tool to deduce the global stability of the microgrid. The systems treated in this thesis are a three-phase rectifier with a unity power factor and a three-phase microgrid composed of five three-phase inverters.

---



## Resumen

---

Esta tesis doctoral se enfoca en el modelado y control de microrredes eléctricas y convertidores trifásicos. Los puntos de partida de este trabajo de investigación se basan en trabajos previos de modelado de microrredes eléctricas trabajando en modo aislado, y en la base teórica del control basado en el método de la pendiente, ampliamente estudiado en microrredes eléctricas. Además, este trabajo tiene como base trabajos previos de control predictivo aplicado a convertidores trifásicos, y en las bases teóricas de este tipo de control ampliamente utilizado en la Electrónica de Potencia. La principal aportación de esta tesis doctoral es la deducción de un modelo matemático en gran señal que describe las dinámicas de las potencias activa y reactiva que fluyen a través convertidores conectados en la microrred. Esta propuesta permitirá obtener nuevas técnicas de control de convertidores trifásicos conectados en microrredes, como, por ejemplo, control predictivo basado en modelo. Cabe destacar que el uso de este modelo puede ser utilizado como herramienta para la deducción de la estabilidad global de la microrred. Los sistemas tratados en esta tesis son un rectificador trifásico con factor de potencia unitario y una microrred trifásica compuesta por cinco inversores trifásicos.

---



## Agradecimientos

---

Primero que nada, quiero agradecer por todo el apoyo brindado en el desarrollo de esta tesis a mis directores Luís García de Vicuña y Ramon Guzmán, que me han guiado durante todo el doctorado. Estoy muy agradecido por todos los consejos tanto académicos como personales brindados.

También quiero dar un agradecimiento especial a Miguel Castilla, Jaume Miret y Antonio Camacho por toda la ayuda y soporte incondicional que me han brindado.

Finalmente, quiero agradecer a mi familia, padres y esposa, por todo el apoyo brindado durante estos años.

---





# ÍNDICE

---

<b>0</b>	<b>Introducción</b>	<b>1</b>
0.1	contexto y antecedentes . . . . .	2
0.1.1	Modelado de rectificadores trifasicos de potencia . . . . .	2
0.1.2	Bases del control predictivo en convertidores de potencia . . . . .	3
0.1.3	Definicion de microrred electrica . . . . .	5
0.1.4	Modelado de una microrred electrica aislada . . . . .	8
0.1.5	Control de microrredes . . . . .	10
0.1.6	Limitaciones del control de microrredes trifásicas . . . . .	18
0.2	Motivación . . . . .	20
0.3	Objetivos . . . . .	23
0.4	Estructura de la tesis . . . . .	24
0.5	Montaje experimental . . . . .	25
0.5.1	Rectificador trifasico . . . . .	25
0.5.2	Microrred experimental . . . . .	25
0.6	Publicaciones . . . . .	29
0.7	Unidad temática . . . . .	30
	<b>Publicaciones</b>	<b>31</b>
<b>1</b>	<b>Publicación I:</b> <i>Dual-Loop Continuous Control Set Model-Predictive Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier</i>	<b>33</b>
1.1	Introduction . . . . .	34
1.2	Modeling the upfr in the dq coordinates . . . . .	35
1.3	Proposed control system . . . . .	36
1.4	Closed-loop system . . . . .	38
1.5	Lyapunov-based analysis . . . . .	41
1.6	Controller implementation . . . . .	41
1.7	Experimental validation . . . . .	42
1.8	Conclusions . . . . .	44
1.9	Appendix a . . . . .	45
1.10	Appendix b . . . . .	45
1.11	References . . . . .	46
1.12	Biographies . . . . .	47
<b>2</b>	<b>Publicación II:</b> <i>A distributed control for accurate active-power sharing in islanded microgrids subject to clock drifts</i>	<b>49</b>
2.1	Introduction . . . . .	50

2.2	Problem Statement . . . . .	51
2.3	Control Proposal . . . . .	52
2.4	Control Design . . . . .	55
2.4	Experimental Results . . . . .	58
2.5	Conclusions . . . . .	61
2.7	References . . . . .	61
<b>3</b>	<b>Publicación III:</b>	
	<b><i>Constrained Predictive Control Based on a Large-Signal Model for a Three-Phase Inverter Connected to a Microgrid</i></b>	<b>63</b>
3.1	Introduction . . . . .	64
3.2	Large-signal model of the inverter . . . . .	65
3.3	Proposed control system . . . . .	66
3.4	Closed-loop system . . . . .	69
3.5	Lyapunov-based stability analysis . . . . .	69
3.6	Experimental results . . . . .	70
3.7	Conclusions . . . . .	73
3.8	References . . . . .	73
3.9	Biographies . . . . .	74
<b>4</b>	<b>Publicación IV:</b>	
	<b><i>Distributed Direct Power Sliding-Mode Control for Islanded AC Microgrids</i></b>	<b>75</b>
4.1	Introduction . . . . .	76
4.2	Modeling of a voltage source inverter connected to an ac microgrid . . . . .	77
4.3	Proposed control system . . . . .	78
4.4	Experimental results . . . . .	80
4.5	Conclusions . . . . .	85
4.6	References . . . . .	85
4.7	Biographies . . . . .	86
<b>5</b>	<b>Resumen del trabajo y análisis de los resultados obtenidos</b>	<b>87</b>
5.1	Introducción . . . . .	88
5.2	Control predictivo para un rectificador de potencia unitario [1]	88
5.2.1	Objetivos . . . . .	88
5.2.2	Modelado del rectificador en coordenadas $dq$ . . . . .	89
5.2.3	Esquema de control . . . . .	93
5.2.4	Resultados experimentales . . . . .	95
5.3	Modelado de un inversor conectado a una microrred trifásica . . . . .	97
5.3.1	Obtención del modelo y solución propuesta . . . . .	98
5.4	Propuestas de control para microrredes eléctricas trifásicas . . . . .	100
5.4.1	Objetivos . . . . .	100
5.4.2	Control distribuido sujeto a derivas de reloj [2] . . . . .	101

---

5.4.3	Control predictivo basado en modelo [3]	105
5.4.4	Control en modo deslizamiento [4]	113
<b>6</b>	<b>Conclusiones y trabajos futuros</b>	<b>121</b>
6.1	Conclusiones	122
6.2	Trabajos futuros	123
	<b>Referencias</b>	<b>125</b>



# O

## INTRODUCCIÓN

---

*Este capítulo introduce los conceptos principales relacionados con convertidores trifásicos de potencia, con énfasis en rectificadores trifásicos de potencia unitaria. Además de presentar los conceptos claves sobre las microrredes eléctricas aisladas. Como punto de partida se analizan distintas estrategias de control de rectificadores trifásicos de potencia unitaria, principalmente control predictivo basado en modelo. En segundo lugar, se proporciona una explicación del modelado y control de microrredes eléctricas aisladas, analizando su funcionamiento en condiciones no ideales, como cambios en la impedancia de red, alimentación de cargas desbalanceadas y no lineales, y derivas de reloj. Luego se presente una breve descripción del desarrollo experimental de la tesis. Finalmente, se discute la motivación, los objetivos principales de la tesis y las principales publicaciones derivadas de este trabajo*

### Contenido

---

<b>0.1</b>	<b>contexto y antecedentes</b>	<b>2</b>
0.1.1	Modelado de rectificadores trifasicos de potencia	2
0.1.2	Bases del control predictivo en convertidores de potencia	3
0.1.3	Definicion de microrred electrica	5
0.1.4	Modelado de una microrred electrica aislada	8
0.1.5	Control de microrredes	10
0.1.6	Limitaciones del control de microrredes trifásicas	18
<b>0.2</b>	<b>Motivación</b>	<b>20</b>
<b>0.3</b>	<b>Objetivos</b>	<b>23</b>
<b>0.4</b>	<b>Estructura de la tesis</b>	<b>24</b>
<b>0.5</b>	<b>Montaje experimental</b>	<b>25</b>
0.5.1	Rectificador trifasico	25
0.5.2	Microrred experimental	25
<b>0.6</b>	<b>Publicaciones</b>	<b>29</b>
<b>0.7</b>	<b>Unidad temática</b>	<b>30</b>

---

## 0.1 contexto y antecedentes

Esta sección presenta el estado del arte del cual parte esta tesis doctoral con el objetivo de proporcionar un contexto amplio a la información discutida a lo largo de la tesis doctoral. Además, busca vincular los objetivos de la investigación con el tema de la tesis doctoral a través de un flujo lógico de ideas y ayudar a los lectores a comprender las razones para realizar la presente investigación.

### 0.1.1 Modelado de rectificadores trifasicos de potencia

Tradicionalmente se han utilizado rectificadores trifásicos como interfaz entre un sistema trifásico y la línea de corriente alterna en equipos electrónicos suministrados con una tensión de corriente continua. Por lo general, la forma de convertir la señal de alterna a continua ha sido a través de un puente rectificador trifásico de diodos. No obstante, estos sistemas exhiben un factor de potencia bajo, e inyectan corrientes armónicas a la red. Estos hechos pueden causar efectos no deseables tales como un aumento en la distorsión del voltaje de la red e incluso el daño del rectificador por sobrecalentamiento [5]. Como alternativa, un rectificador trifásico de dos niveles de factor de potencia unitario es una mejor solución. La topología del rectificador trifásico de dos niveles se muestra en la figura 0.1.

El circuito eléctrico de un rectificado trifásico de potencia unitario se muestra en la figura 0.1. las ecuaciones diferenciales que rigen la dinamica de este sistema son:

$$L \frac{d\mathbf{i}}{dt} = \mathbf{v} - \frac{v_o}{2} \mathbf{u} + v_n \mathbf{1} \quad (0.1)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_a \frac{u_a}{2} + i_b \frac{u_b}{2} + i_c \frac{u_c}{2} - i_o \quad (0.2)$$

$$v_n = \frac{v_o}{6} (u_a + u_b + u_c) \quad (0.3)$$

donde  $v_n$  es la tensión del punto neutro,  $\mathbf{i} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  es el vector de corrientes del inductor de entrada,  $\mathbf{v} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$  es el vector de corrientes de red,  $\mathbf{u} = [u_a \ u_b \ u_c]^T$  es el vector de señales de control, con  $u_{a,b,c} \in \{\pm 1\}$ ,  $v_o$  es la tensión de salida y  $\mathbf{1}^T$  es un vector columna definido como  $[1 \ 1 \ 1]^T$ .

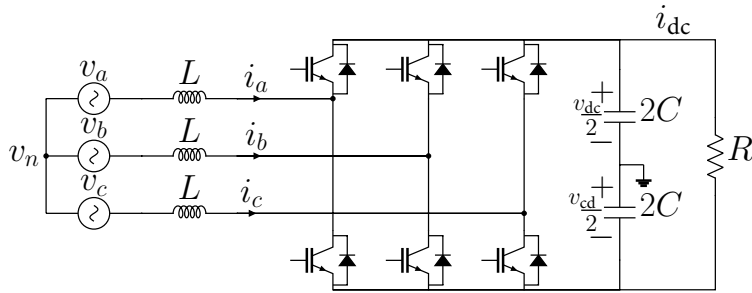


Fig. 0.1 – Diagrama del rectificador trifásico

### 0.1.2 Bases del control predictivo en convertidores de potencia

La literatura en torno al control predictivo en convertidores de potencia es muy extensa [6–12]. Esto es debido a que, en los últimos años, y con el desarrollo procesadores digitales de señales, el control predictivo basado en modelo ha atraído cada vez más atención en algunos campos como la electrónica de potencia. El control predictivo basado en modelo es muy adecuado para controlar convertidores de potencia debido a sus características intrínsecas como la rápida respuesta transitoria, un ancho de banda elevado y la forma sencilla de incluir restricciones al sistema.

Existen dos estrategias de control diferente con respecto a los algoritmos implementados por control predictivo basado en modelo para convertidores de potencia trifásicos: El control predictivo de estados finitos (FCS-MPC), por sus siglas en inglés, y el control predictivo de estado continuo (CCS-MPC), por sus siglas en inglés [13–24].

En el FCS-MPC, se minimiza una función de costo para cada estado de conmutación. Este método de control implica un accionamiento directo de los interruptores del convertidor de potencia sin el uso de técnicas basadas en modulación por ancho de pulso, (PMW) por sus siglas en inglés. Una interesante característica de esta estrategia de control es su respuesta transitoria muy rápida y su elevado ancho de banda del control. Sin embargo, esta técnica de control presenta una frecuencia de conmutación variable lo cual es no deseable en aplicación industriales.

Por el contrario, en el CCS-MPC, el algoritmo de control se basa en la predicción de las variables de estado utilizando un modelo discreto del convertidor de potencia. En cuanto a esta técnica, una función de coste se minimiza en el

interior de una ventana de predicción para obtener el comportamiento del futuro vector de control. Según el concepto de horizonte deslizante, solo el primer valor de este vector se usa para generar un ciclo de trabajo continuo. El ciclo de trabajo se puede aplicar directamente a un modulador por ancho de banda, obteniendo así una frecuencia de conmutación fija.

Si nos enfocamos en rectificadores trifásicos de potencia unitarios, el control predictivo de estados finitos ha sido implementado en el lazo interno de control con el fin de lograr un alto factor de potencia junto a una buena respuesta dinámica en corrientes, mientras que los lazos externos de tensión son controlados con controles proporcional integral (PI) [25–28]. Este tipo de controles, debido a la dinámica presentada por el controlador PI en el lazo externo, presentan una respuesta transitoria lenta en la tensión, además de presentar desviaciones ante saltos de carga.

En [25], se aplica un único lazo de control basado en FCS-MPC, para controlar tanto el voltaje de salida como las potencias activa y reactiva del rectificador. Sin embargo, dado que la referencia de potencia activa se calcula en función del modelo del sistema, se requiere un integrador adicional para corregir el error de estado estacionario, causado por la inevitable incerteza en los parámetros del rectificador, lo que deteriora las propiedades de rechazo de perturbaciones y la robustez del controlador. Además, en la mayoría de las aplicaciones, los condensadores del bus de corriente continua son sobredimensionados, por lo que la dinámica de voltaje de salida tiene una constante de tiempo mayor en comparación con el bucle de corrientes.

Por otro lado, en [26–28] se aplican dos bucles de control en cascada, utilizando un FCS-MPC como bucle interno, mientras para el control de bucle externo es utilizado un controlador PI. En [26], se presenta una descripción detallada del FCS-MPC donde la potencia activa y reactiva del sistema se controlan directamente. Sin embargo, como se mencionó anteriormente, el FCS-MPC se basa en el uso de comparadores, lo que provoca una frecuencia de conmutación variable que aumenta el ruido de conmutación. Cabe señalar que este método tiene una alta sensibilidad contra el ruido de medición y las incertidumbres en los parámetros del sistema.

En [27], se presenta un FCS-MPC sin sensor de voltaje de red basado en una estimación de la tensión de red basada en un flujo virtual. Este enfoque puede funcionar en presencia de caídas de tensión y en condiciones de red distorsionadas. Sin embargo, dado que el bucle exterior se ha abordado mediante un controlador PI clásico, el voltaje de salida es muy sensible a los cambios repentinos de carga. Además, no se prueba la robustez frente a las incertidumbres de los parámetros del sistema.



En [28], se propone un FCS-MPC sin sensor de tensión, utilizando un estimador adaptativo basado en un modelo de referencia (MRAS). La principal ventaja de este enfoque es la estimación precisa de las inductancias de la red y la robustez frente a las incertidumbres de los parámetros del sistema. Sin embargo, el bucle externo se ha abordado mediante un controlador PI clásico que puede degradar el rendimiento dinámico de la tensión de salida en caso de cambios repentinos de carga.

Finalmente, en [29] J. Sawma implementa dos controles predictivos de estados finitos, tanto para el lazo externo como para el lazo interno, en cascada. Esta topología mejora las dinámicas presentadas en controles tradicionales que utilizan un controlador PI en el lazo externo. Sin embargo, esta propuesta de control aun presenta sensibilidad ante saltos de carga, así como también una frecuencia de conmutación variable.

### 0.1.3 Definición de microrred eléctrica

En los últimos años, la red eléctrica ha crecido exponencialmente, sufriendo un incremento en los puntos de generación de energía, y como consecuencia desligando cada vez más el término de la red eléctrica como un ente centralizado dando paso al concepto de generación distribuida. Este concepto que hoy en día se encuentra muy arraigado en la literatura, se puede definir como, plantas de energía sirviendo al consumidor en sitio o proveyendo soporte a la red principal conectada a niveles de voltaje de distribución [30].

Adicionalmente, se han creado nuevos términos como lo es una microrred eléctrica, el cual tiene sus primeras introducciones en la literatura en [31]. La microrred eléctrica se puede definir como un grupo de pequeños sistemas de potencia que integran fuentes, cargas y dispositivos de almacenamiento que utilizan inversores de potencia. En la última década, las microrredes han atraído cada vez más interés por su capacidad de integrar diferentes tipos de recursos de energía, así como la integración de cargas globales y locales, además de su resiliencia a fallos en la red permitiendo trabajar de manera completamente aislada. Las microrredes tienen varios beneficios como la mejora de la fiabilidad local, la reducción de pérdidas, la compensación de huecos de tensión o el trabajo como sistemas de alimentación ininterrumpida [32, 33].

Las microrredes en los últimos años han ido ganando mucho apogeo en el campo de la investigación. Teniendo así varios campos y centros de investigación que tienen implementadas microrredes, que permiten investigar y crear estrategias tanto de la gestión general de las microrredes y como estas interactúan con las

cargas y la red. Investigando también el control interno de las fuentes de energía (inversores, motores, etc.) y las distintas estrategias de control que permiten una mayor calidad en el suministro de energía. Es importante mencionar que el desarrollo de las microrredes está encaminada a ser una tecnología muy utilizada en el futuro y que tiene sus ventajas sobre la red convencional, de las cuales se pueden mencionar:

- Disminuyen las pérdidas por distribución de energía dado que el consumo energético es cercano a las microrredes, aportando así a la eficiencia energética.
- Brindan una mayor calidad en el suministro de energía.
- Disminuyen la dependencia de la red de distribución, pudiendo trabajar hasta sin ella en modo aislado completamente independiente.
- Al trabajar en modo isla la red se hace más tolerante a fallos, ya que en caso de una caída de la red o una completa desconexión la microrred es capaz de proveer energía a las cargas más críticas, siendo así una buena solución para ciudades o países que son afectados por seguidos desastres naturales.
- Permite llevar energía eléctrica a lugares que la red principal no puede llegar.

También se pueden mencionar ciertas desventajas que estas aún tienen sobre la red convencional, tales como:

- Puede conllevar altos costes de instalación y mantenimiento.
- Requiere de controles complejos para brindar la calidad de energía deseada, y aun no se cuenta con estándares que regulen esta calidad en microrredes.
- La sincronización con la red requiere de controles complejos, donde un fallo en esto puede perjudicar la red de distribución y viceversa.

Pero es importante resaltar que la apuesta por las microrredes en el futuro es muy alta, ya que puede brindar soluciones a problemas energéticos que la red convencional no es capaz de solventar.

A partir de las definiciones de microrred y generación distribuida ya planteadas nos podemos hacer una idea de cómo es la arquitectura básica de una microrred. Teniendo en cuenta que será indispensable que esta sea conformada por fuentes de generación de energía, ya sean renovables o convencionales; dispositivos de almacenamiento de energía, como baterías; y cargas controlables.

Adicionalmente, cabe mencionar que la microrred puede trabajar junto a la red principal, por lo tanto, ambas deben estar interconectadas por un punto

común de acoplamiento, o PCC por sus siglas en inglés (Point of Common Coupling). Por lo cual se debe contar con subestaciones que permitan pasar de medios voltajes a bajos voltajes, y viceversa, para el acoplamiento entre la red de distribución y la microrred. También se debe considerar que para la interconexión de todos los elementos en una sola red será necesario de dispositivos electrónicos que permitan acoplar todas las tecnologías. Por lo que una microrred deberá contar con convertidores e inversores, todos correctamente controlados para no tener problemas en la red y la calidad de energía suministrada.

Una microrred, como ya se dijo, se encuentra normalmente conectada a la red principal por medio del PCC, haciendo que toda la microrred sea un solo punto para la red, ya sea de generación, si este tiene un exceso de generación y suministra energía a la red; o como una carga más de la red, en el caso que la microrred requiera abastecerse de la energía de la red. Pero por medio del PCC también ocurre otra tarea importante que debe ser gestionada. Y es la desconexión y conexión de la microrred con la red principal. Permitiendo así que la microrred pueda trabajar ya sea conectada a la red o desconectada de esta, aislada de la red, conocido como trabajar en modo isla. Por lo que una microrred tiene dos modos de funcionamiento y cada uno harán que esta se gestione de maneras distintas.

Una microrred puede trabajar de forma autónoma y desconectada de la red, a este modo de funcionamiento se le llama modo isla. Una microrred puede trabajar en modo isla en dos casos [34]:

- Modo isla planeada: En este caso la microrred se ha preparado para entrar en modo isla, esto puede ser por desconexiones previstas en la red, por caídas de voltaje frecuentes en la red u otras causas previsibles.
- Modo isla no planeada: En este caso la microrred debe entrar en modo isla sin previo aviso, esto es frecuente en apagones de la red principal. Para esto la microrred debe ser capaz de detectar estos fallos de la manera más rápida posible.

Las microrredes operando en modo aislado de la red tienen mayores dificultades que estando conectadas a la red, debido a que la dinámica de la microrred no esta dominada por la red y se requiere de la implementación de controladores que brinden estabilidad y robustez. Es por ello, que uno de los aspectos más importantes a tener en cuenta en el modo isla es que la microrred es la responsable de suministrar la calidad de energía, controlando así el voltaje de la red tanto en amplitud como frecuencia. Para esto se necesita tener al menos un inversor funcionando como fuente de voltaje que funcione como maestro y suministre la calidad de la energía. Por esto la microrred debe ser capaz de

gestionar el voltaje y la corriente de la red; equilibrar la producción y demanda; y brindar energía de calidad [34].

Cabe resaltar, que esta tesis doctoral está enfocada en microrredes eléctricas basadas en convertidores de potencia como su principal fuente de energía. Teniendo en cuenta lo anterior mencionado, es importante resaltar que los inversores conectados en la microrred se pueden clasificar en tres grupos basándose en su principio de operación: “grid-feeding” y “grid-forming” [35].

Los convertidores de potencia “grid-feeding” son aquellos que actúan como fuentes de corriente los cuales se controlan para inyectar potencia activa o reactiva según sea requerido. Estos convertidores deben sincronizarse con la red, o microrred en modo aislado, con el objetivo de inyectar la potencia disponible o requerida, para ello se utilizan algoritmos de sincronización, como por ejemplo “phase-locked loop” (PLL). Este tipo de convertidores además sirven de soporte cuando la microrred sufre fallos, por ejemplo, cuando la microrred sufre una caída de voltaje debido a un cortocircuito, el rol de los convertidores en “grid-feeding” está claramente definido por los códigos de red que especifican la forma exacta de la corriente activa/reactiva que se suministrará durante la falla [36,37].

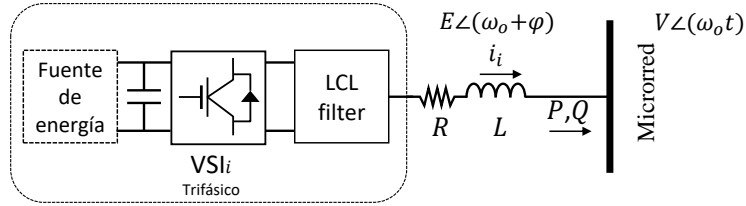
Finalmente, los convertidores de potencia grid-forming actúan como una fuente de tensión alterna ideal que regula la tensión y la frecuencia de una microrred. Este tipo de convertidor es utilizado normalmente en microrredes que se encuentran aisladas de la red. Esta característica de operación se modela mejor usando fuentes de voltaje controladas por potencia, los cuales utilizando técnicas de control que permiten compartir adecuadamente la potencia activa y reactiva. Esta característica permite el adecuado funcionamiento de distintos convertidores “grid-forming” trabajando en paralelo. En esta tesis doctoral nos enfocaremos en el modelado y control de la microrred trifásica en modo isla alimentada por convertidores de potencia trifásicos funcionando en modo “grid-forming”.

#### **0.1.4**

#### Modelado de una microrred electrica aislada

---

Debido al alto impacto de las energías renovables en la actualidad y a la necesidad de una generación de la energía de manera distribuida que brinde robustez a la red eléctrica, hoy en día las microrredes se han convertido en un campo interesante para la investigación debido a la capacidad de esta de integrar diferentes tipos de fuentes de energía.



**Fig. 0.2** – Diagrama de un inversor conectado a una microrred.

Como ya se mencionó anteriormente, las microrredes pueden funcionar tanto conectadas a la red como de manera aislada, siendo la segunda configuración el punto de interés para este trabajo de investigación, principalmente las microrredes basadas en inversores trabajando como fuente de tensión o “grid-forming”. Una de los puntos de interés a investigar sobre las microrredes es trabajar en modelos matemáticos que expliquen de mejor manera como estas funcionan y que ayuden al diseño y análisis de estabilidad de los controles implementados.

La topología de un inversor trabajando como fuente de tensión conectado a una microrred se muestra en la figura 0.2. Donde  $P$  y  $Q$  representan las potencias activas y reactiva inyectada por el inversor respectivamente,  $R$  y  $X$  representan las líneas de impedancia vistas por inversor,  $E$  representa la amplitud de tensión del inversor,  $V$  la amplitud de tensión de la red y  $\varphi$  el desfase entre las tensiones del inversor y la red.

A lo largo de los últimos años se ha trabajado con modelos que se basan en las ecuaciones estáticas de flujo de potencia [38]. Estas ecuaciones permiten modelar las potencias activas y reactivas sobre el punto de equilibrio tal y como se describe en las siguientes ecuaciones:

$$P = \frac{3}{(R^2 + X^2)} (RE^2 - REV \cos \varphi + XEV \sin \varphi) \quad (0.4)$$

$$Q = \frac{3}{(R^2 + X^2)} (XE^2 - XEV \cos \varphi - REV \sin \varphi) \quad (0.5)$$

Otros trabajos más recientes se basan en la implementación de fasores dinámicos sobre estas ecuaciones estáticas de flujo de potencias [39], modelando las

potencias activas y reactiva con las siguientes ecuaciones:

$$P = \frac{3(Ls + R)(E^2 - EV \cos \varphi)}{(Ls + R)^2 + (\omega_o L)^2} + \frac{3\omega_o L(EV \sin \varphi)}{(Ls + R)^2 + (\omega_o L)^2} \quad (0.6)$$

$$Q = \frac{3\omega_o L(E^2 - EV \cos \varphi)}{(Ls + R)^2 + (\omega_o L)^2} - \frac{3(Ls + R)(EV \sin \varphi)}{(Ls + R)^2 + (\omega_o L)^2} \quad (0.7)$$

A partir de estos modelos matemáticos se permite predecir de mejor manera la estabilidad del sistema, pero cabe destacar que estos son modelos de pequeña señal y el comportamiento dinámico solo puede ser descrito en una pequeña región alrededor del punto de equilibrio, impidiendo analizar problemáticas en gran señal como saltos abruptos en las cargas, o en las consignas.

Adicionalmente, los autores en [40, 41] presentan un modelo basado en grafos que permite obtener la dinámica de las potencias activa y reactiva de cada inversor, tomando en cuenta el mallado eléctrico de la microrred, utilizando las ecuaciones estáticas de potencia activa y reactiva. Este modelo permite analizar la estabilidad en torno al punto de equilibrio de las potencias activa y reactiva de la microrred, sin embargo, al incrementar el número de fuentes de tensión el modelo se vuelve complejo y poco escalable, lo que lo hace inviable para el diseño de nuevas técnicas de control.

Además de estos modelos antes mencionados en la literatura se encuentran trabajos donde se hacen análisis de estabilidad en gran señal [42], para esto los autores de estos trabajos utilizan las ecuaciones del modelo matemático del inversor, obteniendo así modelos en gran señal que permiten ver la estabilidad de los lazos internos del inversor, lazos de tensión y corriente, así como también los lazos externos de potencia activa y reactiva. Sin embargo, estos modelos no permiten una adecuada descripción de la dinámica de potencia activa y lo que los hace inhábiles para el diseño de nuevos controladores.

En conclusión, los modelos utilizados hasta ahora no permiten un diseño de métodos de control basados en un modelo dinámico de la microrred y solo permiten verificar la estabilidad de la microrred, por lo que es necesario el desarrollo de un modelo matemático que permita predecir la evolución dinámica del flujo de potencias activa y reactiva.

### 0.1.5

### Control de microrredes

En las microrredes aisladas el control es el responsable de regular tanto la frecuencia como la amplitud de la tensión de la red. Para esto se necesita tener

al menos un inversor funcionando como fuente de voltaje que funcione como maestro y regule la frecuencia y amplitud de la microrred. Por esto la microrred debe ser capaz de gestionar el voltaje y la corriente de la red; balancear la producción y demanda y brindar energía de calidad, tanto compensando energía reactiva como armónicos de corriente.

La microrred debe ser capaz realizar todas estas tareas de manera síncrona a lo que sucede en la red. Por lo tanto, el controlador debe monitorear en todo momento el estado de la red principal, así como también el estado de la microrred. También es importante para la microrred poder sincronizarse con la red principal para su reconexión, para ello la microrred debe estar sincronizada tanto en frecuencia como en fase con la red para su conexión. Para ello se hace uso de algoritmos de control que permiten el seguimiento de fase y frecuencias de la red, esto también se aplica para todas aquellas fuentes que se integran a la microrred en determinado momento.

Como se dijo previamente, los inversores trabajando como fuentes de voltaje (i.e. “grid-forming”) tienen como objetivo principal regular la frecuencia y la tensión de la microrred en función de los estándares eléctricos establecidos. Además, para evitar el sobre esfuerzo y pronto deterioro de los inversores, se requiere que todas las fuentes de voltaje funcionando en paralelo compartan la demanda de potencia activa y reactiva. Teniendo esto en mente, podemos definir los objetivos principales de control de una microrred aislada como:

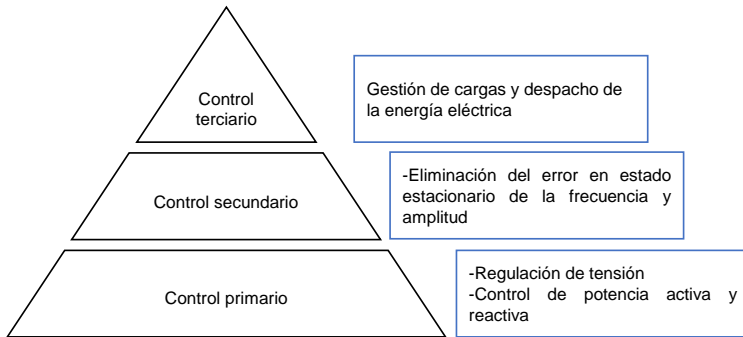
1. Regular la tensión de la microrred al valor nominal requerido.
2. Regular la frecuencia de la microrred en estado estacionario a su valor nominal.
3. Garantizar la compartición tanto de potencia activa como reactiva entre todos los inversores.

### **0.1.5.1** Control control jerarquico

---

Para cumplir los objetivos presentados en la sección anterior, se utiliza habitualmente una estructura de control jerárquica. Esta estructura se divide en tres capas de control [43], tal como se muestra en la figura 0.3.

La primer capa o control primario es la responsable de controlar la potencia activa y reactiva. La segunda capa o control secundario tiene el propósito de corregir las desviaciones en frecuencia y amplitud en estado estacionario introducidas por el control primario. Finalmente, la tercer capa o control terciario es la responsable de gestionar el despacho de energía de la microrred. Este nivel de



**Fig. 0.3** – Esquema del control jerárquico.

control se encarga de mejorar y optimizar los flujos de energía de los inversores, ajustando los flujos de manera global para que estos sean capaces de importar o exportar energía según sea lo necesario. Por lo que el control debe ser capaz de gestionar la energía de manera óptima para lograr el mayor aprovechamiento de esta.

Para cumplir los objetivos del control primario y secundario, en el control de microrredes existen tres arquitecturas de control principales que se denominan descentralizadas, centralizadas y distribuidas.

Las estrategias de control descentralizado son las más aceptadas debido a su confiabilidad y simplicidad [44–46]. En la arquitectura descentralizada, cada inversor utiliza la medición local para implementar el control de potencias activa y reactiva. Para ello, es comúnmente utilizado el “droop control” el cual basa su principio en el comportamiento inercial de los generadores eléctricos. Este tipo de control no requiere de comunicaciones, sin embargo, este enfoque sufre desviaciones de tensión/frecuencia dependientes de la carga [47]. Además, existen algunas limitaciones para compartir potencia, ya que este método de control depende de la impedancia de línea de la microrred [48]. Estos problemas suelen compensarse utilizando controles que requieren de una interfaz de comunicación entre los inversores o fuentes de voltaje.

Por otro lado, la arquitectura de control centralizada, utiliza como control primario el “droop control” [44]. Pero, contrario al control descentralizado, se implementa un control secundario basado en técnicas de “master-slave”, donde un inversor maestro calcula el término correctivo para eliminar las desviaciones de amplitud y frecuencia en estado estacionario. Luego, esta información es enviada a los inversores esclavos [49]. Este enfoque requiere de un sistema de comunicación con alto ancho de banda entre los distintos inversores. El principal inconveniente del control centralizado es que representa un único



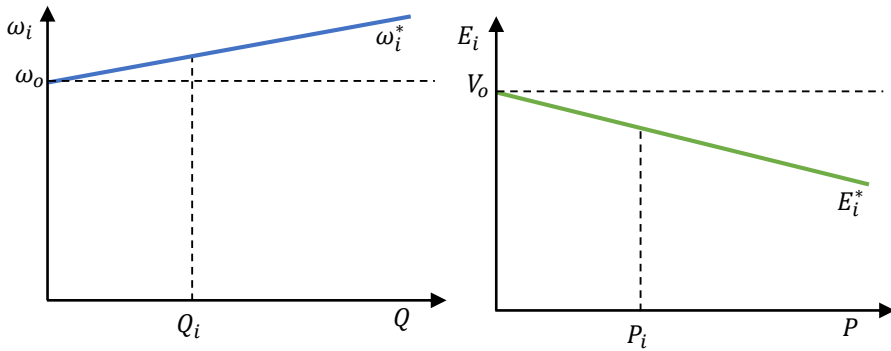


Fig. 0.4 – Punto de operación del "droop control" resistivo.

punto de fallo y requiere de replicas para mejor la confiabilidad, lo cual lo hace vulnerable a retrasos o fallos en el sistema de comunicación.

Finalmente, el control distributivo, al igual que el control centralizado, utiliza de un sistema de comunicación para su funcionamiento. En esta arquitectura de control, los inversores utilizan los datos de los inversores vecinos y calculan las variables de control combinando variables locales y globales. [50–59]. La principal ventaja del control distributivo es que aumenta la confiabilidad y resiliencia del sistema, disminuyendo su sensibilidad a fallas.

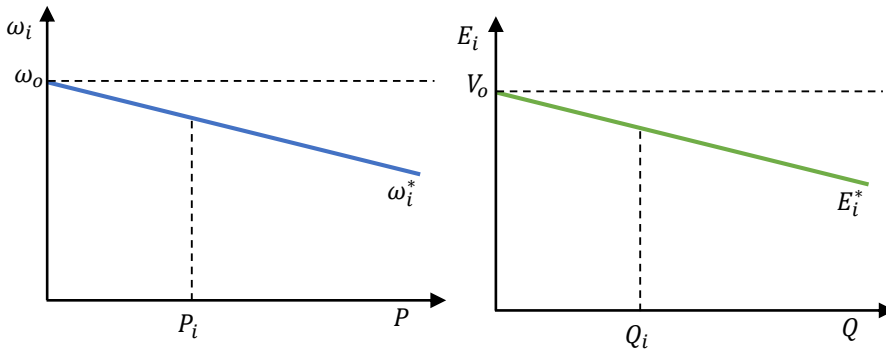
Cabe resaltar, que este trabajo de investigación se centrara en la implementación y diseño de los controles primario y secundario, los cuales serán descritos con más detalle a continuación.

### 0.1.5.2 Control primario

Como se menciono anteriormente, el objetivo del control primero es regular la tensión y la frecuencia de la microrred, para ello el controlador genera la siguiente referencia de voltaje:

$$Vref = E_i \sin(\omega_i t) \quad (0.8)$$

Dicha referencia es utilizada por los controles internos de cada inversor para generar la tensión y frecuencia deseada. Por otro lado, se tiene como segundo objetivo el compartimiento de las potencias activas y reactivas brindadas por cada inversor. Para lograr estos objetivos el ya bien conocido “Droop control” es el método más utilizado en los últimos años [60]. Este método ha sido muy estudiado, y consiste en realizar pequeñas variaciones en la frecuencia y



**Fig. 0.5** – Punto de operación del "droop control" inductivo.

amplitud de la tensión de salida de los inversores de la microrred de forma que sean capaces de equalizar sus potencias. Uno de los principales problemas de este método de control es que dependiendo de si la red es resistiva o inductiva las ecuaciones de control cambian. Siendo las ecuaciones de control para una red resistiva las siguientes:

$$\omega_i = \omega_o + nQ \quad (0.9)$$

$$E_i = V_o - mP \quad (0.10)$$

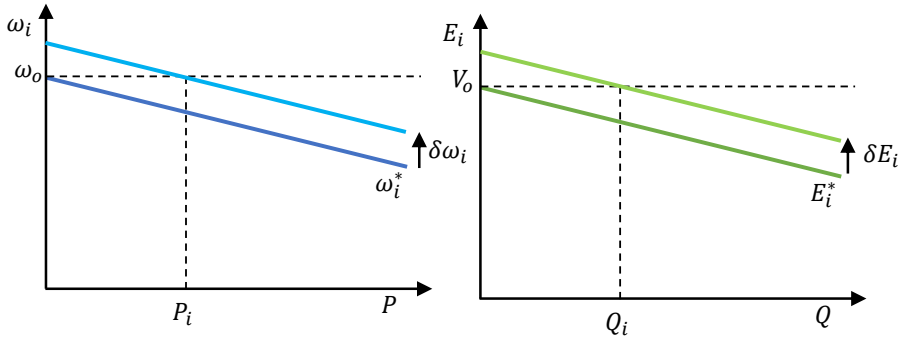
Donde  $m$  y  $n$  son los coeficientes de control,  $P$  y  $Q$  son las potencias activas y reactivas respectivamente,  $\omega_i$  es la frecuencia de referencia,  $\omega_o$  es la frecuencia nominal,  $E_i$  es la tensión de referencia y  $V$  es la tensión nominal de la microrred. Para el caso de una red inductiva las ecuaciones del control son las siguientes:

$$\omega_i = \omega_o - mP \quad (0.11)$$

$$E_i = V_o - nQ \quad (0.12)$$

Las figuras 0.4 y 0.5 muestran la interacción entre las potencias activas y reactivas con la frecuencia y amplitud de la microrred utilizando el "droop control" resistivo e inductivo, respectivamente. Cabe resaltar, que el "droop control" inductivo (0.11) y (0.12) es el más utilizado en la literatura.

Esta diferencia en el método de control entre una red inductiva y resistiva es uno de los principales problemas de una microrred debido a que se debe conocer sus características eléctricas. Para solucionar este inconveniente sin la necesidad de contar con una red puramente resistiva o inductiva, se hace uso de una impedancia virtual [61–63], que permite por medio de un feedforward de la corriente de salida del inversor modificar la tensión de referencia generada



**Fig. 0.6** – Punto de operación del "droop control" con influencia del control secundario.

por el control de potencia para así emular una resistencia o inductancia a la salida del inversor.

Al implementar impedancias virtuales al voltaje de referencia obtenido por el Droop control se le resta un nuevo término tal como se muestra en la siguiente ecuación.

$$V_{ref} = E_i \sin(\omega_i t) - iZ_o \quad (0.13)$$

Donde  $i$  y  $Z_o$  son la corriente del inversor y la impedancia virtual respectivamente. Esta impedancia virtual permite modificar la impedancia de la microrred, brindando así una mayor controlabilidad y estabilidad a los métodos de control convencionales. Sin embargo, un mal diseño de la impedancia virtual incrementara la sensibilidad a los cambios de carga, comprometiendo la robustez de la microrred. Además, la alimentación de cargas desbalanceadas o no lineales añade distorsión en la referencia de tensión (0.13), la cual se traduce a armónicos y desbalanceo en la red.

Otro de los inconvenientes del "Droop control" son las desviaciones de frecuencia y amplitud de la tensión que se generan en función de las potencias entregadas. La solución a tales desviaciones consiste en implementar otro lazo de control de mucho menor ancho de banda, conocido en la literatura como control secundario. La investigación en este campo es un tema abierto como se recoge en la literatura reciente [64–66].

### 0.1.5.3 Control secundario

Para eliminar los errores en estado estacionario que el control primario no puede corregir se utiliza un control secundario. El cual agrega un término más a la ecuación del droop, obteniéndose:

$$\omega_i = \omega_o - mP + \delta\omega_i \quad (0.14)$$

$$E_i = V - nQ + \delta E_i \quad (0.15)$$

Donde  $\delta\omega_i$  y  $\delta E_i$  son los términos de control secundario los cuales permiten corregir errores en estado estacionario generados por el “droop control”, tanto en frecuencia y amplitud, como en compartición de potencia activa y reactiva. Teniendo como objetivo de control los presentados a continuación:

$$\omega_{es} = \omega_o \quad (0.16)$$

$$E_{es} = V_o \quad (0.17)$$

$$\frac{P_i}{m_i} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \frac{P_j}{m_j} \quad (0.18)$$

$$\frac{Q_i}{m_i} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \frac{Q_j}{m_j} \quad (0.19)$$

Donde  $\omega_{es}$  es la frecuencia de la microrred en estado estacionario,  $E_{es}$  es la tensión de la microrred,  $n$  es el número de inversores; y  $\omega_o$  y  $V_o$  son la frecuencia y amplitud nominal, respectivamente. La figura 0.6 muestra la interacción entre las potencias activas y reactivas con la frecuencia y amplitud de la microrred debido a la implementación del control secundario.

Como ya se mencionó, el control de microrredes tiene tres distintas arquitecturas en función de la capa de comunicación, las cuales son descentralizado (sin comunicaciones), centralizado y distribuido [67]. Teniendo en cuenta estos conceptos, enfocándonos en la capa secundaria, en la arquitectura descentralizada, cada inversor utiliza mediciones locales para corregir las desviaciones introducidas por el “droop control” [68–73]. En el caso centralizado, el control secundario se implementa en una unidad central que genera los términos correctivos para reducir los errores de estado estacionario en frecuencia y potencia activa. Este enfoque representa un punto único de fallos y luego se requieren réplicas para mejorar la confiabilidad de la microrred [74–78]. Finalmente, en la arquitectura distribuida, cada inversor utiliza una red de comunicación dispersa para el intercambio de datos entre unidades. Normalmente, solo

los datos de los vecinos se utilizan para controlar la microrred, reduciendo así el tráfico de comunicación entre la red. Además, el control secundario distribuido puede funcionar utilizando la teoría del consenso, mejorando el rendimiento en condiciones ideales al exhibir errores insignificantes en estado estacionario [79–99].

Adicionalmente, a lo largo de la última década se han dedicado esfuerzos en el desarrollo de controles alternativos al “Droop control”, tales como en [45] que utilizando desviaciones en el ángulo de fase de la tensión evita las desviaciones en la frecuencia de la microrred, pero con el inconveniente de tener error en la compartición de potencias. Por otro lado, en [53] se presenta una arquitectura de control denominada “droop free” la cual implementa un control distributivo que cumple con los objetivos de control presentados en (0.16)-(0.19) sin la necesidad de un control secundario. Para cumplir dichos objetivos de control los autores en [53] presentan las siguientes ecuaciones de control:

$$\omega_i = \omega_0 + \delta\omega_i \quad (0.20)$$

$$\delta\omega_i = \sum_{j=1}^n ca_{ij} (P_j^{norm} - P_i^{norm}) \quad (0.21)$$

$$E_i = V + \delta E_1 + \delta E_2 \quad (0.22)$$

$$\delta E_1 = \sum_{j=1}^n ca_{ij} (Q_j^{norm} - Q_i^{norm}) \quad (0.23)$$

$$\delta E_2 = V - \bar{e}_i \quad (0.24)$$

$$\bar{e}_i = e_i + \sum_{j=1}^n a_{ij} (\bar{e}_j - \bar{e}_i) \quad (0.25)$$

Donde  $P_j^{norm}$  y  $Q_j^{norm}$  son la potencia activa y reactiva normalizadas de cada inversor,  $c$  y  $b$  son las ganancias del control de potencia activa y reactiva, respectivamente. Sin embargo, a pesar de no presentar error en estado estacionario en condiciones ideales, este control asume que la red es puramente inductiva, por lo cual necesita de impedancias virtuales para asegurar la estabilidad del sistema. Además, recientes trabajos de investigación [40, 41], han demostrado que en presencia de fallos de comunicación la arquitectura de control “droop-free” presenta problemas de inestabilidad.

Del análisis realizado se desprende la necesidad de realizar una investigación que independice el controlador de la característica de la impedancia de red y que proporcione de esta forma robustez al sistema.

### 0.1.6 Limitaciones del control de microrredes trifásicas

En los últimos años, dentro del grupo de investigación “SEPIC” se han estudiado ciertas carencias y debilidades en la literatura actual en lo que respecta al modelado y control de microrredes. Estudios recientes han demostrado que la presencia de derivas de reloj en los controladores de cada inversor deteriora la calidad de la microrred. Este efecto hace que los microcontroladores no vayan a la misma velocidad temporal entre ellos, haciendo diferir sus tiempos locales con respecto al de los demás microcontroladores y al tiempo global. En base a lo anterior y tomando en cuenta que en escenarios realistas cada inversor trabaja con su propio microcontrolador se puede afirmar que cada inversor calcula su frecuencia  $\omega_i$  de manera local y usando coordenados de tiempo local ( $t_i$ ) que difiere de los demás inversores, es decir ( $t_i \neq t_j$ ). Matemáticamente se puede expresar el tiempo local de cada microcontrolador en función del tiempo global  $t$  y las derivas de reloj de la siguiente manera:

$$t_i = d_i t \quad (0.26)$$

Donde  $t_i$  es el tiempo local y  $d_i$  es la deriva del tiempo. En un caso ideal,  $d_i = 1$  lo que significara que todos los relojes son ideales, es decir que los tiempos locales coinciden con el tiempo global. Sin embargo, esta situación no es realista debido a las pequeñas desviaciones, las cuales suelen estar en el rango de 100 partes por millón. Consecuentemente, las acciones de control basadas en las señales locales no son precisas y esto puede degradar la calidad del sistema [100]. Investigaciones recientes han estudiado el impacto de las derivas de reloj en los controles utilizadas para compensar el error en estado estacionario de la frecuencia, en otras palabras, el control secundario, obteniendo resultados negativos en la compartición de potencia, objetivo de control del método Droop [47], [72] y [101]. Por otro lado, en [40] y [41] se ha estudiado el comportamiento de la microrred ante particiones en las redes eléctricas y de comunicaciones. En estos estudios se ha demostrado que para controladores que se basan en sistemas distribuidos cuando se encuentran frente a una partición en la red de comunicaciones se vuelven inestables.

Muchas veces se menciona a la red eléctrica como una red mayoritariamente inductiva, esto debido a las dimensiones de sus líneas de transmisión. Pero en una microrred no podemos hablar de una red puramente inductiva o resistiva, además que al tratarse de un sistema que se basa en una generación distribuida de energía, su configuración eléctrica es dinámica y cambia con el tiempo [102], lo que implica que las potencias activas y reactivas no estén desacopladas. Esto genera un problema al momento de querer diseñar un control para la microrred,

ya que la mayoría de estos se basa su diseño inicial en considerar una red puramente resistiva o inductiva, provocando que los controles convencionales tengan error en la compartición de potencias y reduciendo la estabilidad de la microrred [103]. Para ello una de las soluciones más usadas es la implementación de impedancias virtuales, la cual brinda controlabilidad y estabilidad a la microrred. Para el buen funcionamiento de la microrred se debe escoger el valor correcto para de impedancia virtual ya que valores muy pequeños o altos en la impedancia virtual pueden afectar la estabilidad [62]. Además, al tratarse de una técnica de control que utiliza la corriente de salida para modificar la tensión de referencia del inversor, si este se encuentra contra cargas no lineales o desbalanceo en la carga de salida, la tensión de salida del inversor se puede ver afectado por ellas.

Trabajos más recientes, como el de Ashutosh Trivedi [104] utilizan técnicas de control basados en el modelo de la microrred para solventar los problemas que presenta la impedancia de la microrred sin necesidad de utilizar impedancias virtuales. Este método al igual que otros tiene el problema de utilizar un modelo matemático de la microrred basado en las ecuaciones estáticas de flujo de potencias, las cuales solo son válidas alrededor del punto de equilibrio. Para resolver todos los puntos mencionados anteriormente este proyecto de investigación centrara su esfuerzo en desarrollar un nuevo modelo matemático de la microrred en gran señal que permita el diseño de nuevos controladores que mejoren las prestaciones y brinden robustez a las microrredes trifásicas.

## 0.2 Motivación

---

La presente tesis doctoral se enfoca en el modelado y control de microrredes eléctricas y convertidores trifásicos. El trabajo de investigación tiene como enfoque principal el desarrollo de un modelo matemático en gran señal que describa las dinámicas de las potencias activa y reactiva que fluyen de los convertidores a la microrred. Además, se desarrollarán nuevas técnicas de control en microrredes y convertidores trifásicos, enfocado principalmente en la implementación de control predictivo basado en modelo.

Los puntos de partida de este trabajo de investigación es la base teórica y experiencia por parte del grupo de investigación SEPIC (Sistemas Electrónicos de Control y de Potencia) de la Universidad Politécnica de Cataluña. Esta base argumental ha permitido desarrollar esta tesis doctoral que se ha organizado en forma de compendio de publicaciones [1–4], en las cuales se presentan nuevas estrategias de modelado y control, tanto para microrredes eléctricas como para convertidores de potencia trifásica, enfocado principalmente en control predictivo y control en modo deslizamiento.

La literatura en torno al modelado y control de microrredes es sumamente extensa, entre los que se pueden mencionar [43, 44, 105–108], centrándose mayormente en el desarrollo de modelos en pequeña señal [105, 106], así como el desarrollo de controladores basados en el ya conocido control de la pendiente o “Droop control”, entre los que se pueden mencionar [44–59]. En menor proporción se encuentran controles alternativos al “Droop control”, como por ejemplo [45] y [53].

Recientemente, se han estudiado ciertas carencias y debilidades en la literatura actual en lo que respecta al modelado y control de microrredes. Entre los principales problemas que se encuentran en la literatura con respecto al control de microrredes eléctricas podemos mencionar:

- Deterioro en el rendimiento de la microrred debido a las derivas de reloj [47, 100, 101].
- Problemas de inestabilidad de la microrred debido a particiones de la red eléctrica y red de comunicaciones [40] y [41].
- Poca resiliencia ante cambios en la impedancia de la microrred [103].

Por lo que esta tesis doctoral pretende resolver las debilidades presentes en la literatura anteriormente mencionadas. Para ello se plantean soluciones basadas en sistemas de control distribuido tanto lineales como no lineales. Además,



se busca desarrollar un nuevo modelo matemático que describa la dinámica de la microrred. Dicho modelo matemático pretende describir las dinámicas de la potencia activa y reactiva que envía cada inversor hacia la microrred, las cuales constituyen las variables de interés a controlar en una microrred, que permita el desarrollo y diseño de controladores basados en modelo, así como también permita el estudio de estabilidad en gran señal de controladores ya existentes. Uno de los objetivos que se busca es reemplazar el uso de las ecuaciones estáticas de flujo de potencia [38] que solo brinda la información en estado estacionario de la microrred:

$$P = 3/(R^2 + X^2)(RE^2 - REV \cos\delta + XEV \sin\delta) \quad (0.27)$$

$$Q = \frac{3}{R^2 + X^2}(XE^2 - XEV \cos\delta - REV \sin\delta) \quad (0.28)$$

Además, se busca que las ecuaciones de potencia activa y reactiva no dependan de las corrientes de la microrred, tal y como se observa en trabajos que estudian la estabilidad en gran señal de la microrred, tal como [42], haciendo inoperantes estos modelos para la concepción de nuevos controladores, siendo sólo útiles para el análisis de la estabilidad.

La principal diferencia entre otros trabajos que pueden encontrarse en la literatura respecto al modelado de microrredes, y el trabajo propuesto en esta tesis, se centra en que el modelo que se propone para la microrred permite el fácil desarrollo de nuevos controladores, tanto lineales como no lineales, sin la necesidad de utilizar modelos en pequeña señal. Esta característica permite el desarrollo de controladores robustos a las impedancias de la red, sin empeorar las características dinámicas, a diferencia de los presentados actualmente en la literatura [60], que solucionan este problema haciendo uso de impedancias virtuales [61–63]. Además, gracias a estas diferencias, se pueden conseguirse buenas características dinámicas como por ejemplo el desacoplo en las potencias activa y reactiva.

Finalmente, a partir de las bases generadas en la parte teórica del trabajo se desarrollarán estrategias de control en base a los modelos matemáticos deducidos del sistema, y luego se contrastarán con resultados de simulación y de laboratorio que validen el análisis teórico, además de analizar las ventajas y desventajas de las técnicas de control desarrolladas. El estudio comparativo con los distintos trabajos que se encuentran en la literatura a nivel de simulación cerraría la parte teórica de la tesis doctoral. A partir de los mejores resultados obtenidos se realizará el montaje experimental que valide el trabajo.

En resumen, el trabajo de investigación se centra en la implementación del control predictivo basado en modelo en distintos convertidores de potencias

trifásicos. Además, busca extender el análisis dinámico de las microrredes eléctricas a través de un modelo matemático que describa el comportamiento de las potencias activas y reactivas en régimen transitorio de la microrred. Finalmente, se busca desarrollar una metodología que permita el diseño de nuevos controladores en las microrredes trifásicas que doten al sistema de características deseables como estabilidad, buenas respuesta dinámica y robustez.

Basado en lo anterior, los objetivos de esta tesis doctoral se presentan en la siguiente sección.

---

**0.3**    Objetivos

---

1. Analizar el estado del arte en cuanto a modelado de microrredes y su utilidad para el diseño de controladores, realizando un estudio comparativo entre las distintas propuestas.
2. Desarrollar un nuevo modelo matemático de microrredes trifásicas que describan la dinámica del sistema y que permita el diseño de nuevos controladores.
3. Desarrollar nuevas estrategias de control para convertidores de potencia y microrredes eléctricas. Especialmente control predictivo y control en modo deslizamiento, con buenas características en cuanto a robustez y estabilidad.

## 0.4 Estructura de la tesis

---

Esta tesis se ha realizado mediante un compendio de cuatro publicaciones, y es organizada como se muestra a continuación:

- **capítulo 0:** Introduce los conceptos básicos de convertidores de potencias y microrredes eléctricas. Además, se discuten las motivaciones de dicha investigación, y se presentan los objetivos de la tesis y las publicaciones relacionadas con el trabajo doctoral.
- **capítulo 1:** Presenta la primera contribución de esta tesis doctoral, la cual consiste en la implementación de dos lazos de control predictivo conectados en cascada para un rectificador de potencia unitario.
- **capítulo 2:** Presenta la segunda contribución de esta tesis doctoral, la cual consiste en el desarrollo de un control distribuido para la compartición de potencia activa en presencia de derivas de reloj, presentando mejor rendimiento que propuestas anteriores.
- **capítulo 3:** Presenta la tercera contribución de esta tesis doctoral, la cual consiste en el desarrollo de un nuevo modelo de gran señal de las potencias activas y reactivas de la microrred, y la implementación de control predictivo basado en modelo de las potencias activas y reactivas de la microrred.
- **capítulo 4:** Presenta la cuarta contribución de esta tesis doctoral, la cual consiste en el desarrollo de un control en modo deslizamiento distribuido de un control primario de potencia activa y reactiva de la microrred.
- **capítulo 5:** Resume las aportaciones de la tesis, analizando su relación con los objetivos de la tesis doctoral y discutiendo los resultados obtenidos.
- **capítulo 6:** Presenta las conclusiones de la tesis doctoral y propone nuevas posibles líneas de investigación.

---

**0.5** Montaje experimental

---

Esta sección presenta la descripción general del montaje experimental que se ha utilizado para la obtención de los resultados experimentales en esta tesis doctoral. La instalación está ubicada en el laboratorio del Grupo de Investigación de Sistemas de Electrónica de Potencia y Control (SEPIC) de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Vilanova i la Geltrú (EPSEVG) -Universitat Politècnica de Catalunya.

**0.5.1** Rectificador trifásico

---

Para la realización de esta tesis doctoral se diseñó y construyó un rectificador trifásico. El rectificador se construyó utilizando un puente completo Guasch MTL-CBI0060F12IXHF de 2,3 kVA como convertidor de potencia y un DSP de punto flotante TMS320F28M36 como plataforma de control con una frecuencia de muestreo de 10 kHz. La tensión de red se genera utilizando una fuente PACIFIC 360-AMX. Los parámetros del sistema se enumeran en la Tabla 0.1 y el esquema de eléctrico propuesto se muestra en la figura. 0.1. Siendo  $L$  la inductancia del convertidor.

Para la supervisión y visualización de las variables en tiempo real, se conectó una computadora al controlador mediante una red Ethernet. Esta computadora también se utiliza para programar y depurar los algoritmos de control que se ejecutan en los DSP. Para este propósito se utilizó el entorno de Matlab y el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Texas Instruments, Code Composer Studio TM (CCS).

Adicionalmente, se cuenta con un osciloscopio Yokogawa DL850 para la medición y visualización de tensiones y corrientes en tiempo real del rectificador. Finalmente, en la figura 0.7 se muestra una fotografía de la configuración experimental.

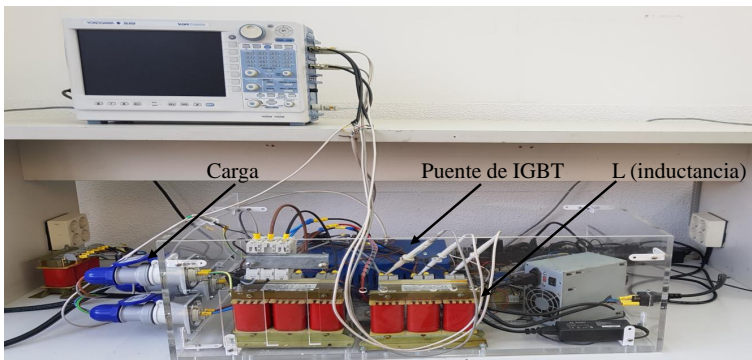
**0.5.2** Microrred experimental

---

La microrred utilizada en esta tesis está ubicada en el laboratorio del Grupo de Investigación de Sistemas de Electrónica de Potencia y Control (SEPIC) de

**Table 0.1** – PARAMETROS DEL RECTIFICADOR

Descripción	Símbolo	Valor
Tension de red	$V_{grid}$	110 $V_{rms}$
Frecuencia de red	$f$	60 Hz
Tension Nominal	$V_o$	400 V
Capacitor	$C$	1000 $\mu$ F
Inductancia de red	$L$	5 mH
Frecuencia de muestreo	$f_s$	10 kHz

**Fig. 0.7** – Fotografía del rectificador trifásico

la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Vilanova i la Geltrú (EPSEVG) -Universitat Politècnica de Catalunya, de la cual se puede encontrar una descripción más extensa en [109]. El laboratorio cuenta con una microrred experimental de seis nodos de generación, 2 de los cuales fueron agregados en el transcurso de este trabajo doctoral.

La configuración experimental es una microrred de laboratorio a pequeña escala trifásica de baja potencia. El sistema está compuesto por seis nodos de generación en los que se emula la generación de energía de fuentes de energía distribuidas, los cuales pueden ser conectados y desconectados a conveniencia. Cada nodo de generación consta de un inversor de potencia de puente completo trifásico, el cual se compone de seis transistores IGBT, de 2 kVA MTLCB10060F12IXHF de GUASCH y un filtro de salida LCL amortiguado. Para el suministro de energía se utiliza una fuente de alimentación AMREL SPS-800-12. Cada inversor es controlado con su propio microcontrolador, el cual está compuesto por una placa Texas Instruments Concerto de doble núcleo que consta de un procesador de señal digital (DSP), por sus siglas en inglés, de coma flotante C28 que implementa los algoritmos de control, y un procesador ARM M3 que se utiliza para fines de comunicación. Cabe resaltar que

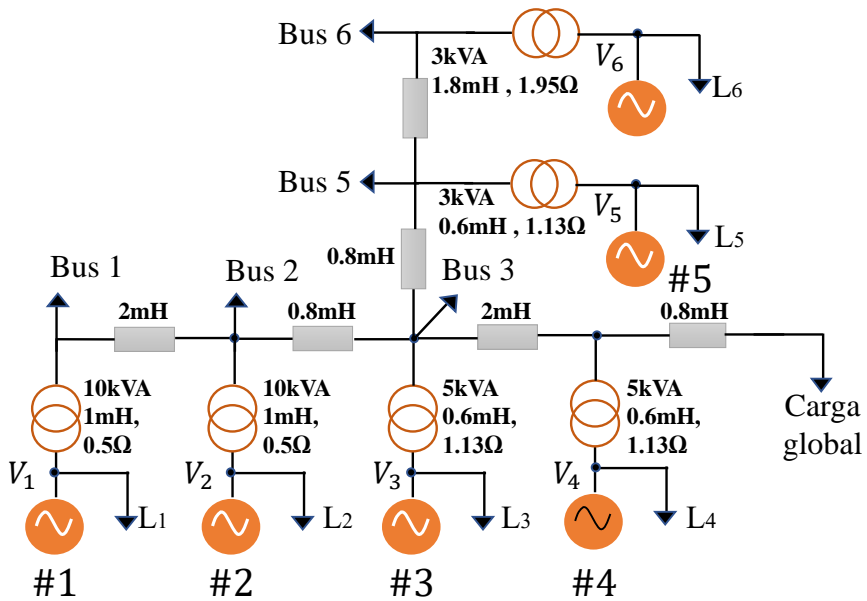


Fig. 0.8 – Diagrama eléctrico de la microrred experimental

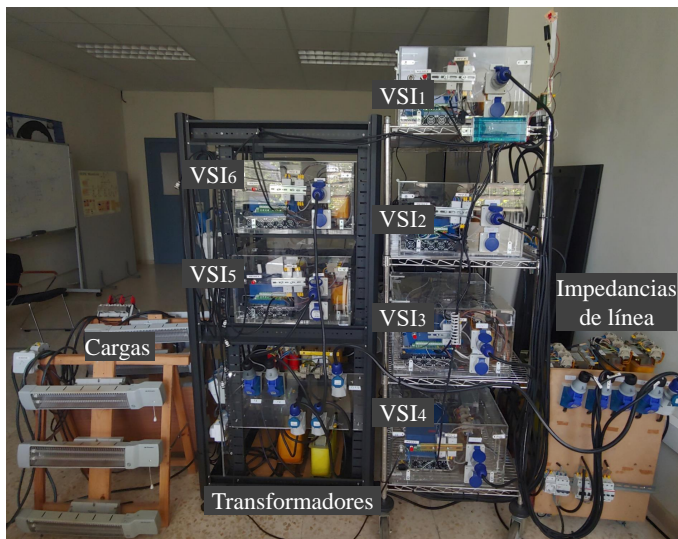


Fig. 0.9 – Fotografía de la microrred experimental

cada microprocesador cuenta con su propio reloj interno que tiene un error de precisión inferior  $\pm 20$  partes por millón (ppm). Además, la microrred utiliza el Protocolo de datagramas de usuario (UDP) por sus siglas en inglés, a través de una Ethernet conmutada para permitir la comunicación entre los seis

inversores.

La figura 0.8 muestra el diagrama eléctrico de la microrred. Con respecto a la configuración eléctrica, cada inversor a su salida cuenta con un relé conmutado que permite la conexión y desconexión del inversor a la microrred. La salida de cada inversor hacia la microrred cuenta con un transformador de aislamiento delta-estrella 1:1. Además, la microrred cuenta con inductancias trifásicas en serie con resistencias que emulan los cables de las líneas de distribución. La microrred cuenta con 6 buses configurables por medio de reles de conmutación, seis cargas locales, cada una a la salida de cada inversor, una conexión a carga global y finalmente una conexión a red. Cabe resaltar que cada una de estas conexiones son configurables y programables por medio de reles de conmutación a su salida.

Adicionalmente, para la supervisión y visualización de las variables en tiempo real, se cuenta con una computadora conectada a cada DSP mediante una red Ethernet. Esta computadora también se utiliza para programar y depurar los algoritmos de control que se ejecutan en los DSP. Para este propósito se utilizó el entorno de Matlab y el entorno de desarrollo integrado (IDE) de Texas Instruments, Code Composer Studio TM (CCS). Finalmente, en la figura 0.9 se muestra una fotografía de la configuración experimental.



**0.6** Publicaciones

Relación de publicaciones que se han realizado durante tesis:

1. C. Alfaro, R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Miret and M. Castilla, "Dual-Loop Continuous Control Set Model-Predictive Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 1447-1460, Feb. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3107221.
2. C. Alfaro, M. Castilla<sup>1</sup>, A. Camacho, P. Marti and V. Velasco, "A distributed control for accurate active-power sharing in islanded microgrids subject to clock drifts", *IET Power Electron.*, 2021;14:518–530
3. C. Alfaro, R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Miret and M. Castilla, "Constrained Predictive Control Based on a Large-Signal Model for a Three-Phase Inverter Connected to a Microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 7, pp. 6497-6507, July 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3097608.
4. C. Alfaro, R. Guzman, L. G. de Vicuña, H. Komurcugil and H. Martin, "Distributed Direct Power Sliding-Mode Control for Islanded AC Microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, doi: 10.1109/TIE.2021.3135612.
5. M. Velasco, C. Alfaro, A. Camacho, Á. Borrell and P. Martí, "Complex Power Sharing is Not Complex," *IEEE Transactions on Smart Grid*, doi: 10.1109/TSG.2022.3144887.

**0.7** Unidad temática

---

Esta sección presenta la unidad temática de la tesis. Como se menciono previamente, el trabajo de investigación esta formado por un compendio de publicaciones. Por lo tanto, la presente tesis doctoral está compuesta por artículos de revista que constituyen los capítulos y cuerpo de la tesis; cuyo contenido presentan las contribuciones del trabajo de investigación [1–4]. El alcance de la tesis es el modelo y control de convertidores de potencias, con énfasis en rectificadores trifásicos de potencia unitaria. Además, se estudió el modelo y control de microrredes eléctricas basadas en convertidores de potencia. Principalmente, se ha enfocado en el modelado de las potencias activas y reactivas de la microrred; y el diseño de controladores que regulen la tensión y frecuencia de la microrred y permitan la compartición de potencias entre inversores.

El capítulo 1 presenta un artículo de revista en el cual se presenta el diseño de dos controladores predictivos basados en modelo trabajando en cascada. La nueva topología de control presentada en el artículo mejora considerablemente la dinámica de la tensión de salida, además de presentar robustez ante incertidumbre paramétricas.

El capítulo 2 presenta un artículo de revista donde se propone una estrategia de control que elimina el error en estado estacionario en compartición de potencia debido a las derivas de reloj. Además, se presenta un modelo en pequeña señal el cual permite el diseño del controlador teniendo en cuenta las derivas de reloj y los retrasos de comunicación.

Luego, en el capítulo 3 es presentado un artículo de revista donde se presenta un nuevo modelo en gran señal. Además, es presentado el diseño de un control predictivo basado en el modelo de la microrred, el cual reemplaza la topología tradicional del “droop control”. Finalmente, en el capítulo 4, se presenta el diseño de un control en modo deslizamiento el cual presenta robustez a impedancias de línea, así como también a particiones en la red de comunicación.

El capítulo 5 presenta el análisis completo de los resultados obtenidos en el trabajo de investigación. Y finalmente, en el capítulo 6 se concluye la tesis.

# PUBLICACIONES



# 1

## PUBLICACIÓN I:

---

DUAL-LOOP CONTINUOUS CONTROL SET MODEL-PREDICTIVE CONTROL  
FOR A THREE-PHASE UNITY POWER FACTOR RECTIFIER

C. Alfaro, R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Miret and M. Castilla, "Dual-Loop Continuous Control Set Model-Predictive Control for a Three-Phase Unity Power Factor Rectifier," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 1447-1460, Feb. 2022, doi: 10.1109/TPEL.2021.3107221.

¡ATENCIÓN!

Páginas 34 a 48 de esta tesis están disponibles en la web del editor:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9521761>

### Contenido

---

1.1	Introduction . . . . .	34
1.2	Modeling the upfr in the dq coordinates . . . . .	35
1.3	Proposed control system . . . . .	36
1.4	Closed-loop system . . . . .	38
1.5	Lyapunov-based analysis . . . . .	41
1.6	Controller implementation . . . . .	41
1.7	Experimental validation . . . . .	42
1.8	Conclusions . . . . .	44
1.9	Appendix a . . . . .	45
1.10	Appendix b . . . . .	45
1.11	References . . . . .	46
1.12	Biographies . . . . .	47

---

# 2

## PUBLICACIÓN II:

---

A DISTRIBUTED CONTROL FOR ACCURATE ACTIVE-POWER SHARING IN  
ISLANDED MICROGRIDS SUBJECT TO CLOCK DRIFTS

C. Alfaro, M. Castilla<sup>1</sup>, A. Camacho, P. Marti and V. Velasco, "A distributed control for accurate active-power sharing in islanded microgrids subject to clock drifts", *IET Power Electron.*, 2021;14:518–530

### Contenido

---

2.1	Introduction . . . . .	50
2.2	Problem Statement . . . . .	51
2.3	Control Proposal . . . . .	52
2.4	Control Design . . . . .	55
2.4	Experimental Results . . . . .	58
2.5	Conclusions . . . . .	61
2.7	References . . . . .	61

---

# A distributed control for accurate active-power sharing in islanded microgrids subject to clock drifts

Carlos Alfaro<sup>1</sup> | Miguel Castilla<sup>1</sup> | Antonio Camacho<sup>2</sup> | Pau Marti<sup>2</sup> | Manel Velasco<sup>3</sup>

<sup>1</sup> Electronic Engineering Department, Technical University of Catalonia, Vilanova i la Geltru, Spain

<sup>2</sup> Automatic Control Department, Technical University of Catalonia, Vilanova i la Geltru, Spain

<sup>3</sup> Automatic Control Department, Technical University of Catalonia, Barcelona, Spain

## Correspondence

Carlos Alfaro, Electronic Engineering Department, Technical University of Catalonia, Vilanova i la Geltru, Spain.  
Email: carlos.arturo.alfaro@upc.edu

## Funding information

Ministry of Science, Innovation, and Universities of Spain, Grant/Award Number: RTI2018-100732-B-C22

## Abstract

Inverters-based islanded microgrids are operated by local digital signal processors, driven by their own local clocks. These local clocks have drifts affecting the clock signals which are used to control the inverters in real time. In this scenario, a steady-state deviation is observed in active power sharing, degrading the microgrid performance. This paper presents a new control scheme that improves the microgrid performance by cancelling the active power sharing error due to clock drifts. The study includes a theoretical stability analysis and a design procedure of the control parameters based on the dynamic characteristics. Finally, selected experimental results are obtained in a laboratory microgrid with four inverters. In this setup, each inverter was equipped with its digital signal processor with drifting local clock.

## 1 | INTRODUCTION

Microgrids (MG) are power systems that integrate a large number of distributed generation units (DG), loads and storage systems using fast acting power inverters [1]. The MG operate both connected to the main grid or in islanded mode, which is the case study of this paper.

In islanded mode, the control system is responsible for regulating the frequency and amplitude of the microgrid voltage. In addition, it must guarantee an accurate sharing of active power [2–5]. To achieve these objectives, a hierarchical control architecture is widely used which is divided in three control layers [6–9]. The primary layer is responsible for controlling the active and reactive power and is usually implemented by the well-known droop control method. The secondary layer purpose is to correct the steady-state deviation introduced by the droop method. The tertiary control is the highest control layer and it is usually responsible for controlling the energy dispatching.

Focusing on the secondary layer, the control architectures can be decentralised, centralised or distributed. In the decentralised approach, each VSI uses local measurements to correct the deviations introduced by the droop method [2]. In the centralised case, the secondary control is implemented in a central

unit that generates the corrective terms to reduce the steady-state errors in frequency and active power. This approach represents a single point of failure and then replicas are required to improve the microgrid reliability [9]. Finally, in the distributed architecture, each inverter uses a sparse communication network for data exchange among units. In fact, only data from neighbours is used to control the microgrid, thus reducing the communication traffic among the network [10–18]. Moreover, the distributed secondary control may work using averaging and consensus theory [10–14], improving the performance in ideal condition (no drifts in clock signals) by exhibiting insignificant steady-state errors. For this reason, the averaging approach has been adopted as a secondary control policy in this study.

In practical scenarios, the inverters operate with its computation device, such as a micro-controller or a digital signal processor (DSP) [19–21]. These computation devices have its hardware clocks, and each clock has its oscillator that do not necessary run at identical speed and have different rate of frequency that change as function of different factors, such as temperature and gravity, generating a variance known as clock drift [22]. These variations over time can affect the MG performance. The impact of the clock drifts on the MG operation and performance has been reported in several studies, both in frequency

This is an open access article under the terms of the [Creative Commons Attribution License](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/), which permits use, distribution and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

© 2021 The Authors. *IET Power Electronics* published by John Wiley & Sons Ltd on behalf of The Institution of Engineering and Technology

regulation and active power sharing [23–29]. In [23] and [24], it is shown the robustness under the effect of the clock drifts on the droop-based control. However, it is appreciated a deviation of the active power sharing in steady-state. For the secondary layer, a steady-state analysis of distributed secondary control schemes is shown in [25]. In addition, a centralised control solution that achieves zero steady-state error in active power sharing is proposed. However, the centralised approach reduces the system reliability and the fault tolerance. A control scheme without communications is considered and studied in [26]. However, the local operation of this secondary control does not reach the level of quality obtained with communication-based controls. In [27], a consensus-based control is analysed, showing that the steady-state error in active power sharing is very sensitive to the variation of the control parameters. This low robustness behaviour affects the system performance, causing an inaccurate distribution of the power delivered by each inverter. In [28], an extended study of the steady-state effect on frequency regulation and power sharing in inverter-based islanded microgrid is presented. This study analyses different secondary control policies under drifting clocks, including a closed-loop model for each policy. Moreover, it also considers a recent alternative approach for frequency regulation and power sharing named droop-free control [18]. It is worth mentioning that all the policies analysed in [28] suffer error in active power sharing. Finally, [29] presented a solution to correct the error in active power sharing under clock drifts. This is a solution without communication. However, it only has a good performance at high load, having an inaccurate active power sharing at low and middle load conditions, delimiting the range of use.

Furthermore, some studies have proposed solutions based on the global positioning system (GPS) to the frequency restoration [30–32]. In [30], a power-angle ( $P-\theta$ ) droop control was presented, with a GPS communication for frequency synchronisation. However, this method presents an inaccurate active-power sharing due to the mismatch of the line voltage drops. In [31], a V-I droop control with a piecewise linear droop was presented to reduce the active power sharing error at high load conditions. However, these control schemes may become unstable in a GPS interruption. In [32], an adaptative droop control to ensure stable operation during GPS signal interruptions was presented. However, this method presents inaccurate active-power sharing at low and middle load conditions. Finally, an IEEE 1588 precision time protocol (PTP) was implemented in [28] to perform clock synchronisation. However, the study demonstrated that the application of the clock synchronisation protocol does not mitigate the problem caused by clock drifts.

The main contribution of this paper is a new control scheme that corrects the error in active power sharing and improve the performance of the MG under the presence of clock drifts. At the starting point, this study considers a distributed averaging control in the secondary layer. This base control architecture is next modified with a new control term in order to reduce the steady-state active power sharing error produced by the clock drifts. The new control scheme is driven with a communication service that provides accurate active power sharing for all load conditions under the clock drifts. This control improves the

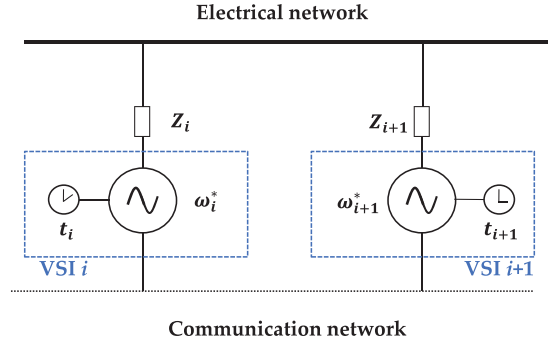


FIGURE 1 Diagram of an inverter-based islanded microgrid

state-of-the-art control approaches, especially those reported in [28] and [29], with higher accuracy in active power sharing even in the presence of clock drifts, as shown in the experimental results. Moreover, a theoretical study including the dynamic closed-loop model of the system is presented. Based on this model, a control design procedure considering a stability analysis of the system is presented. Finally, selected experimental results are shown to validate the theoretical predictions and the superiority of the proposed control against other control approaches. The setup is based on a laboratory MG equipped with four inverters with local DSP driven by drifting internal clocks.

The paper is organised as follows. Section 2 presents the problem formulation, including the control objectives. Section 3 proposes a control scheme that improves the impact of the clock drifts on the active power sharing, including a dynamic model of the MG. Section 4 presents a procedure to design the parameters of the proposed control. The experimental results on the laboratory MG are presented in Section 5 which validates the theoretical results presented in the previous sections. Section 6 concludes the study.

## 2 | PROBLEM STATEMENT

This section presents the inverter-based islanded MG model, the control objectives and the problem formulation.

### 2.1 | Model of an inverter-based islanded microgrid with droop control policy

Figure 1 illustrates a diagram of the three-phase inverter-based islanded MG considered in this study. It is composed of several inverters that are modelled as a voltage source with a series impedance. In each inverter, the local reference frequency  $\omega_i^*$  is calculated with local measures and data received from the communication network, and using local time coordinates  $t_i$  given by local internal clocks.

The inverters considered in this study are equipped with their own DSP that have an autonomous clock with a local time ( $t_i$ )



that differ from each other ( $t_i \neq t_{i+1}$ ) due to the clock drifts. These local times can be written as a function of a global time  $t$  and the clock drift rates as [22]:

$$t_i = d_i t \quad (1)$$

where  $d_i$  is the clock drift rate of the  $i^{\text{th}}$  DSP local clock. In an ideal case,  $d_i = 1$  meaning that all clocks are ideal (i.e. the local times coincide with the global time). In practice, this situation is unrealistic because very small deviations (several parts per million) around  $d_i = 1$  are observed, which means that the time signals generated by each processor progresses at a different rate. Consequently, control actions based on these time signals are not accurate enough and may degrade the control performance. In fact, they can produce a noticeable impact on the MG system operation as it is shown in [23–27].

The droop control is a widely used control approach, that uses the frequency to control the active power flow and the voltage to control the reactive power flow. It can be expressed as [2, 6]:

$$\omega_i^*(t_i) = \omega_o - m_i P_i(t_i) \quad (2)$$

$$E_i^*(t_i) = E_o - n_i Q_i(t_i) \quad (3)$$

where  $\omega_i^*$  and  $E_i^*$  are the computed references for the frequency and amplitude of the inverter output voltage,  $m_i$  and  $n_i$  are the frequency and voltage droop gains, respectively,  $\omega_o$  and  $E_o$  are the frequency and voltage at no load condition, and  $P_i$  and  $Q_i$  are the averaged active and reactive power. These variables are calculated using a low-pass filter (LPF) with cutoff frequency  $\omega_p$  and  $\omega_q$  as follows:

$$P_i(t_i) = \omega_p \int (p_i(t_i) - P_i(t_i)) dt_i \quad (4)$$

$$Q_i(t_i) = \omega_q \int (q_i(t_i) - Q_i(t_i)) dt_i \quad (5)$$

where  $p_i$  and  $q_i$  are the instantaneous active and reactive output power of the inverter.

The computed references of frequency and amplitude are used to generate the reference output voltage as follows:

$$v_i^*(t_i) = E_i^*(t_i) \sin(\theta_i^*(t_i)) \quad (6)$$

$$\theta_i^*(t_i) = \int \omega_i^*(t_i) dt_i \quad (7)$$

## 2.2 | Control objectives

The control objectives for the VSIs considered in this study are formulated in steady state as follows:

(i) To guarantee the active power sharing between the inverters, proportional to the power rating of each VSI [26]:

$$P_{i,ss,ID} = P_L / \sum_{j=1}^n \left( \frac{m_i}{m_j} \right) \quad (8)$$

where  $P_{i,ss,ID}$  is the ideal active power of the  $i^{\text{th}}$  VSI in steady state,  $P_L$  is the global load and  $n$  is the number of VSIs. The power rating is giving by the relation between the droop coefficient of each VSI (i.e.  $m_i$ ). In the particular case that the inverters satisfy  $m_i = m_j$ , for  $j = 1, \dots, n$ , the first control objective in Equation (8) can be written as

$$P_{i,ss,ID} = P_L / n. \quad (9)$$

(ii) To regulate the frequency of the MG:

$$\omega_{ss} = \omega_o \quad (10)$$

where  $\omega_{ss}$  is the steady-state frequency of the MG and  $\omega_o$  is the nominal frequency.

## 2.3 | Problem formulation

Due to the clock drifts, the local reference frequency of each inverter differs from the MG global frequency, as shown in [25]. Hence, a deviation is generated in the local frequency in steady state. These local references can be written as a function of the global frequency and the clock drift rates as [25]:

$$\omega_{i,ss}^* = d_i \omega_{ss} \quad (11)$$

Therefore, due to the clock drifts and the frequency deviations, the active power injected for each VSI in steady state  $P_{i,ss}$  is different to the ideal active power expressed in Equation (8). These deviations in frequency and active power can be calculated as follows:

$$e_{P_{i,ss}} = P_{i,ss} - P_L / \sum_{j=1}^n \left( \frac{m_i}{m_j} \right) \quad (12)$$

$$e_{f_{ss}} = \frac{\omega_{ss} - \omega_o}{2\pi} \quad (13)$$

## 3 | CONTROL PROPOSAL

The main contribution of this study is the proposal of a new control scheme that eliminates the steady-state error in active power in all load conditions under the presence of clock drifts. In this section, the static and dynamic characteristics of the proposed control are derived.

### 3.1 | Hierarchical control with communication

The MG follows a hierarchical control scheme, using the droop method in the primary control layer expressed in Equations (2)

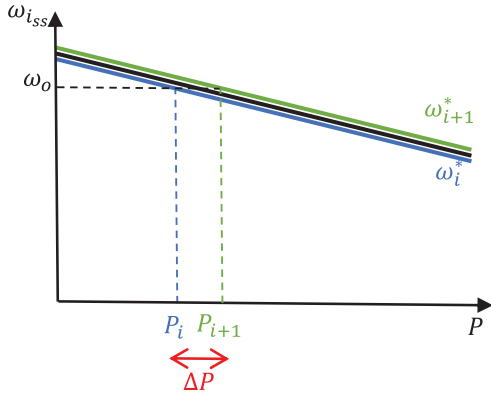


FIGURE 2 Steady-state operation of the basic control with clock drift

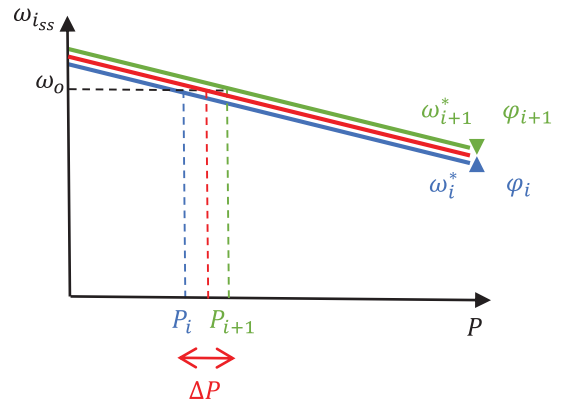


FIGURE 3 Steady-state operation of the proposed control with clock drift

and (3). The droop method has a frequency deviation in steady-state. This deviation is compensated by the secondary control. The frequency equation can be rewritten, including the secondary control as:

$$\omega_i^*(t_i) = \omega_o - m_i P_i(t_i) + \delta_i(t_i) \quad (14)$$

where  $\delta_i$  is the local correction term that can be generated by different techniques. Using the distributed averaging control presented in [10], the output of the secondary layer can be written as:

$$\delta_i(t_i) = K_c \int (\omega_o - \omega_i^*(t_i) + \delta_a(t_i)) dt_i \quad (15)$$

$$\delta_a(t_i) = \alpha \sum_{j=1}^{n_i} a_{ij} (\delta_j(t_j) - \delta_i(t_i)) \quad (16)$$

where  $\delta_a$  is the weighted average error of the received VSIs correction terms,  $\alpha$  is the gain of the weighted correction term and  $K_c$  is the integral gain, respectively. This secondary control uses a sparse communication network for exchange the value of  $\delta_j(t_j)$  among the neighbourhoods VSIs. Besides, the coefficients  $a_{ij}$  determine the availability of communication between VSI  $i$  and  $j$ , thus indicating the set of nodes  $n_i$  that exchange control data.

However, this control scheme presents a deviation in the active power sharing due to the clock drifts, as stated in [27]. Figure 2 shows the operation of two VSIs with the basic control considered in this study. The black line corresponds to the VSIs working with ideal clocks, that is,  $t_i = t_{i+1}$ . The blue line denotes the effect of the clock drift on the VSI  $i$ , while the green line shows the effect on the VSI  $i+1$ . Note that  $\omega_i^*$  and  $\omega_{i+1}^*$  are different due to the different clock drift rates in both DSPs. However, both converters operate in steady-state at the same frequency, thus supplying different active power.

The deviations between the local frequencies cause an inaccurate active power sharing, degrading the microgrid quality. As it is shown in [28] the active power error depends on the control parameters and the clock drift magnitude. These parameters

include the droop coefficients. The active power errors due the clock drifts can be calculated as follows:

$$e_{P_{i,ss}} = \frac{\omega_o(\alpha + 1)}{\alpha m_i} \left( 1 - \frac{n}{\sum_{j=1}^n (d_i/d_j)} \right) \quad (17)$$

One of these parameters is the droop coefficient, that depend on the maximum power of each unit. It is usually designed as  $m_i = \Delta\omega_{i,MAX}/P_{i,MAX}$ . Hence, a higher capacity will have higher active power error, thus deteriorating the microgrid performance. Therefore, a new control term is required to compensate the deviation in the active power and improve the MG performance.

### 3.2 | Power control loop

A new control loop is proposed and added in the droop control policy (Equation 14). The main objective is to reduce the error in power sharing due to clock drifts and achieve the control objectives presented in Section 2.

Figure 3 shows the desired operation of the inverters with DSPs with clock drifts. The red line denotes the steady-state of the new proposed control scheme. It should be noted that both inverters operate in steady-state at the same frequency and active power. To reach this operation, it is necessary to regulate the active power to a weighted averaged power that takes into account the power rating of the inverter. Taking this in mind, a new control term  $\varphi_i$  is included to compensate the deviations in active power observed in steady-state, the new term can be written as:

$$P_{a,i}(t_i) = \frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{n_i} a_{ij} P_j(t_j) \quad (19)$$

$$M_i = \sum_{j=1}^{n_i} a_{ij} \frac{m_i}{m_j} \quad (20)$$

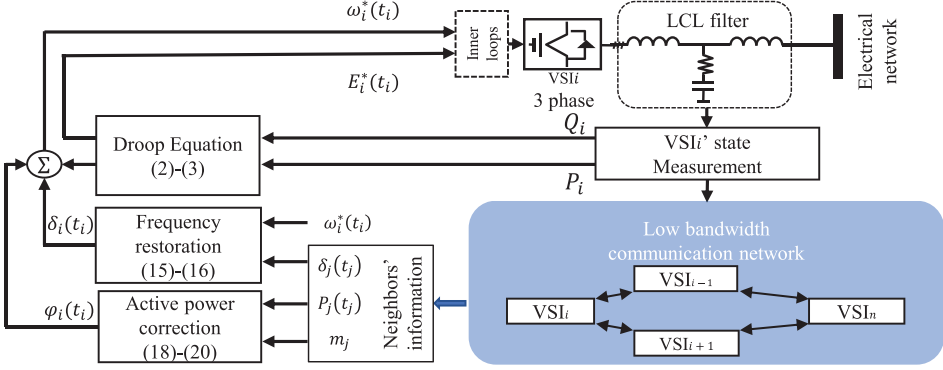


FIGURE 4 Diagram of the proposed control scheme

where  $K_i$  is the integral gain and  $P_{a,i}$  is the weighted average value of the active power of only the neighbouring inverters  $n_j$ . Besides, to achieve the control objective presented in Equation (8), this weighted average power is calculated in Equation (19) using the power rating of the VSIs denoted as  $M_j$ , that is, including the relation between the droop coefficients  $m_j$  of the neighbouring VSIs, as expressed in Equation (20). It is worth mentioning that the proposed control uses sparse communication between the VSIs to receive both the active power  $P_j$  and the droop coefficient  $m_j$  from the neighbouring units to compute Equations (18) to (20) in real time. The new control scheme can be written as:

$$\omega_i^*(t_i) = \omega_o - m_i P_i(t_i) + \delta_i(t_i) + \varphi_i(t_i) \quad (21)$$

Figure 4 shows a diagram of the proposed control scheme. The primary layer uses the droop control in Equations (2) and (3) and the secondary layer the averaging control in Equations (15) and (16). The power control loop in Equations (18) to (20) is added to mitigate the effect of the clock drifts. As shown in the figure, the control system uses a low bandwidth communication network to interchange data between the neighbourhood sources.

### 3.3 | Active power equilibrium point

This section presents the steady-state active power for the proposed control. The steady-state active power is derived by applying the analysis procedure presented in [26].

First, consider that the first-time derivative of the frequencies and active powers of the inverter is zero when time tends to infinite:

$$\lim_{t_i \rightarrow \infty} \frac{d\omega_i^*(t_i)}{dt_i} = 0 \quad (22)$$

$$\lim_{t_i \rightarrow \infty} \frac{dP_i(t_i)}{dt_i} = 0 \quad (23)$$

Besides, the steady-state active power delivered by all inverters meets the MG load demand, that is,

$$\sum_{i=1}^n P_i(\infty) = P_L \quad (24)$$

Thus, from the above considerations and from Equations (1), (11), (15), (16), and (18) to (21), the following expressions can be deduced

$$\frac{d\varphi_i(t)}{dt} = \frac{d\varphi_{i+1}(t)}{dt} \quad (25)$$

$$P_i(\infty) = P_{i+1}(\infty) \left( \frac{m_{i+1}}{m_i} \right) \quad (26)$$

Note that, from Equations (24) and (26), the final expression of the steady-state active power does not depend on the clock drift rates and coincides with the ideal expression in Equation (8). Therefore, with the proposed control, an accurate active power sharing is achieved for all load conditions, even in the presence of clock drifts. This interesting feature will be experimentally validated in Section 5.

### 3.4 | Small-signal model

This subsection presents a small-signal model of the proposed control. This model is essential for the design of the control parameters introduced in Section 4. The model is written in the frequency domain using the Laplace transform starting from the expressions in global time  $t$ .

In this model, the variables are written in matrix form to compact the expressions. The active power  $\hat{\mathbf{P}}_i(t)$  is denoted by  $\hat{\mathbf{P}}(t) = [\hat{P}_1(t) \dots \hat{P}_n(t)]^T$ , the local reference frequencies  $\hat{\omega}_i^*(t)$  by  $\hat{\mathbf{\Omega}}^*(t) = [\hat{\omega}_1^*(t) \dots \hat{\omega}_n^*(t)]^T$ , the set point frequencies  $\hat{\omega}_o(t)$  by  $\hat{\mathbf{\Omega}}_o = [\hat{\omega}_{o,1} \dots \hat{\omega}_{o,n}]^T$ , the local computed correction terms  $\hat{\delta}_i(t)$  by  $\hat{\mathbf{\Delta}} = [\hat{\delta}_1(t) \dots \hat{\delta}_n(t)]^T$ , the proposed control terms  $\hat{\varphi}_i(t)$  by  $\hat{\mathbf{\Phi}}(t) = [\hat{\varphi}_1(t) \dots \hat{\varphi}_n(t)]^T$ ,  $I$  is the identity matrix,  $0_{n \times n}$

and  $\mathbf{1}_{n \times n} \in \mathbb{R}^{n \times n}$  are  $n \times n$  square matrices of zeros and ones respectively, and the diagonal matrices  $\mathbf{M}$  and  $\mathbf{D} \in \mathbb{R}^{n \times n}$  of droop gains  $m_i$  and clock drift rates  $d_i$ , respectively.

The communication network can be represented by a connected unidirectional graph  $G_c = \{N_c, E_c\}$  where the  $n_c$  nodes  $N_c$  represent VSIs that implement Equations (16), (19) and (20), and edges  $E_c \subseteq N_c \times N_c$  represent communication links. Parameters  $a_{ij}$  form the adjacency matrix of  $G_c$  such that  $a_{ij} = a_{ji} = 1$  if nodes  $i$  and  $j$  can exchange their information and  $a_{ij} = 0$  otherwise [33].

By making explicit that the nominal frequency  $\omega_o$  is local to each inverter time (Equation 1) and that the local reference frequencies are function of the global frequency (Equation 11), the droop control algorithm given in Equation (21) can be written in matrix form as a function of the global time and the clock drifts as:

$$\hat{\Omega}^*(d_i t) = \hat{\Omega}_o - \mathbf{M}\hat{\mathbf{P}}(d_i t) + \hat{\Delta}(d_i t) + \hat{\Phi}(d_i t) \quad (27)$$

Applying the Laplace transform to Equation (27),  $s$  being the Laplace operator and applying the change of scale property of Laplace transform that allows expressing a function of drifted time as a scaled function of the scaled complex variable  $s$ , the control algorithm can be rewritten as

$$\hat{\Omega}^*(s) = \mathbf{D}^{-1} \hat{\Omega}_o(s) - \mathbf{M}\hat{\mathbf{P}}(s) + \hat{\Delta}(s) + \hat{\Phi}(s) \quad (28)$$

where the clock drifts dependency has been made explicit.  $\hat{\Delta}(s)$  and  $\hat{\Phi}(s)$  can be expressed as follows:

$$\hat{\Delta}(s) = \frac{K_c}{s} \mathbf{D} \left[ \mathbf{D}^{-1} \hat{\Omega}_o(s) - \hat{\Omega}^*(s) + \alpha \mathbf{L}_\Delta \hat{\Delta}(s) \right] \quad (29)$$

$$\hat{\Phi}(s) = \frac{K_i}{s} \mathbf{D} \left[ \mathbf{M}_p \left[ L_p \hat{\mathbf{P}}(s) \right] - \hat{\mathbf{P}}(s) \right] \quad (30)$$

$$L_\Delta = \begin{bmatrix} -n_1 & a_{12} T_d(s) & \cdots & a_{1n} T_d(s) \\ a_{21} T_d(s) & -n_2 & \cdots & a_{2n} T_d(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} T_d(s) & a_{n2} T_d(s) & \cdots & -n_n \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$L_p = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} T_d(s) & \cdots & a_{1n} T_d(s) \\ a_{21} T_d(s) & 0 & \cdots & a_{2n} T_d(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} T_d(s) & a_{n2} T_d(s) & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$\mathbf{M}_p = \begin{bmatrix} 1/M_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1/M_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1/M_n \end{bmatrix} \quad (33)$$

In Equations (29) and (30),  $L_\Delta$  and  $L_p$  are the Laplacians of the secondary control loops and the proposed control loop, respectively. Besides,  $T_d(s)$  is the communication delay presented in the neighbourhoods' data used by the frequency and

active power control loops. It has been modelled as:

$$T_d(s) = e^{-T_r s} \quad (34)$$

where  $T_r$  is the transmission rate.

From Equation (29), the output of secondary control layer can be rewritten as:

$$\hat{\Delta}(s) = \frac{K_c}{s} \mathbf{D} \left[ \mathbf{D}^{-1} \hat{\Omega}_o(s) - \hat{\Omega}^*(s) \right] \left[ I - \frac{K_c}{s} \alpha \mathbf{D} L_\Delta \right]^{-1} \quad (35)$$

From Equations (28), (30) and (35), the frequencies  $\hat{\Omega}^*(s)$  can be expressed as a function of the active powers and set point frequencies,  $\hat{\mathbf{P}}(s)$  and  $\hat{\Omega}_o(s)$ , respectively, following the structural pattern:

$$\hat{\Omega}^*(s) = H_1(s) \hat{\Omega}_o(s) - H_2(s) \hat{\mathbf{P}}(s) \quad (36)$$

where  $H_1(s)$  and  $H_2(s)$  can be written as:

$$H_1 = \mathbf{D}^{-1} \quad (37)$$

$$H_2 = \mathcal{A}(s) [\mathbf{M} + B(s)] \quad (38)$$

where  $\mathcal{A}(s)$  and  $B(s)$  are the following expressions:

$$\mathcal{A}(s) = \left[ I + \frac{K_c}{s} \mathbf{D} \left[ I - \frac{K_c}{s} \alpha \mathbf{D} L_\Delta \right]^{-1} \right]^{-1} \quad (39)$$

$$B(s) = \frac{K_i}{s} \mathbf{D} [I - \mathbf{M}_p L_p] \quad (40)$$

It should be noted that  $\mathcal{A}(s)$  is the model of the frequency distributed averaging control. Therefore, if  $K_c = 0$ , then  $\mathcal{A}(s)$  will be  $I_{n \times n}$  and the model will be affected only by the droop method and the proposed control. Moreover, the matrix  $B(s)$  is the model of the proposed control term. Therefore, if  $K_i = 0$ , then  $B(s)$  will be  $0_{n \times n}$ .

## 4 | CONTROL DESIGN

This section presents the closed-loop model of the proposed control and a procedure to design its parameters.

### 4.1 | Microgrid setup

Figure 5 illustrates the diagram of the laboratory inverter-based islanded MG considered in this study. Figure 5(a) shows the microgrid electrical network. It is composed of four inverters represented by voltage source symbols and called VSI 1 to VSI 4. Each inverter has its DSP with drifting internal clock. The inverters are connected to the microgrid by local switches. The impedances  $Z_1$  to  $Z_{34}$  model the elements of the electrical

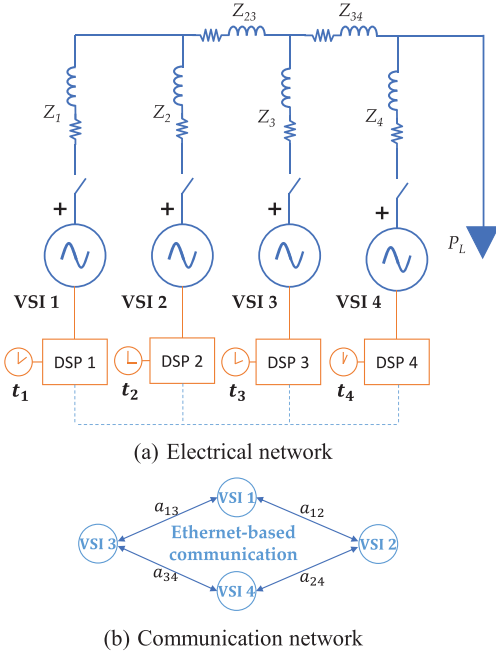


FIGURE 5 Diagram of the laboratory inverter-based islanded microgrid

network. The microgrid supplies a load  $P_L$ . The DSPs are communicated using a user data protocol (UDP) on an ethernet-based communication network. The ethernet-based communication network is represented in Figure 5(b) with the different cyber nodes called VSI 1 to VSI 4. The bidirectional arrows  $a_{12}$ ,  $a_{13}$ ,  $a_{24}$  and  $a_{34}$  model the availability of communication between neighbourhood VSIs. Table 1 lists the nominal values of the MG components, including the measured clock drift rates of the DSPs. Note that all the drift rates are referred to the local clock of the DSP 3, which is considered as the global time of the microgrid. The clock drift rates presented in the Table 1 are the real drift magnitudes and they have been obtained through measurements.

## 4.2 | Closed-loop model

Figure 6 shows the closed-loop system model, including  $G(s)$  as the transfer function of the plant model, and  $H_1$  and  $H_2$  as the transfer functions of the proposed control. Below is a derivation of the plant model transfer function.

This study considers the dynamic phasor-based modelling approach presented in [34] because of its simplicity and accuracy. From [33], the transfer function of the inverter  $\hat{p}_i(s)/\hat{\omega}_i(s) = \hat{g}_i(s)$  can be written as:

$$\hat{g}_i(s) = \frac{3\omega_o L_i V_o^2}{((L_i s + R_i)^2 + (\omega_o L_i)^2) s} \quad (41)$$

TABLE 1 Nominal value of the laboratory microgrid

Symbol	Quantity	Nominal value
$V_o$	Nominal voltage	110 Vrms
$\omega_o$	Angular frequency	$2\pi \cdot 60$ rad/s
$P_{L,1}$	Load power 1	1600 W
$P_{L,2}$	Load power 2	3600 W
$n$	Number of inverters	4
$Z_1$	Line impedance 1	$0.50 + j \cdot 1.13 \Omega$
$Z_2$	Line impedance 2	$0.50 + j \cdot 0.38 \Omega$
$Z_3$	Line impedance 3	$1.13 + j \cdot 0.23 \Omega$
$Z_4$	Line impedance 4	$1.13 + j \cdot 0.23 \Omega$
$Z_{23}$	Line impedance 23	$0 + j \cdot 0.30 \Omega$
$Z_{34}$	Line impedance 34	$0 + j \cdot 0.30 \Omega$
$m_i$	Gain of the frequency droop	$0.5 \text{ mrad}/(\text{Ws})$
$K_c$	Secondary integral gain	4 rad/s
$\alpha$	Secondary proportional gain	0.5
$\omega_p$	Cutoff frequency LPF <sub>p</sub>	$1.2\pi$ rad/s
$T_r$	Transmission time	0.1 s
$d_1$	Clock drift rate in DSP 1	4.62 ppm
$d_2$	Clock drift rate in DSP 2	-2.55 ppm
$d_3$	Clock drift rate in DSP 3	0
$d_4$	Clock drift rate in DSP 4	-2.61 ppm

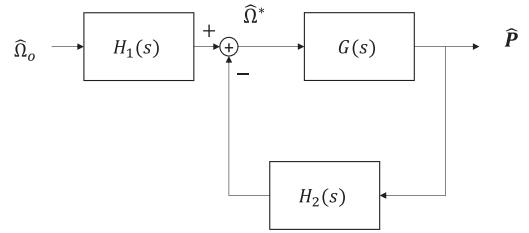


FIGURE 6 Diagram of the closed-loop system model

where  $R_i$  and  $\omega_o L_i$  are the real and imaginary impedances seen by the  $i^{th}$  inverter, and  $V_o$  are the amplitudes of the AC bus voltage. The nominal value of the real and imaginary impedances seen by each inverter are calculated using the data shown in Table 1, being 10 mH the virtual output impedance of each inverter [27, 28]. These impedances are presented in Table 2.

TABLE 2 Impedances seen by each inverter

Symbol	Quantity	Nominal value ( $\Omega$ )
$R_1 + j\omega_o L_{-1}$	Impedances seen by VSI 1	$0.79 + j \cdot 6.41$
$R_2 + j\omega_o L_{-2}$	Impedances seen by VSI 2	$0.80 + j \cdot 5.75$
$R_3 + j\omega_o L_{-3}$	Impedances seen by VSI 3	$1.38 + j \cdot 5.60$
$R_4 + j\omega_o L_{-4}$	Impedances seen by VSI 4	$1.39 + j \cdot 5.86$

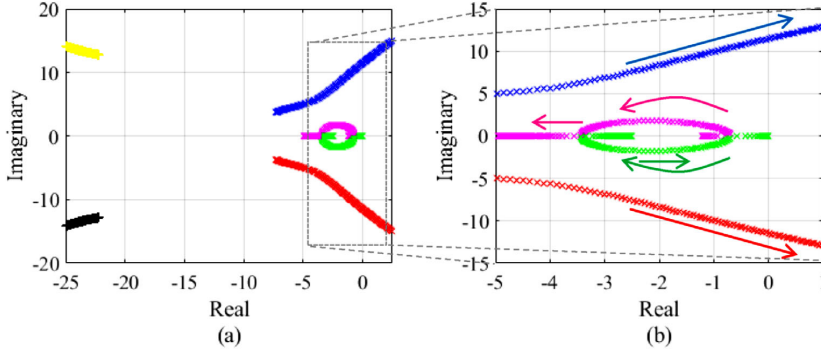


FIGURE 7 (a) System dominant root locus for  $0.001 \leq K_i \leq 90$  mrad/s, (b) detailed zoom-in of Figure (a)

Moreover, the active power signal  $\hat{p}_i$  of the plant is passed through a LPF. From Equation (4), the transfer function of the active power signal  $\hat{P}_i(s)/\hat{p}_i(s) = LPF_{P_i}(s)$  can be written as follows:

$$LPF_{P_i}(s) = \frac{\omega_p}{\left(\frac{s}{a_i}\right) + \omega_p} \quad (42)$$

From Equations (41) and (42), the transfer function of the plant  $G_i(s)$  can be written as:

$$G_i(s) = LPF_{P_i}(s) \hat{g}_i(s) \quad (43)$$

From Equation (43), the active power injection can be expressed in matrix form as:

$$\hat{\mathbf{P}}(s) = \hat{\mathbf{G}}(s) \hat{\mathbf{\Omega}}^*(s) \quad (44)$$

where  $\hat{\mathbf{G}}(s)$  is a diagonal matrix of the local plants given by:

$$\hat{\mathbf{G}}(s) = \begin{bmatrix} G_1(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & G_2(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & G_n(s) \end{bmatrix} \quad (45)$$

According to the closed-loop diagram shown in Figure 6, the structural pattern (Equation 31) and the active power injection (Equation 44), the closed-loop MG model can be expressed by:

$$\hat{\mathbf{P}}(s) = [I + \hat{\mathbf{G}}(s) H_2]^{-1} \hat{\mathbf{G}}(s) H_1(s) \hat{\mathbf{\Omega}}_o(s) \quad (46)$$

### 4.3 | Design procedure

This subsection presents the design procedure of the new control parameter  $K_i$  which correspond to the integral gain of the proposed control (Equation 18) to improve the power sharing and remove the effect due the clock drifts.

The parameter  $K_i$  is designed according to the dynamic specification using the closed-loop model presented in Equation

(46). The design was developed from a stability analysis calculating the closed-loop poles as a function of the parameter  $K_i$ . It should be done in order to place all the poles of the closed-loop model in the left-hand plane. This analysis uses the system parameters listed in Tables 1 and 2 and Figure 5(b).

Figure 7(a) shows the closed-loop poles sweeping  $K_i$  from 0.001 to 90 mrad/s. It could be noted that the positions of the fastest poles (in black and yellow) move to the left when  $K_i$  increases. Figure 7(b) shows the detailed zoom of the positions of the dominant poles. On the one hand, the pink and green poles are complex conjugates from 0.02 to 5 mrad/s. Then for  $K_i > 5$  mrad/s the pink pole moves to the left and the green pole moves to the right. On the other hand, the red and blue poles are complex conjugates moving to the right side when  $K_i$  increases. Moreover, the blue and red poles are located in the right-hand plane for  $K_i$  higher than 25 mrad/s, which causes the system to be unstable.

Considering the compromise between settling time and maximum deviation during transients, the value of  $K_i$  is selected according to the following specifications:

- (i) To guarantee a good transient response with a settling time less than 5 s.
- (ii) To achieve a good dynamic response with low overshoots, placing the dominant poles with a damping ratio close to 0.707.

According to Figure 7, the values of  $K_i$  meeting the first specification is in the range from 1.5 to 25 mrad/s. For  $K_i > 5$  mrad/s, the damping ratio of the dominant poles decreases below the desired value. Therefore, from this discussion, the value of  $K_i$  selected was 4 mrad/s. This value reaches a theoretical settling time approximately of 3.50 s.

### 4.4 | Impact of the clock drifts on system stability

To analyse the impact of the clock drifts on the system stability, Figure 8 shows the closed-loop poles with the designed gain values for different clock drift rates. Figure 8(a) shows the

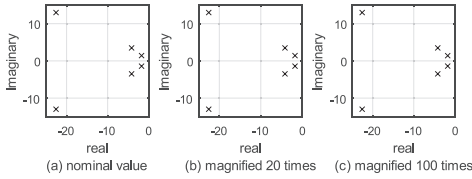


FIGURE 8 Closed-loop poles for different clock drift rates

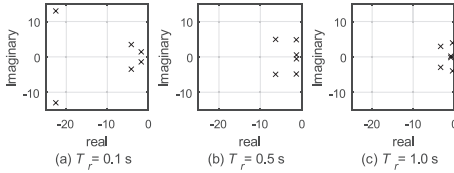


FIGURE 9 Closed-loop poles for different transmission rates

closed-loop poles with the nominal clock drift rates. Figure 8(b) and (c) show the closed-loop poles with magnified clock drift rates 20 and 100 times of the nominal value, respectively. It should be noted that the impact of the different clock drifts in the system stability is negligible.

#### 4.5 | Impact of the communication delays on system stability

Finally, to analyse the performance of the proposed control scheme under different communication delays, Figure 9 shows the closed-loop poles with the designed gain value for different transmission rates. Figure 9(a) shows the closed-loop poles with a transmission rate of 0.1 s. Then, in Figure 9(b) is presented the closed-loop poles for a transmission rate of 0.5 s. Finally, Figure 9(c) shows the closed-loop poles for a transmission rate of 1 s. It should be noted that the location of the closed-loop poles moves to the right when  $T_r$  increases. Thus, for higher transmission rates the system may become unstable.

## 5 | EXPERIMENTAL RESULTS

This section presents the experimental tests implemented in the laboratory MG shown in Figure 5. The MG is formed by four inverters working as VSIs and two loads  $P_{L,1}$  and  $P_{L,2}$  of 1.6 kW and 3.6 kW, respectively, each that may be connected or disconnected in the position shown in Figure 5 to form the global load  $P_L$ . Each inverter was built using a 2.3-kVA Guasch MTL-CB10060F12IXHF full bridge as the power converter and is driven by a 32-bit dual-core DSP, the Concerto-F28M36P63C with a sampling frequency of 10 kHz. This device is composed of a C28 DSP core for control purposes and a Cortex M3 ARM for communication. The communication between each VSI is based on the UDP over an ethernet link that communicate the fourth C28 cores through the M3 cores with a transmission rate

of 0.1 s. The communication configuration is represented by the cyber nodes shown in the figure. Each DSP has its internal clock that differs from the others, with its own drift rates as shown in Table 1. Finally, the electrical network impedances are shown in Table 1.

### 5.1 | Performance evaluation

First, in order to validate the performance of the proposed control scheme and the design performed in Section 4, the following experimental test was designed in the laboratory setup. The fourth VSIs start feeding a three-phase load, with a total power demand of 1.6 kW. From  $t = 0$  s to  $t = 10$  s the VSIs are initially driven with the conventional droop control (Equation 2). At  $t = 10$  s the proposed control is activated. Finally, to validate the performance of the proposed control under sudden load change, at  $t = 20$  s the second load is connected.

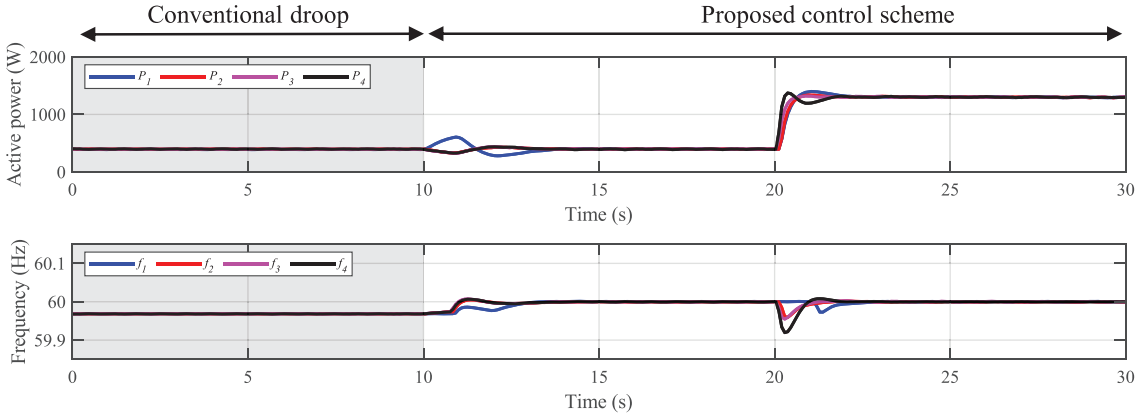
Figure 10 shows the active powers and frequencies supplied by each inverter. It should be noted that the frequencies present a steady-state error with the conventional droop control. At  $t = 10$  s, the proposed control is activated, and, after 3 s, the steady-state is reached with negligible error in active power, and the frequencies are rated to the nominal value. Finally, at  $t = 20$  s the second load is connected. As usual, the step load changes cause temporal deviations in active power and frequency which are corrected once the steady-state is reached. Moreover, it should be noted that the transient response has a settling time approximately of 3 s that is similar to the desired transient response, as indicated in Section 4.

Additionally, the theoretical predictions in Section 4 are validated by the experimental results shown in Figure 11. This figure shows the active powers and frequencies of the four VSIs when using the proposed control with  $K_f = 25$  mrad/s. Note that the microgrid is unstable with this value of the integral gain. Thus corroborating the predictions made in the control parameter design analysis.

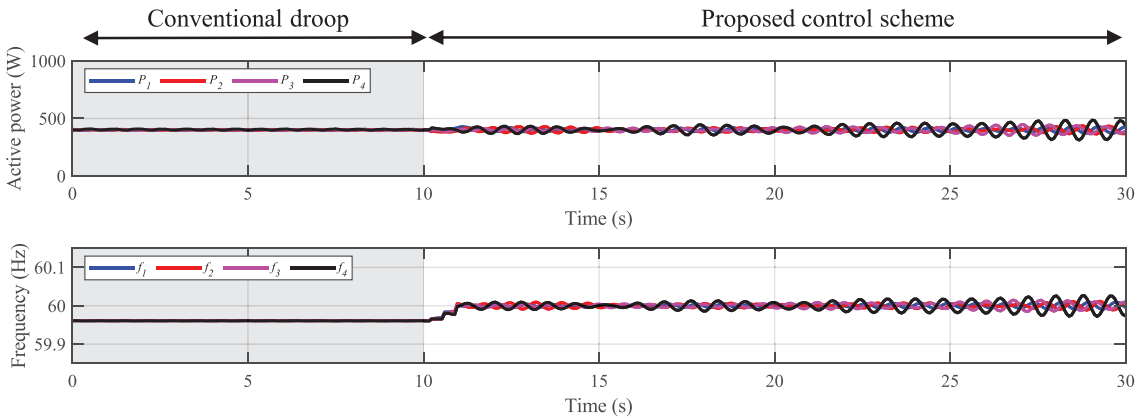
### 5.2 | Communication delay study

In distributed systems, the communication plays an important role to achieve the control objectives. Thus, the communication parameters impact on the controller performances and therefore the dynamic of the system. It is well known that in large DG systems the DG units may be far away, this could affect in the communication services, for example, transmission delay, throughput, link failure, and so forth. Therefore, the MG performance may be compromised. In order to evaluate the performance of the proposed control scheme under communication parameters, an experimental test was designed in the laboratory setup. The test evaluates the active power sharing in response to load changes for different transmission rates.

Figure 12 shows the active power and frequency of the VSIs under different transmission rates. It should be noted that the steady-state performance has not been affected by the transmission delays. However, the transient response of both



**FIGURE 10** Performance evaluation of the proposed control. The proposed control is activated at  $t = 10$  s



**FIGURE 11** Experimental results with unstable poles. The proposed control is activated at  $t = 10$  s

active power and frequency deteriorates as  $T_r$  increases. This fact is predicted theoretically by Equation (46), showing that the location of the closed-loop poles moves to the right when  $T_r$  increases as shown in Figure 9.

### 5.3 | Study on communication link failures

The distributed control system relies on the availability of communications. Accordingly, communication link failures may compromise the overall control performance. Thus, to show the performance of the proposed control to a link failure the following experimental test is designed. At the time  $t = 0$  s the fourth VSIs were previously working with the original communication graph feeding a three-phase load, with a total power demand of 1.6 kW. Then, at time  $t = 10$  s the communication link 2–4 has been disabled (i.e.  $a_{24} = 0$ ). Finally, at  $t = 20$  s the second load is connected.

Figure 13 shows the active power and frequency of the VSIs under the described link failure. It can be seen that the steady-state performance has not been affected by the communication failure. However, the dynamic responses are slower compared to the normal condition. Despite this, the proposed control is resilient to a link communication failure.

### 5.4 | Comparative study

This subsection compares the performance of three control schemes: the local secondary control presented in [29], the droop-free control [18] and the control proposed in Equations (18) to (21). The control parameters of each policy have been defined to obtain similar dynamics among them. Moreover, the clock drift rates have been artificially magnified in order to clearly see their impact over the different control schemes. The



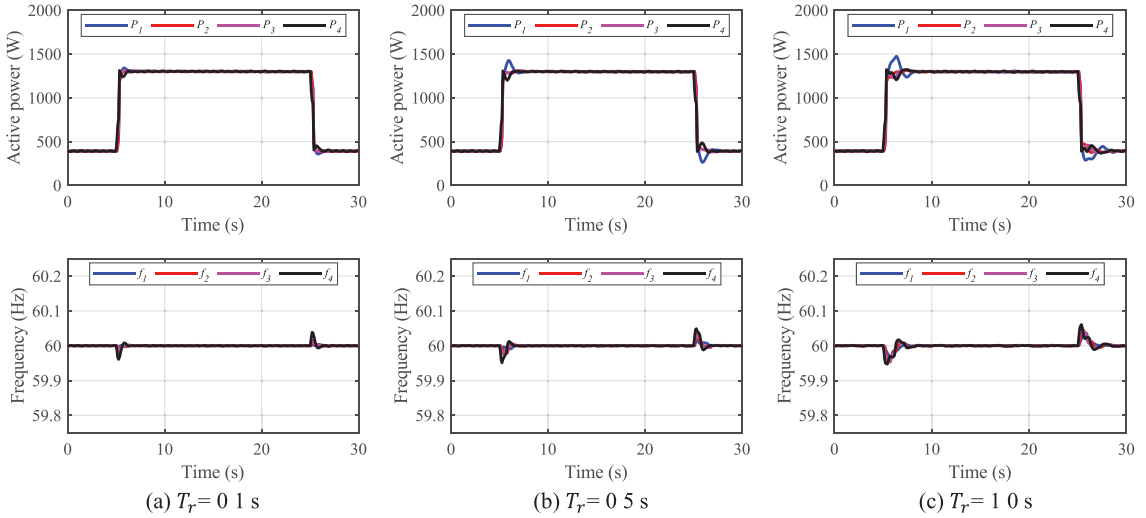


FIGURE 12 Performance of the proposed control with different transmission rates

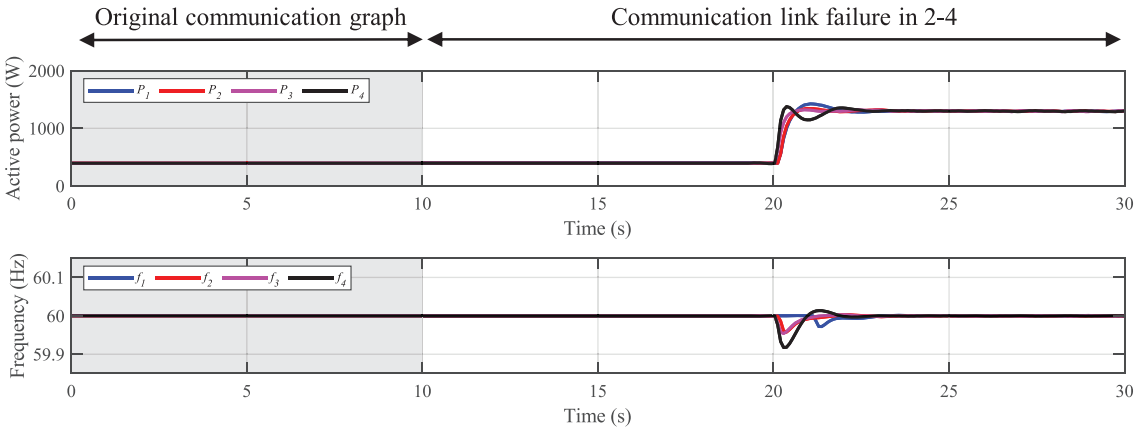


FIGURE 13 Performance of the proposed control during a failure in the communication link 2–4

magnified drift rates used in this experimental test are presented in Table 3.

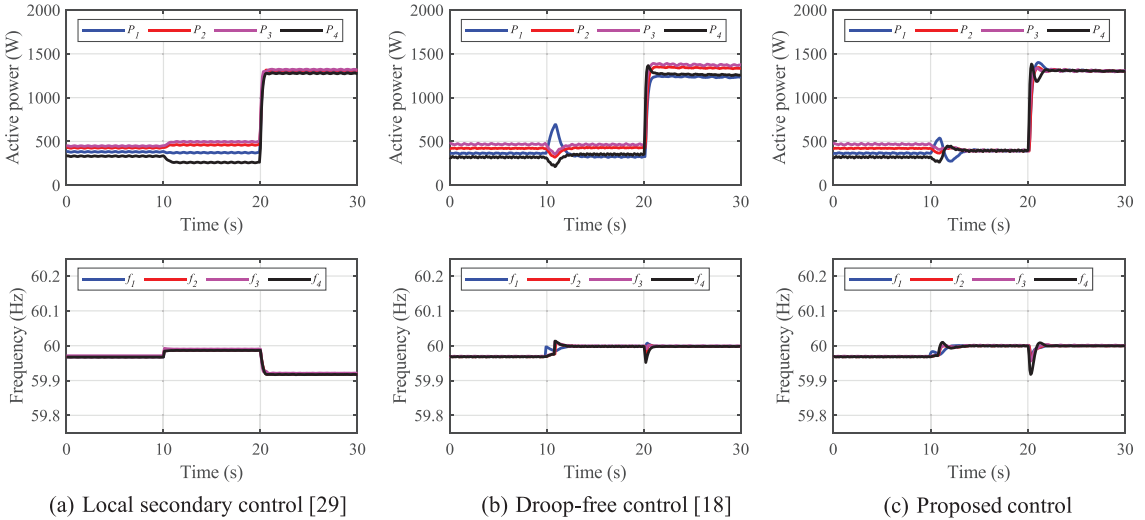
Figure 14 shows the experimental results of the considered control schemes. The experimental test has the following pattern. From  $t = 0$  s to  $t = 10$  s the VSIs are initially driven with the

TABLE 3 Magnified drift rates by each inverter

Symbol	Quantity	Nominal value (ppm)
$d_1$	Clock drift rate in DSP 1	40
$d_2$	Clock drift rate in DSP 2	-35
$d_3$	Clock drift rate in DSP 3	-95
$d_4$	Clock drift rate in DSP 4	90

conventional droop control (Equation 2). At  $t = 10$  s the control scheme [18, 29] and proposed control are activated. Finally, at  $t = 20$  s the second load is connected.

In this test, the active power and frequency errors are noticeable. In Figure 14(a), at  $t = 10$  s, the local secondary control [29] is activated and the frequency errors are reduced. However, the deviations in active power sharing increase, with a maximum steady-state error of approximately 144 W (36% of the average power). Besides, it should be noted that after  $t = 20$  s, at high load conditions, the deviations in active power sharing decrease. Nevertheless, the frequency errors increase. In Figure 14(b) at  $t = 10$  s, the droop-free control is activated. It can be seen that the frequencies are rated to the nominal value after the droop-free activation. However, the droop-free control presents



**FIGURE 14** Performance comparison of different control schemes with magnified clock drift rates

steady-state deviations in active power sharing, with a maximum steady-state error of approximately 72.5 W (18.1% of the average power). Finally, Figure 14(c) shows the proposed control performance under magnified drifting clocks. At  $t = 10$  s, the proposed control is activated, and, after 3 s, the steady-state is reached with negligible error in active power. This result confirms the good performance of the proposed control in terms of compensation for power sharing errors, and its superiority against other control approaches in presence of clocks drifts.

## 6 | CONCLUSION

A control scheme for removing steady-state active power errors in inverter-based islanded MGs has been presented. The control uses the standard droop method in the primary control layer and a combination of frequency and power control loops in the secondary layer. A dynamic analysis based on the suitable location of the closed-loop system poles has been presented, given the desired characteristics in terms of transient response and stability. The performance of the proposal control has been validated with experimental tests in a laboratory MG equipped with four VSIs each one with its DSP. The experiments demonstrated that the proposed control eliminates the steady-state errors in active power even with the presence of clock drifts in the local DSP controllers. This promising feature is valid for all load conditions. The experimental tests also demonstrated the impact of communication properties in the proposed control. In particular, the transient response worse by increasing the transmission period. Furthermore, the proposal is robust to communication link failures as long as a link is maintained between the cyber nodes. A comparison with state-of-the-art-control solutions has been presented and validated with experimental results. It was

evident the superior properties of the proposal in terms of eliminating the steady-state errors in active power sharing. Finally, it is worth mentioning that the proposed power control loop can be easily included in other control policies, making the proposal relevant to solve the problem of active power sharing errors in steady-state.

## ACKNOWLEDGEMENTS

This work was supported by the Ministry of Science, Innovation, and Universities of Spain and by the European Regional Development Fund under project RTI2018-100732-B-C22.

## REFERENCES

1. Lasseter, R.H., et al.: MicroGrids. In: IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, vol. 1, pp. 305–308. IEEE, Piscataway (2002)
2. Han, Y., et al.: Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids. *IEEE Trans. Power Electron.* 32(3), 2427–2451 (2017)
3. Han, H., et al.: Review of power sharing control strategies for islanding operation of AC microgrids. *IEEE Trans. Smart Grid* 7(1), 200–215 (2016)
4. Rocabert, J., et al.: Control of power converters in AC microgrids. *IEEE Trans. Power Electron.* 27(11), 4734–4749 (2012)
5. Micallef, A., et al.: Reactive power sharing and voltage harmonic distortion compensation of droop controlled single phase islanded microgrids. *IEEE Trans. Smart Grid* 5(3), 1149–1158 (2014)
6. Guerrero, J.M., et al.: Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids: A general approach toward standardization. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 58(1), 158–172 (2011)
7. Bidram, A., et al.: Hierarchical structure of microgrids control system. *IEEE Trans. Smart Grid* 3(4), 1963–1976 (2012)
8. Olivares, D.E., et al.: Trends in microgrid control. *IEEE Trans. Smart Grid* 5(4), 1905–1919 (2014)
9. Tsikalakis, A., et al.: Centralised control for optimising microgrids operation. *IEEE Trans. Energy Convers.* 23(1), 241–248 (2008)
10. Shafiq, Q., et al.: Distributed secondary control for islanded microgrids—a novel approach. *IEEE Trans. Power Electron.* 29(2), 1018–1031 (2014)

11. Lu, L.-Y., et al.: Consensus-based secondary frequency and voltage droop control of virtual synchronous generators for isolated AC micro-grids. *IEEE J. Emerging Sel. Top. Circuits Syst.* 5(3), 443–455 (2015)
12. Simpson-Porco, J.W., et al.: Secondary frequency and voltage control of islanded microgrids via distributed averaging. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62(11), 7025–7038 (2015)
13. Guo, F., et al.: Distributed secondary voltage and frequency restoration control of droop-controlled inverter-based microgrids. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62(7), 4355–4364 (2015)
14. Zuo, S., et al.: Distributed finite-time voltage and frequency restoration in islanded AC microgrids. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 63(10), 5988–5997 (2016)
15. Jung, K.W., et al.: Decoupled frequency and voltage control for stand-alone microgrid with high renewable penetration. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 55(1), 122–133 (2019)
16. Ahumada, C., et al.: Secondary control strategies for frequency restoration in islanded microgrids with consideration of communication delays. *IEEE Trans. Smart Grid* 7(3), 1430–1441 (2016)
17. Dehkordi, N.M., et al.: Distributed robust finite-time secondary voltage and frequency control of islanded microgrids. *IEEE Trans. Power Syst.* 32(5), 3648–3659 (2017)
18. Nasirian, V., et al.: Droop-free distributed control for AC microgrids. *IEEE Trans. Power Electron.* 31(2), 1600–1617 (2016)
19. Buccella, C., et al.: Digital control of power converters—A survey. *IEEE Trans. Ind. Inf.* 8(3), 437–447 (2012)
20. Turner, G., et al.: Design and active control of a microgrid testbed. *IEEE Trans. Smart Grid* 6(1), 73–81 (2015)
21. Buso, S., et al.: Rapid prototyping of digital controllers for microgrid inverters. *IEEE J. Emerging Sel. Top. Power Electron.* 3(2), 440–450 (2015)
22. Coulouris, G., et al.: *Distributed Systems: Concepts and Design*. Addison Wesley Longman Ltd., Wokingham (1996)
23. Schiffer, J., et al.: Droop-controlled inverter-based microgrids are robust to clock drifts. In: American Control Conference, Chicago, USA, pp. 2341–2346. IEEE, Piscataway (2015)
24. Schiffer, J., et al.: Modelling, analysis and experimental validation of clock drift effects in low-inertia power systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 64(7), 5942–5951 (2017)
25. Krishna, A., et al.: Steady state evaluation of distributed secondary frequency control strategies for microgrids in the presence of clock drifts. In: 25th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), Valletta, Malta, pp. 508–515. IEEE, Piscataway (2017)
26. Castilla, M., et al.: Impact of clock drifts on communication-free secondary control schemes for inverter-based islanded microgrids. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 65(6), 4739–4749 (2018)
27. Rosero, C.X., et al.: Consensus for active power sharing and frequency restoration in islanded microgrids subject to drifting clocks. In: IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Edinburgh, pp. 70–75. IEEE, Piscataway (2017)
28. Marti, P., et al.: Analysis of the effect of clock drifts on frequency regulation and power sharing in inverter-based islanded microgrids. *IEEE Trans. Power Electron.* 33(12), 10363–10379 (2018)
29. Castilla, M., et al.: Local secondary control for inverter-based islanded microgrids with accurate active-power sharing under high load conditions. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 66(4), 2529–2539 (2019)
30. Majumder, R., et al.: Angle droop versus frequency droop in a voltage source converter based autonomous microgrid. In: 2009 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Calgary, AB, pp. 1–8. IEEE, Piscataway (2009)
31. Golsorkhi, M.S., Lu, D.D.C.: A control method for inverter-based islanded microgrids based on V-I droop characteristics. *IEEE Trans. Power Delivery* 30(3), 1196–1204 (2015)
32. Golsorkhi, M.S., et al.: A GPS-based decentralized control method for islanded microgrids. *IEEE Trans. Power Electron.* 32(2), 1615–1625 (2017)
33. Dörfler, F., et al.: Electrical networks and algebraic graph theory: Models, properties, and applications. *Proc. IEEE* 106(5), 977–1005 (2018)
34. Guo, X., et al.: Dynamic phasors-based modeling and stability analysis of droop-controlled inverters for microgrid applications. *IEEE Trans. Smart Grid* 5(6), 2980–2987 (2014)

**How to cite this article:** Alfaro C, Castilla M, Camacho A, Marti P, Velasco M. A distributed control for accurate active-power sharing in islanded microgrids subject to clock drifts. *IET Power Electron.* 2021;14:518–530. <https://doi.org/10.1049/pel2.12010>

# 3

## PUBLICACIÓN III:

---

CONSTRAINED PREDICTIVE CONTROL BASED ON A LARGE-SIGNAL MODEL  
FOR A THREE-PHASE INVERTER CONNECTED TO A MICROGRID

C. Alfaro, R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Miret and M. Castilla, "Constrained Predictive Control Based on a Large-Signal Model for a Three-Phase Inverter Connected to a Microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, doi: 10.1109/TIE.2021.3097608.

¡ATENCIÓN!

Páginas 64 a 74 de esta tesis están disponibles en la web del editor:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9492749>

### Contenido

---

3.1	Introduction . . . . .	64
3.2	Large-signal model of the inverter . . . . .	65
3.3	Proposed control system . . . . .	66
3.4	Closed-loop system . . . . .	69
3.5	Lyapunov-based stability analysis . . . . .	69
3.6	Experimental results . . . . .	70
3.7	Conclusions . . . . .	73
3.8	References . . . . .	73
3.9	Biographies . . . . .	74

---

# 4

## PUBLICACIÓN IV:

---

DISTRIBUTED DIRECT POWER SLIDING-MODE CONTROL FOR ISLANDED AC  
MICROGRIDS

C. Alfaro, R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Miret and M. Castilla, "Constrained Predictive Control Based on a Large-Signal Model for a Three-Phase Inverter Connected to a Microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 7, pp. 6497-6507, July 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3097608.

¡ATENCIÓN!

Páginas 76 a 86 de esta tesis están disponibles en la web del editor:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9658265>

### Contenido

---

4.1	Introduction . . . . .	76
4.2	Modeling of a voltage source inverter connected to an ac microgrid . . . . .	77
4.3	Proposed control system . . . . .	78
4.4	Experimental results . . . . .	80
4.5	Conclusions . . . . .	85
4.6	References . . . . .	85
4.7	Biographies . . . . .	86

---

# 5

## RESUMEN DEL TRABAJO Y ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

---

*Este capítulo resume el trabajo realizado en esta tesis y comenta los resultados obtenidos.*

### Contenido

---

<b>5.1</b>	<b>Introducción</b>	<b>88</b>
<b>5.2</b>	<b>Control predictivo para un rectificador de potencia unitario [1]</b>	<b>88</b>
5.2.1	Objetivos	88
5.2.2	Modelado del rectificador en coordenadas $dq$	89
5.2.3	Esquema de control	93
5.2.4	Resultados experimentales	95
<b>5.3</b>	<b>Modelado de un inversor conectado a una microrred trifásica</b>	<b>97</b>
5.3.1	Obtención del modelo y solución propuesta	98
<b>5.4</b>	<b>Propuestas de control para microrredes eléctricas trifásicas</b>	<b>100</b>
5.4.1	Objetivos	100
5.4.2	Control distribuido sujeto a derivas de reloj [2]	101
5.4.3	Control predictivo basado en modelo [3]	105
5.4.4	Control en modo deslizamiento [4]	113

---

## 5.1 Introducción

---

Como ya se mencionó en la introducción, el objetivo de esta tesis ha sido deducir el modelo de convertidores trifásicos y microrredes eléctricas, y su posterior utilización para el diseño y desarrollo de nuevas arquitecturas de control. Este Capítulo analiza los resultados obtenidos en esta tesis y comenta las principales contribuciones. El capítulo se divide en tres secciones donde se analizará el modelado y control de un rectificador de potencia unitario; el modelado de una microrred eléctrica aislada; y finalmente, se presentan tres arquitecturas de control para microrredes eléctricas, propuestas en esta tesis doctoral.

## 5.2 Control predictivo para un rectificador de potencia unitario [1]

---

Con respecto al rectificador trifásico con factor de potencia unitario, el trabajo de investigación se ha centrado en diseñar un control predictivo que trabaje con frecuencia de conmutación fija. Además, se busca mejorar la dinámica de la tensión y brindar robustez ante incertidumbre paramétricas. Para lograr este cometido, se utilizó como referencia un trabajo precedente del grupo de [24], en el cual se presenta una nueva arquitectura de control predictivo basado en modelo para un inversor trifásico. Consecuente, se propuso una nueva arquitectura de control predictivo en cascada para un rectificador de potencia unitario, cuyos resultados fueron publicados en un artículo de revista del IEEE Transactions on Power Electronics y considerados como primera publicación para este compendio [1].

### 5.2.1 Objetivos

---

En esta sección se presentan los principales problemas de la literatura actual con respecto al control predictivo en rectificadores trifásicos.

Como ya se mencionó en la introducción, el control predictivo de estados finitos ha sido ampliamente utilizado en rectificadores trifásicos, entre los distintos trabajos encontrados podemos destacar [25–29], los cuales ya han sido previamente detallados. Teniendo esto en cuenta, podemos mencionar los

siguientes objetivos que al punto de vista de este autor son los mas relevantes a solucionar:

1. Lograr una frecuencia de conmutación fija.
2. Mejorar la dinámica de la tensión de salida ante perturbaciones externas, tales como saltos de carga.
3. Obtener robustez ante las incertidumbre paramétricas.
4. Reducir el contenido armónico de las corrientes de red.

### **5.2.2** Modelado del rectificador en coordenadas $dq$

---

El circuito eléctrico de un rectificado trifásico de potencia unitario se muestra en la figura 0.1, cuyas ecuaciones diferenciales fueron previamente definidas (0.1)-(0.3).

A partir de (0.1)-(0.3) se pueden deducir el sistema de ecuaciones diferenciales en coordenadas  $dq$ , tal como se muestra a continuación.

$$L \frac{di_d}{dt} = v_d + \omega L i_q - m_d \frac{v_o}{2} \quad (5.1)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = v_q - \omega L i_d - m_q \frac{v_o}{2} \quad (5.2)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = \frac{3}{2} (m_d i_d + m_q i_q) - i_o \quad (5.3)$$

donde  $i_d$ ,  $i_q$  y  $v_d$ ,  $v_q$  son las componentes en coordenadas  $dq$  de la corriente de red  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ , y las tensiones de red  $v_a$ ,  $v_b$  and  $v_c$ , respectivamente. Las señales de control son representadas  $m_d$  y  $m_q$ . Finalmente,  $v_o$  es el voltaje de salida y  $\omega$  es la frecuencia angular de la red. De (5.1)-(5.3) se puede observar que la dinámica del rectificador es claramente no lineal. Sin embargo, cabe resaltar que para este tipo de convertidores se suelen diseñar dos bucles de control diferentes para controlar la corriente de red y la tensión de salida. Un bucle interno destinado a controlar las corrientes de la red para lograr un alto factor de potencia y un bucle externo, generalmente un controlador proporcional-integral (PI), para obtener la tensión de salida deseada. Teniendo esto en mente, y considerando que la tensión de salida es una variable lenta que puede ser considerada constante en un periodo de muestreo, las ecuaciones



(5.1)-(5.3) pueden ser representadas en dos sistemas de ecuaciones lineales, uno para las corrientes de red:

$$L \frac{di_d}{dt} = v_d + \omega L i_q - m_d \frac{V_o}{2} \quad (5.4)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = v_q - \omega L i_d - m_q \frac{V_o}{2} \quad (5.5)$$

donde  $V_o$  es la tensión en estado estacionario.

Por otro lado, haciendo uso del concepto de dinámica cero [110], se puede obtener la dinámica de la tensión de salida,  $v_o$ . La dinamica cero de la tension de salida es la dinamica de  $v_o$  cuando el bucle interno de control se ha establecido, (es decir  $i_d=i_d^*$ ,  $i_q=i_q^*$ . Luego, acorde a este principio las componentes de la corriente en  $dq$ ,  $i_d$  y  $i_q$ , pueden ser sustituidos en (5.3) por las referencias de corrientes utilizadas por el bucle interno de control, obteniendo la siguiente ecuación.

$$C \frac{dv_o}{dt} = \frac{3}{2} (M_d i_d^* + M_q i_q^*) - i_o \quad (5.6)$$

Donde, debido para obtener factor de potencia unitario  $i_q^* = 0$ . Además,  $M_d$  puede ser obtenida a partir de (5.1) considerando que las resistencias parasitas son despreciables y que el sistema se encuentra en “quasi” estado estacionario:

$$M_d = \frac{2v_d}{v_o} \quad (5.7)$$

Finalmente, la ecuación que describe la dinamica de la tension de salida puede ser reescrita como:

$$C \frac{dv_o}{dt} = 3 \frac{v_d}{v_o} i_d^* - i_o \quad (5.8)$$

O equivalentemente:

$$\frac{C}{2} \frac{dv_o^2}{dt} = 3v_d i_d^* - P_L \quad (5.9)$$

donde  $P_L$  es la potencia a la salida del rectificador.

Finalmente, podemos obtener los modelos discretos para el lazo de corriente:

$$i_d(k+1) = i_d(k) + \frac{T_s}{L} v_d(k) + \omega T_s i_q(k) - m_d \frac{T_s V_o}{2L} \quad (5.10)$$

$$i_q(k+1) = i_q(k) + \frac{T_s}{L} v_q(k) - \omega T_s i_d(k) - m_q \frac{T_s V_o}{2L} \quad (5.11)$$

donde  $T_s$  es el periodo de muestreo. Cabe mencionar que la dinámica de la tensión de red  $v_d$  y  $v_q$  son desconocidas, por ejemplo, en el caso de desequilibrio en la red. Por lo tanto, se propone que las tensiones de red pueden considerarse como perturbaciones del modelo y ser utilizadas como términos “feedforward” utilizados para mejorar la dinámica de las corrientes. Teniendo esto en cuenta, podemos representar el modelo de lazo interno en espacio de estados de la siguiente manera:

$$\mathbf{x}_{m,i}(k+1) = \mathbf{A}_{m,i}\mathbf{x}_{m,i}(k) + \mathbf{B}_{m,i}\mathbf{u}_i(k) + \mathbf{D}_{m,i}\mathbf{d}_i(k) \quad (5.12)$$

$$\mathbf{y}_i(k) = \mathbf{C}_{m,i}\mathbf{x}_{m,i}(k) \quad (5.13)$$

Donde el subíndice  $i$  es utilizado para el lazo interno de control. Siendo  $\mathbf{x}_{m,i} = [i_d \ i_q]$ ,  $\mathbf{u}_i = [m_d \ m_q]$ ,  $\mathbf{d}_i = [v_d \ v_q]$ , y pudiéndose expresar las matrices del sistema de la siguiente forma:

$$\mathbf{A}_{m,i} = \begin{pmatrix} 1 & \omega T_s \\ -\omega T_s & 1 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_{m,i} = \begin{pmatrix} -\frac{v_o T_s}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{v_o T_s}{2L} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{D}_{m,i} = \begin{pmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{pmatrix}; \mathbf{C}_{m,i} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Con el fin de eliminar el error en estado estacionario, se agrega un integrador embebido en el modelo, por lo que podemos expresar un nuevo modelo incremental de la siguiente forma [21]:

$$\mathbf{x}_i(k+1) = \mathbf{A}_i\mathbf{x}_i(k) + \mathbf{B}_i\Delta\mathbf{u}_i(k) + \mathbf{D}_i\Delta\mathbf{d}_i(k) \quad (5.14)$$

$$\mathbf{y}_i(k) = \mathbf{C}_i\mathbf{x}_i(k). \quad (5.15)$$

donde  $\mathbf{x}_i(k) = [\Delta\mathbf{x}_{m,i}(k) \ \mathbf{y}_i(k)]^T$ ; y:

$$\mathbf{A}_i = \begin{pmatrix} 1 & \omega T_s & 0 & 0 \\ -\omega T_s & 1 & 0 & 0 \\ 1 & \omega T_s & 1 & 0 \\ -\omega T_s & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_i = \begin{pmatrix} -\frac{v_o T_s}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{v_o T_s}{2L} \\ -\frac{v_o T_s}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{v_o T_s}{2L} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{C}_i = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \mathbf{D}_i = \begin{pmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \\ \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L} \end{pmatrix}$$

Por otro lado, la ecuación del lazo de tensión la podemos expresar como:

$$v_o^2(k+1) = v_o^2(k) + \frac{6T_s v_d}{C} i_d^*(k) - \frac{2T_s}{C} P_L(k). \quad (5.16)$$

Donde la dinámica de  $P_L$  es desconocida, y similar a los realizada para el lazo interno, la variable será considerada como una perturbación del sistema y utilizada como un término “feedforward” en el control. Teniendo en cuenta la consideración anterior, podemos deducir las siguientes ecuaciones en espacio de estados:

$$x_{m,o}(k+1) = A_{m,o}x_{m,o}(k) + B_{m,o}u_o(k) + D_{m,o}d_o(k) \quad (5.17)$$

$$y_o(k) = C_{m,o}x_{m,o}(k) \quad (5.18)$$

Donde el subíndice  $o$  es utilizada para hacer referencia al control de tensión, con:

$$x_{m,o} = v_o^2; u_o = i_d^*; d_o = P_L$$

$$A_{m,o} = 1; B_{m,o} = \frac{6T_s v_d}{C}; C_{m,o} = 1; D_{m,o} = \frac{2T_s}{C}$$

Finalmente, se puede deducir un modelo incremental a partir de las las ecuaciones anteriores:

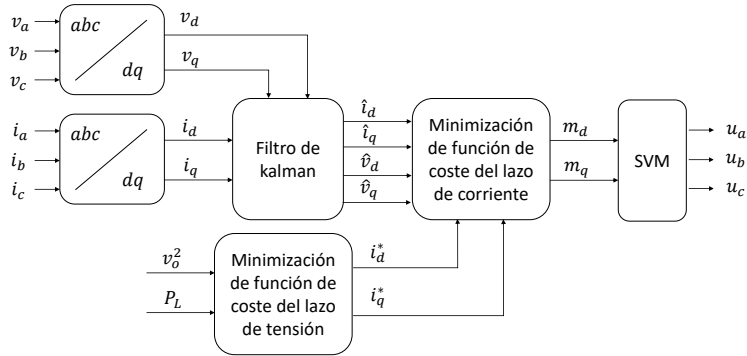
$$\mathbf{x}_o(k+1) = \mathbf{A}_o \mathbf{x}_o(k) + \mathbf{B}_o u_o(k) + \mathbf{D}_o \Delta d_o(k) \quad (5.19)$$

$$y_o(k) = \mathbf{C}_o \mathbf{x}_o(k) \quad (5.20)$$

donde  $\mathbf{x}_o(k) = [\Delta x_{m,o}(k) \quad y_o(k)]^T$ ; y las matrices del modelo pueden ser expresadas como:

$$\mathbf{A}_o = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_o = \begin{pmatrix} \frac{6T_s v_d}{C} \\ \frac{6T_s v_d}{C} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{C}_o = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix}; \mathbf{D}_o = \begin{pmatrix} \frac{2T_s}{C} \\ \frac{2T_s}{C} \end{pmatrix}$$



**Fig. 5.1** – Diagrama de control propuesto de un rectificador de potencia unitario

### 5.2.3 Esquema de control

Esta sección presenta la propuesta de control para un rectificador de potencia unitario [1]. Con el fin de lograr los objetivos de control presentados previamente, se propuso dos controles predictivos en cascada, uno para el lazo de corriente (lazo interno) y otro para el lazo de tensión (lazo externo). Cuyo objetivo principal es garantizar corrientes de red en fase con la tensión de red y con el menor contenido armónico posible. Además, se busca regular la tensión de salida a un valor nominal deseado.

La figura 5.1 muestra el diagrama de control propuesto. Como se muestra en la figura la propuesta consiste en dos lazos de control predictivo. Como se puede observar, el lazo externo es utilizado para generar las referencias de corrientes que será utilizado por el lazo de interno de control, como es usual en una arquitectura de control en cascada [111, 112]. Considerando el análisis previo, el lazo externo es el encargado de regular la tensión de salida a su valor nominal. Por otro lado, el lazo interno utiliza la referencia generada por el lazo externo de control para obtener el siguiente valor óptimo de las corrientes de entrada. Es importante mencionar, que la propuesta de control utiliza un filtro de Kalman como estimador el cual proporciona robustez ante el ruido del sistema, principalmente debido al ruido de conmutación. Finalmente, la señal de control obtenidas por el lazo interno es utilizada por un modulador vectorial (SVM) que genera una frecuencia de conmutación fija, lo que representa una clara mejora de las propuestas presentes en la literatura actual.

### 5.2.3.1 Lazo interno de control

---

Esta sección presenta el diseño de lazo interno del control. Para ello, se ha diseñado la siguiente función de costo a minimizar:

$$\mathbf{J}_i = (\mathbf{y}_i^* - \mathbf{y}_i)^T (\mathbf{y}_i^* - \mathbf{y}_i) + \Delta \mathbf{u}_i^T \mathbf{R}_i \Delta \mathbf{u}_i \quad (5.21)$$

donde  $\mathbf{R}_i = r_{\omega,i} \mathbf{I}_{2N_{c,i} \times 2N_{c,i}}$  es una matriz diagonal con  $r_{\omega,i} > 0$ ; y  $N_{c,i}$  es el horizonte de control. Nótese que, el esfuerzo de control  $r_{\omega,i}$  se diseña para ajustar las condiciones de lazo cerrada deseadas.

Luego, considerando que la referencia de corriente se mantiene prácticamente constante dentro de la ventana de predicción  $N_{p,i}$ ,  $\mathbf{y}_i^*$  puede expresarse como:

$$\mathbf{y}_i^* = \underbrace{[\mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \dots \quad \mathbf{I}_{2 \times 2}]}_{N_{p,i}} \mathbf{y}_i^*(k_j) \quad (5.22)$$

donde  $k_j$  es el instante en el cual se calcula el vector de control. Además,  $\mathbf{y}_i^*(k_j) = [i_d^* \quad i_q^*]$  es la referencia de corriente al instante  $k_j$ , y  $\mathbf{I}_{2 \times 2}$  es una matriz identidad de dimensiones  $2 \times 2$  repetida el número de veces del tamaño de la ventana de predicción  $N_{p,i}$ . Tal y como se muestra en [1], ya que se trata de un problema de optimización sin restricciones (5.21), esta puede ser calculada previamente. Además, haciendo uso del principio de “receding horizon”, solo el primer valor del vector de control se utiliza. De esta manera la señal de control incremental para el lazo interno puede ser calculada como:

$$\Delta \mathbf{u}_i(k_j) = \mathbf{K}_{r,i} \mathbf{y}_i^*(k_j) - \mathbf{K}_{c,i} \mathbf{x}_i(k_j) - \mathbf{K}_{h,i} \Delta \mathbf{d}_i(k_j) \quad (5.23)$$

donde  $\mathbf{K}_{r,i}$ ,  $\mathbf{K}_{c,i}$  y  $\mathbf{K}_{h,i}$  son las ganancias del controlador, las cuales son calculadas a partir de la minimización de la función de coste (5.21). Finalmente, la señal de control utilizada por el modulador  $\mathbf{u}_i(k_j)$ , es calculada como  $\mathbf{u}_i(k_j) = \mathbf{u}_i(k_j - 1) + \Delta \mathbf{u}_i(k_j)$ .

### 5.2.3.2 Lazo externo de control

---

En esta sección se presenta el diseño de lazo interno de control. Para ello, se utiliza la siguiente función de costo a minimizar:

$$\mathbf{J}_o = (\mathbf{y}_o^* - \mathbf{y}_o)^T (\mathbf{y}_o^* - \mathbf{y}_o) + \Delta \mathbf{u}_o^T \mathbf{R}_o \Delta \mathbf{u}_o \quad (5.24)$$

donde  $\mathbf{R}_o = r_{\omega,o} \mathbf{I}_{N_{c,o} \times N_{c,o}}$  es una matriz diagonal con  $r_{\omega,o} > 0$ . Puede observarse que al igual que con el lazo interno, el esfuerzo de control se diseña para ajustar los parámetros de lazo cerrado deseados.

Como se mencionó en la sección anterior, la referencia de tensión puede ser expresada como:

$$\mathbf{y}_o^* = \underbrace{[1 \ 1 \ \dots \ 1]}_{N_{p,o}}^T y_o^*(k_j) \quad (5.25)$$

Donde  $y_o^*(k_j) = (v_o^*)^2$  es la referencia de la tensión al cuadrado.

Si (5.24) es minimizada previamente y haciendo uso del principio de “receding horizon”, la señal de control puede definirse como:

$$\Delta \mathbf{u}_o(k_j) = \mathbf{K}_{r,o} y_o^*(k_j) - \mathbf{K}_{c,o} \mathbf{x}_o(k_j) - K_{h,o} \Delta d_o(k_j) \quad (5.26)$$

$$\mathbf{u}_o(k_j) = \mathbf{u}_o(k_j - 1) + \Delta \mathbf{u}_o(k_j) \quad (5.27)$$

donde  $\mathbf{K}_{r,o}$ ,  $\mathbf{K}_{c,o}$  y  $K_{h,o}$  son las ganancias del control externo.

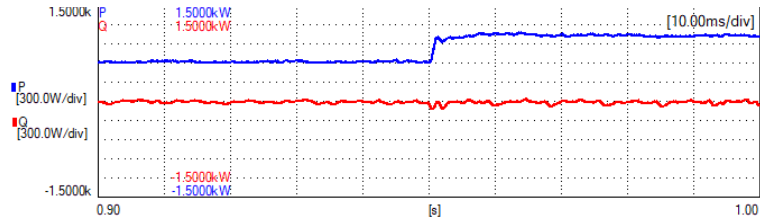
Finalmente, en [1] la señal de control obtenida por el control externo es utilizada como referencia de corriente,  $i_d^*(k_j) = \mathbf{u}_o(k_j)$

### 5.2.4 Resultados experimentales

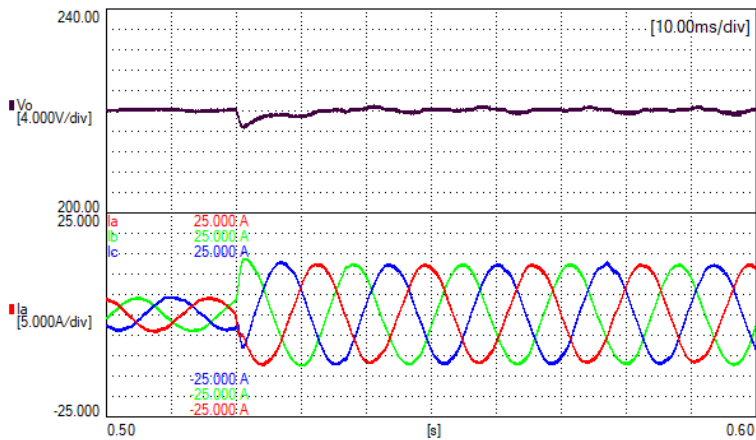
---

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos la propuesta de control presentada en [1], y descrita en la sección anterior. Para ello se utiliza la plataforma experimental presentada en la figura 0.7.

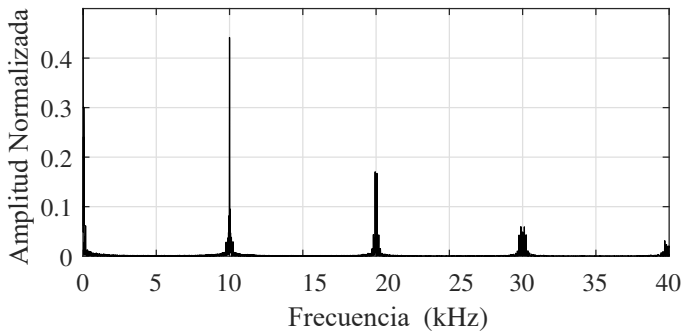
La figura 5.2 muestra las potencias activa y reactiva usando la propuesta de control presentada en [1], en presencia de un salto de carga. Como se puede observar, la potencia reactiva es aproximadamente cero, por lo que se puede



**Fig. 5.2** – Resultados experimentales potencia activa (300 W/div) y la potencia reactiva (300 W/div) cuando se provoca un salto en la carga de 132 a 44  $\Omega$

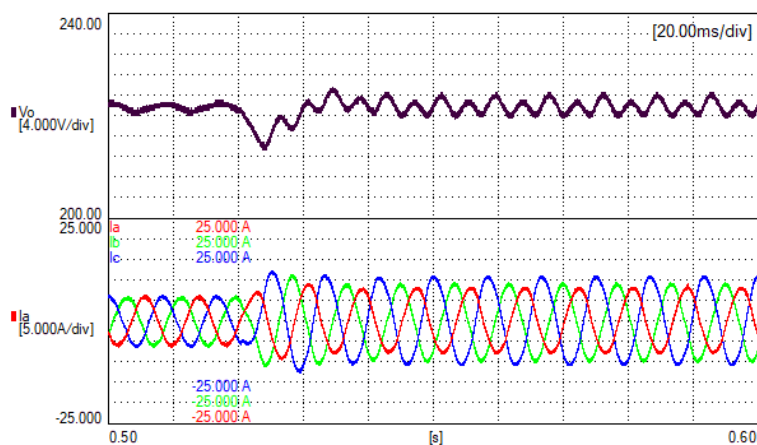


**Fig. 5.3** – Resultados experimentales de la tensión de salida (4 V/div) y las corrientes de red (5 A/div) cuando se provoca un salto en la carga de 132 a 44  $\Omega$



**Fig. 5.4** – Espectro de la frecuencia de conmutación con una amplitud relativa a la frecuencia fundamental.

concluir que el factor de potencia y aproximadamente igual a 1. Además, se puede observar la rápida respuesta transitoria cuando se produce el salto de carga.



**Fig. 5.5** – Tensión de salida (4 V/div) y corriente de red (5 A/div) durante un hueco desbalanceado en la tensión de red.

Por otro lado, la figura 5.3 muestra la respuesta dinámica de la tensión de salida y la corriente de red, ante un salto de carga. De esta figura, se puede apreciar que al ocurrir el salto de carga la desviación en la tensión es despreciable, manteniendo su valor igual al de la referencia 220V. Es importante mencionar, que debido a que el esquema de control predictivo propuesto utiliza un modulador vectorial, la frecuencia de conmutación es fija, una clara ventaja frente el control predictivo de estados finitos. Esta característica se puede observar en espectro mostrado en la figura 5.4

Finalmente, la figura 5.5 muestra la respuesta dinámica de la tensión de salida y la corriente de red en presencia de un desbalanceo en la red. Como se puede apreciar, la tensión de salida es levemente afectada por el desbalanceo en la red. Se puede observar una oscilación con una frecuencia aproximadamente igual a  $2f_o$ , la cual es común en rectificadores trifásicos alimentados por una red desbalanceada. Por último, podemos concluir que el controlador trabaja satisfactoriamente en presencia de redes desbalanceadas.

### 5.3

### Modelado de un inversor conectado a una microrred trifásica

Con respecto al modelado de microrredes, se ha realizado dos publicaciones de gran importancia, ambas publicadas en artículos de revista del IEEE Transactions on Industrial Electronics [3,4]. La primera publicación [3] muestra la deducción de un modelo en gran señal de las potencias activa y reactiva de una



fuente de tensión conectada a la microrred. En este modelo es considerada la microrred como una fuente de tensión balanceada y sin distorsión en su señal. Por otro lado, en [4] utilizando la deducción previamente establecida en [3] el modelo considera que la tensión de la microrred es una perturbación del sistema, de esta manera incluyendo las distorsiones en el voltaje de la microrred como una perturbación.

### 5.3.1 Obtención del modelo y solución propuesta

La figura 0.2 muestra el circuito equivalente de un inversor conectada a una microrred. Partiendo de la figura 0.2, podemos definir la tensión del inversor como una fuente de voltaje, tal que  $e(t) = E\angle w_o t + \varphi$ , además la tensión del bus de conexión se puede definir como  $v(t) = V\angle w_o t$ . En esta figura,  $E$  y  $V$  son las amplitudes del voltaje del inversor y del bus de conexión, respectivamente;  $w_o$  es la frecuencia nominal de la microrred,  $\varphi$  es el desfase entre el voltaje del inversor y la microrred.  $R$  y  $L$  son las impedancias de salida del inversor;  $i$  es la corriente del inversor; y finalmente,  $p$  y  $q$  son las potencias activas y reactiva entregadas por el inversor, respectivamente. En coordenadas  $\alpha\beta$ , las ecuaciones de las potencias activa y reactivas entregadas por el inversor pueden expresarse como:

$$p = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) \quad (5.28)$$

$$q = \frac{3}{2} (v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (5.29)$$

Luego, observando el circuito de la figura 0.2, podemos deducir las siguientes ecuaciones diferenciales:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} (e_\alpha - i_\alpha R - v_\alpha) \quad (5.30)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} (e_\beta - i_\beta R - v_\beta) \quad (5.31)$$

Es importante mencionar que, la dinámica del inversor es influenciada por las perturbaciones presentes en la microrred, la cual depende de la interconexión de las distintas fuentes de tensión y cargas. Sin embargo, estos efectos están implícitos en la tensión del bus  $v(t)$  y pueden ser asumidos como una perturbación que se encuentra limitada por la tolerancia del código de red. Nótese, estas perturbaciones pueden ser medidas o estimadas a partir de (5.30) y (5.31). Luego, las ecuaciones dinámicas de las potencias activa y reactiva pueden ser

obtenidas por medio de la primera derivada de (5.28)-(5.29):

$$\frac{dp}{dt} = \frac{3}{2} \left( v_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{dv_\alpha}{dt} + v_\beta \frac{di_\beta}{dt} + i_\beta \frac{dv_\beta}{dt} \right) \quad (5.32)$$

$$\frac{dq}{dt} = \frac{3}{2} \left( v_\beta \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{dv_\beta}{dt} - v_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - i_\beta \frac{dv_\alpha}{dt} \right) \quad (5.33)$$

Luego, usando la definicion de  $e(t)$  y  $v(t)$ ; y (5.30) - (5.31) en (5.32) y (5.33); podemos expresar las ecuaciones dinamicas de la potencia activa y reactiva entregada por cada inversor a la microrred como:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{3}{2L} (-V^2 + EV \cos(\varphi)) - \frac{R}{L} p + D_p \quad (5.34)$$

$$\frac{dq}{dt} = -\frac{3}{2L} EV \sin(\varphi) - \frac{R_i}{L_i} q_i + D_q \quad (5.35)$$

donde  $D_p$  y  $D_q$  pueden ser tratadas como perturbaciones del sistema. Esas perturbaciones incluyen tensiones desbalanceadas y/o distorsionadas presentes en la microrred, y pueden ser expresadas como:

$$D_p(t) = \frac{3}{2} \left( i_\alpha \frac{dv_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{dv_\beta}{dt} \right) \quad (5.36)$$

$$D_q(t) = \frac{3}{2} \left( i_\alpha \frac{dv_\beta}{dt} - i_\beta \frac{dv_\alpha}{dt} \right) \quad (5.37)$$

Cabe mencionar, que si condieramos las tensiones de la microrred balanceadas y sinusoidales, podemos definir  $\frac{dv_\alpha}{dt}$  y  $\frac{dv_\beta}{dt}$  como:

$$\frac{dv_\alpha}{dt} = -\omega v_\beta \quad (5.38)$$

$$\frac{dv_\beta}{dt} = \omega v_\alpha. \quad (5.39)$$

Por lo tanto, las ecuaciones diferenciales de la potencia activa y reactiva pueden ser reexpresadas como:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{3}{2L} (-V^2 + EV \cos(\varphi)) - \frac{R}{L} p - \omega q \quad (5.40)$$

$$\frac{dq}{dt} = -\frac{3}{2L} EV \sin(\varphi) - \frac{R}{L} q + \omega p. \quad (5.41)$$

Notar que las ecuaciones en estado estacionario  $p$  y  $q$  pueden ser fácilmente obtenidos haciendo (5.34) y (5.35) igual a cero, obteniendo las siguientes

expresiones:

$$P = \frac{3V}{2Z} [(E\cos(\varphi) - V)\cos(\theta) + E\sin(\theta)\sin(\varphi)] \quad (5.42)$$

$$Q = \frac{3V}{2Z} [(E\cos(\varphi) - V)\sin(\theta) - E\cos(\theta)\sin(\varphi)] \quad (5.43)$$

donde  $Z$  y  $\theta$  son la magnitud y fase de impedancia de salida. Se debe observar que las expresiones obtenidas (5.42)-(5.43) son las ecuaciones estáticas de flujo de potencia [38], utilizadas convencionalmente como modelo de la microrred.

Finalmente, las ecuaciones diferenciales de la potencia activa y reactiva obtenidas son utilizadas para el diseño de un control predictivo basado en modelo y en control en modo deslizamiento, [3] y [4], respectivamente. Sin necesidad de utilizar modelos en pequeña señal que solo describen el comportamiento de las potencias en torno a un punto de equilibrio.

## 5.4 Propuestas de control para microrredes eléctricas trifásicas

---

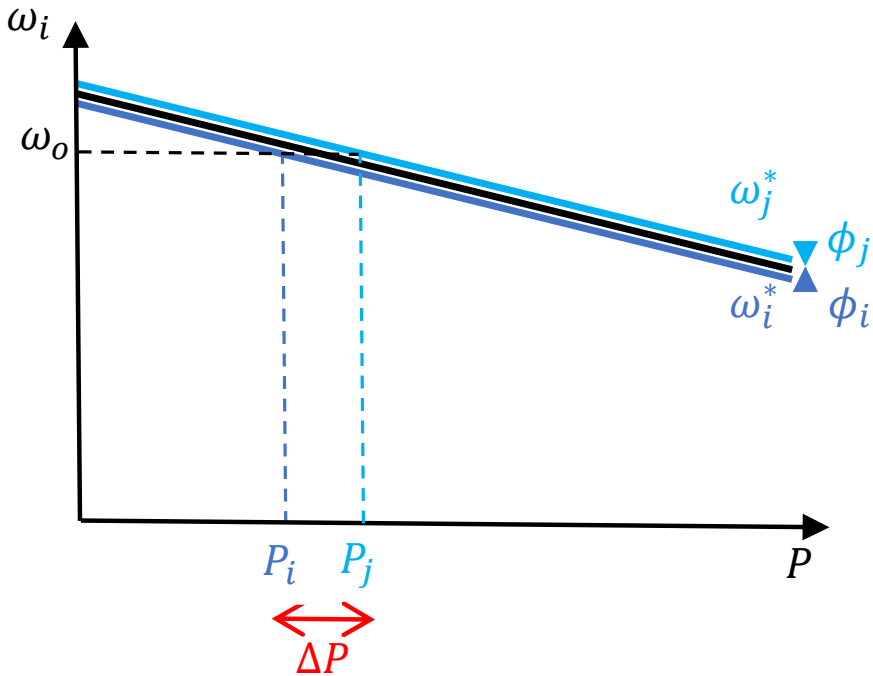
Esta sección presenta los resultados obtenidos de tres propuestas de control para microrredes trifásicas aisladas [2-4]. La primera propuesta se ha publicado en un artículo de revista del IET power electronics [2], y consiste en un control distribuido que elimina los efectos de las derivas de reloj en la compartición de potencia activa. Las propuestas [3] y [4] como ya se mencionó anteriormente han sido publicadas en artículos de revista de IEEE transaction on industrial electronics, y presentan un control predictivo y un control en modo deslizamiento, respectivamente, sustituyendo al “droop control”.

### 5.4.1 Objetivos

---

Teniendo como objetivo principal solucionar los siguientes problemas con respecto al control de microrredes presentados en la introducción, se han planteado los siguientes objetivos en las publicaciones:

- Mejorar el rendimiento de la microrred debido a las derivas de reloj [2].
- Brindar robustez ante cambios en la impedancia de la microrred, sin la necesidad de utilizar impedancias virtuales [3,4].



**Fig. 5.6** – Punto de operación del esquema de control propuesto en [2].

- Mejora el rendimiento de la microrred en presencia de cargas desbalanceadas y no lineales, generando tensiones balanceadas y con bajo contenido armónico [3,4].
- Brindar estabilidad a la microrred en presencia de particiones en la red de comunicaciones [4].

Finalmente, todos los resultados obtenidos serán comparados con la arquitectura de control “droop free” propuesta en [53].

#### 5.4.2 Control distribuido sujeto a derivas de reloj [2]

Esta sección presenta la propuesta de un esquema de control que elimina el error en estado estacionario de la compartición de potencia activa en microrredes, en la presencia de derivas de reloj. Para lograr el objetivo de control presentado partiremos de la base del “droop control” convencional como control

primario, y un control distribuido basado en consenso como control secundario de frecuencia:

$$\omega_i^*(t_i) = \omega_o - m_i P_i(t_i) + \delta_i(t_i) \quad (5.44)$$

$$E_i^*(t_i) = E_o - n_i Q_i(t_i) \quad (5.45)$$

$$\delta_i(t_i) = K_c \int (\omega_o - \omega_i^*(t_i) + \delta_a(t_i)) dt_i \quad (5.46)$$

$$\delta_a(t_i) = \alpha \sum_{j=1}^{n_i} a_{ij} (\delta_j(t_j) - \delta_i(t_i)) \quad (5.47)$$

Donde  $t_i$  y  $t_j$  son los tiempos locales de cada inversor ( $t_i = td_i$ ),  $\omega_o$  y  $E_o$  son la frecuencia angular y amplitud nominal de la microrred;  $m_i$  y  $n_i$  son los coeficientes del control primero del  $i_{th}$  inversor.  $K_c$  y  $\alpha$  son las ganancias del control secundario. Finalmente,  $a_{ij}$  determina la conectividad en la red de comunicación entre los distintos inversores.

Este esquema de control presenta muy buenas prestaciones dinamicas y en estado estacionario en condiciones normales. Sin embargo, bajo condiciones no ideales, como es el caso de la presencia de derivas de reloj, este esquema de control distribuido presenta desviaciones en estado estacionario en compartición de potencia activa [101]. Estas desviaciones pueden ser calculadas con la siguiente expresión:

$$e_{p_{i,ss}} = \frac{\omega_o (\alpha + 1)}{\alpha m_i} \left( 1 - \frac{n}{\sum_{j=1}^n (d_i/d_j)} \right). \quad (5.48)$$

donde  $d_i$  es la deriva de reloj del inversor local y  $d_j$  es la deriva de reloj de los demás inversores conectadas en la microrred. Se debe notar que las desviaciones dependen del diseño de los parámetros, principalmente del coeficiente del “droop control” el cual tiene una relación inversamente proporcional al error. Sin embargo, es importante mencionar que para conservar la estabilidad del sistema el valor de  $m_i$  suele ser pequeño, principalmente en inversores de mayor potencia.

Teniendo en mente la declaración anterior, una nueva arquitectura de control es propuesta en [2]:

$$\omega_i^*(t_i) = \omega_o - m_i P_i(t_i) + \delta_i(t_i) + \phi_i(t_i) \quad (5.49)$$

$$\phi_i(t_i) = K_i \int (P_{a,i}(t_i) - P_i(t_i)) dt_i \quad (5.50)$$

$$P_{a,i}(t_i) = \frac{1}{M_i} \sum_{j=1}^{n_i} a_{ij} P_j(t_j) \quad (5.51)$$

$$M_i = \sum_{j=1}^{n_i} a_{ij} \frac{m_i}{m_j} \quad (5.52)$$

Se debe notar que el nuevo termino de control agregado  $\phi_i$  es utilizado para eliminar el error en estado estacionario de la potencia activa. Finalmente, la figura 5.6 muestra el punto de operación de la potencia activa y la frecuencia de dos inversores utilizando el esquema de control propuesto.

#### **5.4.2.1** Resultados experimentales

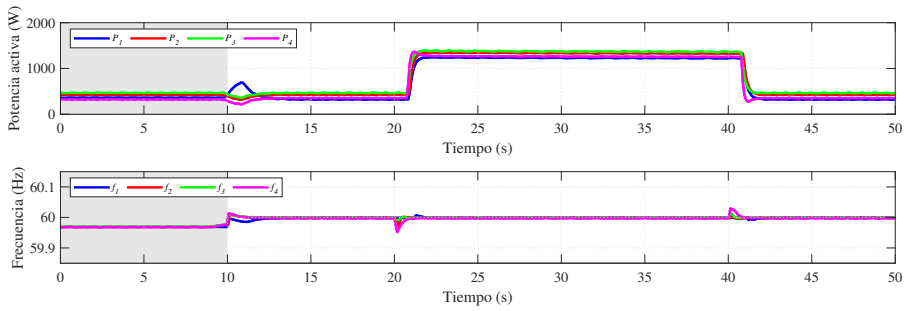
---

Esta sección presenta los resultados obtenidos para la propuesta de control publicada en [2]. Para analizar los resultados obtenidos, se compararán con el control “droop free” [53]. Los resultados fueron obtenidos con la microrred representada en las figuras 0.8 y 0.9. Para ello, se utilizaron los inversores 1, 2, 3 y 4, mientras los inversores 5 y 6 permanecieron desconectados. Además, con el fin de verificar el funcionamiento de la microrred en presencia de derivas de control, estas fueron magnificadas para el experimento, con valores presentados en la tabla 5.1. Teniendo esto en cuenta, la siguiente prueba experimental fue diseñada. De  $t = 0$  s a  $t = 10$  s los 4 inversores son controlados utilizando las ecuaciones del “droop control” convencional (0.11)-(0.12), alimentando una carga global de 1600 W. Luego, en  $t = 10$  s se utilizan el esquema de control [53] y el esquema de control propuesto [2], respectivamente. Finalmente, a los 20 segundos se conecta una segunda carga.

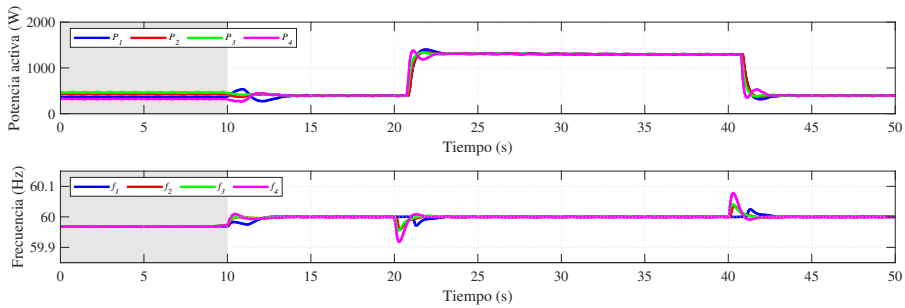
La figura 5.7 y 5.8 muestran el resultado experimental utilizando el control “droop free” y el control propuesto en presencia de derivas de reloj, respectivamente. Como se puede apreciar en las figuras, cuando el “droop control” convencional esta funcionando el sistema sufre de error en estado estacionario tanto en frecuencia como en compartición de potencia. Además, de la figura 5.7 podemos observar que, al activar esquema de control [53] la frecuencia es regulada al valor nominal. Sin embargo, se puede apreciar error en estado estacionario en la compartición de potencia. Finalmente, en la figura 5.8 podemos

**Table 5.1** – Derivas de reloj de cada inversor

Simbolo	Descripcion	Valor
$d_1$	Deriva de reloj del inversor 1	40 ppm
$d_2$	Deriva de reloj del inversor 2	-35 ppm
$d_3$	Deriva de reloj del inversor 3	-95 ppm
$d_4$	Deriva de reloj del inversor 4	90 ppm



**Fig. 5.7** – Resultado experimental de las frecuencias y potencias activas de la microrred utilizando [53] bajo los efectos de las derivas de reloj.



**Fig. 5.8** – Resultado experimental de las frecuencias y potencias activas de la microrred utilizando [2] bajo los efectos de las derivas de reloj.

apreciar que al activar el control propuesto, tanto el error en frecuencia como en potencia activa se elimina. Con lo que podemos concluir la superioridad del control propuesto en [2] con respecto a otras arquitecturas de control en presencia de derivas de reloj.

### 5.4.3 Control predictivo basado en modelo [3]

En esta sección se presenta el esquema de control propuesto en [3]. En esta publicación se presenta una nueva arquitectura de control que sustituye al “droop control”. Por lo que se diseña un control predictivo basado en el modelo de gran señal propuesto esta publicación.

Para ello, utilizando las ecuaciones del modelo (5.40) y (5.41), se deducen las siguientes expresiones que linealizan al sistema:

$$u_1 = E \cos(\varphi) \quad (5.53)$$

$$u_2 = E \sin(\varphi) \quad (5.54)$$

o equivalentemente,

$$E = \sqrt{u_1^2 + u_2^2} \quad (5.55)$$

$$\varphi = \arctan(u_1/u_2). \quad (5.56)$$

Con estas nuevas expresiones (5.40) y (5.41) pueden reescribirse como un modelo de gran señal lineal:

$$\frac{dp}{dt} = \frac{3}{2L} (-V^2 + Vu_1) - \frac{R}{L} p - \omega q \quad (5.57)$$

$$\frac{dq}{dt} = -\frac{3}{2L} Vu_2 - \frac{R}{L} q + \omega p. \quad (5.58)$$

Si (5.57)-(5.58) son expresadas en modelo de espacio de estados obtendremos:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \frac{dp}{dt} \\ \frac{dq}{dt} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\omega \\ \omega & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \\ &+ \begin{pmatrix} \frac{3V}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{3V}{2L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{3}{2L} \\ 0 \end{pmatrix} V^2. \end{aligned} \quad (5.59)$$

El modelo anterior puede ser discretizado utilizando una aproximación de primer orden de Euler, obteniendo:

$$\mathbf{x}_m(k+1) = \mathbf{A}_m \mathbf{x}_m(k) + \mathbf{B}_m \mathbf{u}(k) + \mathbf{D}_m d(k) \quad (5.60)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}_m \mathbf{x}_m(k) \quad (5.61)$$



donde  $\mathbf{x}_m = [p \ q]^T$  es el vector de espacio de estados,  $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T$  es el vector de señales de control,  $d(k) = V^2$  es considerado una perturbación; y las matrices  $\mathbf{A}_m$ ,  $\mathbf{B}_m$ ,  $\mathbf{C}_m$  y  $\mathbf{D}_m$  son definidas como:

$$\mathbf{A}_m = \begin{pmatrix} 1 - \frac{T_s R}{L} & -\omega T_s \\ \omega T_s & 1 - \frac{T_s R}{L} \end{pmatrix}; \mathbf{C}_m = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B}_m = \begin{pmatrix} \frac{3T_s V}{2L} & 0 \\ 0 & -\frac{3T_s V}{2L} \end{pmatrix}; \mathbf{D}_m = \begin{pmatrix} -\frac{3T_s V^2}{2L} \\ 0 \end{pmatrix}$$

donde  $T_s$  es el periodo de muestreo.

Finalmente, para eliminar el error en estado estacionario y las perturbaciones del sistema, se agrega un integrador embebido en el modelo. Teniendo esto en cuenta, un nuevo modelo incremental puede ser deducido, obteniendo:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u}(k) \quad (5.62)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \quad (5.63)$$

donde  $\mathbf{x}(k) = [\Delta\mathbf{x}_m(k) \ \mathbf{y}(k)]^T$ ; y las matrices del modelo aumentado son obtenidas a apartir de  $\mathbf{A}_m$ ,  $\mathbf{B}_m$ ,  $\mathbf{C}_m$  and  $\mathbf{D}_m$  [3]:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_m & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{C}_m \mathbf{A}_m & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{pmatrix}; \mathbf{C} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_m \\ \mathbf{C}_m \mathbf{B}_m \end{pmatrix}; \mathbf{D} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_m \\ \mathbf{C}_m \mathbf{D}_m \end{pmatrix}$$

donde la matriz  $\mathbf{I}_{2 \times 2}$  es una matriz identidad y es una matriz  $\mathbf{0}_{2 \times 2}$  cuadrada de ceros.

Como se ha mencionado anteriormente, los objetivos de control son regular la tensión de la microrred, en amplitud y frecuencias, además de conseguir la compartición de potencia activa y reactiva entre todos los inversores. Para cumplir estos objetivos se ha diseñado una función de coste que minimice el error de compartición de potencias. Además, se debe observar que para valores pequeños de  $\varphi$ , la señal de control  $u_1$  puede aproximarse a la amplitud de la tensión del inversor  $E$ . Por consecuente, se ha agregado restricciones a la variable de control  $u_1$ , con el fin de regular la amplitud de cada inversor  $E$

con una tolerancia del  $\pm 5\%$  de su valor nominal. Teniendo esto en mente, la siguiente función de coste se ha definido:

$$\mathbf{J} = \Delta \mathbf{U}^T \Phi \Delta \mathbf{U} + \Delta \mathbf{U}^T \mathbf{H} + \|(\mathbf{Y}^* - \mathbf{F}\mathbf{x})\|^2 \quad (5.64)$$

$$\Phi = \mathbf{G}^T \mathbf{G} + \mathbf{R} \quad (5.65)$$

$$\mathbf{H} = -2\mathbf{G}^T (\mathbf{Y}^* - \mathbf{F}\mathbf{x}). \quad (5.66)$$

$$\mathbf{F} = ( \mathbf{CA} \quad \mathbf{CA}^2 \quad \dots \quad \mathbf{CA}^{N_p} )^T \quad (5.67)$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \mathbf{CB} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \dots & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{CAB} & \mathbf{CB} & \dots & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{CA}^{N_p-1} \mathbf{B} & \mathbf{CA}^{N_p-2} \mathbf{B} & \dots & \mathbf{CA}^{N_p-N_c} \mathbf{B} \end{pmatrix} \quad (5.68)$$

donde  $\mathbf{R} = r_\omega \mathbf{I}_{2N_c \times 2N_c}$  es una matriz diagonal con dimensiones  $N_c$ .  $N_c$  es el horizonte de control,  $r_\omega > 0$  es el esfuerzo de control el cual es ajustado para obtener las características de lazo cerrado deseados; además  $\mathbf{Y}^*$  es el vector de referencias el cual puede ser escrito como:

$$\mathbf{Y}^* = \underbrace{[\mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \mathbf{I}_{2 \times 2} \quad \dots \quad \mathbf{I}_{2 \times 2}]}_{N_p} \mathbf{r}(k_i) = \bar{\mathbf{R}} \mathbf{r}(k_i). \quad (5.69)$$

Nótese que  $\mathbf{r}(k_i) = [P^*(k_i) \quad Q^*(k_i)]$  es el vector de referencias al instante  $k_i$ , las cuales se pueden definir como:

$$P^* = \sum_{j=1}^{n_i} \frac{a_{ij} \bar{P}_j}{n_i} \quad (5.70)$$

$$Q^* = \sum_{j=1}^{n_i} \frac{a_{ij} \bar{Q}_j}{n_i} \quad (5.71)$$

donde  $a_{ij}$  es el coeficiente que termina la conectividad en la red de comunicaciones entre los distintos inversores. Tal que,  $a_{ij} = a_{ji} = 1$  si los nodos  $i$  y  $j$  pueden intercambiar datos, de lo contrario  $a_{ij} = a_{ji} = 0$ . Además, la dimensiones de  $\mathbf{Y}^*$  es la ventana de optimización, también conocido como horizonte de predicción  $N_p$ . Además, el vector de las futuras trayectorias de

control  $\Delta \mathbf{U}$  es definido como:

$$\Delta \mathbf{U} = [\Delta \mathbf{u}(k_i)^T \quad \dots \quad \Delta \mathbf{u}(k_i + N_c - 1)^T]^T \quad (5.72)$$

cuyo tamaño es igual a  $N_c$ .

Luego, el vector de las variables de salida futuras  $\mathbf{Y}$ , puede ser definido como:

$$\mathbf{Y} = [ \mathbf{y}(k_i + 1|k_i)^T \quad \dots \quad \mathbf{y}(k_i + N_p|k_i)^T ]^T \quad (5.73)$$

El vector  $\mathbf{Y}$  puede ser expresado como función de las variables actuales y la trayectoria de control [3]:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}\mathbf{x}(k_i) + \mathbf{G}\Delta \mathbf{U}. \quad (5.74)$$

Tomando en cuenta que el termino  $\|(\mathbf{Y}^* - \mathbf{F}\mathbf{x})\|^2$  en (5.64) no depende del vector de control  $\Delta \mathbf{u}$ , el problema de optimización con restricciones puede ser formulado como:

$$\frac{\partial}{\partial \Delta \mathbf{U}} (\Delta \mathbf{U}^T \Phi \Delta \mathbf{U} + \Delta \mathbf{U}^T \mathbf{H}) = 0 \quad (5.75)$$

sujeto a:

$$0 \leq \gamma \quad (5.76)$$

$$\gamma = \begin{pmatrix} [-E_{min} + u_1(k_i - 1)] \mathbf{C}_2^T \\ [E_{max} - u_1(k_i - 1)] \mathbf{C}_2^T \end{pmatrix} - \mathbf{M}\Delta \mathbf{U}. \quad (5.77)$$

donde  $\mathbf{M} = (-\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{C}_1)^T$ .

$$\mathbf{C}_1 = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}}_{N_c}; \mathbf{C}_2 = (1 \quad 0)^T.$$

Luego, para formular el control predictivo con restricciones, las siguientes desigualdades son planteadas:

$$-\mathbf{C}_1 \Delta \mathbf{U} \leq [-E_{min} + u_1(k_i - 1)] \mathbf{C}_2^T \quad (5.78)$$

$$\mathbf{C}_1 \Delta \mathbf{U} \leq [E_{max} - u_1(k_i - 1)] \mathbf{C}_2^T. \quad (5.79)$$

La solución de las ecuaciones anteriores llevan a la solución óptima del vector de control que cumple con las restricciones en  $u_1(k_i)$ , la cual puede ser expresada

como:

$$\Delta \mathbf{U} = -\Phi^{-1}(\mathbf{H} + \mathbf{M}^T \lambda) \quad (5.80)$$

donde  $\lambda$  es el vector que contiene los valores que son mayor o igual a cero del operador de Lagrange. Notar que  $\Delta \mathbf{U}$  puede ser expresado como dos términos distintos  $\Phi^{-1}\mathbf{H}$  y  $\Phi^{-1}\mathbf{M}^T\lambda$ . El primer término es la solución óptima sin restricciones, mientras que el segundo término es la solución tomando en cuenta la restricción. El problema de optimización puede ser resuelto usando programación cuadrática. Sin embargo, debido a que se trata de una optimización de un sistema lineal, y debido a que las restricciones activas pueden ser identificadas en (5.78) o (5.79); en [3] se propone un algoritmo de control que reduce significativamente el tiempo de computo. De esta manera se obtiene la siguiente solución para  $\lambda$ :

$$\lambda_{\mathbf{act}}^* = -(\mathbf{M}_{act}\Phi^{-1}\mathbf{M}_{act}^T)^{-1}\gamma_{\mathbf{act}} \quad (5.81)$$

donde  $\gamma_{\mathbf{act}}$  corresponde a las restricciones activas, y  $(\mathbf{M}_{act}\Phi^{-1}\mathbf{M}_{act}^T)^{-1}$  es calculado previamente para cada una de las restricciones:

$$\mathbf{M}_{act} = \begin{cases} C_{act} & \text{if } 0 \leq -E_{min} + u_1(k_i - 1) + \Delta u_1(k) \\ -C_{act} & \text{if } 0 \leq E_{max} - u_1(k_i - 1) - \Delta u_1(k) \end{cases}$$

$$C_{act} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}}_{N_c}$$

Basándose en el principio de “receding horizon”, la señal de control incremental  $\Delta \mathbf{u}(k_i) = [\Delta u_1(k_i) \quad \Delta u_2(k_i)]^T$  es obtenida como:

$$\Delta \mathbf{u}(k_i) = -\mathbf{W}\Phi^{-1}(\mathbf{H} + \mathbf{M}^T \lambda_{\mathbf{act}}^*) \quad (5.82)$$

$$\mathbf{W} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \dots & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}}_{N_c}$$

y la señal de control es calculada sumando el valor incremental al valor pasado:

$$\mathbf{u}(k_i) = \mathbf{u}(k_i - 1) + \Delta \mathbf{u}(k_i). \quad (5.83)$$

Finalmente, la tensión de referencia es generada utilizando la anti transformada lineal (5.55) y (5.56) para obtener  $E$  y  $\varphi$ , con lo que se calcula la referencia de

tensión como:

$$e^* = E \sin(\omega_o t + \varphi). \quad (5.84)$$

### 5.4.3.1 Resultados experimentales

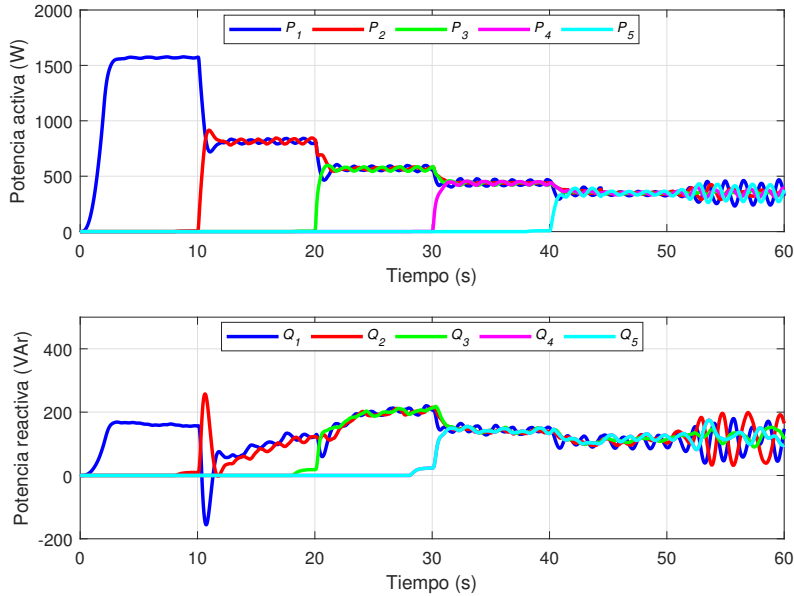
En esta sección son presentados los resultados obtenidos para el control predictivo basado en modelo diseñado para microrredes eléctricas aisladas y publicado en [3]. Para la obtención de los resultados se ha utilizado la microrred experimental presentada en las figuras 0.8 y 0.9. En esta ocasión, con el fin de obtener una microrred con una impedancia equivalente compleja, se utilizaron los inversores 1, 2, 3, 4 y 5, mientras que el inversor 6 permaneció desconectado. En la tabla 5.2 se muestran las impedancias de línea vistas por cada inversor. De esta tabla podemos observar que, el inversor 1 tiene una impedancia de línea mayormente inductiva. Mientras, el inversor 3,4 y 5 presentan una impedancia de línea con dominancia resistiva. Finalmente, el inversor 2 presenta una impedancia mixta. Podemos concluir que la microrred opera en un escenario mixto, con impedancias resistivas, inductivas y complejas.

Con el fin de demostrar la superioridad del control propuesto con respecto a otras arquitecturas de control que se encuentran en la literatura, se diseñaron las siguientes pruebas experimentales.

En el primer experimento, la microrred será controlada con el control “droop free” propuesto en [53], haciendo uso de una inductancia virtual igual a 6 mH. En este experimento, los cinco inversores son conectados en distintos tiempos,  $t = 0, 10, 20, 30$  and  $40$  s, respectivamente. En  $t = 0$  s el inversor 1 arranca regulando la amplitud y frecuencia de la microrred mientras alimenta una carga balanceada de 1600 W. La activación de los siguientes inversores se ha realizado

**Table 5.2** – Impedancias de línea equivalentes

Descripción	Valor	(X/R) ratio
Impedancia vista por VSI 1	$0.76 + 1.34j \Omega$	1.76
Impedancia vista por VSI 2	$0.80 + 0.74j \Omega$	0.92
Impedancia vista por VSI 3	$1.32 + 0.40j \Omega$	0.30
Impedancia vista por VSI 4	$1.30 + 0.76j \Omega$	0.59
Impedancia vista por VSI 5	$1.50 + 0.80j \Omega$	0.54

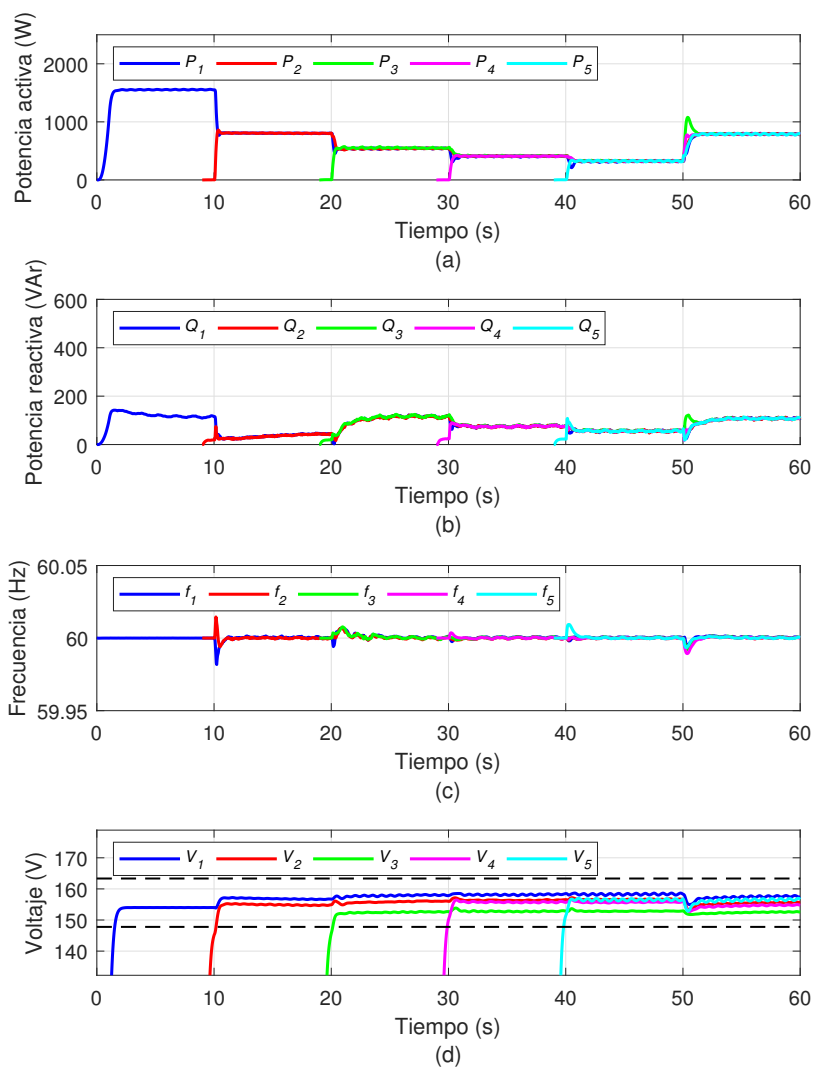


**Fig. 5.9** – Resultado experimental utilizando el control "droop free" [53] eliminando la impedancia virtual.

utilizando un "phase-locked loop" (PLL) para sincronizar cada inversor con la microrred. Finalmente, en  $t = 50$  la inductancia virtual es eliminada.

La figura 5.9 muestra las potencias activa y reactiva de cada inversor controlados por el control "droop-free" [53]. Como se puede observar, tanto la potencia activa como reactiva son claramente compartidas. Sin embargo, después de  $t = 50$  cuando la impedancia virtual es eliminada, el sistema se vuelve inestable. Esto es debido a que la microrred presenta un escenario de impedancia mixta, mientras el "droop free", el cual es inspirado en el "droop control" convencional, es diseñado para operar en microrredes puramente inductivas o resistivas, pero no tiene en cuenta redes con ángulo de impedancia entre  $0$  y  $90^\circ$ , en el que el "droop control" pierde su eficacia, forzando ángulos de impedancia cercanos a  $0$  o  $90^\circ$  por medio de impedancias virtuales. [102, 103].

El segundo experimento permite demostrar la capacidad "plug and play" del control propuesto y su resiliencia ante las impedancias de red. Teniendo esto en cuenta, la microrred será controlada con el control predictivo que se propone en [3]. Cabe destacar que no se hace uso de impedancias virtuales para su funcionamiento. El experimento fue diseñado de la siguiente forma. Al igual que en el primer experimento, los cinco inversores son conectados en distintos tiempos,  $t = 0, 10, 20, 30$  and  $40$  s, respectivamente. En  $t = 0$  s el inversor 1



**Fig. 5.10** – Resultado experimental utilizando el control predictivo propuesto en [3].

arranca regulando la amplitud y frecuencia de la microrred mientras alimenta una carga balanceada de 1600 W. Finalmente, en el segundo 60 es conectada una segunda carga global igual a 1600 W.

La figura 5.10 muestra las potencias activa y reactiva, la frecuencia y la amplitud

de cada inversor controlados por la propuesta de control presentada en [3]. Se puede observar que las potencias son compartidas por todos los inversores sin generar desviaciones de la frecuencia en estado estacionario. Además, se observa que las tensiones son claramente reguladas y restringidas al  $\pm 5\%$  de su valor nominal.

Finalmente, podemos concluir que el esquema de control propuesta cumple con los objetivos de control y brinda resiliencia a las impedancias de la microrred sin deteriorar su rendimiento, la cual es una clara mejora al estado del arte actual, ofreciendo una alternativa novedosa al diseño de nuevos esquemas de control para microrredes eléctricas.

#### **5.4.4** Control en modo deslizamiento [4]

---

Para finalizar, esta sección presenta la propuesta de un control distribuido en modo deslizamiento para una microrred aislada [4]. Para el diseño de este esquema de control, se formularon los siguientes objetivos de control:

1. Regular la tension de la microrred al valor nominal requerido.
2. Regular la frecuencia de la microrred en estado estacionario a su valor nominal.
3. Garantizar la compartición tanto de potencia activa como reactiva entre todos los inversores.

Por lo cual, para lograr los objetivos anteriormente planteados, se propuso las siguientes funciones de error:

$$e_p = p^* - p \quad (5.85)$$

$$e_q = q_i^* - q \quad (5.86)$$

$$e_E = E_o^* - E_a \quad (5.87)$$

donde  $p^*$  y  $q^*$  son las referencias de potencia activa y reactiva, respectivamente,  $E_o^*$  es el valor de la tensión nominal de la microrred deseado y  $E_a$  es la tensión media de la microrred. Para calcular las referencias de potencia y la tensión media de la microrred se hace uso de comunicación entre los  $n_i$  inversores vecinos. Por lo tanto, las referencias pueden ser calculadas como:



$$p^* = p^{max} \sum_{j=1}^{n_i} \frac{a_{ij} p_j^{rated}}{n_i} \quad (5.88)$$

$$q^* = q^{max} \sum_{j=1}^{n_i} \frac{a_{ij} q_j^{rated}}{n_i} \quad (5.89)$$

$$E_a = \sum_{j=1}^{n_i} \frac{a_{ij} E_j}{n_i} \quad (5.90)$$

donde  $p^{max}$  and  $q^{max}$  son los valores maximos de potencia que cada inversor puede entregar. Además, los términos  $p_j^{rated}$  y  $q_j^{rated}$  pueden ser expresados como:

$$p_j^{rated} = \frac{p_j}{p_j^{max}} \quad (5.91)$$

$$q_j^{rated} = \frac{q_j}{q_j^{max}} \quad (5.92)$$

Finalmente,  $a_{ij}$  es un coeficiente que determina la conectividad entre los inversores dentro de la red de comunicación.

Con el fin de lograr los objetivos de control planteados, la amplitud y fase de la tensión se pueden expresar como:

$$\varphi = u_\varphi \quad (5.93)$$

$$E = V_o + u_E \quad (5.94)$$

donde  $V_o$  es la tensión nominal de la microrred. Además, para eliminar los problemas de "chattering", y obtener señales de control continuas, se propones un control en modo deslizamiento de segundo orden. Por lo tanto, la primera derivada de  $u_{\varphi_i}$  y  $u_{E_i}$  son expresadas como:

$$\frac{du_\varphi}{dt} = k_\varphi \nu_\varphi + \nu_{\varphi,eq} \quad (5.95)$$

$$\frac{du_E}{dt} = k_E \nu_E + \nu_{E,eq} \quad (5.96)$$

donde  $\nu_E$  y  $\nu_\varphi$  son las variables de control conmutadas; y  $\nu_{E,eq}$  y  $\nu_{\varphi,eq}$  son los controles equivalentes.

Teniendo esto en mente, se proponen las siguientes superficies [4]:

$$S_E = -\frac{dp}{dt} + k_p e_p + k_{\delta E} e_e \quad (5.97)$$

$$S_\varphi = \frac{dq}{dt} - k_q e_q \quad (5.98)$$

donde  $k_p$ ,  $k_q$  y  $k_{\delta E}$  son ganancias de las superficies definidas positivas.

Cuando el sistema está en régimen de deslizamiento, la superficie  $S_{\varphi,i} = 0$  representa un seguimiento preciso de la potencia reactiva con un comportamiento de primer orden. Por otro lado, cuando  $S_{E,i} = 0$ , la amplitud de la tensión y la potencia activa en régimen de deslizamiento tiene un comportamiento similar al "droop control" resistivo. Además, en estado estacionario el control regula de forma precisa la amplitud y la compartición de potencias.

Con el fin de satisfacer la condición de deslizamiento  $S_{E,i} \dot{S}_{E,i} < 0$  y  $S_{\varphi,i} \dot{S}_{\varphi,i} < 0$ , deducimos la siguiente ley de control:

$$\nu_E = \begin{cases} 1 & \text{if } S_E > 0 \\ -1 & \text{if } S_E < 0 \end{cases} \quad (5.99)$$

$$\nu_\varphi = \begin{cases} 1 & \text{if } S_\varphi > 0 \\ -1 & \text{if } S_\varphi < 0 \end{cases} \quad (5.100)$$

Asumiendo que el sistema se encuentra en régimen deslizante, por lo tanto  $\dot{S} = S = 0$ . la integral del control equivalente  $\nu_{E,eq}(t)$  y  $\nu_{\varphi,eq}(t)$  puede ser expresada como [4]:

$$\int_0^t \nu_{\varphi,eq} dt = \frac{2L}{3VE} \left( -\frac{R}{L} q + D_q \right) - \frac{2L}{3VE} (k_q e_q) \quad (5.101)$$

$$\int_0^t \nu_{E,eq} dt = (V - V_o) + \frac{2L}{3V} \left( \frac{R}{L} p - D_p \right) + \frac{2L}{3V} (k_p e_p + k_{\delta E} e_e) \quad (5.102)$$

donde  $R$  y  $L$  son las impedancias locales de cada inversor. Además, las perturbaciones del modelo (5.36) y (5.37) se utilizan como términos de control, y de esta manera se brinda robustez ante cambios en las condiciones de la microrred, como por ejemplo conexión o desconexión de los distintos inversores.

Finalmente, la amplitud y fase de la tensión utilizadas como referencias para los lazos internos pueden ser calculadas como:

$$\varphi = k_\varphi \int_0^t \text{sign}(S_\varphi) dt + \int_0^t \nu_{\varphi,eq} dt \quad (5.103)$$

$$E = V_o + k_E \int_0^t \text{sign}(S_E) dt + \int_0^t \nu_{E,eq} dt \quad (5.104)$$

donde  $k_\varphi$  y  $k_E$  son las ganancias del control. Obteniendo así, la siguiente referencia de voltaje:

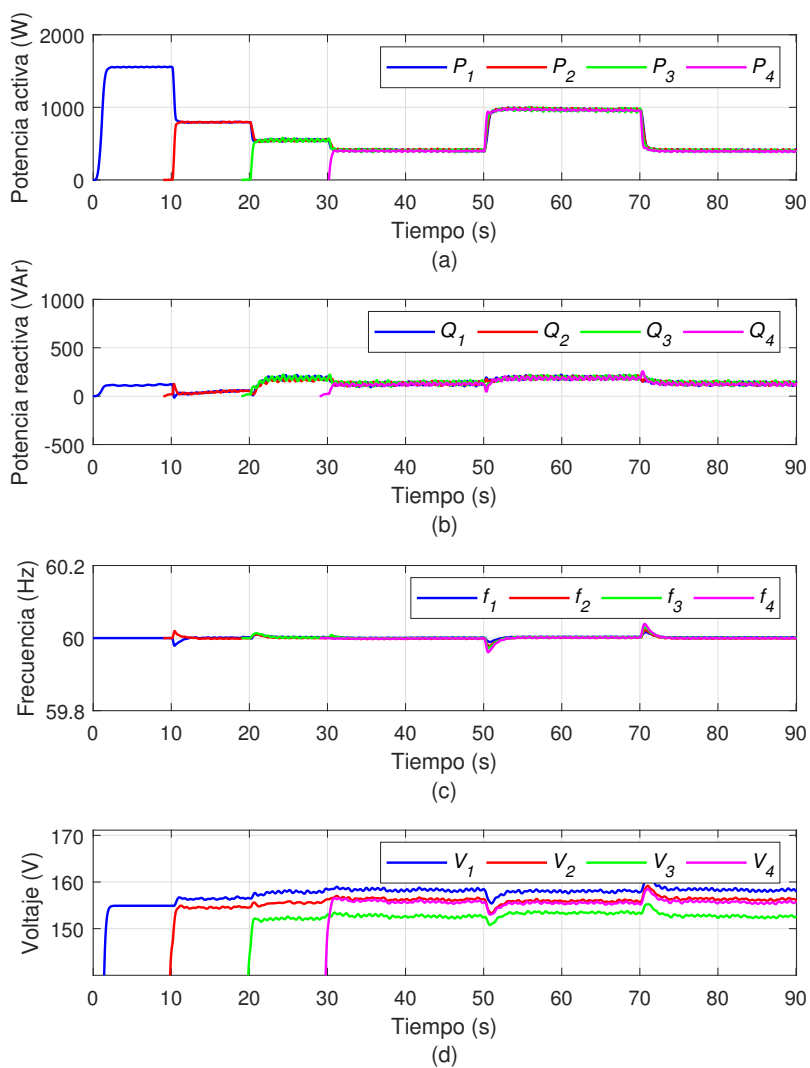
$$e^* = E \sin(\omega_o t + \varphi). \quad (5.105)$$

#### **5.4.4.1** Resultados experimentales

---

Finalmente, esta sección presenta los resultados obtenidos en la última publicación [4]. Para ellos, al igual que las secciones anteriores, se utilizó la microrred presentada en la introducción. Sin embargo, para este caso solo se utilizaron los inversores 1,2,3 y 4, manteniendo los inversores 5 y 6 desconectados. Cabe destacar, que esta configuración presenta un escenario de impedancias mixta, sin dominancia resistiva o inductiva. Con el fin de demostrar la superioridad del control propuesto en [4] con respecto al estado del arte actual, se presentan las siguientes características como principales contribuciones del esquema de control propuesto:

1. Robustez ante la impedancia de línea, debido a que el control toma en cuenta el acople entre las potencias activa y reactiva de cada inversor. Siendo una clara mejora al estado de arte actual, pudiendo diseñar esquemas de control sin necesidad de depender de las características de la red [102, 103].
2. Logra una compartición de potencias precisa entre los inversores, tanto activa como reactiva.
3. El control secundario es eliminado debido a que no se presenta error en estado estacionario.
4. Robustez ante fallas de comunicación, especialmente en redes de comunicación partidas. Esta característica es un contraste directo comparada al rendimiento de otras esquemas de control distribuido que presentan inestabilidad ante este tipo de fallos [40, 41].



**Fig. 5.11** – Resultado experimental utilizando el control en modo deslizamiento propuesto en [4].

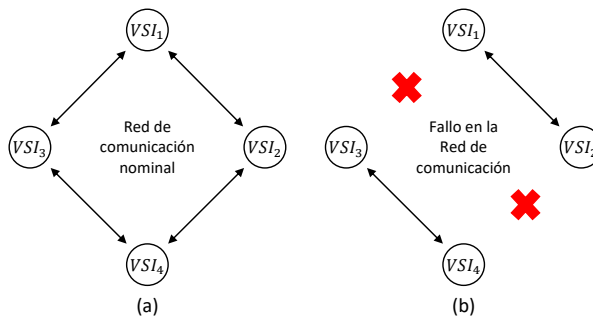
Partiendo de lo anteriormente establecido, se diseñaron dos experimentos. El primer experimento permite demostrar la capacidad “plug and play” del control propuesto y su resiliencia ante las impedancias de red. Teniendo esto en cuenta, la microrred será controlada con el control en modo deslizamiento que se

propone en [4]. Cabe destacar que no se hace uso de impedancias virtuales para su funcionamiento. El experimento fue diseñado de la siguiente forma. Los cuatro inversores son conectados en distintos tiempos,  $t=0, 10, 20$  y  $30$  s, respectivamente. En  $t=0$  s el inversor 1 arranca regulando la amplitud y frecuencia de la microrred mientras alimenta una carga balanceada de  $1600$  W. Finalmente, a  $t=50$  y  $t=70$  se conecta y desconecta una segunda carga global de  $1600$  W, respectivamente.

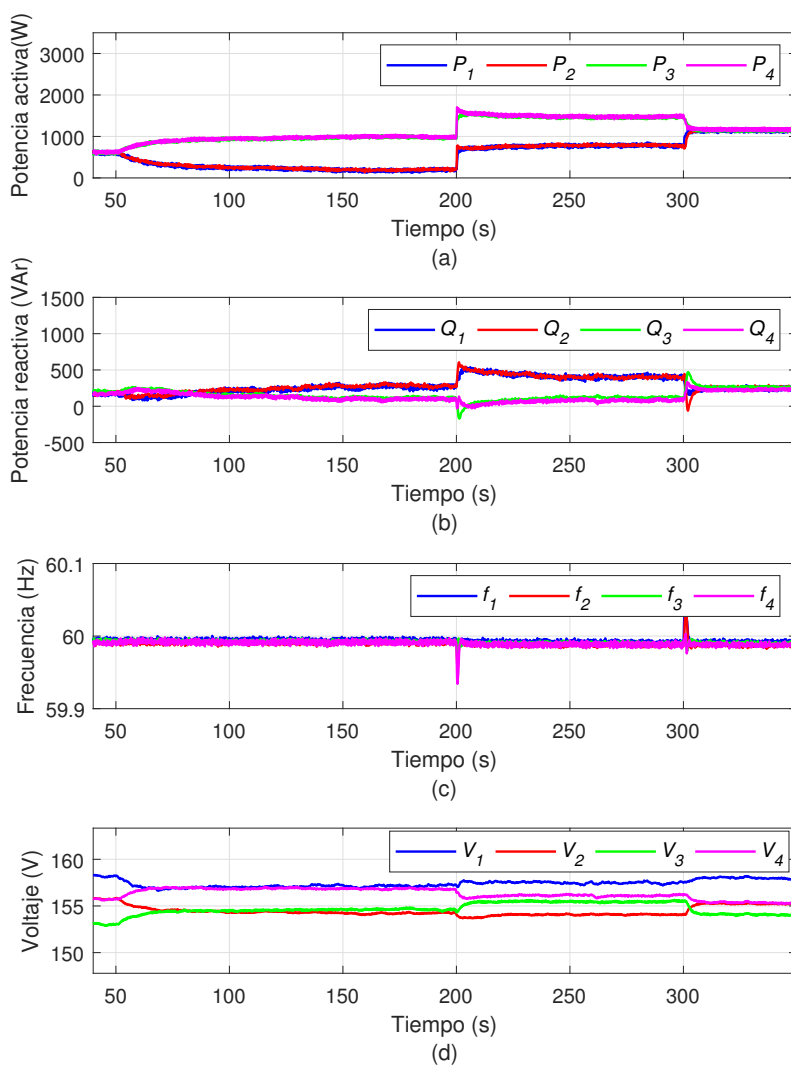
La figura 5.11 muestra las potencias activa y reactiva, la frecuencia y la amplitud de cada inversor controlados por el control en modo deslizamiento propuesto [4]. Se puede observar que todas las potencias activas y reactivas de cada inversor alcanzan el mismo valor en estado estacionario. Además, se puede observar que la frecuencia y amplitud de microrred son claramente reguladas a su valor nominal sin la necesidad de un control secundario.

En el segundo experimento, el control propuesto se prueba en presencia de fallos en la red de comunicación. Con este propósito, se diseña el siguiente experimento. En  $t=0$  s los cuatro inversores trabajan en condiciones normales alimentando una carga balanceada. Luego, a  $t=50$  s la red de comunicaciones falla, emulando la configuración mostrada en la figura 5.12. Esta configuración se mantiene por 250 segundos y a  $t=300$  las comunicaciones son reestablecidas. De esta manera, el experimento emula una partición en la red de comunicaciones.

La figura 5.13 muestra las potencias activa y reactiva, así como también las frecuencias y amplitudes de cada inversor en el segundo experimento. Se debe observar que cuando la partición sucede, las frecuencias y amplitudes se regulan a su valor nominal. Sin embargo, la compartición de potencia entre las dos islas de comunicación no se consigue. A pesar de esto, el control propuesto mantiene la estabilidad del sistema. Esta característica es una clara mejora



**Fig. 5.12** – Esquema de comunicación: (a) En condiciones normales, (b) cuando se produce un fallo en la red



**Fig. 5.13** – Resultado experimental utilizando el control en modo deslizamiento propuesto en [4] en presencia de particiones en la red de comunicación.

ante otros esquemas de control distribuido que se encuentran en la literatura.



# 6

## CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

---

*Este capítulo concluye esta tesis y presenta futuras líneas de investigación.*

### Contenido

---

6.1 Conclusiones . . . . .	122
6.2 Trabajos futuros . . . . .	123

---



Como conclusiones más importantes de esta tesis doctoral podemos destacar las siguientes:

- Se ha propuesto con un control predictivo basado en modelo en coordenadas  $dq$  para un rectificador de potencia unitario. El diseño del controlador predictivo no ha sido el utilizado convencionalmente en los últimos años que se basa en un control predictivo en estados finitos, para el lazo de corriente, junto a un control proporcional integral para el lazo externo de tensión. Como principal diferencia se ha utilizado dos controladores predictivos continuos trabajando en cascada, tanto para el lazo de corriente como para el lazo de tensión. Esta propuesta, tal como se demuestra en el capítulo 2, incrementa la robustez del sistema a incertidumbre paramétricas, así como también mejora considerablemente la dinámica de la tensión de salida.
- Se ha propuesto una nueva estrategia de control para eliminar los efectos de las derivas de reloj en las microrredes. Dicha propuesta elimina el error en estado estacionario, tanto en la compartición de la potencia activa, como en la frecuencia de la microrred.
- Adicionalmente, se ha desarrollado un nuevo modelo matemático que describe la dinámica de las potencias activa y reactiva de la microrred. El modelo propuesto abre una nueva ventana en el diseño de controladores para microrredes eléctricas. Bajo el punto de vista del autor, dicha contribución es considerada la más importante de esta tesis doctoral.
- Finalmente, se ha propuesto dos nuevas arquitecturas de control para microrredes que reemplazan al “droop control”. La primera propuesta es la presentada en el capítulo 4, la cual consiste en la implementación de control predictivo basado en modelo, el cual incluye el acople de las potencias activa y reactiva debido a las condiciones de impedancia. La segunda propuesta, presentada en el capítulo 5, consiste en el diseño de un control en modo deslizamiento el cual es resiliente a la impedancia de red. Además, presenta robustez ante condiciones no ideales de comunicaciones, como por ejemplo particiones en la red de comunicaciones.

Tras finalizar esta tesis doctoral, desde el punto de vista del autor, esta tesis deja las siguientes líneas posibles de investigación:

- Aplicar el algoritmo de control predictivo propuesto a otros convertidores de potencia, tales como filtros activos o convertidores multinivel.
- Aplicar el modelo propuesto de la microrred para el diseño de nuevos controles primarios y/o secundarios que mejoren las prestaciones de la microrred.
- Derivar un nuevo modelo de la microrred que incluya las dinámicas en las potencias activa y reactiva en secuencia positiva y negativa en condición de redes desbalanceadas.
- Extender el modelo propuesto de la microrred que incluya la interacción entre los distintos dispositivos conectados.
- Trabajar con topologías de control descentralizado basado en el modelo propuesto de la microrred con el fin de proporcionar robustez ante perturbaciones sin la necesidad de un sistema de comunicaciones.



# REFERENCIAS

---

- [1] C. Alfaro, R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Miret, and M. Castilla, “Dual-loop continuous control set model-predictive control for a three-phase unity power factor rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 1447–1460, 2022.
- [2] C. Alfaro, M. Castilla, A. Camacho, P. Marti, and M. Velasco, “A distributed control for accurate active-power sharing in islanded microgrids subject to clock drifts,” *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 3, pp. 518–530, 2021. [Online]. Available: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/pel2.12010>
- [3] C. A. Alfaroaragon, R. Guzman, L. G. De Vicuna, J. Miret, and M. Castilla, “Constrained predictive control based on a large-signal model for a three-phase inverter connected to a microgrid,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [4] C. A. Alfaro Aragon, R. Guzman, L. G. De Vicuna, H. Komurcugil, and H. Martin, “Distributed direct power sliding-mode control for islanded ac microgrids,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2021.
- [5] A. Prasad, P. Ziogas, and S. Manias, “An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 83–92, Jan 1991.
- [6] Y.-W. Cho, J.-M. Kwon, and B.-H. Kwon, “Single power-conversion ac–dc converter with high power factor and high efficiency,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4797–4806, Sept 2014.
- [7] B. A. Mather and D. Maksimović, “A simple digital power-factor correction rectifier controller,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 9–19, Jan 2011.
- [8] E. L. M. Mehl and I. Barbi, “An improved high-power factor and low-cost three-phase rectifier,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 485–492, March 1997.
- [9] A. I. Maswood, A. K. Yusop, and M. A. Rahman, “A novel suppressed-link rectifier-inverter topology with near unity power factor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 5, pp. 692–700, Sep. 2002.
- [10] R. Guzman, L. G. de Vicuña, J. Morales, M. Castilla, and J. Matas, “Sliding-mode control for a three-phase unity power factor rectifier operating at fixed switching frequency,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 758–769, Jan 2016.
- [11] Z. Yin, J. Liu, and Y. Zhong, “Study and control of three-phase pwm rectifier based on dual single-input single-output model,” *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 9, no. 2, pp. 1064–1073, May 2013.
- [12] J. Liu, Y. Gao, W. Luo, and L. Wu, “Takagi–sugeno fuzzy-model-based control of three-phase ac/dc voltage source converters using adaptive sliding mode technique,” *IET Control Theory Appl.*, vol. 11, no. 8, pp. 1255–1263, 2017.
- [13] J. H. Lee, “Model predictive control: Review of the three decades of development,” *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 9, no. 3, p. 415, Jun 2011. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1007/s12555-011-0300-6>
- [14] J. Qin and T. Badgwell, “A survey of industrial model predictive control technology,” *Control Engineering Practice*, vol. 11, pp. 733–764, 07 2003.

- [15] J. Hu and K. W. E. Cheng, "Predictive control of power electronics converters in renewable energy systems," *Energies*, vol. 10, p. 515, Feb 2017.
- [16] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, "Model predictive control: A review of its applications in power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, March 2014.
- [17] L. Tarisciotti, A. Formentini, A. Gaeta, M. Degano, P. Zanchetta, R. Rabbeni, and M. Pucci, "Model predictive control for shunt active filters with fixed switching frequency," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 1, pp. 296–304, Jan 2017.
- [18] T. H. Nguyen and K.-H. Kim, "Finite control set model predictive control with modulation to mitigate harmonic component in output current for a grid-connected inverter under distorted grid conditions," *Energies*, vol. 10, p. 907, Feb 2017.
- [19] M. Trabelsi, S. Bayhan, K. A. Ghazi, H. Abu-Rub, and L. Ben-Brahim, "Finite-control-set model predictive control for grid-connected packed-U-cells multilevel inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 11, pp. 7286–7295, Nov 2016.
- [20] P. Kou, D. Liang, J. Li, L. Gao, and Q. Ze, "Finite-control-set model predictive control for dfig wind turbines," *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.*, Jul 2018.
- [21] L. Wang, *Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB*. Springer, 2009.
- [22] M. Ramzi, H. Youlal, and M. Haloua, "State space model predictive control of an aerothermic process with actuators constraints," *Intelligent Control and Automation*, vol. 3, no. 1, pp. 50–58, Feb 2012.
- [23] L. Qian, L. Zhang, Q. Chen, and S. Quan, "Constrained model predictive control for a three-phase pwm rectifier," in *2017 Chinese Automation Congress (CAC)*, Oct 2017, pp. 6745–6749.
- [24] R. Guzman, L. G. de Vicuña, A. Camacho, J. Miret, and J. M. Rey, "Receding-horizon model-predictive control for a three-phase vsi with an lcl filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 9, pp. 6671–6680, Sep. 2019.
- [25] D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, M. A. Perez, P. Cortes, and R. Lizana, "Model predictive control of an afe rectifier with dynamic references," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3128–3136, 2012.
- [26] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, June 2009.
- [27] Y. Zhang, Z. Wang, J. Jiao, and J. Liu, "Grid-voltage sensorless model predictive control of three-phase pwm rectifier under unbalanced and distorted grid voltages," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 35, no. 8, pp. 8663–8672, 2020.
- [28] M. Mehreganfar, M. H. Saedinia, S. A. Davari, C. Garcia, and J. Rodriguez, "Sensorless predictive control of afe rectifier with robust adaptive inductance estimation," *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 15, no. 6, pp. 3420–3431, June 2019.
- [29] J. Sawma, F. Khatounian, E. Monmasson, L. Idkhajine, and R. Ghosn, "Cascaded dual-model-predictive control of an active front-end rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 7, pp. 4604–4614, July 2016.

- [30] T. Ackermann, G. Andersson, and L. Söder, “Distributed generation: a definition in addition to this paper, a working paper entitled ‘distributed power generation in a deregulated market environment’ is available. the aim of this working paper is to start a discussion regarding different aspects of distributed generation. this working paper can be obtained from one of the authors, thomas.ackermann.1,” *Electric Power Systems Research*, vol. 57, no. 3, pp. 195–204, 2001. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779601001018>
- [31] R. Lasseter, A. Akhil, C. Marnay, J. Stephens, J. Dagle, R. Guttromson, A. S. Meliopoulos, R. Yinger, and J. Eto, “White paper on integration of distributed energy resources. The CERTS microgrid concept,” Consortium for Electric Reliability Technology Solutions, Tech. Rep., 2002.
- [32] R. H. Lasseter, “Microgrids and distributed generation,” *Journal of Energy Engineering*, vol. 133, no. 3, pp. 144–149, 2007.
- [33] R. H. Lasseter, “Certs microgrid,” in *2007 IEEE International Conference on System of Systems Engineering*, 2007, pp. 1–5.
- [34] J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, J. Miret, M. Castilla, and L. G. de Vicuña, “Hierarchical control of intelligent microgrids,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 4, no. 4, pp. 23–29, 2010.
- [35] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of power converters in ac microgrids,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, 2012.
- [36] A. Camacho, M. Castilla, J. Miret, A. Borrell, and L. G. de Vicuña, “Active and reactive power strategies with peak current limitation for distributed generation inverters during unbalanced grid faults,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1515–1525, 2015.
- [37] A. Milicua, G. Abad, and M. n. Rodríguez Vidal, “Online reference limitation method of shunt-connected converters to the grid to avoid exceeding voltage and current limits under unbalanced operation—part ii: Validation,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 3, pp. 864–873, 2015.
- [38] J. Schiffer, D. Zonetti, R. Ortega, A. M. Stanković, T. Sezi, and J. Raisch, “A survey on modeling of microgrids—from fundamental physics to phasors and voltage sources,” *Automatica*, vol. 74, pp. 135–150, 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0005109816303041>
- [39] X. Guo, Z. Lu, B. Wang, X. Sun, L. Wang, and J. M. Guerrero, “Dynamic phasors-based modeling and stability analysis of droop-controlled inverters for microgrid applications,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 6, pp. 2980–2987, 2014.
- [40] C. X. Rosero, M. Velasco, P. Martí, A. Camacho, J. Miret, and M. Castilla, “Analysis of consensus-based islanded microgrids subject to unexpected electrical and communication partitions,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 5, pp. 5125–5135, 2019.
- [41] —, “Active power sharing and frequency regulation in droop-free control for islanded microgrids under electrical and communication failures,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6461–6472, 2020.
- [42] M. Kabalan, P. Singh, and D. Niebur, “A design and optimization tool for inverter-based microgrids using large-signal nonlinear analysis,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 4, pp. 4566–4576, 2019.

- [43] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. García de Vicuna, and M. Castilla, "Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids. A general approach towards standardization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, Jan. 2011.
- [44] J. M. Guerrero, J. Matas, L. Garcia De Vicuna, M. Castilla, and J. Miret, "Wireless-control strategy for parallel operation of distributed-generation inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1461–1470, 2006.
- [45] R. Majumder, A. Ghosh, G. Ledwich, and F. Zare, "Angle droop versus frequency droop in a voltage source converter based autonomous microgrid," in *2009 IEEE Power Energy Society General Meeting*, 2009, pp. 1–8.
- [46] E. Rokrok and M. E. H. Golshan, "Adaptive voltage droop scheme for voltage source converters in an islanded multibus microgrid," *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 4, no. 5, pp. 562–578, 2010.
- [47] M. Castilla, A. Camacho, P. Martí, M. Velasco, and M. M. Ghahderijani, "Impact of clock drifts on communication-free secondary control schemes for inverter-based islanded microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 6, pp. 4739–4749, 2018.
- [48] Y. Han, H. Li, P. Shen, E. A. A. Coelho, and J. M. Guerrero, "Review of active and reactive power sharing strategies in hierarchical controlled microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2427–2451, 2017.
- [49] A. G. Tsikalakis and N. D. Hatziargyriou, "Centralized control for optimizing microgrids operation," in *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 2011, pp. 1–8.
- [50] A. Bidram, A. Davoudi, and F. L. Lewis, "A multiobjective distributed control framework for islanded ac microgrids," *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 3, pp. 1785–1798, 2014.
- [51] Q. Shafiee, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Distributed secondary control for islanded microgrids—a novel approach," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 1018–1031, 2014.
- [52] F. Guo, C. Wen, J. Mao, and Y. Song, "Distributed secondary voltage and frequency restoration control of droop-controlled inverter-based microgrids," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4355–4364, 2015.
- [53] V. Nasirian, Q. Shafiee, J. M. Guerrero, F. L. Lewis, and A. Davoudi, "Droop-free distributed control for ac microgrids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 2, pp. 1600–1617, 2016.
- [54] N. M. Dehkordi, N. Sadati, and M. Hamzeh, "Distributed robust finite-time secondary voltage and frequency control of islanded microgrids," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 32, no. 5, pp. 3648–3659, 2017.
- [55] A. Pilloni, A. Pisano, and E. Usai, "Robust finite-time frequency and voltage restoration of inverter-based microgrids via sliding-mode cooperative control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 1, pp. 907–917, 2018.
- [56] Z. Li, Z. Cheng, J. Liang, J. Si, L. Dong, and S. Li, "Distributed event-triggered secondary control for economic dispatch and frequency restoration control of droop-controlled ac microgrids," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 11, no. 3, pp. 1938–1950, 2020.

- [57] N. Sarrafan, M. A. Rostami, J. Zarei, R. Razavi-Far, M. Saif, and T. Dragicevic, "Improved distributed prescribed finite-time secondary control of inverter-based microgrids: Design and real-time implementation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–1, 2020.
- [58] P. Ge, X. Dou, X. Quan, Q. Hu, W. Sheng, Z. Wu, and W. Gu, "Extended-state-observer-based distributed robust secondary voltage and frequency control for an autonomous microgrid," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 11, no. 1, pp. 195–205, 2020.
- [59] S. M. Mohiuddin and J. Qi, "Droop-free distributed control for ac microgrids with precisely regulated voltage variance and admissible voltage profile guarantees," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 3, pp. 1956–1967, 2020.
- [60] H. Han, X. Hou, J. Yang, J. Wu, M. Su, and J. M. Guerrero, "Review of power sharing control strategies for islanding operation of ac microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 1, pp. 200–215, 2016.
- [61] J. M. Guerrero, N. Berbel, J. Matas, J. L. Sosa, and L. G. de Vicuna, "Droop control method with virtual output impedance for parallel operation of uninterruptible power supply systems in a microgrid," in *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2007, pp. 1126–1132.
- [62] J. He and Y. W. Li, "Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 6, pp. 2525–2538, 2011.
- [63] J. He, Y. W. Li, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and J. C. Vasquez, "An islanding microgrid power sharing approach using enhanced virtual impedance control scheme," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5272–5282, 2013.
- [64] J. W. Simpson-Porco, Q. Shafiee, F. Dörfler, 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*, vol. 62, no. 11, pp. 7025–7038, 2015.
- [65] X. Lu, X. Yu, J. Lai, Y. Wang, and J. M. Guerrero, "A novel distributed secondary coordination control approach for islanded microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 4, pp. 2726–2740, 2018.
- [66] K. W. Joung, T. Kim, and J.-W. Park, "Decoupled frequency and voltage control for stand-alone microgrid with high renewable penetration," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 1, pp. 122–133, 2019.
- [67] Y. Khayat, Q. Shafiee, R. Heydari, M. Naderi, T. Dragičević, J. W. Simpson-Porco, F. Dörfler, 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*, vol. 35, no. 6, pp. 6482–6500, 2020.
- [68] M. Velasco, P. Martí, A. Camacho, J. Miret, and M. Castilla, "Synchronization of local integral controllers for frequency restoration in islanded microgrids," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 3906–3911.
- [69] J. M. Rey, P. Martí, M. Velasco, J. Miret, and M. Castilla, "Secondary switched control with no communications for islanded microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 11, pp. 8534–8545, 2017.



- [70] G. Lou, W. Gu, L. Wang, B. Xu, M. Wu, and W. Sheng, “Decentralised secondary voltage and frequency control scheme for islanded microgrid based on adaptive state estimator,” *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 11, pp. 3683–3693(10), October 2017.
- [71] Y. Han, H. Li, L. Xu, X. Zhao, and J. M. Guerrero, “Analysis of washout filter-based power sharing strategy—an equivalent secondary controller for islanded microgrid without lbc lines,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 5, pp. 4061–4076, 2018.
- [72] M. Castilla, A. Camacho, J. Miret, M. Velasco, and P. Martí, “Local secondary control for inverter-based islanded microgrids with accurate active power sharing under high-load conditions,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 4, pp. 2529–2539, 2019.
- [73] E. Weitenberg, Y. Jiang, C. Zhao, E. Mallada, C. De Persis, and F. Dörfler, “Robust decentralized secondary frequency control in power systems: Merits and tradeoffs,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 64, no. 10, pp. 3967–3982, 2019.
- [74] P. N. Vovos, A. E. Kiprakis, A. R. Wallace, and G. P. Harrison, “Centralized and distributed voltage control: Impact on distributed generation penetration,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, no. 1, pp. 476–483, 2007.
- [75] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Secondary control for voltage quality enhancement in microgrids,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1893–1902, 2012.
- [76] A. Milczarek, M. Malinowski, and J. M. Guerrero, “Reactive power management in islanded microgrid—proportional power sharing in hierarchical droop control,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 4, pp. 1631–1638, 2015.
- [77] Y. Guan, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Coordinated secondary control for balanced discharge rate of energy storage system in islanded ac microgrids,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 5019–5028, 2016.
- [78] T. Dragičević, R. Heydari, and F. Blaabjerg, “Super-high bandwidth secondary control of ac microgrids,” in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2018, pp. 3036–3042.
- [79] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, and J. M. Guerrero, “Secondary control for reactive power sharing in droop-controlled islanded microgrids,” in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2012, pp. 1627–1633.
- [80] A. Micallef, M. Apap, C. S. Staines, and J. M. G. Zapata, “Secondary control for reactive power sharing and voltage amplitude restoration in droop-controlled islanded microgrids,” in *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2012, pp. 492–498.
- [81] Q. Shafiee, e. Stefanović, T. Dragičević, P. Popovski, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, “Robust networked control scheme for distributed secondary control of islanded microgrids,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5363–5374, 2014.
- [82] F. Chen, M. Chen, Q. Li, K. Meng, J. M. Guerrero, and D. Abbott, “Multiagent-based reactive power sharing and control model for islanded microgrids,” *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 1232–1244, 2016.

- [83] X. Lu, X. Yu, J. Lai, J. M. Guerrero, and H. Zhou, "Distributed secondary voltage and frequency control for islanded microgrids with uncertain communication links," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 13, no. 2, pp. 448–460, 2017.
- [84] R. Han, L. Meng, G. Ferrari-Trecate, E. A. A. Coelho, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Containment and consensus-based distributed coordination control to achieve bounded voltage and precise reactive power sharing in islanded ac microgrids," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 6, pp. 5187–5199, 2017.
- [85] N. M. Dehkordi, N. Sadati, and M. Hamzeh, "Fully distributed cooperative secondary frequency and voltage control of islanded microgrids," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 2, pp. 675–685, 2017.
- [86] W. Kang, Q. Li, M. Gao, X. Li, J. Wang, R. Xu, and M. Chen, "Distributed secondary control method for islanded microgrids with communication constraints," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 5812–5821, 2018.
- [87] H. Cai and G. Hu, "Distributed nonlinear hierarchical control of ac microgrid via unreliable communication," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 4, pp. 2429–2441, 2018.
- [88] 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*, vol. 6, pp. 50169–50178, 2018.
- [89] G. Lou, W. Gu, J. Wang, W. Sheng, and L. Sun, "Optimal design for distributed secondary voltage control in islanded microgrids: Communication topology and controller," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 34, no. 2, pp. 968–981, 2019.
- [90] Q. Li, C. Peng, M. Wang, M. Chen, J. M. Guerrero, and D. Abbott, "Distributed secondary control and management of islanded microgrids via dynamic weights," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 2, pp. 2196–2207, 2019.
- [91] Z. Deng, Y. Xu, H. Sun, and X. Shen, "Distributed, bounded and finite-time convergence secondary frequency control in an autonomous microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 3, pp. 2776–2788, 2019.
- [92] G. Lou, W. Gu, J. Wang, W. Sheng, and L. Sun, "Optimal design for distributed secondary voltage control in islanded microgrids: Communication topology and controller," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 34, no. 2, pp. 968–981, 2019.
- [93] B. Abdolmaleki, A. Seifi, M. M. Arefi, and Q. Shafiee, "Event-triggered voltage control of inverter-based microgrids," in *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2018, pp. 522–528.
- [94] L. Ding, Q.-L. Han, and X.-M. Zhang, "Distributed secondary control for active power sharing and frequency regulation in islanded microgrids using an event-triggered communication mechanism," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 7, pp. 3910–3922, 2019.
- [95] J. Lai, X. Lu, X. Yu, and A. Monti, "Stochastic distributed secondary control for ac microgrids via event-triggered communication," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 4, pp. 2746–2759, 2020.
- [96] G. Lou, W. Gu, X. Lu, Y. Xu, and H. Hong, "Distributed secondary voltage control in islanded microgrids with consideration of communication network and time delays," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 5, pp. 3702–3715, 2020.

- [97] B. Abdolmaleki, Q. Shafiee, A. R. Seifi, M. M. Arefi, and F. Blaabjerg, "A zero-free event-triggered secondary control for ac microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 11, no. 3, pp. 1905–1916, 2020.
- [98] M. Mottaghizadeh, F. Aminifar, T. Amraee, and M. Sanaye-Pasand, "Distributed robust secondary control of islanded microgrids: Voltage, frequency, and power sharing," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 36, no. 4, pp. 2501–2509, 2021.
- [99] Z. Lian, C. Deng, C. Wen, F. Guo, P. Lin, and W. Jiang, "Distributed event-triggered control for frequency restoration and active power allocation in microgrids with varying communication time delays," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 9, pp. 8367–8378, 2021.
- [100] J. Schiffer, C. A. Hans, T. Kral, R. Ortega, and J. Raisch, "Modeling, analysis, and experimental validation of clock drift effects in low-inertia power systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5942–5951, 2017.
- [101] P. Martí, J. Torres-Martínez, C. X. Rosero, M. Velasco, J. Miret, and M. Castilla, "Analysis of the effect of clock drifts on frequency regulation and power sharing in inverter-based islanded microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 12, pp. 10 363–10 379, 2018.
- [102] R. Majumder, G. Ledwich, A. Ghosh, S. Chakrabarti, and F. Zare, "Droop control of converter-interfaced microsources in rural distributed generation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2768–2778, 2010.
- [103] D. K. Dheer, O. V. Kulkarni, S. Doolla, and A. K. Rathore, "Effect of reconfiguration and meshed networks on the small-signal stability margin of droop-based islanded microgrids," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 3, pp. 2821–2833, 2018.
- [104] A. Trivedi and M. Singh, " $l_1$  adaptive droop control for ac microgrid with small mesh network," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 6, pp. 4781–4789, 2018.
- [105] E. Coelho, P. Cortizo, and P. Garcia, "Small signal stability for single phase inverter connected to stiff ac system," in *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, vol. 4, 1999, pp. 2180–2187 vol.4.
- [106] R. Lasseter, "Microgrids," in *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, vol. 1, 2002, pp. 305–308 vol.1.
- [107] J. Guerrero, L. de Vicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret, "A wireless controller to enhance dynamic performance of parallel inverters in distributed generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1205–1213, 2004.
- [108] 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*, vol. 22, no. 2, pp. 613–625, 2007.
- [109] J. Miret, J. L. García de Vicuña, R. Guzmán, A. Camacho, and M. Moradi Ghahderijani, "A flexible experimental laboratory for distributed generation networks based on power inverters," *Energies*, vol. 10, no. 10, 2017. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/10/1589>
- [110] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*. New York: Springer Verlag, 1995.

- [111] Chao-Ming Ying, S. Voorakaranam, and B. Joseph, "Analysis and performance of the lp-mpc and qp-mpc cascade control system," in *Proc. of the 1998 American Control Conf. ACC (IEEE Cat. No.98CH36207)*, vol. 2, 1998, pp. 806–810 vol.2.
- [112] K. V. Ling, Wu Bingfang, He Minghua, and Zhang Yu, "A model predictive controller for multirate cascade systems," in *Proc. of the 2004 American Control Conf.*, vol. 2, 2004, pp. 1575–1579 vol.2.