

Control Jerárquico en Smart-grid Utilizando un Modelo de Control Predictivo

Fabián Ignacio Medina Morales

2023

Requisito parcial para obtener el título de:
Ingeniero Civil Electricista

Profesora Guía:
Margarita Norambuena (UTFSM)
Profesor Co-referente:
Pablo Lezana (UTFSM)

Valparaíso, 23 de Enero del 2024

“La imaginación es más importante que el conocimiento.”
— *Albert Einstein*

Agradecimientos

Quiero agradecer, primero, a mi familia por estar a mi lado en cada momento de mi vida. Ellos fueron un pilar fundamental en mis estudios universitarios, brindándome la motivación y el apoyo en cada desafío que debía enfrentar. Sin ellos, no sería la persona que soy actualmente. También quiero agradecer a la selección de atletismo de la universidad, ya que desempeñaron un papel crucial en mi formación tanto como persona y como deportista. Gracias a ellos, viví grandes momentos que permanecerán imborrables en mi memoria. Fue dentro de este deporte donde encontré a mis amigos más cercanos de la universidad, con quienes compartí momentos muy especiales. Asimismo, menciono y agradezco a mis amigas más cercanas, Liss, Sofía y Camila, quienes me brindaron un apoyo constante en todo momento. Finalmente, no puedo dejar de mencionar a esos amigos que he conocido a lo largo de mi vida y que siguen siendo una parte esencial en ella: Arantzu, Camila, Eliseo, Dante, Felipe, Fonchi, Gustavo, Cristobal, Kevin, Javiera Romero, Javiera Satas, Jimmy, July y Walter.

Índice de Contenidos

Índice de Contenidos	I
Índice de Figuras	IV
Índice de Tablas	VI
Resumen ejecutivo	1
1. Introducción	3
1.1. Objetivos:	6
1.1.1. Objetivo Principal	6
1.1.2. Objetivos secundarios	6
2. Marco teórico	7
2.1. El Inversor Trifásico	7
2.1.1. El inversor de fuente de tensión de 2 niveles	8
2.1.2. La Modulación PWM	9
2.1.2.a. Técnicas de modulación:	10
2.2. Técnicas de control aplicadas en inversores:	10
2.2.1. El control PID clásico	10
2.2.1.a. El control en tiempo discreto:	12
2.2.1.b. El control PI en tiempo discreto:	13
2.2.1.c. Ajuste de los parámetros del PID	14
2.2.1.d. Caso de doble lazo retroalimentado:	15
2.2.1.e. Aplicación del control PID en inversores:	17
2.2.2. El control predictivo basado en modelos	17
2.2.2.a. Metodología de los MPC	19
2.2.2.b. Optimización	19
2.2.2.c. Modelo de tiempo discreto para predicción	19
2.2.2.d. Aplicación del MPC en inversores	20
3. Estado del Arte	21
3.1. Las Smart-Grid	21
3.1.1. ¿Por qué estudiar las smart-grid?	21
3.1.2. Elementos que la componen:	22
3.1.3. Ventajas:	22
3.1.4. Diferencias con las redes tradicionales:	23
3.2. El control y la automatización en las Smart Grid:	23

3.2.1.	El control PID en las Smart Grid	24
3.2.2.	MPC en las Smart Grid	24
3.2.3.	EL Control Jerárquico	25
3.2.3.a.	El control primario:	25
3.2.3.b.	El control secundario:	26
3.2.3.c.	El control terciario:	26
4.	Nueva propuesta de control jerárquico basado en MPC	27
4.1.	Sistema a estudiar:	28
4.2.	El control primario:	29
4.2.1.	Procedimiento control primario	30
4.2.2.	Resultados control primario	31
4.2.2.a.	Tensión en el capacitor	32
4.2.2.b.	Respuestas de corriente del sistema	35
4.2.3.	Resultados control primario: casos alternativos	36
4.2.3.a.	Caso con carga no lineal	37
4.2.3.b.	Caso con carga desbalanceada	39
4.2.3.c.	Caso con carga desbalanceada y no lineal	41
4.2.3.d.	Comparación de error	43
4.3.	Control secundario	44
4.3.1.	Procedimiento control secundario	44
4.3.2.	Resultados simulación control secundario	46
4.3.3.	Resultados control secundario: Casos alternativos	48
4.4.	El Control terciario	52
4.4.1.	Resultados control terciario	54
4.4.1.a.	Resultados control terciario: casos alternativos.	57
5.	Comparación del control basado en MPC vs PI	60
5.1.	Sistema a estudiar:	60
5.2.	El control primario:	61
5.2.1.	Resultados control primario:	63
5.2.1.a.	Tensión del capacitor	63
5.3.	El control secundario:	67
5.3.1.	Resultados control secundario	68
5.4.	El control terciario:	72
5.4.1.	Resultados control terciario:	74
5.5.	Casos alternativos con control PI	79
5.5.1.	Resultados del control primario con casos alternativos:	80
5.5.2.	Resultados del control secundario con casos alternativos:	80
5.5.3.	Resultados del control terciario con casos alternativos:	82
5.6.	Comparación final:	84
6.	Conclusiones.	85
A.	Aplicación del PLL	88
A.1.	Método de implementación:	88

B.	Ajuste de parámetros de control PI mediante Rltool	91
B.1.	La herramienta Rltool:	91
B.2.	Ejemplo de aplicación	91
B.2.1.	Trabajando en la interfaz:	92
B.2.1.a.	Paso 1: Configuración de preferencias	92
B.2.1.b.	Paso 2: Abriendo ventada del controlador	93
B.2.1.c.	Paso 4: Configuración de los parámetros del controlador	94
B.2.1.d.	Paso 5: Análisis adicionales	95

Apéndices **97**

C.	Códigos de método de control MPC	97
C.1.	Control primario y secundario:	97
C.1.1.	Code declarations:	97
C.1.2.		99
C.2.	Control terciario:	104
C.2.1.	Code declarations:	104
C.2.2.	Update function code:	106

Apéndices **111**

D.	Códigos de método de control PI	111
D.1.	Control primario y secundario:	111
D.1.1.	Code declarations:	111
D.1.2.	Update function code:	114
D.2.	Control terciario:	118
D.2.1.	Code declarations:	118
D.2.2.	Update function code:	119

Índice de Figuras

1.1.	Esquema de control jerárquico.	5
1.2.	Sistema de estudio con dos convertidores.	5
2.1.	Inversor Trifásico.	8
2.2.	Esquema básico de inversor multinivel [18].	8
2.3.	Diagrama de bloque de PID.	11
2.4.	Sistema en cascada.	16
2.5.	Sistema en cascada aproximado.	17
2.6.	Estrategia de los MPC.	18
2.7.	Estructura de los MPC.	18
2.8.	Conversión de continuo a discreto.	20
4.1.	Esquema de control jerárquico.	28
4.2.	Sistema de estudio con dos convertidores.	28
4.3.	Esquema de control primario.	31
4.4.	Tensiones abc del capacitor.	33
4.5.	Tensión del capacitor en ejes dq.	33
4.6.	Error porcentual de la tensión del capacitor.	34
4.7.	Espectro armónico para una referencia de tensión de 50[V].	34
4.8.	Espectro armónico para una referencia de tensión de 500[V].	35
4.9.	Resultados corriente i_{fabc}	36
4.10.	Resultados corriente i_{oabc}	36
4.11.	Sistema con carga no lineal y desbalanceada	37
4.12.	Carga no lineal	37
4.13.	Tensión del capacitor carga no lineal.	38
4.14.	Tensión del capacitor en ejes d y q carga no lineal.	38
4.15.	Corriente de salida carga no lineal.	39
4.16.	Resultado de tensión en R_D	39
4.17.	Tensión del capacitor carga desbalanceada.	40
4.18.	Tensión del capacitor en ejes d y q carga desbalanceada.	40
4.19.	Corriente de salida carga desbalanceada.	41
4.20.	Tensión del capacitor carga desbalanceada y no lineal.	42
4.21.	Tensión del capacitor en ejes d y q carga desbalanceada y no lineal.	42
4.22.	Corriente de salida carga desbalanceada y no lineal.	43
4.23.	Error % de la tensión del capacitor.	44
4.24.	Esquema de control secundario.	45
4.25.	Resultado de potencia activa en la red.	47
4.26.	Resultado de potencia reactiva en la red.	47
4.27.	Errores de potencia activa y reactiva.	48

4.28.	Corriente $i_{o_{abc}}$ caso No lineal	49
4.29.	Resultados de potencias para carga No lineal.	49
4.30.	Corriente $i_{o_{abc}}$ caso Desbalanceado.	50
4.31.	Resultados de potencias para carga Desbalanceada.	50
4.32.	Corriente $i_{o_{abc}}$ caso Desbalanceado con No lineal.	51
4.33.	Resultados de potencias para carga Desbalanceada con No lineal.	51
4.34.	Errores porcentuales de potencias.	52
4.35.	Esquema de control terciario.	54
4.36.	Control de potencia activa.	56
4.37.	Control de potencia reactiva.	56
4.38.	Error % de potencia activa y reactiva en la red.	57
4.39.	Resultados de potencias para carga No lineal.	58
4.40.	Resultados de potencias para carga Desbalanceada.	58
4.41.	Resultados de potencias para carga Desbalanceada con No lineal.	58
4.42.	Error % de potencias para casos alternativos.	59
5.1.	Sistema trabajado con 1 inversor.	60
5.2.	Sistema trabajado con 2 inversores.	61
5.3.	Esquema de control primario convencional.	62
5.4.	Lazos realimentados de tensión y corriente.	62
5.5.	Resultados de la tensión del capacitor.	65
5.6.	Espectro de tensión del capacitor para una referencia de 50[V].	66
5.7.	Esquema de control secundario convencional.	68
5.8.	Resultados de potencia activa.	70
5.9.	Resultados de potencia Reactiva.	71
5.10.	Esquema de control terciario convencional.	74
5.11.	Resultados de potencia activa.	77
5.12.	Resultados de potencia Reactiva.	78
5.13.	Resultados de la tensión del capacitor.	80
5.14.	Resultados de potencia activa.	81
5.15.	Resultados de potencia reactiva.	82
5.16.	Resultados de potencia activa.	83
5.17.	Resultados de potencia reactiva.	83
A.1.	Ubicaciones del fasor espacial.	89
A.2.	Esquema del algoritmo del PLL.	90
B.1.	Configurando preferencias	93
B.2.	Abriendo ventana para diseñar el controlador.	94
B.3.	Ventana del controlador	94
B.4.	Configuración numérica del controlador.	95
B.5.	Configuración manual del controlador.	95
B.6.	Nuevos gráficos.	96
B.7.	Configuración de nuevos gráficos.	96

Índice de Tablas

2.1.	Combinaciones de tensiones de salida del inversor.	9
2.2.	Combinaciones de tensiones del punto de vista de la carga.	9
3.1.	Diferencias entre las Smart Grid y la redes tradicionales.	23
4.1.	Parámetros del sistema.	29
4.2.	Estados del convertidor y tensiones V_i de salida.	30
4.3.	Referencias aplicadas con una frecuencia de 50[hz]	32
4.4.	Resultados de la distorsión armónica para ambos casos.	35
4.5.	Referencias de potencia por intervalos.	46
4.6.	Referencias de potencia activa y reactiva.	55
4.7.	Referencias de potencia activa y reactiva finales.	55
5.1.	Amplitudes de referencia	63
5.2.	Parámetros del sistema.	63
5.3.	Parámetros controladores PI.	63
5.4.	Tabla comparativa de la respuesta de tensión del control primario.	67
5.5.	Referencias de potencia aplicadas por intervalos.	69
5.6.	Tabla comparativa de la respuesta de potencia activa en control secundario.	72
5.7.	Tabla comparativa de la respuesta de potencia reactiva en control secundario.	72
5.8.	Referencias de potencia activa y reactiva.	75
5.9.	Referencias de potencia activa y reactiva finales.	75
5.10.	Tabla comparativa de la respuesta de potencia activa en control terciario.	79
5.11.	Tabla comparativa de la respuesta de potencia reactiva en control terciario.	79
5.12.	Tabla comparativa resumida entre ambos métodos.	84

Nomenclatura.

<i>CSI</i>	:	Current Source Inverter (Inversor de fuente de corriente)
<i>DER</i>	:	Distributed energy resources (Recursos de energía distribuida)
<i>MPC</i>	:	Model Predictive Control (Control predictivo basado en modelos)
<i>N</i>	:	Neutro del inversor
<i>n</i>	:	Neutro de la carga.
<i>PI</i>	:	Propotional-Integral
<i>PLL</i>	:	Phase Locked Loop (Lazo de seguimiento de fase)
<i>PWM</i>	:	Pulse Width Modulation (Modulación por ancho de pulsos).
<i>RES</i>	:	Renewable Energy Storage (Almacenamiento de energía renovable)
<i>THD</i>	:	Total Harmonic Distortion (Distorsión total armónica)
<i>VSI</i>	:	Voltage Source Inverter (Inversor de fuente de tensión)

Resumen ejecutivo

En el ámbito del control utilizando convertidores de potencia, las estrategias de control clásicas como el PID han sido las más utilizadas a lo largo de los años. Sin embargo, éstas estrategias de control cuentan con algunas desventajas. Por ejemplo, presentan una respuesta lenta cuando se aplican a sistemas con múltiples lazos de realimentación. Además, los controladores PID, al poseer parámetros de control, pueden volverse inestables cuando se produce una variación en el sistema. En algunos casos, es necesario recalcular los parámetros para que el control se adapte a estas variaciones y mantenga su estabilidad. También, los controladores PID poseen dificultades para controlar directamente sistemas no lineales y desbalanceados. En el caso de sistemas no lineales, se necesita linealizar el sistema para su aplicación, mientras que para situaciones desbalanceadas, si bien es posible su aplicación, hay casos que requieren métodos de control más avanzados. Es por esto que este trabajo se enfoca en proponer un modelo de control predictivo (MPC) de tipo jerárquico aplicado a convertidores de potencia trifásicos conectados a cargas y a una red. La jerarquía consta de tres niveles: control de tensión en primer lugar, control de potencia de la red en segundo lugar, y control de potencia en la red utilizando dos convertidores o más en tercer lugar.

La parte central del trabajo se divide en dos secciones. En la primera parte se explica la propuesta del modelo, sus niveles jerárquicos y su funcionamiento. En esta etapa, se obtuvieron errores en estado estacionario bastante reducidos de las variables de tensión, potencia activa y reactiva, manteniéndose por debajo del 2 % para casos de cargas lineales. Sin embargo, para casos no lineales, en ocasiones los errores superaban el 10 %, llegando en algunos casos a un 16 % a medida que aumentaba la magnitud referencia de tensión y potencia. No obstante, con cargas desbalanceadas, los errores solo sobrepasaron ligeramente los casos lineales. En la segunda parte, se realiza una comparación entre MPC y una estrategia de control que utiliza un controlador proporcional-integral (PI). En esta comparación se evidencian las ventajas del control predictivo en términos de velocidad, siendo este aproximadamente 20 veces más rápido. En el periodo transitorio, se observan menores overshoots comparado al PI, con diferencias que varían entre un 10 % y alrededor de un 90 % sobre su referencia. Por último, sobre el error de seguimiento de sus referencias, ambos métodos arrojan errores bastante similares, oscilando entre 1 % y 2 %. Además se estudia el comportamiento del PI para carga no lineales y desbalanceadas, donde si bien el PI es capaz de controlar los casos desbalanceado, en el caso no lineal se generan respuestas con un ripple de gran magnitud, el cual no puede mitigar.

Finalmente, aunque el MPC de tipo jerárquico ofrece ventajas notables, como la rapidez de llegar a su estado estacionario, un bajo error al seguir la referencia, bajos overshoots en estado transitorio, capacidad para controlar cargas desbalanceadas y no lineales, así como una aplicación sencilla, entre otras, fue ligeramente superado por el control PI en

términos de calidad de respuesta en estado estacionario. Esto se traduce en una menor presencia de ruido en estado estacionario, menor ripple y menor contenido armónico con el PI. Si en el futuro se lograra mejorar la calidad de respuesta del MPC, este método se convertiría en una opción sumamente eficiente y efectiva, superando notablemente a otros tipos de control.

Capítulo 1

Introducción

Dado que los recursos de combustibles fósiles se están agotando rápidamente en nuestro planeta, se ha vuelto necesario incluir sistemas de energía renovable en las redes eléctricas [1]. Sin embargo, la naturaleza estocástica de la energía renovable, combinada con la variabilidad en la demanda de los sistemas, puede dar lugar a fluctuaciones en la tensión del enlace de corriente continua (dc-link), lo que a su vez puede deteriorar la calidad de la energía en el lado de la red alterna [2]. Por lo tanto, es necesario implementar esquemas de control adicionales para abordar estos desafíos.

Durante años, los controladores lineales, como el controlador Proporcional-Integral (PI), han sido ampliamente utilizados en aplicaciones de electrónica de potencia. Sin embargo, estos controladores presentan importantes desventajas [3]. En primer lugar, la estructura de control se vuelve más complicada cuando se requieren múltiples lazos de retroalimentación, lo que conlleva respuestas dinámicas más lentas. Además, determinar los parámetros óptimos del controlador PI en estrategias jerárquicas o complejas es una tarea difícil y requiere de un esfuerzo considerable. Estas limitaciones hacen que el control PI no sea tan eficaz cuando se trata de abordar los desafíos relacionados con la integración de energías renovables a la red eléctrica.

En la actualidad, se están llevando a cabo numerosos estudios con el fin de encontrar mejores alternativas de control para las redes eléctricas que integran energías renovables. Una de estas soluciones prometedoras son las redes conocidas como Smart Grids o redes inteligentes. Estas redes están diseñadas para respaldar la generación, el almacenamiento distribuido y las aplicaciones de gestión de carga desde el lado de la demanda [4, 5]. Su objetivo principal es lograr una eficiencia energética confiable, donde se optimice tanto la generación y distribución de energía como su consumo [4, 6].

Las Smart Grid, o redes eléctricas inteligentes, son sistemas que integran de manera inteligente y dinámica las acciones de todos los usuarios conectados a la red con el objetivo de lograr un suministro eléctrico eficiente, seguro y sostenible. Estas redes emplean la transformación digital y el análisis de información de diferentes actores para facilitar el flujo bidireccional de energía. Esto se logra a través de la automatización de alto nivel, lo que permite una respuesta rápida y eficiente a las necesidades que puedan surgir [7]. Las

Smart-Grid cuentan con sistemas de medición inteligente, sensores digitales, controladores inteligentes y mecanismos de auto-reparación, como interruptores inteligentes que aíslan las líneas del sistema en caso de falla [8]. Estos componentes permiten un monitoreo y control avanzado de la red, así como la optimización de la generación, distribución y consumo de energía eléctrica. El enfoque principal de las Smart-Grid es mejorar la eficiencia energética y promover la integración de fuentes de energía renovable, almacenamiento de energía y gestión activa de la demanda. Esto se logra a través de la implementación de tecnologías de información y comunicación, así como de estrategias de control sofisticadas que permiten adaptar la operación de la red en tiempo real según las condiciones cambiantes del sistema y las necesidades de los usuarios.

Existen diversas estrategias de control clásicas para esta aplicación, entre las cuales se encuentra el Droop Control [9]. Este enfoque utiliza la información de la tensión y la frecuencia para regular la distribución de energía del inversor. Para lograrlo, se requiere medir la potencia activa y reactiva, y relacionarlas con la tensión y la frecuencia, respectivamente, de manera que el inversor pueda comportarse como un generador síncrono. Además, se han propuesto modificaciones a esta estrategia con el objetivo de mejorar su desempeño, como la implementación de una impedancia virtual adicional [10] y el Arctan Droop Control [11]. Sin embargo, el Droop Control presenta varias desventajas significativas. En primer lugar, su rendimiento transitorio es deficiente, lo que implica tiempos de respuesta lentos ante cambios en las condiciones de carga. Además, este método tiene un menor rendimiento en términos de las características de las redes de distribución. También es incapaz de proporcionar un reparto de energía preciso entre los diferentes inversores y no es adecuado para cargas no lineales. Por último, no permite imponer una frecuencia fija en la red [12, 13].

Existe una necesidad de trabajar con una estrategia de control más moderna, avanzada y mejorada. Para abordar esta necesidad, se propone la implementación de un control predictivo basado en modelo [14]. Este enfoque utiliza un algoritmo iterativo en tiempo discreto que evalúa el modelo del sistema en cada iteración. Su objetivo es predecir las salidas futuras de las variables de interés y, con base en estas predicciones, optimizar las acciones de control según una función objetivo predefinida. Las principales ventajas de esta estrategia incluyen una respuesta transitoria rápida, adaptabilidad a diferentes convertidores y la capacidad de incluir restricciones en las variables de control [15].

Con el fin de estudiar y analizar la estrategia de control predictivo aplicada a Smart Grid, en esta memoria se utilizará un modelo de control predictivo jerárquico de 3 niveles representado en la figura 1.1, que se aplica en el sistema de la figura 1.2. Este sistema consta de dos centrales de generación fotovoltaicas modeladas por una fuente de tensión continua (V_{DC}) y un inversor de 2 niveles con un filtro LC para atenuar las armónicas de tensión y corriente. Además, se incluye una carga RL arbitraria o una carga no lineal tipo rectificador de diodos y una red infinita, que puede estar conectada o desconectada según el análisis realizado.

La primera jerarquía de control, conocida como control primario, tiene como objetivo el control de la tensión del capacitor C_f del filtro LC. En la etapa secundaria, se conectará la red al sistema y se buscará controlar la potencia activa y reactiva de la red en cascada con

el control primario. Para lograrlo, se utilizarán las referencias de potencia activa y reactiva de la red para obtener nuevas referencias de tensión para los capacitores C_f . La etapa de control secundario se analizará con uno o dos inversores conectados en paralelo a la red. Por último, en la etapa terciaria, se utilizarán dos inversores conectados al mismo punto de conexión con la red. El objetivo de esta etapa es determinar la referencia para cada convertidor considerando la referencia de potencia activa y reactiva de la red, así como los límites térmicos o la potencia disponible en cada convertidor. La estructura de control jerárquico se muestra en la figura 4.1, donde los subíndices 1 representan las variables del primer convertidor y la fuente fotovoltaica 1, mientras que los subíndices 2 representan las variables del segundo convertidor.

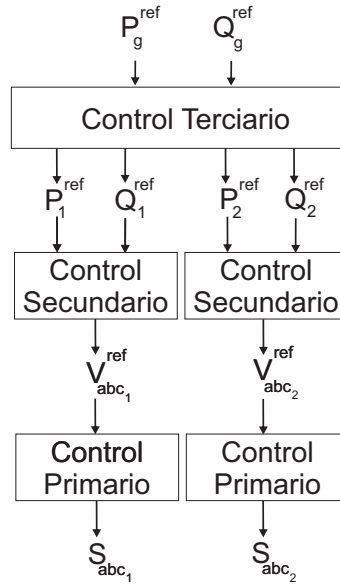


Figura 1.1. Esquema de control jerárquico.

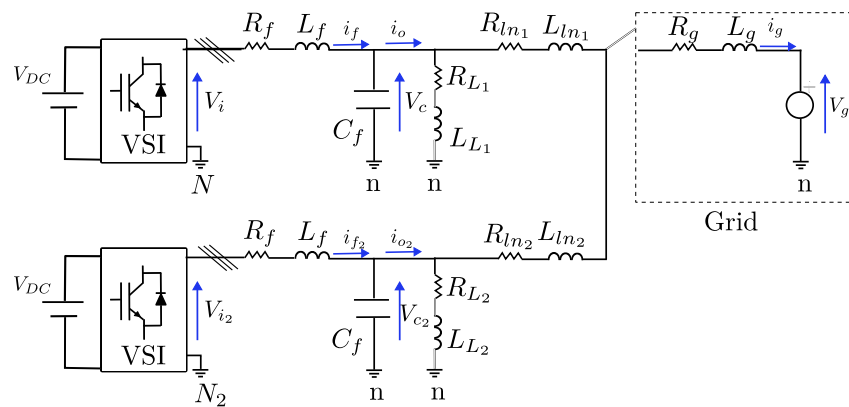


Figura 1.2. Sistema de estudio con dos convertidores.

1.1. Objetivos:

1.1.1. Objetivo Principal

Diseñar e implementar una estrategia de control jerárquico de 3 niveles para el control y manejo de la energía y potencia en una red con incorporación de energía renovable, vía convertidores estáticos de potencia.

1.1.2. Objetivos secundarios

- Diseñar un algoritmo de control predictivo para controlar las variables de un convertidor conectado a una carga lineal o no lineal, operando en conexión a red infinita o en isla (primer nivel del control jerárquico).
- Diseñar un algoritmo de control predictivo para controlar las variables de un convertidor considerando los límites térmicos y los requerimientos de potencia cuando se encuentra conectado a una red infinita (segundo nivel del control jerárquico).
- Diseñar un algoritmo de control predictivo para controlar los requerimientos de potencia de dos o más convertidores cuando se encuentran conectados a una red infinita o en isla (tercer nivel del control jerárquico).
- Analizar resultados a través de simulaciones y comparar con una estrategia de control lineal estándar para el control de primera jerarquía.

Capítulo 2

Marco teórico

En el mundo actual, la generación y el suministro de energía eléctrica juegan un papel fundamental en casi todos los aspectos de nuestra vida. En este contexto, los inversores trifásicos se han convertido en una piedra angular en el ámbito de la electrónica de potencia, desempeñando un papel crucial en la conversión de la energía eléctrica de corriente continua a corriente alterna de forma eficiente y controlada. Estos dispositivos son esenciales en aplicaciones que van desde la alimentación de sistemas industriales hasta la integración de energías renovables en la red eléctrica.

El correcto funcionamiento de los inversores trifásicos depende en gran medida de los métodos de control implementados, los cuales permiten regular la salida de energía de manera precisa y eficiente. En este marco teórico, se explorarán tres áreas fundamentales relacionadas con los inversores trifásicos: su funcionamiento y aplicación en sistemas eléctricos, así como los métodos de control utilizados, específicamente el Model Predictive Control (MPC) y el Proportional-Integral-Derivative (PID).

2.1. El Inversor Trifásico

En electrónica de potencia, los inversores se ubican en el área de conversión de energía eléctrica, teniendo como objetivo principal producir señales sinusoidales de amplitud y frecuencia controlada a partir de fuentes DC y sus principales aplicaciones son alimentar cargas trifásicas, entre ellas las máquinas asincrónicas, las cuales se pueden alimentar con tensiones y frecuencias variables, donde gracias a esta última característica en las industrias son conocidos como variadores de frecuencia [16].

Acerca de su topología, esta se alimenta de una fuente de tensión continua, que normalmente es generada a partir de un rectificador trifásico de diodos, en paralelo con un condensador (DC link), que actúa como un medio de almacenamiento de energía en forma de corriente continua. Estos en conjunto, alimentan 6 semiconductores distribuidos en 3 piernas, cada uno con su diodo en antiparalelo y el punto medio de cada pierna conectado a una de las 3 cargas, como ilustra la figura 2.1.

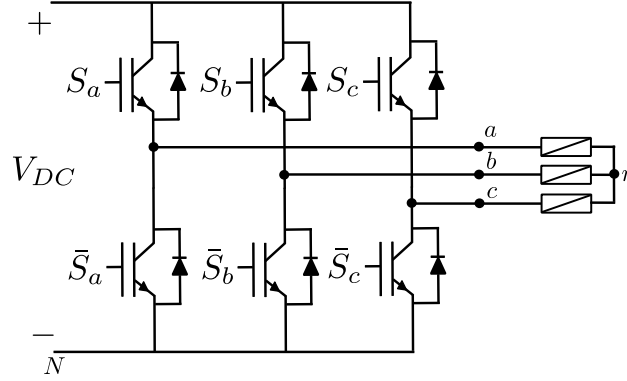


Figura 2.1. *Inversor Trifásico.*

Con respecto a las clasificaciones del convertidor, se separan en en dos tipos según su fuente de alimentación: Los inversores de fuente de corriente (CSI) y los de fuentes de tensión (VSI) [17]. En cuanto al VSI, existen varios tipos de configuraciones y niveles que se representan en la figura 2.2, en ella se muestran diagramas esquemáticos de una rama de fase en inversores con diferentes niveles de tensión, donde los semiconductores están representados por interruptores ideales con diversas posiciones. Los niveles, son los distintos valores de tensión que pueden ser generados a la salida del inversor, por ejemplo, un inversor de 2 niveles puede generar dos niveles de tensión, típicamente V_{dc} y 0 (donde V_{dc} es la tensión continua de entrada), así un convertidor de n-niveles genera n-niveles de tensión.

Estos convertidores utilizan una serie de etapas de conmutación en conjunto con dispositivos de control, siendo estos los que permiten manipular la conmutación, para generar una salida de tensión sinusoidal mucho más suave.

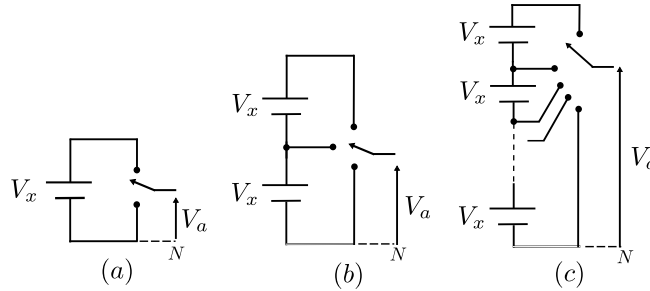


Figura 2.2. *Esquema básico de inversor multinivel [18].*

2.1.1. El inversor de fuente de tensión de 2 niveles

En relación a la configuración del inversor de 2 niveles, cuya representación se ilustra en figura 2.1, ambos semiconductores deben trabajar de manera complementaria, de tal manera de evitar un cortocircuito en la fuente comportándose estos semiconductores prácticamente como interruptores. Con esto, la tensión de salida del inversor, en función de los interruptores se puede definir como:

$$v_x = v_{xN} = S_x V_{DC} \quad x \in \{a, b, c\} \quad (2.1)$$

Considerando que los estados de un interruptor pueden ser prendido o apagado, se crea la variable S_x que representa al interruptor de potencia, tomando el valor de 1 cuando esta prendido y 0 en apagado. Bajo esta definición los valores que toma la tensión de salida del inversor son $v_{xN} \in \{0, V_{DC}\}$.

Ahora bien, teniendo en cuenta de cada fase del inversor puede tomar solo uno de los dos valores posibles y que se tienen 3 fases en el inversor, esto da como resultado 8 combinaciones posibles que se detallan en la tabla 2.1

S_a	S_b	S_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	v_{ab}	v_{bc}	v_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	v_{DC}	0	$-v_{DC}$	v_{DC}
0	1	0	0	v_{DC}	0	$-v_{DC}$	v_{DC}	0
0	1	1	0	v_{DC}	v_{DC}	$-v_{DC}$	0	v_{DC}
1	0	0	v_{DC}	0	0	v_{DC}	0	$-v_{DC}$
1	0	1	v_{DC}	0	v_{DC}	v_{DC}	$-v_{DC}$	0
1	1	0	v_{DC}	v_{DC}	0	0	v_{DC}	$-v_{DC}$
1	1	1	v_{DC}	v_{DC}	v_{DC}	0	0	0

Tabla 2.1

COMBINACIONES DE TENSIONES DE SALIDA DEL INVERSOR.

Con respecto al punto de vista de la carga, asumiendo que las impedancias de cada fase de la carga son iguales y teniendo en cuenta de que los puntos n y N no están conectados entre sí, es decir, $V_{nN} \neq 0$, se obtienen las 8 combinaciones posibles:

S_a	S_b	S_c	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	v_{DC}	$-\frac{1}{3}v_{DC}$	$-\frac{1}{3}v_{DC}$	$\frac{2}{3}v_{DC}$
0	1	0	0	v_{DC}	0	$-\frac{1}{3}v_{DC}$	$\frac{2}{3}v_{DC}$	$-\frac{1}{3}v_{DC}$
0	1	1	0	v_{DC}	v_{DC}	$-\frac{1}{3}v_{DC}$	$\frac{1}{3}v_{DC}$	$\frac{1}{3}v_{DC}$
1	0	0	v_{DC}	0	0	$\frac{2}{3}v_{DC}$	$-\frac{1}{3}v_{DC}$	$-\frac{1}{3}v_{DC}$
1	0	1	v_{DC}	0	v_{DC}	$\frac{1}{3}v_{DC}$	$-\frac{1}{3}v_{DC}$	$\frac{1}{3}v_{DC}$
1	1	0	v_{DC}	v_{DC}	0	$-\frac{1}{3}v_{DC}$	$\frac{1}{3}v_{DC}$	$-\frac{2}{3}v_{DC}$
1	1	1	v_{DC}	v_{DC}	v_{DC}	0	0	0

Tabla 2.2

COMBINACIONES DE TENSIONES DEL PUNTO DE VISTA DE LA CARGA.

Para trabajar con los convertidores de potencia son necesarias técnicas de modulación que creen patrones en los pulsos de disparos S_x que permitan generar corrientes trifásicas sinusoidales en la salida del inversor y que además, se pueda controlar su amplitud y frecuencia de salida, para lo cual existen distintos métodos.

2.1.2. La Modulación PWM

Estas se caracterizan por ser estrategias que permiten regular la forma de onda de salida de los inversores, de tal manera de asegurar una conversión controlada y eficiente de corriente continua a corriente alterna, lo cual es importante para los sistema de energía

renovables y otras aplicaciones industriales que requieran dicha función.

Unas de las técnicas mas utilizadas es la técnica de modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulation) o también conocida como PWM, cuya técnica opera mediante la manipulación de la amplitud de una señal portadora a una frecuencia constante, según la magnitud de la señal de referencia, de tal forma que la señal portadora se superpone a la señal de referencia para crear pulsos de ancho variable, que luego determinarán la forma de onda resultante en la salida del inversor.

2.1.2.a. Técnicas de modulación:

En el ámbito de las técnicas de modulación PWM aplicadas al control de convertidores, se encuentran diversas variantes. Una de ellas es la técnica de modulación basada en una señal portadora, en la cual la señal de control se genera mediante la comparación entre una señal portadora (triangular o en forma de diente de sierra) y una señal de referencia. Dentro de esta técnica, se destacan variaciones como la suboscilación, la suboscilación modificada y el método de Min-Max, siendo este último el enfoque adoptado en la presente memoria. Este método logra índices de modulación más elevados que la suboscilación. La descripción detallada de dicho método se encuentra disponible en la referencia [19]

2.2. Técnicas de control aplicadas en inversores:

La eficiente conversión de corriente continua a corriente alterna, llevada a cabo por inversores, es un elemento clave en sistemas eléctricos. La calidad de la salida de un inversor no solo depende de la modulación de la señal, como se explica anteriormente, sino también de las estrategias de control implementadas, dado que se tiene como objetivo controlar la salida del inversor, donde para esto es necesario controlar los pulsos de disparos que son enviados al convertidor. Dos técnicas importantes en este contexto son el Control Proporcional-Integral-Derivativo (PID) y la técnica mas avanzada llamada Control Predictivo basada en Modelos (MPC).

2.2.1. El control PID clásico

El control PID, es una de las estrategias de control más utilizadas en el campo de la ingeniería y la automatización. Se basa en una estructura de control que busca ajustar una variable de control específica a una referencia deseada. Para lograr esto, se requiere información previa sobre el sistema, incluyendo su modelo, las mediciones de las entradas y salidas del sistema como se muestra en la figura 2.3.

El control PID se compone de tres elementos fundamentales, los cuales son la componente proporcional, integral y derivativa. La componente proporcional modifica la acción de control en función de la diferencia entre el valor actual de la variable y la referencia deseada. La componente integral se enfoca en los errores acumulados en el pasado, permitiendo corregir desviaciones prolongadas en la variable de control. Por otro lado, la componente derivativa responde a la velocidad de cambio de la variable, contribuyendo a estabilizarla y mejorar la respuesta dinámica del sistema. [20]

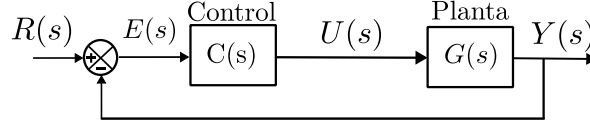


Figura 2.3. Diagrama de bloque de PID.

Controlador proporcional (P): Este controlador entrega como salida un valor proporcional a su error, es decir, $u(t) = K_p e(t)$, donde K_p , es una ganancia proporcional ajustable y $e(t)$, el error en función del tiempo. Aunque este tipo de controlador contribuye a mantener la estabilidad del sistema y puede prevenir oscilaciones excesivas en la respuesta, su desventaja radica en la incapacidad para eliminar el error en estado estacionario. La ecuación (2.2) muestra la representación del controlador en el plano de Laplace.

$$C(s) = K_p \quad (2.2)$$

Controlador integral (I): Este controlador integra el error en el tiempo utilizando dicha información para ajustar la salida del controlador, lo cual ayuda a eliminar el error en el estado estacionario y mejorar la precisión del control. En la ecuación (2.3) se muestra la función transferencia del controlador en el plano de Laplace y en la ecuación (2.4) la salida del controlador en función del error.

$$C(s) = \frac{K_i}{s} \quad (2.3)$$

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.4)$$

Controlador proporcional-integral (PI): Este controlador es una combinación de los dos controladores anteriores, por lo que cuenta con sus ventajas incluidas. Integra el error acumulado a lo largo del tiempo para ajustar la salida del controlador con error estacionario cero, y mediante la constante K_p , obtiene una respuesta proporcional al error presente y permite que el sistema se estabilice más rápido.

Dado que este controlador cuenta con estas dos ventajas, es ampliamente utilizado en la industria. Además, es relativamente fácil de implementar y ajustar, especialmente para procesos que se modelan como sistemas de primer orden. Los parámetros proporcional e integral (K_p y T_i) se pueden ajustar para adaptarse a las características y requisitos específicos del sistema.

En la ecuación (2.5) se muestra el controlador en el plano de Laplace y en la ecuación (2.6) la salida del controlador.

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (2.5)$$

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (2.6)$$

Controlador proporcional-derivativo (PD): En el controlador proporcional-derivativo (PD), se combina un término proporcional con un término derivativo representado con un

una ganancia T_d , que se define como tiempo derivativo. Este término contribuye a anticipar y corregir rápidamente las variaciones en el error, agregando amortiguamiento al sistema y así mismo, disminuye el error en estado estacionario antes que se vuelva demasiado grande, mejora sensibilidad y reduce la sobreoscilación. Esto resulta beneficioso para condiciones de cambio de referencia o perturbaciones adicionales. Sin embargo, una desventaja del controlador PD es que puede amplificar las señales de perturbaciones y puede saturarse en la actuación del sistema.

En la ecuación (2.7) se muestra el controlador en el plano de laplace y en la ecuación (2.8) la salida del controlador.

$$C(s) = K_p(1 + sT_d) \quad (2.7)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Controlador proporcional-integral-derivativo (PID): Este controlador combina las ventajas de cada una de las tres componentes explicadas, por lo que ajusta la salida del controlador en función del error presente, el error acumulado en el tiempo y la tasa de cambio del error, permitiendo un control más preciso y adaptativo en sistemas dinámicos. En las ecuaciones (2.9) y (2.10), se muestra el controlador en el plano de laplace y la salida del controlador en función del tiempo respectivamente.

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + sT_d\right) \quad (2.9)$$

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.10)$$

2.2.1.a. El control en tiempo discreto:

El control de tiempo discreto es un método de control utilizado en sistemas que trabajan en el dominio de tiempo discreto, es decir, donde las señales y variables se almacenan y procesan en intervalos de tiempo. A diferencia del control continuo, donde las señales son continuas en el tiempo, el control de tiempo discreto en cada instante de tiempo se procesan las señales y se toman decisiones a partir de ellas.

En este tipo de control las variables de entrada y salida del sistema se muestrean y calculan a intervalos de tiempo iguales los cuales se denotan como “h”. Estos intervalos de tiempo se denominan períodos de muestreo y determinan la frecuencia en la cual se toman las mediciones y se actualiza el control.

Al igual que en el control en tiempo continuo, se necesita el modelo matemático de la planta, de tal forma de poder controlar el sistema, pero esta vez en intervalos de tiempo discreto. Para ello una forma de obtener el modelo en tiempo discreto es escribirlo en tiempo continuo y luego hacer la conversión a discreto, usando un método de transformación. Para esto, existen varios métodos para convertir un modelo de continuo a discreto, tales como [21]:

Transformada de Euler hacia adelante: Este método utiliza las derivadas de primer orden de un modelo de sistema y las discretiza utilizando la definición de derivada, que se calcula como la diferencia entre la función en un instante más adelante y la función

actual, dividida por el intervalo de muestreo “h”, como se indica en la ecuación (2.11). En esta ecuación, “p” se convierte en el operador diferencial (2.12) y “q” en el operador de corrimiento. Luego, el operador “p” se reemplaza por la variable “s” de la transformada de Laplace, y el operador “q” se sustituye por “z” de la transformada Z obteniéndose la expresión (2.13)

$$\frac{df(t)}{dt} = pf(t) \approx \frac{f(t^{k+1}) - f(t^k)}{h} = \frac{qf(t^k) - f(t^k)}{h} \quad (2.11)$$

$$p = \frac{q - 1}{h} \quad (2.12)$$

$$s = \frac{z - 1}{h} \quad (2.13)$$

Transformada de Euler hacia atrás: Este método es similar al anterior, salvo que la definición de derivada se escribe como la diferencia entre la función en el instante actual y un instante atrás, como indica (2.14), obteniéndose así el nuevo operador diferencia “p” (2.15). Aplicando el mismo procedimiento previamente descrito, se obtiene la expresión (2.16).

$$\frac{df(t)}{dt} = pf(t) \approx \frac{f(t_k) - f(t_{k-1})}{h} = \frac{f_k - q^{-1}f_k}{h} \quad (2.14)$$

$$p = \frac{q - 1}{qh} \quad (2.15)$$

$$s = \frac{z - 1}{zh} \quad (2.16)$$

Transformada c2d: Una alternativa adicional es utilizar herramientas computacionales como MATLAB, donde se pueden emplear comandos que transforman sistemas continuos en sistemas discretos, como el comando “c2d”. Para utilizarlo, es necesario definir el sistema en tiempo continuo, especificar el intervalo de muestreo y elegir el método de transformación deseado. Luego, el comando “c2d” proporciona el sistema en forma matemática en tiempo discreto, de acuerdo a las opciones establecidas. Esto permite realizar fácilmente la conversión de un sistema continuo a discreto y trabajar con él en el dominio discreto utilizando las capacidades de MATLAB. Dicha aplicación se explica en el apéndice B.

2.2.1.b. El control PI en tiempo discreto:

Dado que el control más utilizado en la industria es el control PI y una forma de implementarlo es mediante la discretización del modelo para trabajarlo en código C, esta sección describe cómo implementar dicho controlador en tiempo discreto [22]. La forma general de un controlador PI en tiempo discreto utilizando la transformada Z se puede expresar de la siguiente manera:

$$C(z) = K_p + \frac{K_i}{z - 1} \quad (2.17)$$

Donde:

- $C(z)$ es la función de transferencia del controlador PI en tiempo discreto.

- K_p es la ganancia proporcional del controlador.
- K_i es la ganancia integral del controlador.
- z es la variable de la transformada Z.

Ahora, la relación entre el error de control y la actuación del controlador se puede describir mediante la siguiente ecuación:

$$U(z) = C(z)E(z) \quad (2.18)$$

Siendo $E(z)$ la diferencia entre la referencia y la medición de la salida del sistema, como se representa en la ecuación (2.19)

$$E(z) = R(z) - Y(z) \quad (2.19)$$

Donde:

- $R(z)$ es la referencia en el plano Z.
- $Y(z)$ es la medición de la salida del sistema en el plano Z.
- $U(z)$ la actuación del controlador en el plano Z.
- $E(z)$ es la transformada Z del error de control.

Reemplazando la ecuación 2.17 en la ecuación 2.18, obtenemos la ecuación discretizada del controlador PI:

$$U(k) = (K_p + \frac{K_i}{z-1})E(z) = K_p \frac{(z - (1 - K_i))}{z - 1} E(z) \quad (2.20)$$

Que luego al escribirse en función del tiempo discreto se obtiene la ecuación:

$$U(t_k) = U(t_{k-1}) + K_p E(t_k) - K_p(1 - K_i)E(t_{k-1}) \quad (2.21)$$

Con (2.21) es posible trabajar utilizando las mediciones en cada instante de tiempo de tal forma de obtener $U(t_k)$.

2.2.1.c. Ajuste de los parámetros del PID

Existen numerosos métodos para ajustar los parámetros de un controlador proporcional-integral-derivativo (PID)[23], donde entre los métodos más conocidos son:

Método de Ziegler-Nichols:

Dicho método se destaca por trabajar con la planta en lazo abierto, lo que significa que solo es aplicable a plantas estables en lazo abierto. Para este método, existen dos formas de calcular los parámetros del controlador: el método de oscilación y el método de respuesta escalón. Ambos métodos se caracterizan por realizar pruebas en el sistema y observar las respuestas hasta obtener los parámetros críticos del sistema, como la ganancia crítica (k_c) y el periodo crítico (P_c). Utilizando estos parámetros, se emplea una tabla característica específica de este método para obtener los parámetros del controlador.

Método de Asignación de polos:

Este método se destaca por ser una técnica de diseño que busca que el sistema en lazo cerrado cumpla con ciertas especificaciones ajustando los polos del sistema de manera que cumplan con los requisitos de desempeño y estabilidad deseados, como el tiempo de asentamiento y el sobrepaso. Para lograr esto, es necesario conocer el modelo matemático del sistema para obtener los polos del sistema en función de los parámetros del controlador, y a partir de ellos calcular los polos deseados.

Métodos de optimización:

En este método, se utilizan técnicas de optimización matemática para ajustar los parámetros del controlador. Para ello, se define un criterio de optimización, como el seguir una referencia deseada o también el ajuste sobrepaso o el tiempo de asentamiento. Entre las técnicas utilizadas se encuentran el método del descenso de gradiente, los algoritmos genéticos y los algoritmos de enjambre de partículas (PSO).

Métodos alternativos (Rltool, Matlab):

Entre los métodos alternativos de ajuste existen herramientas, tales como Rltool en MATLAB, que permiten ajustar los parámetros del control de forma manual y de acuerdo a las características deseadas, cuya herramienta fue utilizada en el desarrollo de esta memoria. El proceso de sintonización con Rltool generalmente implica los siguientes pasos:

1. Definir la planta a controlar en tiempo continuo o discreto, según sea necesario.
2. Seleccionar el controlador PID que se desea implementar.
3. Utilizar Rltool para ajustar los parámetros del controlador de acuerdo a las especificaciones deseadas. Algunas de estas especificaciones pueden incluir un ancho de banda específico, una respuesta rápida, capacidad para eliminar rápidamente perturbaciones, entre otras.

Durante el ajuste manual con Rltool, se pueden realizar cambios en los parámetros del controlador y observar los efectos en el sistema en tiempo real. Esto permite iterar y refinar los ajustes hasta lograr el comportamiento deseado del sistema controlado.

Es importante destacar que el ajuste manual con herramientas como Rltool requiere experiencia y conocimiento del sistema. Además, es fundamental tener en cuenta las limitaciones y restricciones del sistema durante todos los ajustes.

2.2.1.d. Caso de doble lazo retroalimentado:

Los controladores PI son especialmente efectivos para controlar plantas de primer orden. Sin embargo, cuando se trata de plantas de segundo orden, puede ser más desafiante lograr un ajuste preciso de los parámetros del controlador PI, debido a la naturaleza más compleja del sistema y a la existencia de otras variables internas que influyen en el control. Por ejemplo, hay casos en los que el objetivo es controlar la tensión en un punto específico del sistema, pero al mismo tiempo, esta depende de otra variable diferente, como podría ser la corriente. En tales casos, una alternativa es utilizar un enfoque de control de dos variables de estado, con ello, lugar de tener un solo lazo de retroalimentación, se implementan dos lazos de control de primer orden, cada uno controlando una variable de estado diferente teniendo así dos controladores para cada lazo.

Este enfoque se conoce como control en cascada, cuyo diagrama de bloques de ejemplo se presenta en la figura 2.4. Aquí, en lugar de controlar directamente la salida del sistema, se controlan dos variables de estado relacionadas, como la posición y la velocidad en un

sistema mecánico [24].

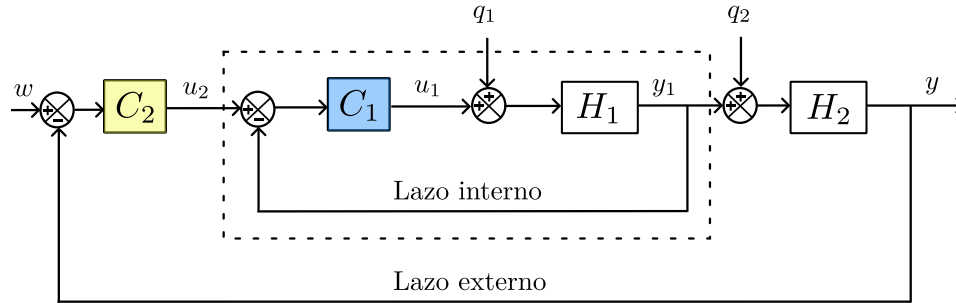


Figura 2.4. Sistema en cascada.

Para controlar un sistema modelado como un sistema en cascada de doble lazo retroalimentado se deben cumplir las siguientes consideraciones:

1. Posibilidad de modelar el sistema por partes o en cascada de modo que se interconecten entre sí.
2. Múltiples puntos de medida dentro del proceso.
3. Un lazo interno rápido, en general, este lazo tiene un ajuste en su controlador, que permite obtener una respuesta mucho más rápida, respecto al lazo externo y así el control del lazo externo no se ve influenciado por el lazo interno.

En cuanto a los métodos de ajuste para un sistema en cascada, no existe una técnica de control específica que detalle cómo realizar el diseño de cada controlador en cascada. Sin embargo, al cumplirse las condiciones anteriores, es posible seguir los siguientes pasos:

1. En primer lugar, trabajar con el lazo interno y diseñar el controlador C_1 de manera que el lazo interno tenga una respuesta rápida por sí mismo.
2. En segundo lugar, trabajar con el lazo externo como si el lazo interno no existiera. Matemáticamente, esto implica aproximarlos como una ganancia unitaria para diseñar C_2 , como si se estuviera controlando un sistema que solo incluye la planta H_2 , tal como se aprecia en la figura 2.5. Dicha afirmación se realiza siempre y cuando el lazo interno sea mucho más rápido que el externo, donde la regla comúnmente a seguir es, que el lazo interno tenga un ancho de banda 10 veces mayor respecto al lazo externo [25].

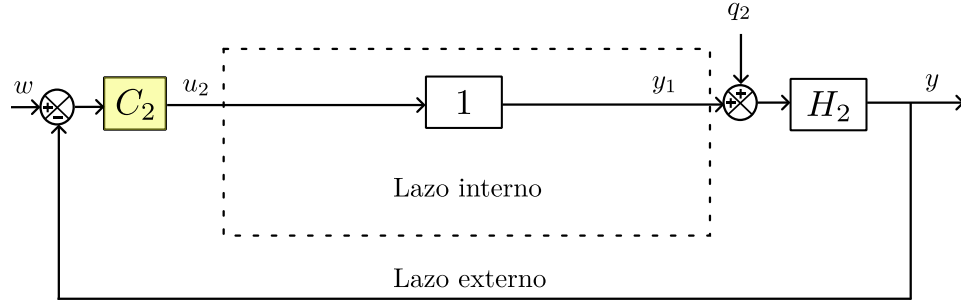


Figura 2.5. Sistema en cascada aproximado.

2.2.1.e. Aplicación del control PID en inversores:

La tarea fundamental del control PID en los inversores es conseguir el correcto seguimiento de la referencia impuesta en la salida del inversor, ya sea tensión, corriente, potencia, entre otras variables. Para ello, el control PID genera una actuación en función de la salida real y la referencia, en donde gracias a sus componentes proporcional e integral permiten corregir tanto el error actual como los errores acumulables a lo largo del tiempo. Esta señal de actuación producida por el controlador se convierte en un parámetro esencial para la modulación PWM, ya que dicha actuación se compara con la señal portadora, determinando así la duración de los pulsos en la señal PWM. En otras palabras, el control PI modifica activamente la magnitud de la señal de control, impactando directamente en la modulación por ancho de pulso (PWM) y, como resultado, en la forma de onda que el inversor produce en su salida.

2.2.2. El control predictivo basado en modelos

Este se define como un método de control que hace uso de un modelo de un proceso, con el fin de predecir las salidas futuras de la planta optimizando las acciones de control futuras [26]. Las distintas aplicaciones de control predictivo basado en modelos siguen la estrategia representada en la figura 2.6, donde en la estrategia busca predecir las salidas futuras para un determinado horizonte N_p , llamado horizonte de predicción, para cada instante de muestreo t utilizando el modelo dinámico del sistema, donde estas salidas predichas se denotan como $y(t+k|t)$, para $k = 1 \dots N_p$ y estas dependen de las variables conocidas hasta el instante t , es decir, de las entradas pasadas, las salidas pasadas, las variables actuales y también de las señales de control futuras $u(t+k|t)$, $k = 0 \dots N_p - 1$, que son los que se computarán y enviarán al sistema.

Las secuencias de señales de control futuras son obtenidas mediante un criterio de optimización que, por lo general, busca que la salida sea lo mas cercano a una trayectoria de referencia. Los criterios de optimización comúnmente utilizados incluyen la función de error cuadrático o la norma euclidiana, los cuales tienen como objetivo minimizar la diferencia entre la salida predicha y la referencia. Además, este criterio puede ir acompañado de un refuerzo de control

Una vez que pasan por el proceso de optimización la señal de control escogida $u(t|t)$ es enviada al proceso, mientras que las otras señales de control y las salidas predichas $y(t+1)$ son descartadas. Después, el algoritmo vuelve a su inicio repitiendo el procedimiento explicado y se actualizan las nuevas variables [27].

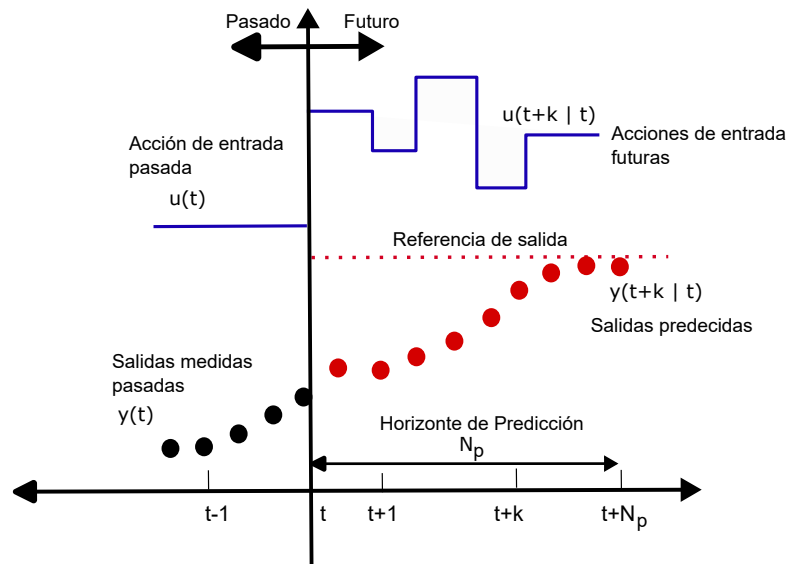


Figura 2.6. Estrategia de los MPC.

La descripción esquemática del procedimiento descrito anteriormente se muestra en la figura 2.7. En el modelo se predican las salidas futuras del sistema en función de los valores pasados y actuales, donde estas son comparadas con las referencias impuestas en la parte del control. Esta función es realizada por el optimizador, que se encarga de obtener la señal de control más adecuada, tomando en cuenta la función objetivo, restricciones y los errores futuros (diferencia entre la predicción y la referencia), para finalmente enviar esta señal de control resultante de vuelta al modelo, volviendo a repetir el ciclo nuevamente para cada instante de muestreo.

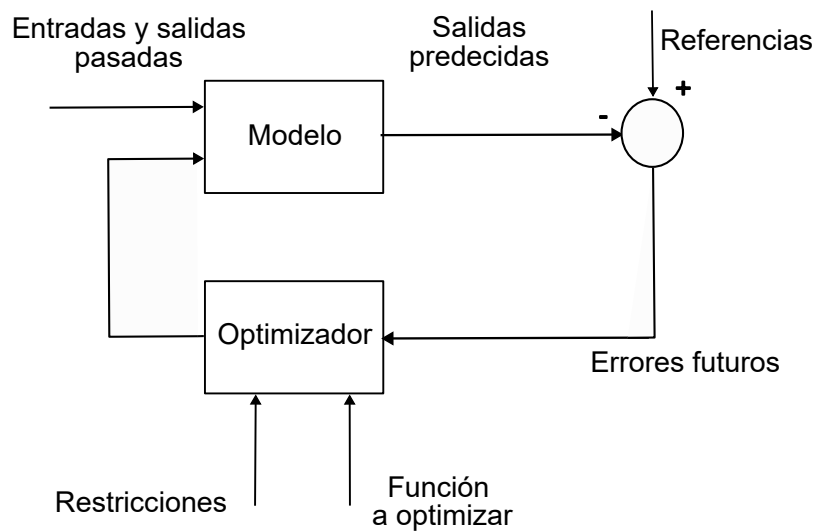


Figura 2.7. Estructura de los MPC.

2.2.2.a. Metodología de los MPC

En la familia del control predictivo basado en modelos, existen múltiples formas de trabajar y armar el modelo del sistema. En el caso de los modelos dinámicos de circuitos eléctricos, se suelen formular mediante ecuaciones de variables de estado, donde dichas variables se refieren a la tensión y la corriente. Por lo tanto, el modelamiento del MPC mediante variables de estados, es un buen candidato para esta modelación. Donde variables de estados, son un conjunto de variables que representan el comportamiento dinámico de un sistema [28], cuyas ecuaciones se muestran en (2.22) y (2.23):

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (2.22)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (2.23)$$

Donde:

- $u(k)$ representa las entradas o variable manipuladas
- $x(k)$ vector de estados
- $x(k+1)$ vector de estados predecidos
- $y(k)$ salida del sistema y variable a controlar
- A : Matriz de estados
- B : Matriz de control
- C : Matriz de Salida

2.2.2.b. Optimización

Para el proceso de optimización se utiliza una función de costo generalizada, la cual tiene como objetivo lograr que la salida futura $y(t)$ pueda seguir a una referencia $w(t)$, dentro de un horizonte establecido y al mismo tiempo, si el sistema lo requiere, una penalización que refuerza el control Δu , cuya expresión general sería.

$$\sum_{k=N_1}^{N_2} \delta(k)[y(t+k|t) - w(t+k)]^2 + \sum_{k=1}^{N_u} \lambda(k)[\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (2.24)$$

Donde N_1 y N_2 son los valores mínimo y máximo respectivamente del horizonte de predicción, N_u es el horizonte de control. Los coeficiente $\delta(k)$ y $\lambda(k)$ penalizan el comportamiento relativo a la referencia y la señal de control respectivamente y por último $w(t+k)$ es una aproximación de la referencia.

2.2.2.c. Modelo de tiempo discreto para predicción

Existen varios métodos para obtener un modelo en tiempo discreto de un sistema para el cálculo de predicciones, los cuales pueden ser métodos simples como el que proviene de la misma derivada u otros más precisos cuando se tienen sistemas mucho más complejo.

Para aproximaciones de la primera derivada se utiliza la aproximación directa de Euler escrita como :

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(t+1) - x(t)}{T_s} \quad (2.25)$$

Donde T_s es el tiempo de muestreo, que en general, mientras más pequeño sea, mejor es la estimación.

Para aplicar lo mencionado anteriormente, primero se deben encontrar las relaciones matemáticas que describen al sistema dinámico con sus variables a controlar, escribiéndolas como variables de estado, posteriormente si el sistema es de primer orden se aplica la aproximación (2.25) a todas las derivadas y se reordenan las ecuaciones como las descritas en (2.22) y (2.23). El anterior procedimiento se ilustra en la figura 2.8.

Variables de estado en tiempo continuo

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= [A_1]x(t) + [B_1]u(t) \\ y(t) &= [C_1]x(t) \end{aligned}$$

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x(t+1) - x(t)}{T_s}$$

Variables de estado en tiempo discreto

$$\begin{aligned} x(t+1) &= [A]x(t) + [B]u(t) \\ y(t+1) &= [C]x(t+1) \end{aligned}$$

Figura 2.8. *Conversión de continuo a discreto.*

2.2.2.d. Aplicación del MPC en inversores

En el caso de los inversores, el valor a predecir se refiere a la combinación de pulsos de disparo que cumple con la condición de optimización. Por lo tanto, en cada instante de tiempo, es necesario identificar una combinación específica de pulsos. Para lograr esto, se debe formular las ecuaciones que describan el comportamiento del sistema bajo estudio. Posteriormente, se procede a discretizarlas mediante el método de Euler y a definir las variables que se deben predecir y controlar en relación con los pulsos de disparo. De esta manera, en el proceso de optimización se seleccionará al mejor candidato o combinación para cada instante de tiempo.

Este proceso será explicado, formulado y puesto a prueba en esta memoria.

Capítulo 3

Estado del Arte

3.1. Las Smart-Grid

Las Smart-Grid o redes inteligente, como se explicó anteriormente, son sistemas de distribución eléctrica que utilizan tecnologías avanzadas tanto de comunicación, información y de automatización con el fin mejorar la eficiencia, seguridad, confiabilidad y sostenibilidad del suministro eléctrico. [29]

3.1.1. ¿Por qué estudiar las smart-grid?

Dentro de las razones que le dan importancia al estudio de las smart-grid se destacan las siguientes:[30]

1. **Infraestructura envejecida:** Gran parte de la infraestructura del sistema eléctrico fue construido hace muchos años, por lo que está llegando al final de su vida útil.
2. **Equipos sobreesforzados:** Debido a que la demanda en todo el mundo ha aumentado constantemente provoca que los equipos estén sometidos a altas potencias de trabajo.
3. **Reducción de CO₂ y eficiencia energética:** En los países se está presionando para reducir las emisiones CO₂ utilizando fuentes de energía alternativas y además fijar regulaciones para aumentar la eficiencia energética.
4. **Abarcar mayores distancias:** Incrementar la distancia entre los puntos de generación y los puntos de carga.
5. **Variabilidad en la energía renovable:** Dado a que las fuentes de energía renovables se caracterizan por poseer fluctuaciones en cuanto a su generación y de ser de carácter intermitente, es de suma importancia contrarrestar dicho efecto con estrategias más inteligentes en la red.
6. **Regular precio de la energía:** Los reguladores están presionando para que exista un mercado más competitivo y al mismo tiempo reducir el precio de la energía.

7. **Mayor confiabilidad:** Existe la necesidad de que siempre se pueda atender la demanda de la energía eléctrica en caso de fallos u otro suceso que dificulte el suministro de energía y también cumplir con las altas demandas energéticas.
8. **Transmisión y distribución eficiente y confiable:** Es necesario cumplir con estas características para también mantener un buen funcionamiento de las economías y las sociedades.

3.1.2. Elementos que la componen:

Aparte de todos los elementos que pueden componer las Smart Grid, como medidores inteligentes, interruptores, controladores, entre otros aparatos, los elementos de las Smart Grid se puede dividir en las siguientes dos categorías.

1. **Telegestión:** Esta función proporciona inteligencia a las redes, permitiendo el monitoreo en tiempo real de información como consumo, corriente y tensión entre otros parámetros. Esto permite tener una clara comprensión del comportamiento de dichos parámetros y así mejorar la eficiencia de la red, contribuyendo a un mayor ahorro energético.
2. **Centro de operaciones:** Este lugar recibe en tiempo real todos los datos recopilados, y los gestiona para tomar acciones rápidas en los interruptores y otros elementos. Esto ayuda a detectar y solucionar problemas técnicos con mayor rapidez.

3.1.3. Ventajas:

Dentro de las principales ventajas [30] se tienen :

1. **Transmisión bidireccional:** Es decir, se puede transmitir energía en ambos sentidos, lo que significa que los consumidores, como negocios y hogares, también pueden convertirse en pequeños productores de electricidad.
2. **Integración de energía renovable:** Las Smart Grids contribuyen al desarrollo de las energías renovables, ya que poseen tecnologías avanzadas de pronóstico y análisis de datos en tiempo real, que les permiten estimar el comportamiento de la generación en el tiempo. Esto a su vez, facilita una mejor planificación y coordinación de la energía renovable disponible, optimizando su utilización.
3. **Gestión y respuesta a la demanda:** Dado que las Smart Grid cuentan con medidores inteligentes y sistemas automatizados, es posible controlar y gestionar el consumo de energía de manera eficiente. Esto permite minimizar el coste de la operaciones y, en consecuencia, el coste para los consumidores.
4. **Gestión de carga de vehículos eléctricos:** Con la ayuda del monitoreo en tiempo real y el control de la demanda de los vehículos eléctricos, las Smart Grid tienen la capacidad de evitar la sobrecarga en la red eléctrica utilizando los periodos de alta generación de energía renovable durante el proceso de carga de los vehículos eléctricos.

5. **Automatización y control:** Las Smart Grids, al tener acceso a datos en tiempo real como generación, consumo, tensión, corrientes y otros parámetros, tienen la capacidad de utilizar algoritmos y dispositivos de control para regular el flujo de potencia, minimizando así las pérdidas de transmisión y manteniendo la tensión dentro de los límites admisibles.

3.1.4. Diferencias con las redes tradicionales:

El nivel de tecnología y comunicación se destaca por ser la principal diferencia que existe entre las redes tradicionales y de las Smart Grid, pero dentro las diferencias mas importantes se destacan las adjuntadas en la tabla 3.1, extraído del artículo [31].

Red tradicional	Smart Grid
Mecanización	Digitalización
Generación de potencia centralizada	Generación de potencia distribuida
Red radial	Red dispersa
Limitado número de sensores	Gran cantidad de sensores y monitores.
Escasos datos involucrados	Gran cantidad de datos involucrados
Escaso monitoreo automático	Variado monitoreo automático
Control limitado	Gran sistema de control
Respuesta lenta ante emergencias	Respuesta rápida ante emergencias
Atención humana a las interrupciones del sistema	Protección adaptativa
Escasos problemas de seguridad y privacidad	Propenso a problemas de seguridad y privacidad

Tabla 3.1

DIFERENCIAS ENTRE LAS SMART GRID Y LA REDES TRADICIONALES.

3.2. El control y la automatización en las Smart Grid:

El control en las Smart Grid es fundamental para garantizar el funcionamiento eficiente, fiable y seguro del sistema eléctrico. El control en este caso implica monitorear, ajustar y regular la operación y el flujo de energía en tiempo real utilizando tecnología avanzada y sistemas de automatización.

Como se menciona anteriormente, debido a la creciente demanda de energía y al avance de la generación distribuida (DG) basada en fuentes de energía renovable (RES), se ha logrado un gran avance en la implementación de energías renovables como turbinas eólicas (WT), paneles fotovoltaicos (PV), entre otros. Sin embargo, los métodos más avanzados de control de potencia y tensión siguen siendo un desafío vigente. Actualmente, existen controladores de supervisión que se encargan de garantizar un flujo de potencia óptimo en la red, despachando energía de los generadores distribuidos de acuerdo a las restricciones de la red [32].

Además, las recientes investigaciones están basadas en microrredes, donde las Smart Grid desempeñan un papel crucial en su control y operación eficiente. Las microrredes, según el artículo [33], se definen como un grupo de cargas interconectadas y recursos de energía distribuida (DER) con límites eléctricos claramente definidos, que actúan como una sola entidad controlable con respecto a la red y tienen la capacidad de conectarse y desconec-

tarse de la red para operar tanto en modo conectado a la red como en modo isla. En gran parte, las microredes están formadas por pequeñas fuentes de generación, caracterizándose por ser recursos descentralizados distribuidos en múltiples ubicaciones. Estas fuentes de generación son de escala pequeña en comparación con las centrales eléctricas convencionales y se ubican cerca de donde se necesita inyectar energía. [34]. Por otra parte, las Smart Grid permiten el control y la gestión de las microredes al optimizar la generación, el almacenamiento y el consumo de energía dentro de la microred, así como facilitar la interacción con la red eléctrica. Además, las Smart Grid proporcionan una mayor capacidad de monitorización de las microredes, lo que permite una gestión más eficiente y una respuesta más rápida ante eventos como los cambios de demanda y generación de una microred.

Dentro de las estrategias de control más trabajadas y aplicadas actualmente, se destacan las siguientes estrategias.

3.2.1. El control PID en las Smart Grid

Este algoritmo de control se destaca por su utilización en sistemas de control automático para regular y estabilizar variables en función de sus errores con respecto a un valor de referencia dado. En el contexto de las Smart Grid, el control PID se ha utilizado en aplicaciones como la mejora de la estabilidad y eficiencia eléctrica de la red eléctrica. Algunas de sus aplicaciones destacadas son las siguientes:

1. **Control de tensión:** El control PID es utilizado para regular la tensión en algún punto de la red eléctrica, de tal manera de conseguir que dicha variable siga una referencia específica y además se asegure que la variable esté dentro de los límites adecuados para el sistema.
2. **Control de frecuencia:** El control PID es utilizado para controlar la frecuencia de la red eléctrica, cuya aplicación es especialmente útil en sistemas de generación distribuida, donde múltiples fuentes de energía renovables se integran en la red. En este contexto, la aplicación de un PID ayuda a mantener la frecuencia entre sus límites admisibles.
3. **Control de potencia:** Entre otras de sus aplicaciones, el control PID también se utiliza para controlar tanto la potencia activa como la potencia reactiva en puntos específicos del sistema. Esta aplicación es especialmente útil en el control de la potencia generada por fuentes de energía renovable. El control PID permite ajustar los parámetros de generación para garantizar un suministro de energía estable y eficiente, adaptándose a las variaciones de la generación renovable y manteniendo los niveles adecuados de potencia activa y reactiva en el sistema.

3.2.2. MPC en las Smart Grid

El MPC en el contexto de las Smart Grid se destaca por ser un método de control avanzado que optimiza y gestiona eficientemente la operación de la red eléctrica. A diferencia de otros métodos de control, el MPC utiliza un modelo matemático del sistema y optimiza las acciones de control en un horizonte de tiempo futuro para lograr un objetivo específico. Una de las ventajas del MPC es que no requiere ajustar parámetros de control,

ya que se adapta automáticamente a los cambios del sistema, pero existen casos en los que se tiene más de una variable a optimizar, por lo cual es necesario ajustar los parámetros peso de cada variable en la función de optimización. Y por otro lado, también se pueden añadir restricciones al modelo.

Al igual que el control PID, el MPC tiene la capacidad de controlar la tensión en un punto específico del sistema, la frecuencia de la red y la potencia activa y reactiva. Sin embargo, a diferencia del control PID, el MPC puede considerar múltiples objetivos, como minimizar los costos de generación de energía, maximizar la utilización de energía renovable, gestionar la demanda de la red y optimizar la respuesta a la demanda en función de los precios de la electricidad [35]

3.2.3. EL Control Jerárquico

En las microrredes, uno de los principales objetivos de control es gestionar la potencia que se inyecta en el sistema, manteniendo la tensión y frecuencia en sus valores nominales. Actualmente el Droop Control, es una técnica que se ha investigado ampliamente, dado que permiten repartir la energía dentro de una microrred, pero su objetivo principal es mantener una regulación adecuada de la frecuencia del sistema de generación en paralelo. Dado que estos sistemas están conectados a una red eléctrica común, es necesario mantener la frecuencia del sistema dentro de los límites admisibles para garantizar un suministro de energía estable [9]. Sin embargo, el Droop control convencional tiene un bajo rendimiento transitorio, lo cual afecta a la precisión de la potencia distribuida y aparecen desviaciones de tensión y frecuencia.

Recientemente, el control jerárquico aplicado en las microrredes ha ganado fuerza en el ámbito del control. Esta estrategia presenta la ventaja de mantener la funcionalidad del Droop Control al eliminar desviaciones en la frecuencia y tensión, así como distribuir la potencia de manera eficiente entre la red y las microrredes [36]. La estrategia de control jerárquico se divide comúnmente en tres niveles: primario, secundario y terciario, donde cada nivel cumple con las siguientes funciones específicas:

3.2.3.a. El control primario:

El control primario convencional es fundamental en la operación de una microrred, ya que se encarga de mantener un suministro estable tensión y frecuencia, distribuyendo adecuadamente la demanda de carga [37]. Este control se logra mediante la implementación de lazos de retroalimentación en cascada de tensión y corriente, junto con la técnica Droop Control para la distribución de carga. En cuanto al control de doble lazo retroalimentado, las investigaciones realizadas [38]-[39] muestran que esta técnica presenta varios inconvenientes, como los siguientes:

1. El estado del sistema es sensible a perturbaciones de externas, como variaciones en la impedancia de la red o fluctuación en la demanda de la carga.
2. Reiteradas veces se debe realizar un procedimiento de prueba y error para ajustar los parámetros de control, lo cual lo vuelve una aplicación menos efectiva.

Aunque el Droop Control se utiliza ampliamente como una técnica efectiva para distribuir la potencia en el control primario, este aun así produce desviaciones en la tensión y

frecuencia debido a sus limitaciones de control.

3.2.3.b. El control secundario:

Esta etapa de control se encarga de proporcionar al control primario una compensación adicional que permite eliminar las desviaciones de tensión y frecuencia, con el objetivo de mejorar la calidad de estas variables y asegurar una conexión segura con la red, dado a que al momento de conectar varias microredes aisladas (sin conexión a la red), pueden presentar diferentes frecuencias de operación, por lo que se necesita un control secundario para la compensación de frecuencia para conectar dichas microredes. Dicha etapa de control se basa en algoritmos más sofisticados como la optimización o el control predictivo. En lo que respecta al control predictivo, se han realizado investigaciones, como se menciona en el artículo [40], donde se utilizó un MPC para restaurar la frecuencia de un sistema compuesto por dos fuentes generadoras conectadas a través de una línea sin incluir la red principal. En esta investigación, se demostró que la aplicación de este método es mucho más rápida en comparación con los métodos convencionales, como el control PI y el PI mejorado con un predictor de Smith. Se observó que la frecuencia alcanza su valor nominal en poco tiempo y con menos oscilaciones durante las variaciones de carga. En el artículo de referencia [41], también se empleó un MPC para mejorar la frecuencia entre múltiples microredes y se comparó con el control tradicional PI. Los resultados demostraron que cuando existen perturbaciones y retrasos de comunicación entre las microredes, la aplicación del MPC en el control secundario muestra un desempeño superior. En situaciones donde se presentan desafíos de comunicación y perturbaciones, el MPC logra una mejor regulación de la frecuencia, lo cual es fundamental para garantizar una operación estable y coordinada de las microredes.

3.2.3.c. El control terciario:

En la última jerarquía se encuentra el control terciario, que tiene dos objetivos fundamentales. En primer lugar, busca lograr una gestión adecuada del flujo de potencia entre las microredes conectadas a la red. Esto implica garantizar una distribución eficiente de la energía y evitar congestiones en el sistema eléctrico. En segundo lugar, busca lograr una optimización económica, de modo que la interacción entre las microredes y la red principal se realice de manera eficiente desde el punto de vista económico. Esto implica minimizar los costos de operación y maximizar la utilización de los recursos disponibles, considerando factores como los precios de la energía, las limitaciones de capacidad y las restricciones operativas. El control terciario desempeña un papel crucial en la coordinación y gestión global de las microredes, permitiendo un funcionamiento eficiente y rentable del sistema energético[42].

Capítulo 4

Nueva propuesta de control jerárquico basado en MPC

Como se mencionó anteriormente, las investigaciones previas se han centrado en un control jerárquico que aborda aspectos como el control de tensión y frecuencia, el control de desviaciones en estas variables y el control de flujo de potencia. Para el caso de esta investigación, se toma la base de las investigaciones mencionadas anteriormente y se considera que la tensión del enlace de corriente continua (DC link) es fija, por lo que regular las desviaciones de tensión y frecuencia no es un objetivo a alcanzar. Basándose en esta suposición, se propone un nuevo enfoque de control jerárquico basado en centrales de generación distribuida. Este enfoque utiliza un MPC para regular y gestionar el aporte de estas centrales a la red eléctrica. Este enfoque consta de 3 jerarquías. En primer lugar, se encuentra un control primario encargado de regular la tensión, el cual puede funcionar tanto cuando la red está conectada como en modo isla. En segundo lugar, se encuentra un control secundario que se encarga de controlar la potencia activa y reactiva suministrada a la red. Por último, se incluye un control terciario que incorpora un segundo circuito de generación que alimenta a la red, permitiendo la distribución de potencia activa y reactiva hacia la red de parte de los dos convertidores. Esta estrategia de control jerárquico es presentado en el esquema 4.1, donde P_g^{ref} y Q_g^{ref} representan las potencias de referencia de la red, P_1^{ref} , Q_1^{ref} , P_2^{ref} y Q_2^{ref} representan las potencias activas y reactivas del circuito 1 y 2 respectivamente, V_{abc1}^{ref} y V_{abc2}^{ref} representan las tensiones de referencia para cada fase del circuito 1 y 2, y finalmente S_{abc1} y S_{abc2} representan los pulsos de disparo enviados a los convertidores 1 y 2.

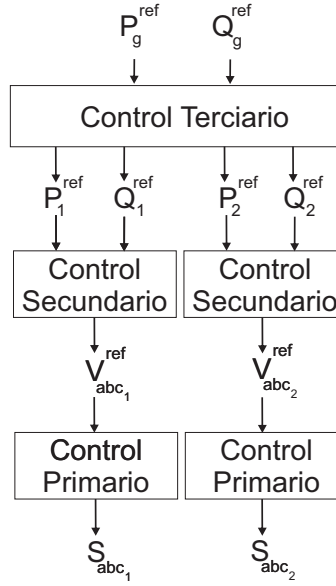


Figura 4.1. Esquema de control jerárquico.

4.1. Sistema a estudiar:

En el desarrollo del control jerárquico se utiliza los el sistemas representado en la figura 4.2, donde el sistema de generación distribuida se modela como una fuente de tensión de corriente continua V_{DC} conectada a un convertidor de dos niveles que funciona como un convertidor DC/AC. Este convertidor se encuentra en cascada con un filtro RLC que se encarga de eliminar el contenido armónico de tensión y corriente. A su vez, cada uno de los circuitos está conectado a una carga RL y adicionalmente conectados a una red mediante líneas modeladas por los parámetros R_{ln1} , L_{ln1} , R_{ln2} , L_{ln2} como se aprecia en la figura 4.2. Además, en el sistema se encuentra un interruptor que permite la conexión o desconexión de la red al sistema.

Los parámetros del sistema se encuentran en la tabla 4.1, cuyos datos de las líneas y red fueron extraídos de la referencia [43].

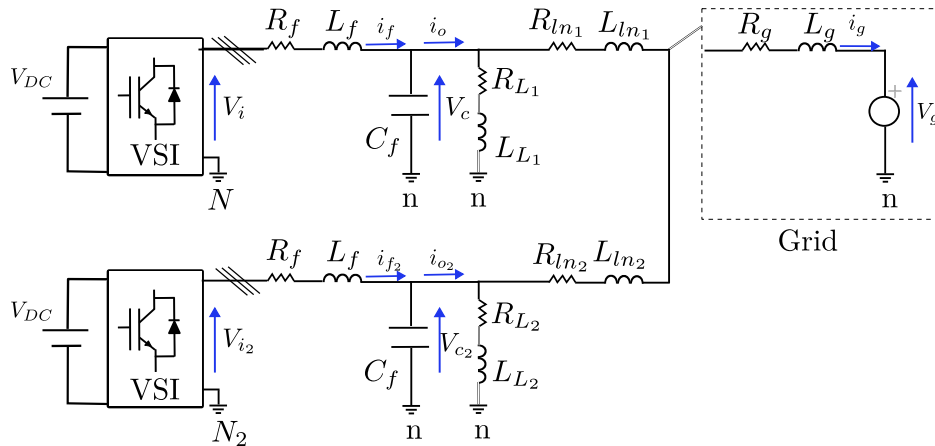


Figura 4.2. Sistema de estudio con dos convertidores.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_f	1[mΩ]	R_{line2}	0.4[Ω]
L_f	5[mH]	L_{line2}	1.5[mH]
C_f	500[uF]	V_g^{peak}	100[V]
R_{load1}	10[Ω]	V_{dc}	1000[V]
L_{load1}	10[mH]	f	50[Hz]
R_{load2}	6[Ω]	T_s	20[us]
L_{load2}	12[mH]	R_g	2.3[mΩ]
R_{line1}	0.5[Ω]	L_g	12[uH]
L_{line1}	1.9[mH]		

Tabla 4.1

PARÁMETROS DEL SISTEMA.

4.2. El control primario:

EL control primario tiene como objetivo controlar la tensión del capacitor C_f del filtro LC visto en la figura 4.2, el cual se desarrolla mediante un algoritmo de control predictivo siguiendo una referencia establecida en las fases a,b,c.

Para armar un modelo de control MPC se utilizan las leyes de Kirchhoff de tensión y corriente del circuito LC, con las que se obtienen las ecuaciones vistas en el sistema matricial (4.1), las cuales son transformadas al sistema discreto mediante el método Euler de primer orden(2.25), obteniendo el nuevo sistema de ecuaciones (4.2), cuyas variables $V_{c_x}^k, I_{f_x}^k, V_{o_x}^k, I_{o_x}^k$, corresponden a las mediciones tomadas del sistema para cada fase $x \in \{a, b, c\}$, mientras que V_{nN} al no ser medible, se obtiene mediante la ecuación(4.3)

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{c_x} \\ \dot{I}_{f_x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c_x} \\ I_{f_x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ \frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{i_x} \\ I_{o_x} \\ V_{nN} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{c_x}^{k+1} \\ I_{f_x}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{T_s}{C_f} \\ -\frac{T_s}{L_f} & 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{c_x}^k \\ I_{f_x}^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{T_s}{C_f} & 0 \\ \frac{T_s}{L_f} & 0 & -\frac{T_s}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{i_x}^k \\ I_{o_x}^k \\ V_{nN}^k \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$V_{nN}^k = \frac{V_{a_x}^k + V_{b_x}^k + V_{c_x}^k}{3} \quad (4.3)$$

Con el objetivo de controlar la tensión de salida del capacitor, se busca establecer una relación directa con los pulsos de disparo. Esta conexión posibilita al proceso de optimización seleccionar el candidato de pulsos más adecuado. Para ello se considera un paso más para la predicción de la tensión en el capacitor, de forma de utilizar $I_{f_x}^{k+1}$, el cual depende de V_{i_x} , donde este último contiene los pulsos de disparos. Con este paso adicional se obtiene la ecuación (4.4), que corresponde a la ecuación de predicción de $V_{c_x}^{k+1}$, pero con un paso adicional en todas sus variables, excepto en $I_{o_x}^k$, ya que si el paso de simulación es muy pequeño es posible suponer que $I_{o_x}^{k+1} \approx I_{o_x}^k$.

Así, el valor predicho $V_{c_x}^{k+2}$ para $x \in \{a, b, c\}$ se incorpora en la función objetivo, con el fin de controlar la tensión en el capacitor, cuyo proceso de optimización busca al candidato

de pulsos más adecuado en cada ciclo.

$$V_{c_x}^{k+2} = \frac{T_s}{C_f} I_{f_x}^{k+1} - \frac{T_s}{C_f} I_{o_x}^k + V_{c_x}^{k+1} \quad (4.4)$$

4.2.1. Procedimiento control primario

A continuación se describe el procedimiento indicando todos los pasos para el control predictivo de tensión para un paso de simulación T_s .

Paso 1: Definición de referencias

El primer paso corresponde a definir las tensiones de referencias, las cuales van en la función objetivo, que busca minimizar el error que existe entre las tensiones de referencias y la tensión del capacitor, para ello se definen las referencias balanceadas en las ecuaciones (4.5), (4.6) y (4.7), donde A y f_{ref} son la amplitud de tensión de referencia y la frecuencia de referencia respectivamente, mientras que θ corresponde al desfase de la referencia. Es importante destacar que si bien se elige la tensión de la red como referencia cero, en casos aislados es posible seleccionar un valor específico para θ sin problemas, dado a que a la red queda fuera del análisis.

$$V_{c_a}^{ref} = A \cos(2\pi f_{ref} t + \theta) \quad (4.5)$$

$$V_{c_b}^{ref} = A \cos(2\pi f_{ref} t - 2\pi/3 + \theta) \quad (4.6)$$

$$V_{c_c}^{ref} = A \cos(2\pi f_{ref} t + 2\pi/3 + \theta) \quad (4.7)$$

Paso 2: Mediciones

Como siguiente paso se toman las mediciones de I_{f_x} , I_{o_x} , V_{c_x} con $x = a, b, c$. Y se calcula la tensión V_{nN} , usando (4.3), para introducirlas en el algoritmo.

Paso 3: Tensión del inversor V_i

Dado que la tensión de salida del inversor depende de cual semiconductor esté operando en cada instante, se define dicha tensión en función de una variable de prendido y apagado llamada S_x , como se describe en (4.8), lo cual da 8 posibles combinaciones de tensiones de salida, como muestra la tabla 4.2, por lo que el optimizador deberá elegir la opción que minimice el error en la función objetivo.

$$V_i = V_{xN} = S_x V_{DC} \quad x \in \{a, b, c\} \quad (4.8)$$

S_a	S_b	S_c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	V_{dc}
0	1	0	0	V_{dc}	0
0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}
1	0	0	V_{dc}	0	0
1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}
1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0
1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}

Tabla 4.2

ESTADOS DEL CONVERTIDOR Y TENSIONES V_i DE SALIDA.

Paso 4: Predicción de variables

En esta parte, se introducen las mediciones en el sistema de ecuación (4.2), para estimar $V_{c_x}^{k+1}$, $I_{f_x}^{k+1}$, con el fin de obtener la variable a controlar estimada $V_{c_x}^{k+2}$ (4.4) para $x = a, b, c$.

Paso 5: Función objetivo

Una vez predecidas las variables $V_{c_x}^{k+2}$, se introducen dichos resultados en la función objetivo de la ecuación (4.9) y se busca la combinación de V_{aN} , V_{bN} y V_{cN} que minimice el error, arrojando como resultado los pulsos de disparos S_x óptimos para cada instante, los cuales finalmente van hacia el inversor, para comenzar el ciclo otra vez en el siguiente instante de muestreo.

$$\min g = |V_{c_a}^{ref} - V_{c_a}^{k+2}| + |V_{c_b}^{ref} - V_{c_b}^{k+2}| + |V_{c_c}^{ref} - V_{c_c}^{k+2}| \quad (4.9)$$

Los pasos anteriores se explican en el esquema representado en la figura 4.3, donde se muestra cómo las mediciones y referencias se utilizan como entrada para el algoritmo. Cabe destacar que en esa misma figura, los números (5.2) y (5.4), se refieren a las ecuaciones, (4.2) y (4.4), respectivamente.

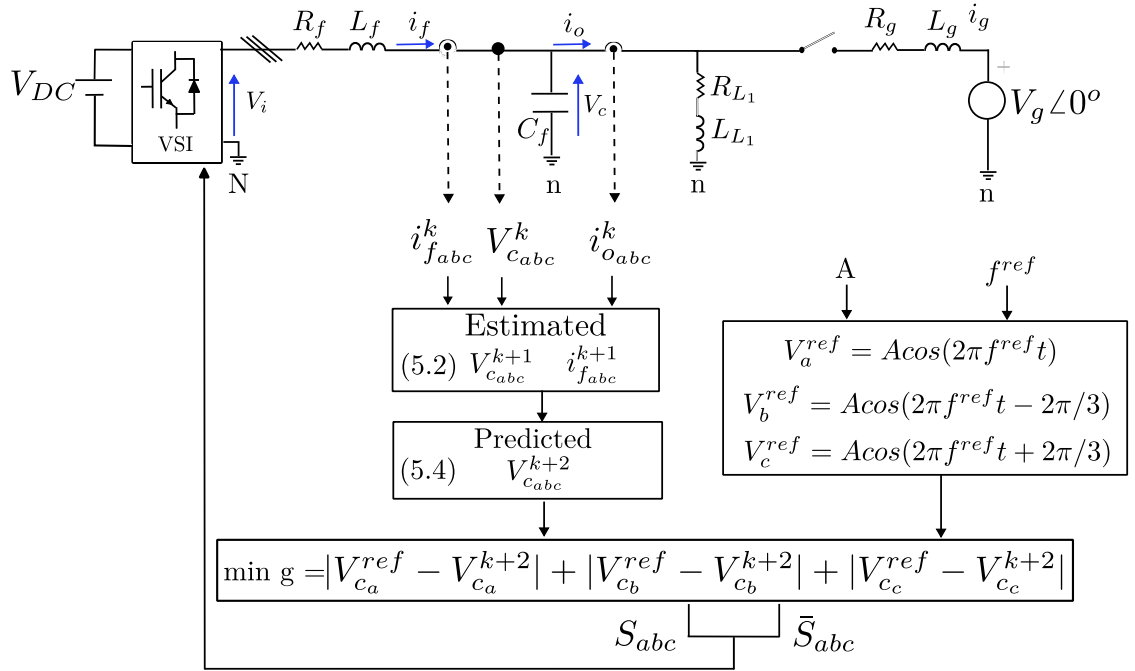


Figura 4.3. Esquema de control primario.

4.2.2. Resultados control primario

Para el control primario se sometió al sistema a una sucesión de tensiones con amplitud creciente por rangos de tiempos determinados, como indica la tabla 4.3 operando el sistema en modo isla, es decir, sin la red conectada y con una referencia de tensión con desfase θ cero en su fase a.

Rango de tiempo[ms]	[0,60[	[60,120[	[120,180[	[180,240[	[240,300[	[300,400[
Amplitud[V]	50	100	200	300	400	500

Tabla 4.3

REFERENCIAS APLICADAS CON UNA FRECUENCIA DE 50[Hz]

4.2.2.a. Tensión en el capacitor

En la figura 4.4, se aprecia la tensión en el capacitor del filtro LC. En ella se observa cómo el MPC logra cumplir el objetivo de seguir la referencia impuesta por el algoritmo, tomando un tiempo promedio de aproximadamente 5[ms] en cada rango de tiempo para alcanzar su estado estacionario. Además, el buen seguimiento de la referencia se evidencia en la figura 4.5, que representa la tensión del capacitor en los ejes d y q. En el eje d, se observa que a medida que aumenta la referencia, también aumenta el ripple del estado estacionario. Donde para referencias más bajas el ripple toma valores de alrededor de los 2[V], llegando a un ripple de hasta 5[V] para la referencia de 500[V]. Esto da como conclusión que a medida que se impone una referencia más elevada, la respuesta del algoritmo de control tiende a presentar más perturbaciones.

En lo que respecta al error porcentual, según cada referencia impuesta, en la figura 4.6 se presentan los resultados. Se puede observar que para referencias a partir de 200[V], el error tiende a mantenerse por debajo del 1 % en su estado estacionario. Sin embargo, para las referencias más bajas, este error puede alcanzar hasta un 2.3 %. Este resultado podría deberse a la forma en que se calculan los errores con respecto a sus referencias, dado que la referencia es muy baja, el error en porcentaje tiende a ser mayor en comparación con las referencias más altas, o por otro lado también podría deberse a la limitaciones que pueda tener el algoritmo de control que ocasione mayores errores a referencias más bajas. Es importante considerar este análisis, ya que, aunque se observa un menor ripple en las referencias más bajas en comparación con las referencias más altas, el cálculo del error no refleja necesariamente este resultado.

Con respecto al espectro armónico de la simulación, se realizó un análisis de las amplitudes de tensión más bajas y más altas. Los resultados se muestran en las figuras 4.7 y 4.8. En ellas se puede observar como para la referencia de tensión de 50[V] la armónicas de frecuencias mas bajas tienen una mayor amplitud, mientras que una referencia de 500[V], en las frecuencias bajas existen una mayor magnitud de tensión, cuyo efecto se debe al aumento de referencia. Además el efecto de la conmutación se hace presente en las armónicas mas altas, comportándose como un aumento en su magnitud de tensión, que luego para frecuencia más altas. Adicionalmente, al ser un control MPC este presenta un ligero ruido en su estado estacionario, lo cual se refleja en sus pequeñas magnitudes de armónicas, sin embargo estas son despreciables respecto a su referencias.

Al analizar la distorsión armónica total (THD, por sus siglas en inglés), representada en la tabla 4.4, se encontró que el THD para la referencia de 50[V] es mayor que para la otra referencia de 500[V]. Aunque las armónicas tengan un valor más alto en el caso de la referencia de 500[V], su influencia en la distorsión armónica total es baja, obteniéndose un THD prácticamente igual a 1 para cada fase. En general, se puede concluir que los THD obtenidos en el estudio son aceptables.

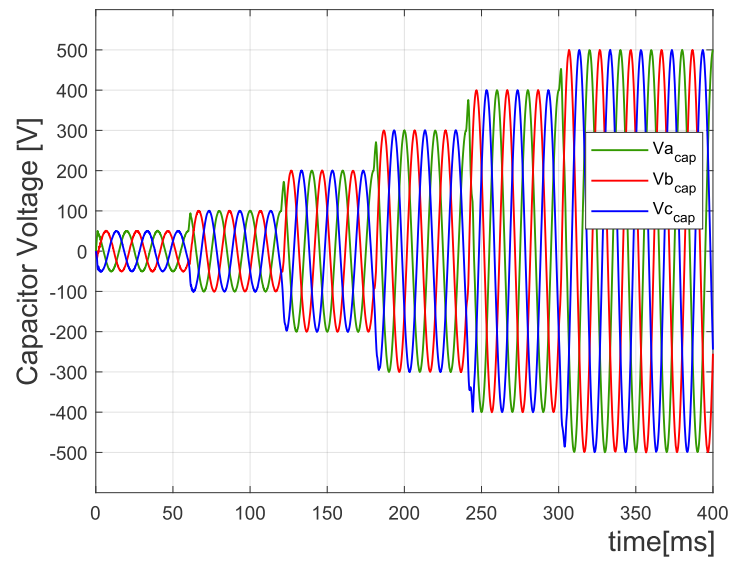


Figura 4.4. Tensiones abc del capacitor.

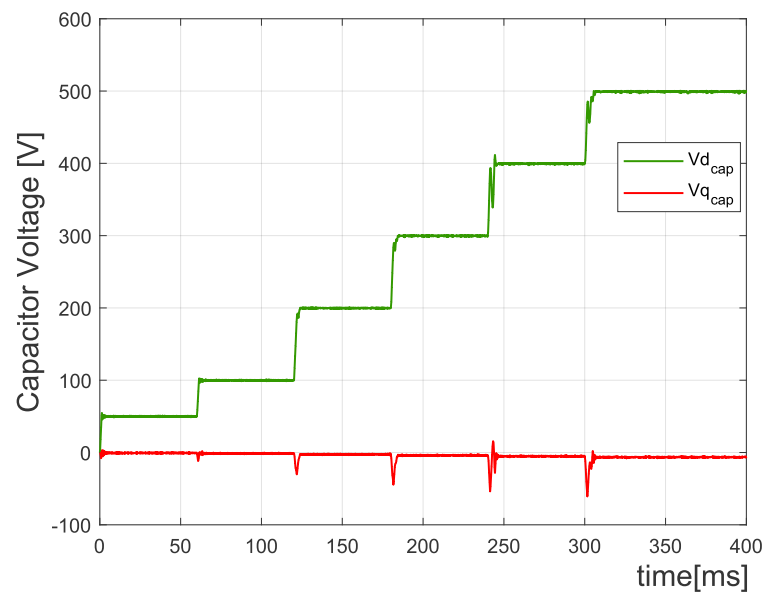


Figura 4.5. Tensión del capacitor en ejes dq.

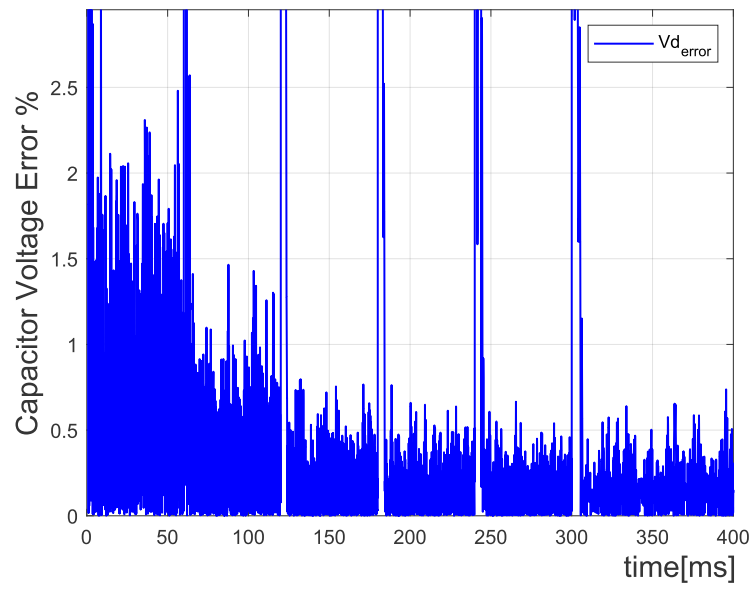


Figura 4.6. *Error porcentual de la tensión del capacitor.*

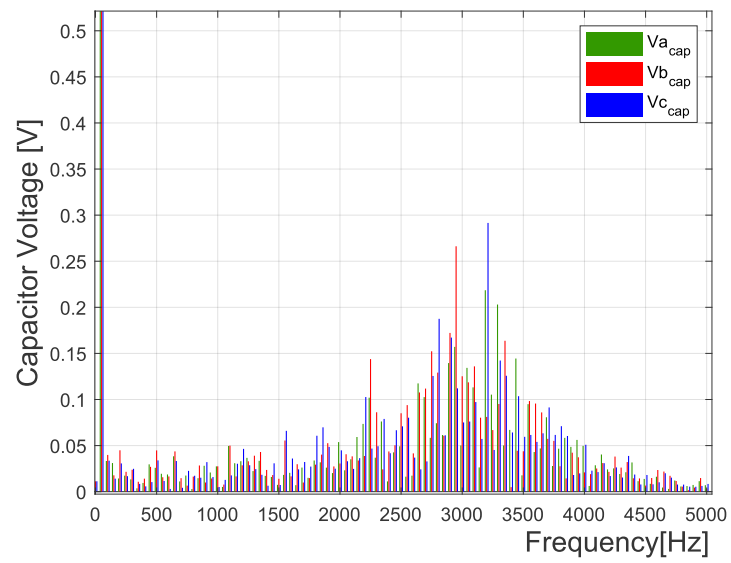


Figura 4.7. *Espectro armónico para una referencia de tensión de 50[V].*

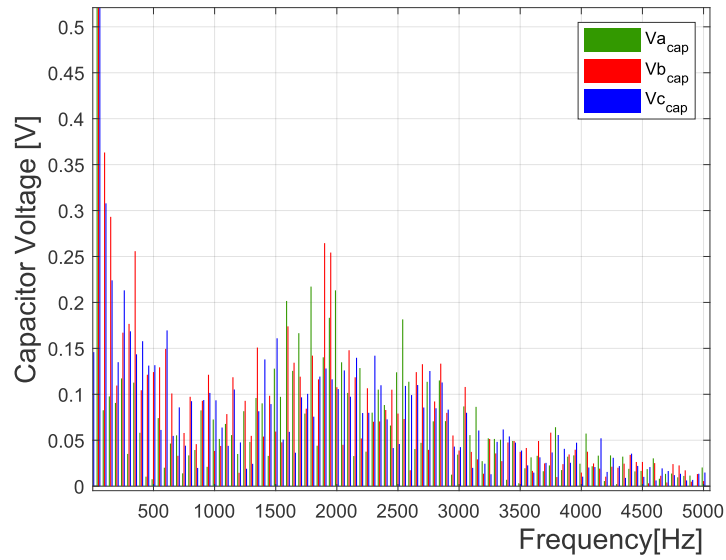


Figura 4.8. Espectro armónico para una referencia de tensión de 500[V].

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n X_i^2}}{X_1} \quad (4.10)$$

Amplitud[V]	THD_a	THD_b	THD_c
50	1,0002	1,0001	1,0003
500	1.0000	1.0000	1.0000

Tabla 4.4

RESULTADOS DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA PARA AMBOS CASOS.

4.2.2.b. Respuestas de corriente del sistema

En la figura 4.9 se puede apreciar la corriente i_f de las fases a,b,c, que corresponden a la corriente de salida del convertidor antes del filtro LC, en ella se puede ver que las corrientes se logran estabilizar alrededor de los 5[ms] en cada cambio de referencia y que portan componentes armónicas de alta frecuencia que distorsionan la respuesta. Mientras que en la figura 4.10 se muestra la corriente de salida del filtro, la cual ya no contiene el ruido de la respuesta anterior, concluyendo el correcto funcionamiento del filtro y demuestra tener un estado transitorio más suave.

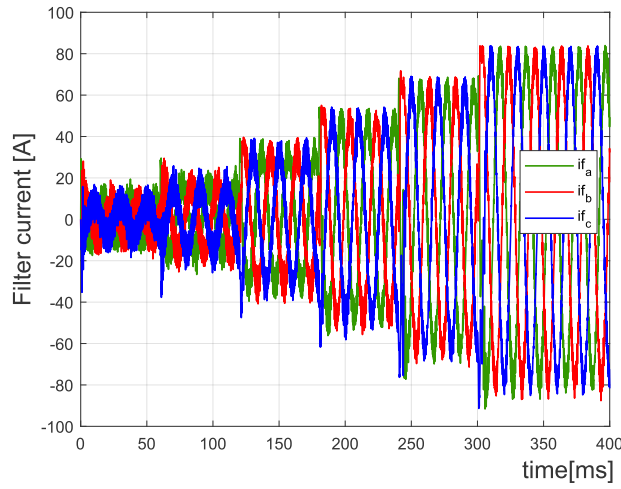


Figura 4.9. Resultados corriente $i_{f_{abc}}$.

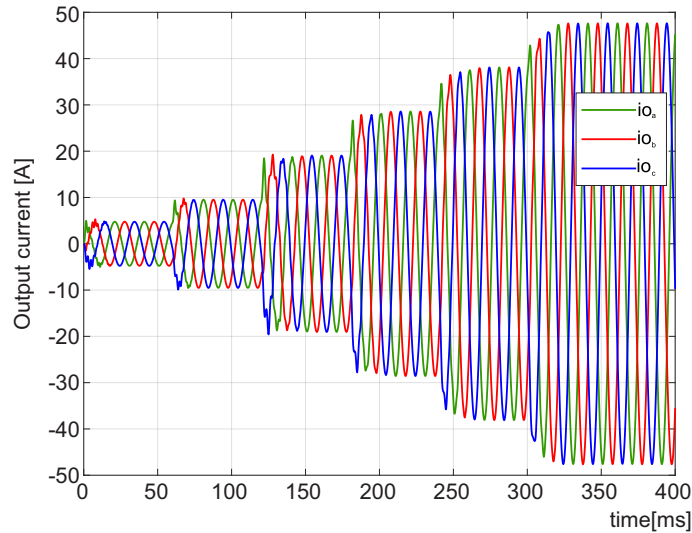


Figura 4.10. Resultados corriente $i_{o_{abc}}$.

4.2.3. Resultados control primario: casos alternativos

Con el fin de poner a prueba el MPC, se realiza un estudio de las variaciones en las cargas conectadas al inversor de dos niveles. En este caso, se tienen dos cargas de prueba, como se muestra en la figura 4.11. La primera carga se llama RL, y consiste en una carga RL en serie trifásica desbalanceada conectada en estrella. La segunda carga se llama NL, y consiste en una carga no lineal que consta de un puente trifásico de 6 diodos conectados a una carga resistiva llamada R_D , como se muestra en la figura 4.12.

Con respecto al análisis, se estudia el comportamiento del control primario ante las variaciones de carga sin la red conectada, en donde se realizan tres pruebas, una para la carga desbalanceada, otra para la carga no lineal y una para ambas cargas conectadas simultáneamente.

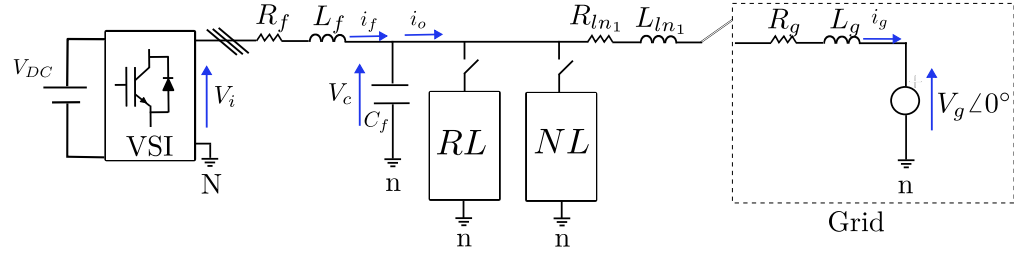


Figura 4.11. Sistema con carga no lineal y desbalanceada

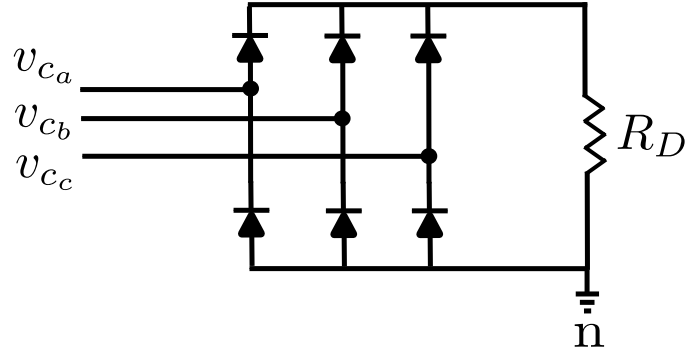


Figura 4.12. Carga no lineal

4.2.3.a. Caso con carga no lineal

En los resultados de la simulación, se puede observar que para diferentes amplitudes de referencia, el MPC es capaz de controlar la tensión incluso con una carga no lineal. Sin embargo, en la figura 4.13, se puede apreciar que para amplitudes requeridas más altas, el control de tensión no puede compensar las armónicas generadas por la carga, alcanzando el límite físico del convertidor. No obstante, aumentar la tensión del enlace de corriente continua (DC link) incrementa este límite. Además, el efecto de esta perturbación armónica se puede observar en la descomposición de la tensión en los ejes d y q, como se muestra en la figura 4.14, donde comienzan a aparecer distorsiones en el estado estacionario para valores de referencia mayores o iguales a 300[V].

Esto también se refleja en la corriente, como se muestra en la figura 4.15. Inicialmente, se puede observar la forma de onda clásica de una corriente trifásica a través de un puente de 6 diodos para los primeros valores de referencia de la señal. Sin embargo, para referencias más elevadas, se puede observar la perturbación resultante de las armónicas en la tensión del filtro LC en la salida del convertidor. Adicionalmente se puede apreciar este efecto en 4.16 quien para referencias de tensión bajas presenta una forma de onda clásica de una resistencia conectada a un puente de diodos, pero para referencias altas esta tiende a deformarse, dado que el algoritmo va perdiendo la capacidad de compensar las armónicas producidas por la no linealidad.

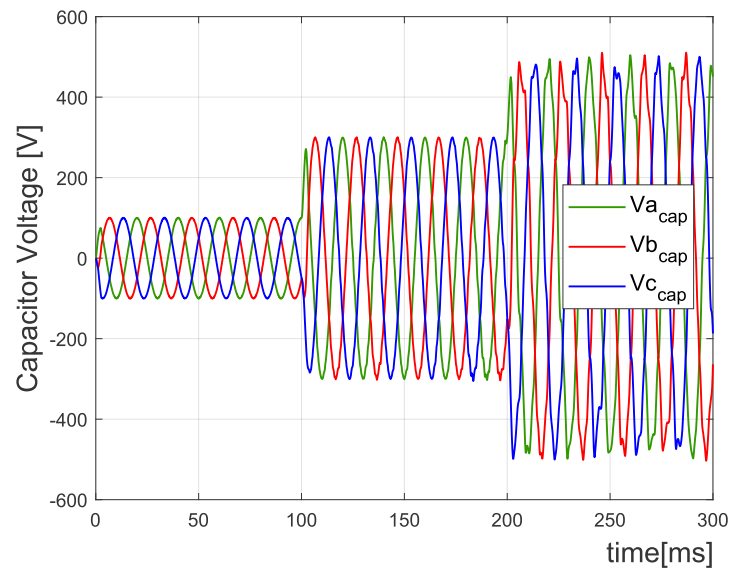


Figura 4.13. Tensión del capacitor carga no lineal.

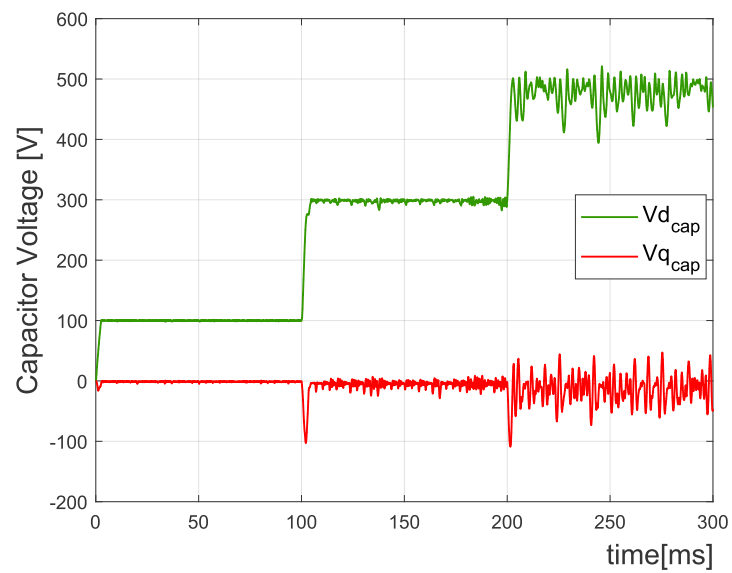


Figura 4.14. Tensión del capacitor en ejes d y q carga no lineal.

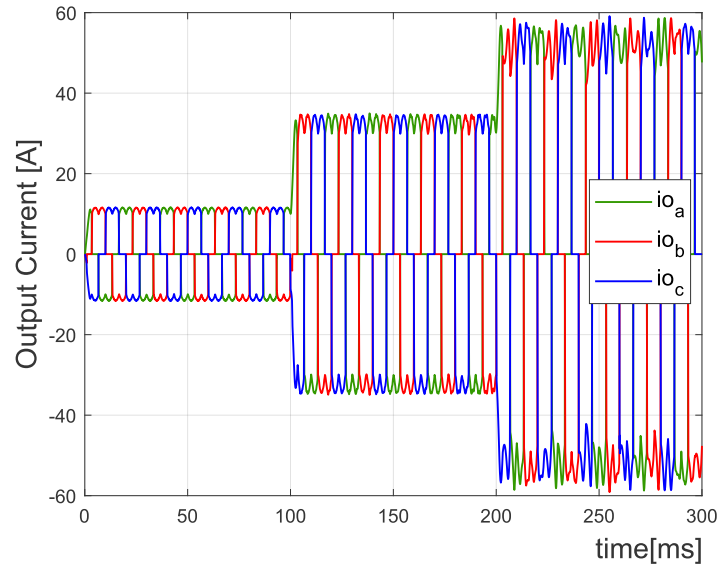


Figura 4.15. *Corriente de salida carga no lineal.*

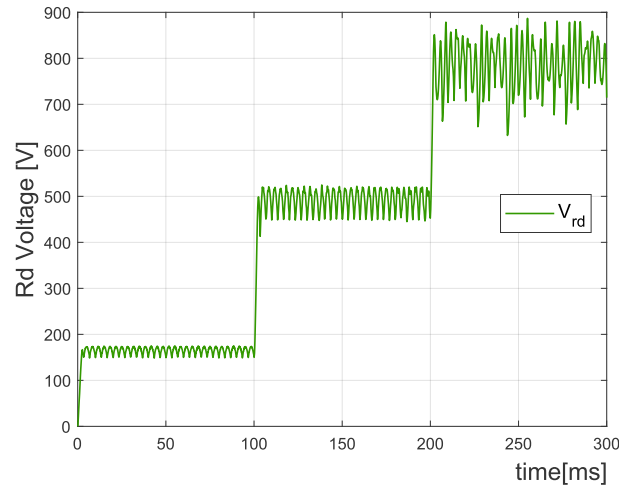


Figura 4.16. *Resultado de tensión en R_D .*

4.2.3.b. Caso con carga desbalanceada

En el caso de una carga desequilibrada, se puede observar que la tensión medida mostrada en la figura 4.17 no presenta las distorsiones que portaba el caso no lineal. Esto también se puede observar mejor en la descomposición d y q en la figura 4.18, donde se puede ver que durante los períodos de estado estacionario, estos componentes siguen su referencia sin distorsiones notables. Sin embargo, aunque las tensiones se controlan de manera equilibrada, las corrientes llevan todo el desequilibrio de carga, como se ve en la figura 4.19. Este desequilibrio también afecta a su estado transitorio, reduciendo la velocidad que este se estabiliza, cuyo efecto puede originarse producto del desbalance de las inductancias de la carga, afectando directamente a la dinámica de la respuesta y tomando mayor efecto

mientras más aumenta la referencia de tensión como lo demuestra la figura 4.18

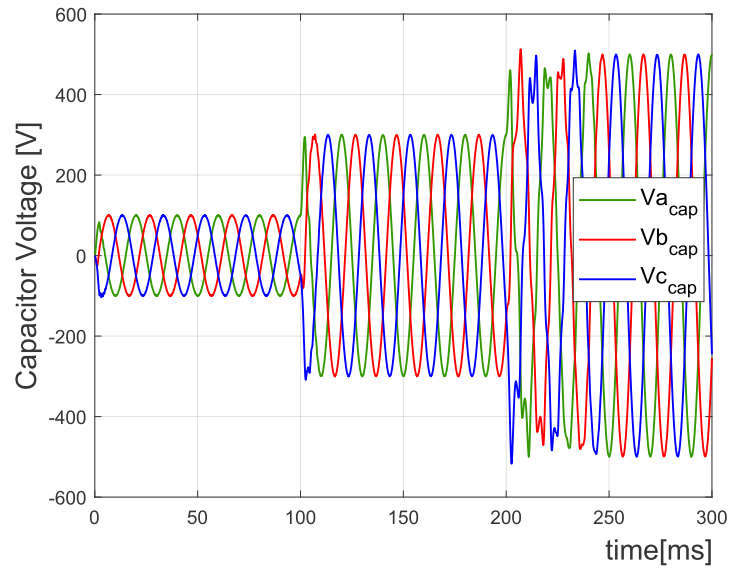


Figura 4.17. Tensión del capacitor carga desbalanceada.

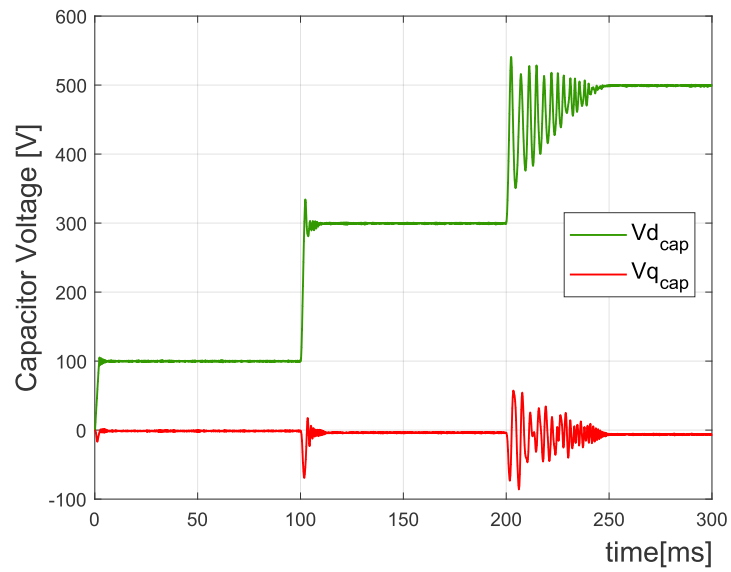


Figura 4.18. Tensión del capacitor en ejes d y q carga desbalanceada.

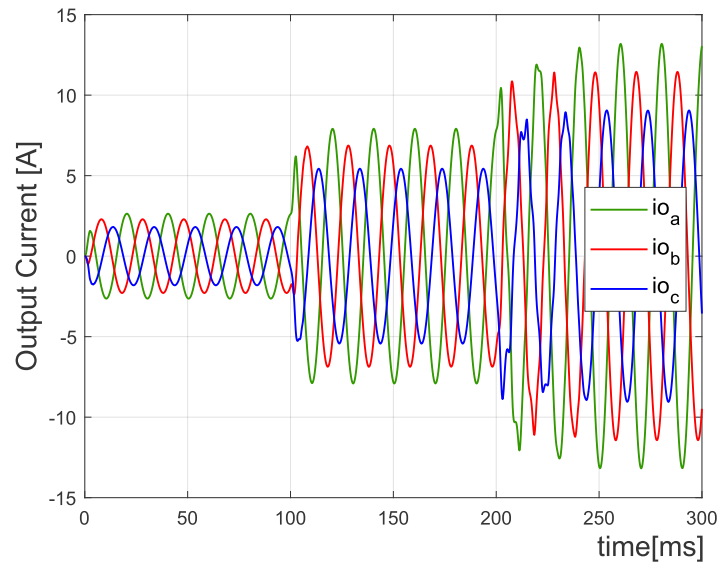


Figura 4.19. *Corriente de salida carga desbalanceada.*

4.2.3.c. Caso con carga desbalanceada y no lineal

En el último caso, ambas cargas se operan simultáneamente y se realiza el mismo análisis con diferentes amplitudes de referencia. En la simulación de tensión, se puede observar en las figuras 4.20 y 4.21, que a pesar de trabajar con una carga no lineal, la inclusión de una carga desbalanceada en paralelo ayuda a estabilizar la tensión en mayor medida en comparación con el caso puramente no lineal. Esto se debe a que las distorsiones observadas son más pequeñas en estado estacionario que en el caso no lineal. Por otro lado, la corriente, mostrada en la figura 4.22, es una combinación tanto del desbalance de carga como de la no linealidad de la segunda carga.

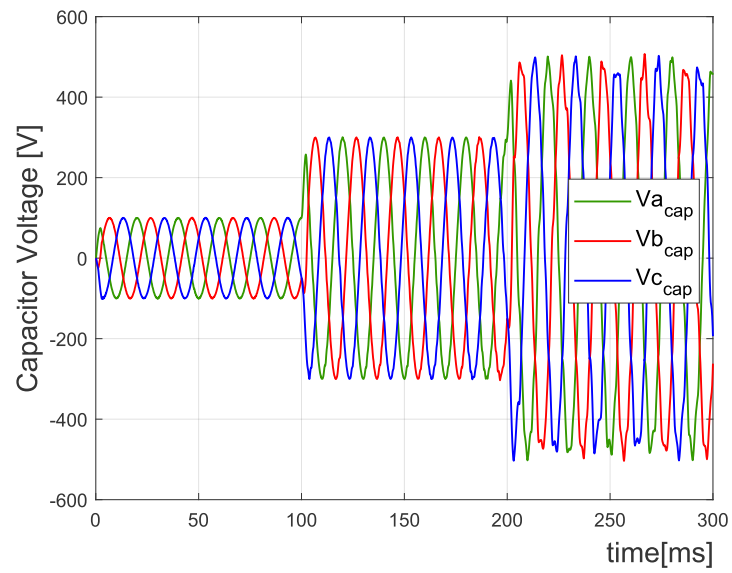


Figura 4.20. Tensión del capacitor carga desbalanceada y no lineal.

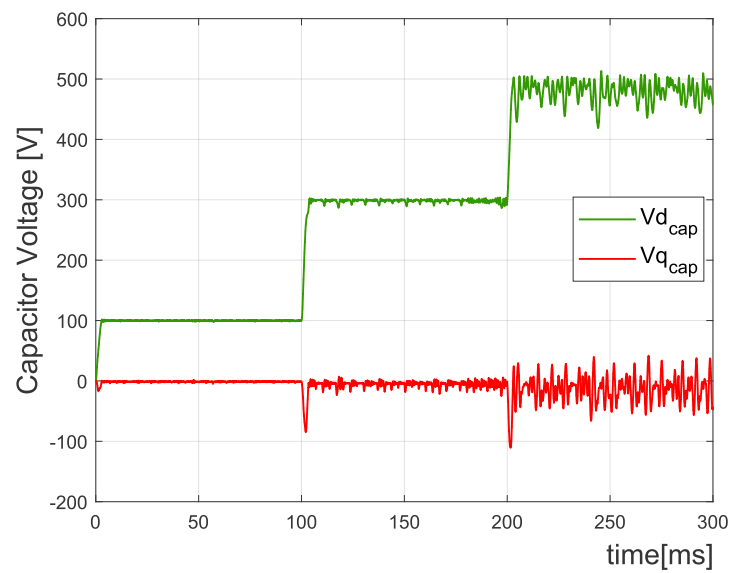


Figura 4.21. Tensión del capacitor en ejes d y q carga desbalanceada y no lineal.

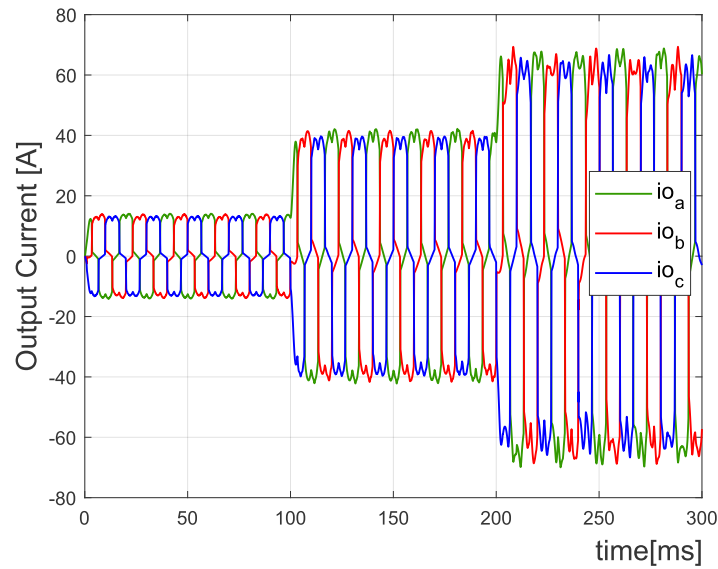


Figura 4.22. *Corriente de salida carga desbalanceada y no lineal.*

4.2.3.d. Comparación de error

Finalmente, se lleva a cabo una comparación de los errores porcentuales con respecto a sus referencias en cada caso presentado, lo cual se muestra en la figura 4.23. En dicha figura, “D” corresponde al caso desbalanceado, “NL” al caso no lineal, y “DNL” al caso combinado de desbalance y no linealidad. Se puede observar cómo, en comparación con el caso balanceado presentado en la figura 4.6, los errores son considerablemente más elevados, especialmente para las referencias más altas. Sin embargo, para referencias bajas, el error en los tres casos se mantiene por debajo del 2 %, similar al caso balanceado.

En los siguientes dos tramos, donde aumenta la referencia, los errores en los casos no lineal y combinado empiezan a crecer y se comportan de manera muy similar. Durante sus estados estacionarios, en su mayoría, estos errores se mantienen por debajo del 7 %. No obstante, en el último tramo, los errores en estos mismos casos se distorsionan y aumentan aún más, superando el 10 % de error en el estado estacionario, donde este aumento de error puede generarse debido a que la tensión V_{dc} no es suficiente para controlar el sistema. Este análisis conduce a la conclusión de que, si bien el algoritmo es capaz de controlar la tensión en casos de desbalance y no linealidad, la no linealidad afecta considerablemente el rendimiento del control, volviéndose más difícil de controlar a medida que aumenta la referencia y también afectando en la rapidez que este llegue a su estado estacionario, pero estas desventajas puede ser compensadas aumentando la tensión del DC link, ya que al no ser capaz de controlar las armónicas producidas por la no linealidad, necesita más tensión para desarrollar un mejor control. Por otro lado, la carga desbalanceada a pesar de tener una respuesta de mejor calidad, el desbalance de ella afecta considerablemente en la rapidez que esta llega a su estado estacionario, siendo este caso el más lento de los tres.

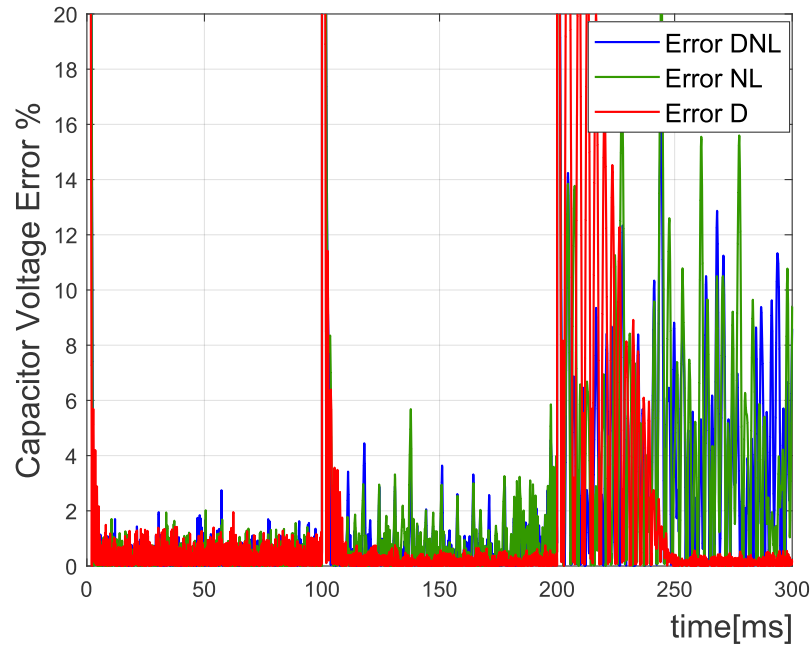


Figura 4.23. Error % de la tensión del capacitor.

4.3. Control secundario

4.3.1. Procedimiento control secundario

El control secundario realiza un seguimiento de las referencias de potencia activa y reactiva, operando en cascada con el control primario. Estas referencias de potencia crean nuevas referencias de tensión para los capacitores, que se ajustan para cumplir con los requisitos de potencia. Para este análisis, se considera que el interruptor que conecta el sistema a la red está cerrado al momento de operar dicho control. La definición de la potencia controlada se da por $S_g = S_1$, donde S_1 es:

$$S_1 = V_g I_g^* = P_1 + jQ_1 \quad (4.11)$$

Dado que se conoce la tensión de la red, es posible escribir la corriente contribuida por cada circuito en función de las referencias de potencia y la tensión de la red de la siguiente manera:

$$I_{gd}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P_1^{ref} V_{gd} + Q_1^{ref} V_{gq}}{V_{gq}^2 + V_{gd}^2} \quad (4.12)$$

$$I_{gq}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P_1^{ref} V_{gq} - Q_1^{ref} V_{gd}}{V_{gq}^2 + V_{gd}^2} \quad (4.13)$$

Mediante un PLL (Phase-Locked Loop), la tensión de la red se fija a lo largo del eje d. Esto implica que el componente q de la tensión de la red es cero ($v_{gq} = 0$), lo que simplifica el cálculo de las referencias de corriente:

$$I_{gd}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P_1^{ref}}{V_{gd}} \quad (4.14)$$

$$I_{gq}^{ref} = -\frac{2}{3} \frac{Q_1^{ref}}{V_{gd}} \quad (4.15)$$

Las corrientes de referencia dq se convierten a coordenadas abc . Luego, utilizando la ecuación de malla entre la red y el capacitor, la tensión del capacitor se puede resolver en función de las nuevas corrientes de referencia. De esta manera, se obtienen las nuevas tensiones de referencia, que son las entradas del control primario:

$$V_{cx}^{ref} = (R_{ln1} + R_g)I_{gx}^{k-1} + \frac{(I_{gx}^{ref} - I_{gx}^{k-1})(L_{ln1} + L_g)}{T_s} + V_{gx} \quad x \in \{a, b, c\} \quad (4.16)$$

Es importante destacar que las corrientes i_{gx}^{k-1} no son las mediciones anteriores, sino las referencias del paso anterior. El resumen de este procedimiento se muestra en la figura 4.24 y se detalla a continuación:

Paso 1 - Referencias de corriente: Primero, se obtienen las referencias de corriente en dq basadas en las referencias de potencia y la tensión de la red, utilizando (4.14) y (4.15).

Paso 2 - Transformación dq a abc: Se utiliza un PLL para transformar las corrientes de referencia de los ejes dq a coordenadas abc.

Paso 3 - Cálculo de nuevas referencias de tensión: Se calculan las nuevas referencias de tensión utilizando (4.16), y se ajustan para cumplir con las potencias activa y reactiva requeridas.

Paso 4 - Activación del control primario: Una vez calculadas las referencias de tensión, se activa el control primario repitiendo los pasos previamente definidos para obtener los pulsos de control para ambos convertidores y cerrar el lazo de control.

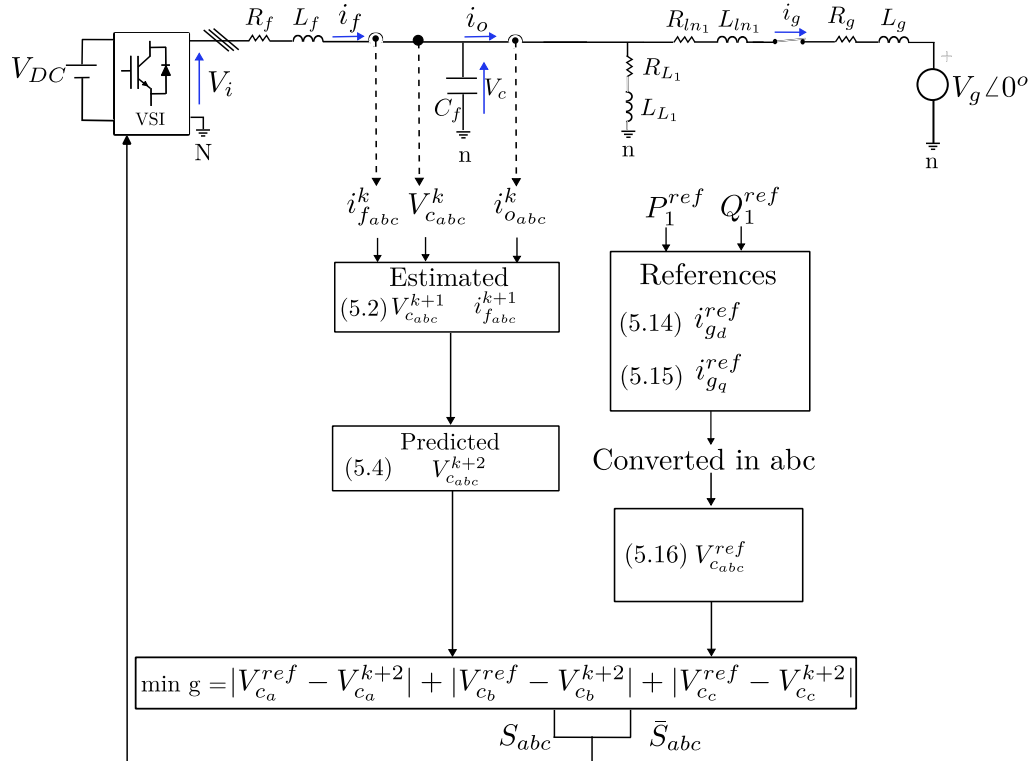


Figura 4.24. Esquema de control secundario.

4.3.2. Resultados simulación control secundario

La simulación se realizó para el sistema de la figura ???. Se establecieron valores de prueba para las referencias de potencia activa y reactiva para verificar el rendimiento del control, como se muestra en la tabla 4.5. Inicialmente, el sistema opera solo con el control primario. En $t=0.05[s]$, se inicia la conexión a la red cerrando el interruptor y el control secundario comienza a funcionar con las referencias de potencia.

Rango de tiempo[ms]	P_1^{ref} [kW]	Q_1^{ref} [kVar]
[50 - 150 [	8	4
[150 - 250 [	6	6
[250 - 350 [	4	7

Tabla 4.5

REFERENCIAS DE POTENCIA POR INTERVALOS.

Los resultados de la simulación de las potencias activa y reactiva se muestran en las figuras 4.25 y 4.26. En ellas se obtuvo un buen seguimiento de las referencias con errores relativamente bajos, como se muestra en la figura 4.27, donde los errores varían entre en el 1 % y 3 %, lo cual comprueba que el método de control funciona de manera adecuada. En cuanto a su rapidez, el método de control tarda en converger en el primer tramo demorando aproximadamente unos 20[ms] en llegar a su estado estacionario, pero en los siguientes cambios de referencia alrededor de 10[ms], lo cual lo hace un método bastante rápido. Por otro lado, a pesar de que los errores fueran pequeños, existieron distorsiones en el estado estacionario de cada rango de simulación. Esto se debió a la presencia de un ripple de alrededor de 100[W] y 100[Var]. Aunque no es apreciable en las simulaciones, debido a su gran orden de magnitud, estas distorsiones están presentes en los resultados. En cuanto a las distorsiones, como se aprecia en los primeros milisegundos de la simulación, estas presentan oscilaciones que podrían deberse a que la sincronización con la red no fue del todo limpia. Esto se debe a que al conectar la red, se produce un cambio en la corriente y, al mismo tiempo, el control secundario genera nuevas referencias de tensión que se adaptan a la potencia solicitada. Una solución a este problema sería predecir las nuevas referencias de tensión antes de la sincronización y usar estas tensiones de referencia entre los 0 y 50[ms] en el control primario. De esta manera, al sincronizar con la red y al entrar el control secundario, el cambio no sería tan brusco, lo que permitiría al control secundario entrar en su estado estacionario de manera más rápida y con menos oscilaciones. Por otro lado, se encuentran las distorsiones en estado estacionario, las cuales pueden generarse por diferentes motivos, como por ejemplo, que el modelo no fuera del todo completo y sea necesario aplicar ciertas mejoras para conseguir una respuesta mas limpia, que exista una corriente circulante en el sistema, entre otras. Razón por la cual, una incorporación de un control de corriente dentro del control secundario aportaría a eliminar esta distorsión.

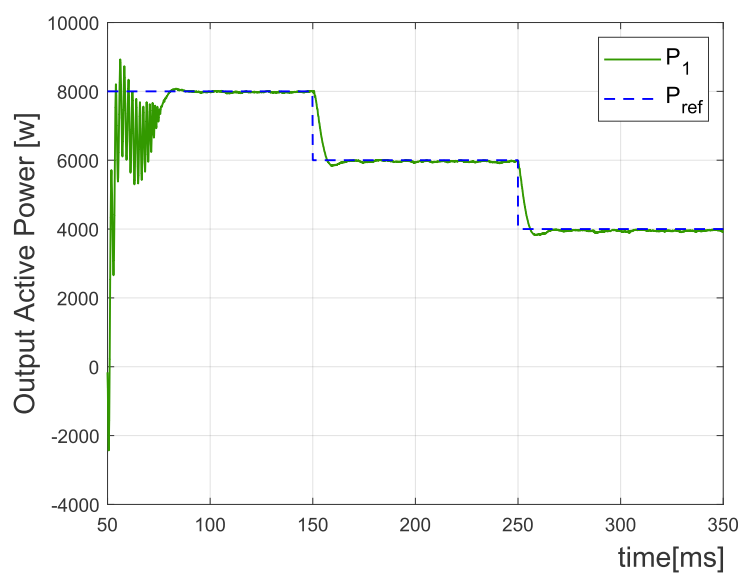


Figura 4.25. Resultado de potencia activa en la red.

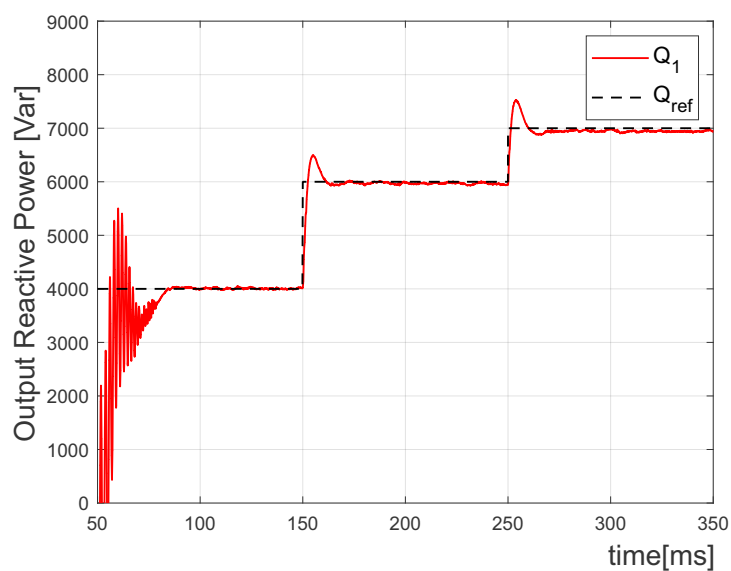


Figura 4.26. Resultado de potencia reactiva en la red.

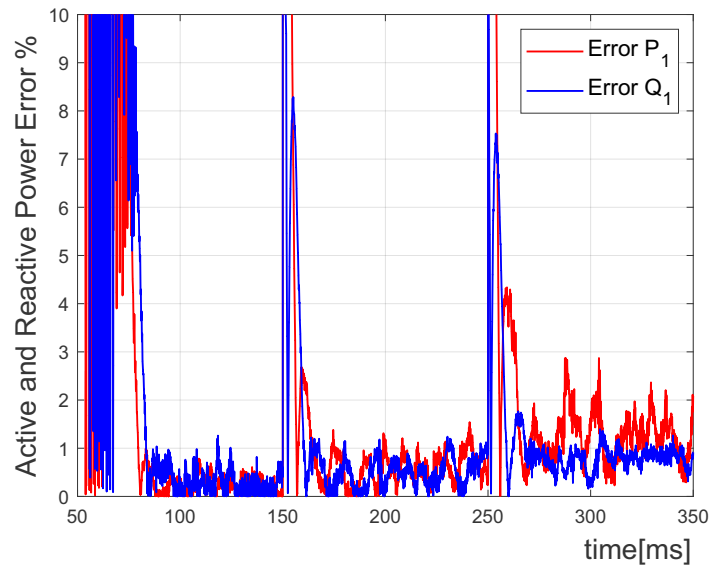


Figura 4.27. Errores de potencia activa y reactiva.

4.3.3. Resultados control secundario: Casos alternativos

Para la simulación del control secundario de casos alternativos, se utilizaron las referencias de potencia de la tabla 4.5, y se siguió la misma idea del control primario con casos alternativo. Esto significa que se realizaron simulaciones con las mismas cargas previamente definidas, es decir, una carga no lineal, otra carga desbalanceada y un caso con ambas cargas conectadas simultáneamente. Además, para iniciar estas simulaciones, el sistema opera bajo control primario durante los primeros 0.05 segundos. Luego, se activa el control secundario con las referencias de potencia mencionadas y el sistema se conecta a la red, donde V_g tiene un valor de 100[V] peak.

Los resultados obtenidos de la simulación destacan los siguientes aspectos. En el caso de carga desbalanceada 4.31, las referencias de potencia impuestas son seguidas de manera bastante aceptable, con algunas pequeñas fluctuaciones en comparación con el caso balanceado, pero siendo estas fluctuaciones de poca influencia. Sin embargo, en las simulaciones para cargas no lineales 4.29 y combinadas 4.33, se observan ciertas distorsiones que modifican el resultado de la simulación en aproximadamente 200[W] para la potencia activa y 200[Var] para la reactiva respecto a sus referencias, pero que a pesar de portar dichas distorsiones, el algoritmo de control las mantiene entorno a su referencia. Estas distorsiones podrían atribuirse a la influencia directa de la no linealidad de la carga, la cual afecta directamente a la corriente $i_{o_{abc}}$, provocando que el control no pueda conseguir un seguimiento más eficiente de la referencia. Esto se puede apreciar en las figuras 4.28, 4.30 y 4.32, en donde para el caso no lineal, la corriente i_o se ve afectada por la no linealidad, perdiendo su forma sinusoidal, mientras que para el caso desbalanceado, no afecta considerablemente a i_o , ocasionando un pequeño desbalance en ella. Esta es la razón por la cual afecta en menor medida al control. Por último, en el caso de tener ambas cargas, el efecto de distorsión es mucho mayor, atribuyendo así los mayores errores en el control secundario, donde dichos errores son apreciados en la figura 4.34. Al comparar los errores en la figuras 4.34(a) y 4.34(b), donde D representa al caso desbalanceado, NL el no lineal y DNL al

desbalanceado junto a la carga no lineal. Si bien los tres casos arrojan errores en estado estacionario inferiores al 16 %. No obstante, estos errores son más variables y notorios en los casos donde la no linealidad tiene impacto, mientras que para el caso desbalanceado, los errores no superan el 4 % en estado estacionario, siendo este el caso con los errores más bajos al igual como ocurrió en el control primario. Es importante resaltar que, a pesar de las perturbaciones presentes en mayor o menor grado dependiendo del caso estudiado, el MPC demuestra una capacidad efectiva para regular la potencia solicitada en estado estacionario, pero con errores mayores respecto a la simulación con carga balanceada.

Estos resultados resaltan la capacidad que posee MPC frente a condiciones adversas, como las cargas no lineales y las combinadas. A pesar de las distorsiones que puedan surgir, el control sigue manteniendo un nivel de precisión satisfactorio, con un buen rendimiento, especialmente en el escenario desbalanceado.

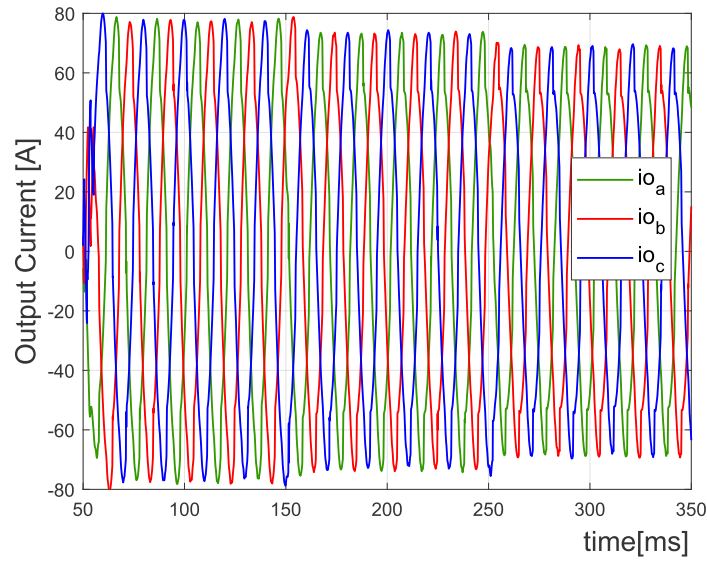


Figura 4.28. Corriente $i_{o_{abc}}$ caso No lineal

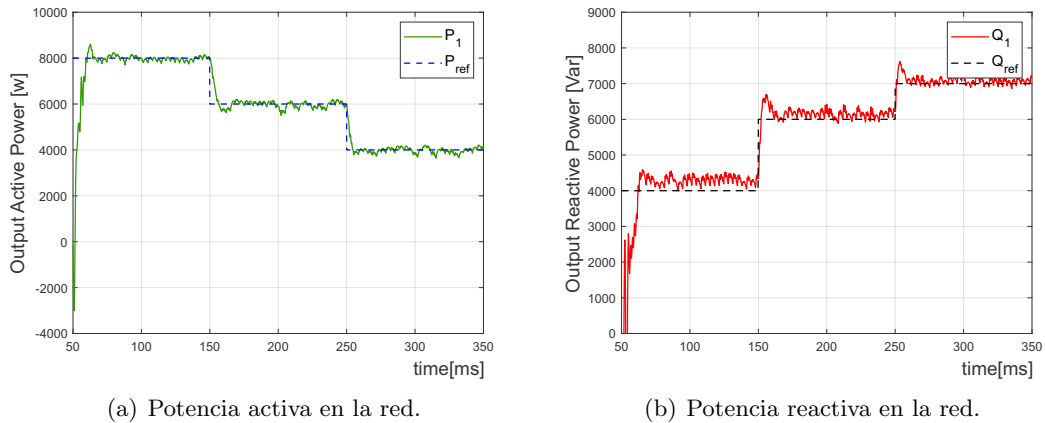


Figura 4.29. Resultados de potencias para carga No lineal.

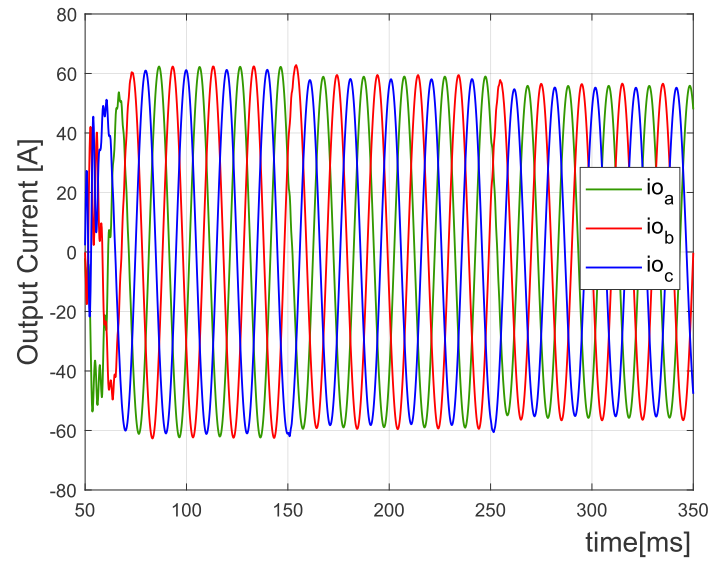
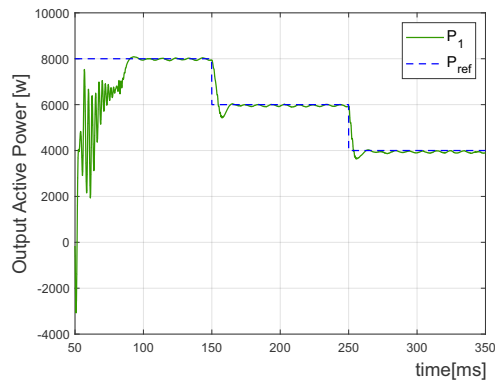
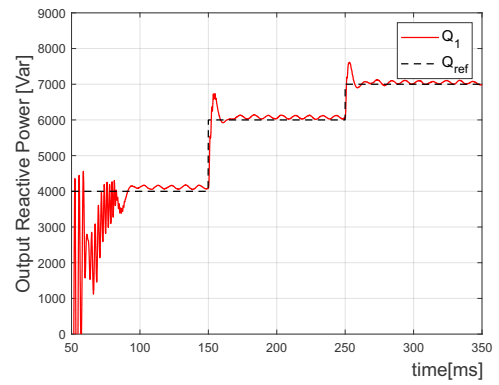


Figura 4.30. Corriente $i_{o_{abc}}$ caso Desbalanceado.



(a) Potencia activa en la red.



(b) Potencia reactiva en la red.

Figura 4.31. Resultados de potencias para carga Desbalanceada.

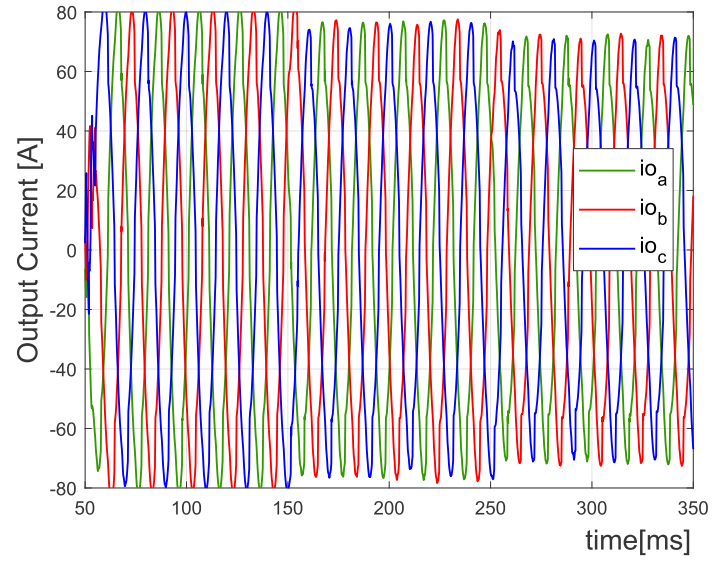
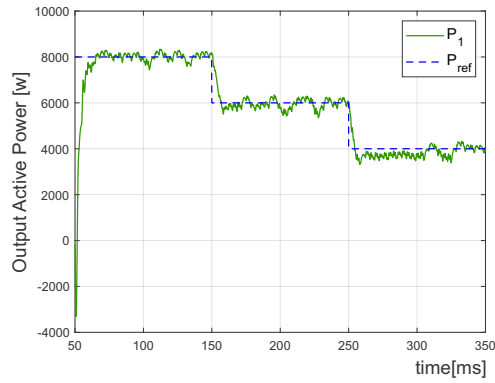
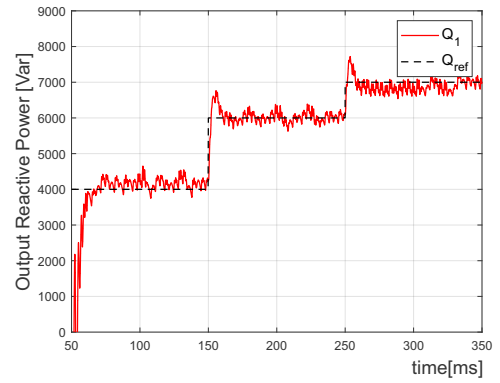


Figura 4.32. Corriente $i_{o_{abc}}$ caso Desbalanceado con No lineal.



(a) Potencia Activa en la red.



(b) Potencia Reactiva en la red.

Figura 4.33. Resultados de potencias para carga Desbalanceada con No lineal.

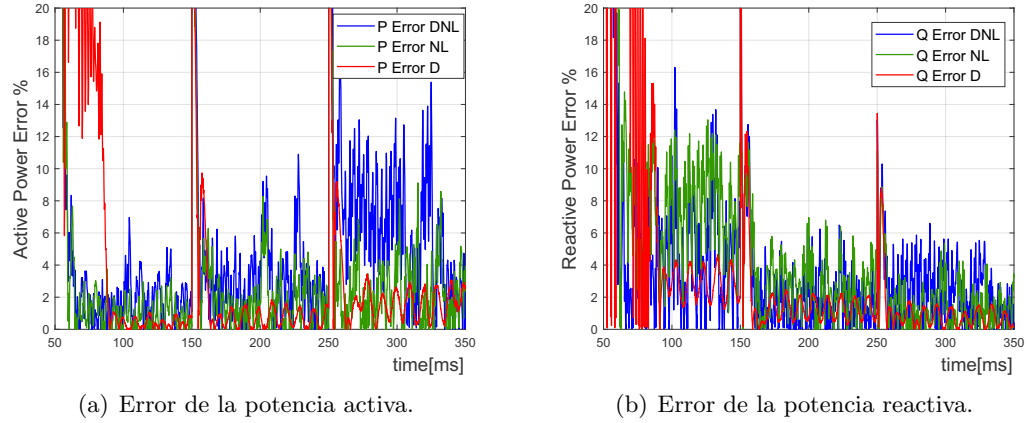


Figura 4.34. Errores porcentuales de potencias.

4.4. El Control terciario

Similar al control secundario, el control terciario sigue tiene como objetivo controlar la potencia activa y reactiva de la red, sin embargo, para esta etapa se utilizan dos convertidores o más convertidores, donde el caso para dos convertidores se muestra en la figura 4.2. Al trabajar con dos convertidores la potencia total suministrada a la red se divide entre los dos, de la forma $S_g = S_1 + S_2$, lo que permite dividir la potencia total en sus respectivas componentes activas y reactivas, como se muestra en las ecuaciones (4.17) y (4.18). Con ayuda de un PLL se alinea la tensión de red con su eje d ($v_{gq} = 0$), simplificando el cálculo de las corrientes de referencia, como se muestra en las ecuaciones (4.19) y (4.20), donde y representa el convertidor 1 o 2. Posteriormente, las corrientes de referencia se convierten a coordenadas abc , y se obtienen las referencias de tensión para cada convertidor utilizando la ecuación (4.21).

$$S_1 = V_g I_{cc1}^* = P_1 + jQ_1 \quad (4.17)$$

$$S_2 = V_g I_{cc2}^* = P_2 + jQ_2 \quad (4.18)$$

$$I_{ccdy}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P_y^{ref}}{V_{gd}} \quad y \in \{1, 2\} \quad (4.19)$$

$$I_{ccqy}^{ref} = -\frac{2}{3} \frac{Q_y^{ref}}{V_{gd}} \quad y \in \{1, 2\} \quad (4.20)$$

$$V_{cx}^{ref} = R_{lxy} I_{ccxy}^{k-1} + \frac{(I_{ccxy}^{ref} - I_{ccxy}^{k-1}) L_{lxy}}{T_s} + R_g (I_{ccx1}^{k-1} + I_{ccx2}^{k-1}) + L_g \frac{(I_{ccx1}^{ref} - I_{ccx1}^{k-1} + I_{ccx2}^{ref} - I_{ccx2}^{k-1})}{T_s} + V_{gx} \quad x \in \{a, b, c\} \wedge y \in \{1, 2\} \quad (4.21)$$

En el control terciario para distribuir la potencia entre los inversores, se implementa un limitador de potencia para el convertidor 1, el cual restringe la máxima potencia activa y reactiva que puede suministrar. Si una solicitud de potencia excede este límite máximo, el convertidor 2 compensa la diferencia suministrando la potencia adicional requerida,

tal como se describe en el Algoritmo 4.1. Los pasos a seguir en el sistema de control se describen a continuación:

Algorithm 4.1 Algoritmo de control terciario.

```

if ( $P_1 \geq P_1^{max}$ ) then
     $\Delta P_1 = P_1^{ref} - P_1^{max};$ 
     $P_{1_{final}}^{ref} = P_1^{max}$ 
     $P_{2_{final}}^{ref} = P_2^{ref} + \Delta P_1$ 
else
     $P_{1_{final}}^{ref} = P_1^{ref}$ 
     $P_{2_{final}}^{ref} = P_2^{ref}$ 
end if
if ( $Q_1 \geq Q_1^{max}$ ) then
     $\Delta Q_1 = Q_1^{ref} - Q_1^{max}$ 
     $Q_{1_{final}}^{ref} = Q_1^{max}$ 
     $Q_{2_{final}}^{ref} = Q_2^{ref} + \Delta Q_1$ 
else
     $Q_{1_{final}}^{ref} = Q_1^{ref}$ 
     $Q_{2_{final}}^{ref} = Q_2^{ref}$ 
end if

```

Paso 1 - Distribución de Potencia: En primer lugar, se establecen las referencias de potencia para la red, luego Se verifica la potencia para el convertidor 1 para determinar si supera los límites establecidos. Si las referencias no exceden los límites, se mantienen sin cambios. De lo contrario, se establece como nueva referencia la potencia activa o reactiva máxima permitida, y la diferencia debe ser compensada por el otro convertidor.

Paso 2 - Siguiete Etapa de Control: Con las referencias de potencia modificadas, se aplica el control secundario de forma independiente para cada convertidor. Se obtienen las nuevas corrientes de referencia en el sistema dq, las cuales se convierten a coordenadas *abc* para obtener las nuevas referencias de tensión que entran al control primario. Finalmente, se generan y envían los pulsos de disparo a los convertidores.

Los pasos anteriores son representados en el esquema de la figura 4.35, en “y” representa al convertidor 1 o 2.

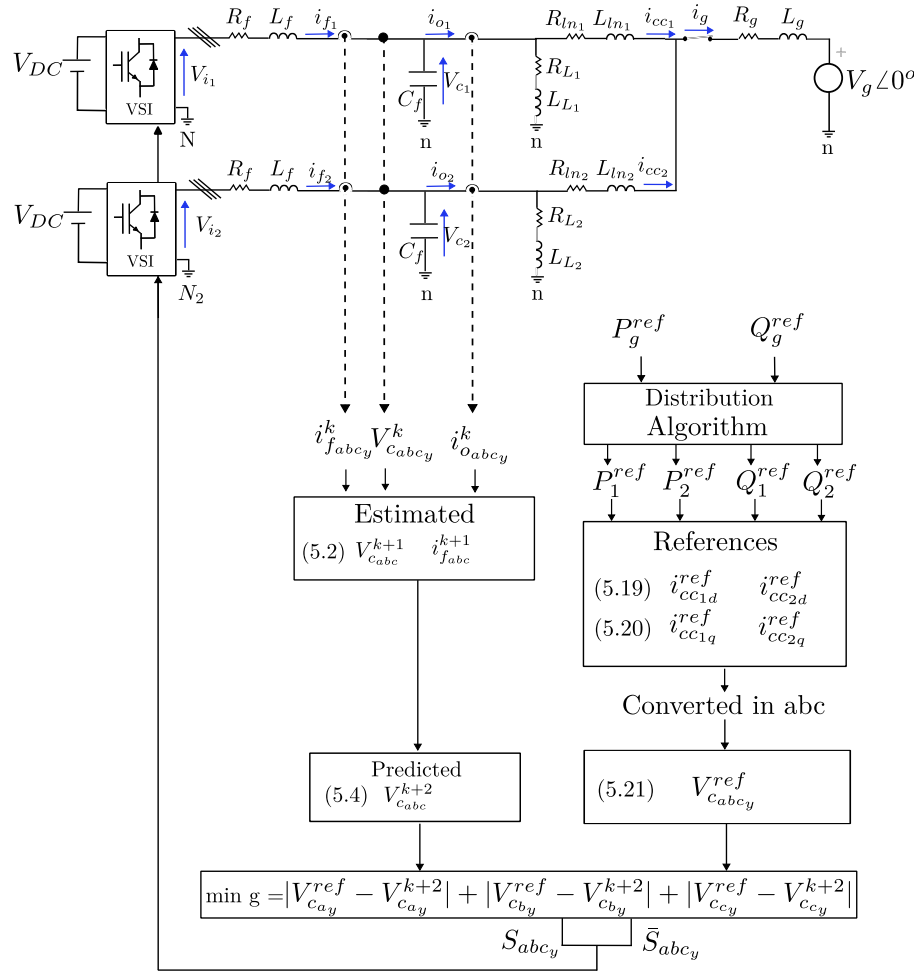


Figura 4.35. Esquema de control terciario.

4.4.1. Resultados control terciario

Para el control terciario, en primer lugar, se definen las potencias activa y reactiva máximas del convertidor 1, que corresponden a los límites de potencia que el convertidor puede suministrar sin que se sature, cuyos valores son $P_{1\max} = 8 \text{ kW}$ y $Q_{1\max} = 10 \text{ kVar}$.

Estos valores, junto con las referencias de potencia de la tabla 4.6, se utilizaron como entrada en el algoritmo 4.1 para obtener las nuevas referencias de potencia activa y reactiva, como se muestra en la tabla 4.7. Durante el primer intervalo de tiempo, se transfirieron 2 kW al convertidor 2, y en el último intervalo de tiempo, se transfirieron 1 kVar al convertidor 2.

El control de esta potencia se puede observar en las figuras 4.36 y 4.37, donde las potencias suministradas a la red se mantienen cercanas a las referencias, a pesar de los cambios de potencia en cada intervalo de simulación. Los errores son bastante pequeños, como se puede apreciar en la figura 4.38, donde en estado estacionario se mantienen por debajo del 2%, lo que demuestra el buen funcionamiento del algoritmo en esta etapa de control.

Rangos de tiempo [ms]	P_1^{ref} [kW]	P_2^{ref} [kW]	Q_1^{ref} [kvar]	Q_2^{ref} [kvar]
[0.0 - 50[	-	-	-	-
[50 - 150[	10	2	6	9
[150 - 250[	7	5	9	6
[250 - 350[	5	7	11	4
Referencias de red.	P_g^{ref} [kW]	12	Q_g^{ref} [kvar]	15

Tabla 4.6

REFERENCIAS DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA.

Rangos de tiempo [ms]	P_1^{ref} [kW]	P_2^{ref} [kW]	Q_1^{ref} [kvar]	Q_2^{ref} [kvar]
[0.0 - 50[	-	-	-	-
[50 - 150[	8	4	6	9
[150 - 250[	7	5	9	6
[250 - 350[	5	7	10	5
Referencias de red.	P_g^{ref} [kW]	12	Q_g^{ref} [kvar]	15

Tabla 4.7

REFERENCIAS DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA FINALES.

Sin embargo, a pesar de que los errores porcentuales son bajos, los resultados de la simulación no son completamente constantes debido a cierto grado de distorsión. Esta distorsión provoca que los resultados varíen en alrededor de 80[W] en la potencia activa y 80[Var] para la potencia reactiva por encima o por debajo de la referencia. Este efecto no es completamente apreciable en las figuras debido a los valores grandes en términos de magnitud, pero si se compara con el control secundario, se puede concluir que en esta última etapa de control la distorsiones se mantienen similares.

En resumen, se observa que en la tercera jerarquía, las distorsiones y errores muestran valores aproximadamente similares a los de la segunda jerarquía. Por lo tanto, no se puede afirmar con certeza si existe un aumento o una disminución en estas distorsiones y errores. Sin embargo, al comparar las dos últimas jerarquías con el control primario, se puede afirmar que en estas últimas sí se produce un aumento en las distorsiones, esto se comprueba visiblemente como les dificulta a las potencias seguir una referencia de manera constante y mas uniforme. Es por esto que como desafío a futuro, se podría implementar alguna modificación a la segunda jerarquía, como podría ser un control de corriente, de manera de disminuir esas distorsiones existentes en los resultados.

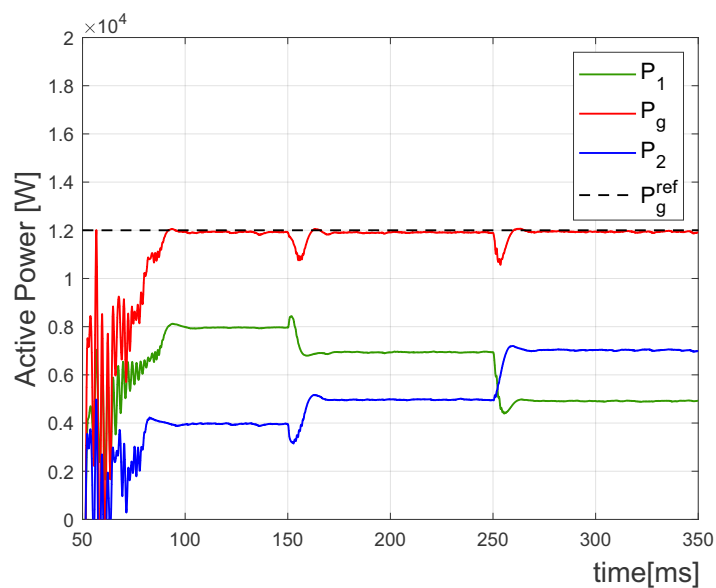


Figura 4.36. *Control de potencia activa.*

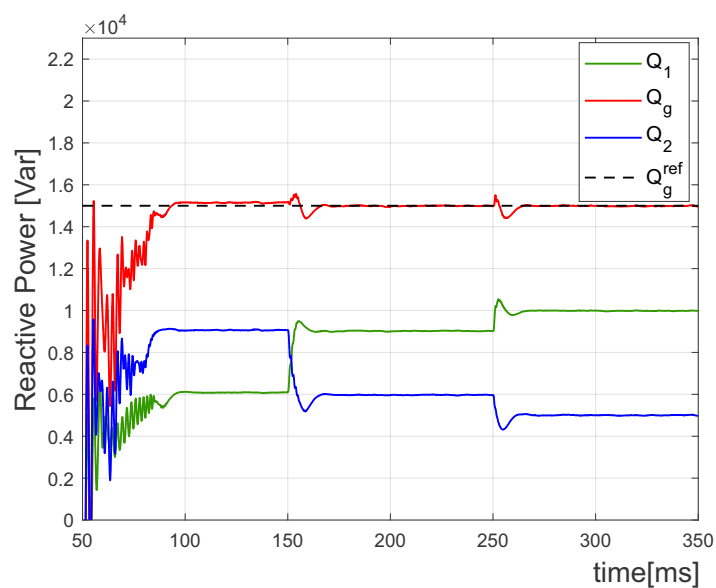


Figura 4.37. *Control de potencia reactiva.*

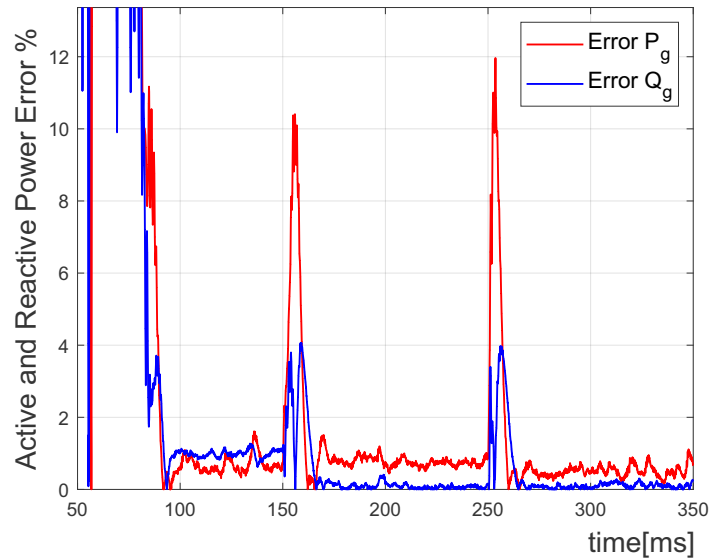
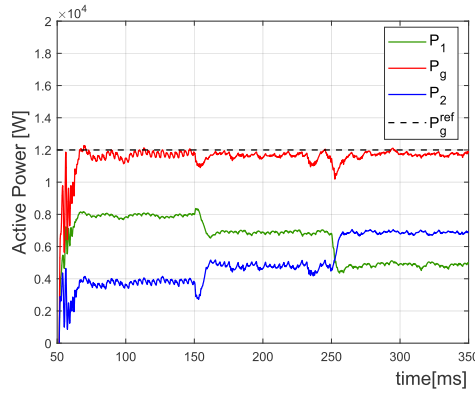


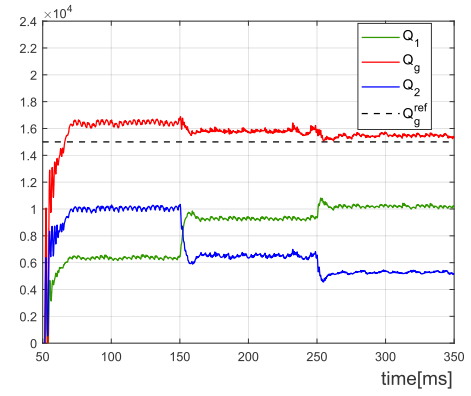
Figura 4.38. *Error % de potencia activa y reactiva en la red.*

4.4.1.a. Resultados control terciario: casos alternativos.

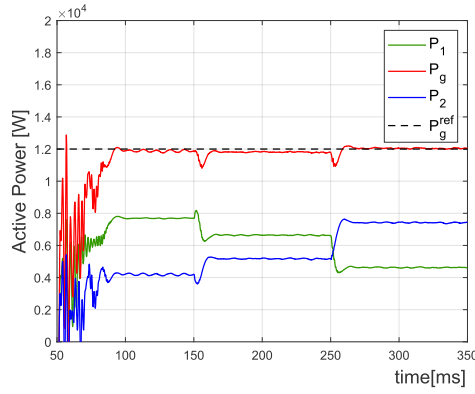
Para la simulación del control terciario de casos alternativos, se utilizaron las mismas referencias del control terciario balanceado y se utilizaron las mismas cargas no lineal y desbalanceada empleadas en los análisis anteriores. En los resultados obtenidos, adjuntados en las figuras 4.39, 4.40 y 4.41, se puede apreciar que al igual que en la jerarquía anterior, el control terciario posee la capacidad de controlar las cargas no lineales y desbalanceadas, siendo esta última la carga con menos distorsiones y error de los casos simulados 4.42. Al analizarlas por separado se puede ver como al control le dificulta compensar la no linealidades de la carga, produciendo en su respuesta distorsiones y disminución de precisión en el control de potencia, en otras palabras, un seguimiento de su referencia menos exacto. Esto se puede ocasionar a como el algoritmo no modela la no linealidad en sus ecuaciones, esta lo ve como una perturbación difícil de mitigar. No obstante, para el caso desbalanceado, si bien se originan pequeñas distorsiones, estas son mínimas e difíciles de apreciar, pero se tiene con un mejor seguimiento de las referencia



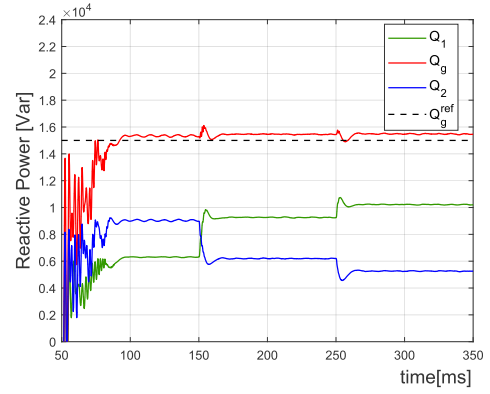
(a) Potencia activa en la red.



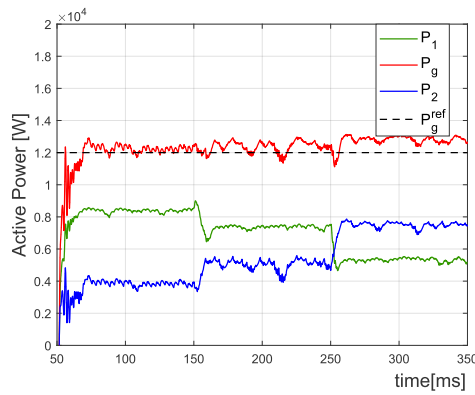
(b) Potencia reactiva en la red.

Figura 4.39. Resultados de potencias para carga No lineal.


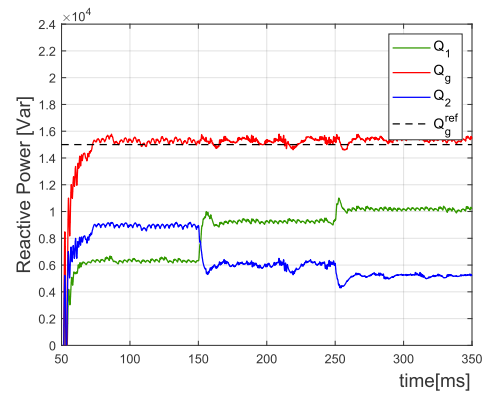
(a) Potencia activa en la red.



(b) Potencia reactiva en la red.

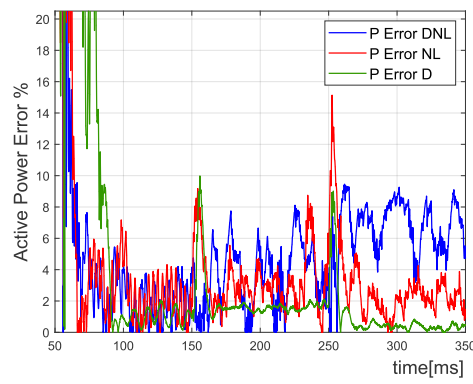
Figura 4.40. Resultados de potencias para carga Desbalanceada.


(a) Potencia Activa en la red.

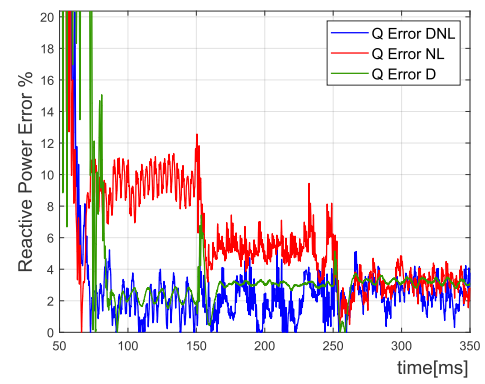


(b) Potencia Reactiva en la red.

Figura 4.41. Resultados de potencias para carga Desbalanceada con No lineal.



(a) Error % potencia activa en la red.



(b) Error % de potencia reactiva en la red.

Figura 4.42. Error % de potencias para casos alternativos.

Capítulo 5

Comparación del control basado en MPC vs PI

Con el propósito de evaluar las ventajas del MPC, se implementa nuevamente el mismo control jerárquico, pero esta vez se utiliza un control convencional tipo PI. A continuación, se presentan las diferentes etapas del control, cada una con su respectivo modelamiento por etapas, seguido de los resultados y simulaciones correspondientes.

En cuanto al ajuste de los parámetros del PI estos fueron ajustados en Matlab utilizando la herramienta Rltool (explicado en el apéndice B) trabajando los controladores en tiempo discreto, como detalla la ecuación (5.1), donde los parámetros del PI quedan definidos por K_p y K_i y el tiempo de muestreo de $T_s = 200[\mu s]$. Dicho tiempo de muestreo fue elegido, de tal forma que las frecuencia de conmutación promedio entre el PI y MPC fuesen similares.

$$C(z) = K_p + \frac{K_i}{z - 1} \quad (5.1)$$

5.1. Sistema a estudiar:

Al igual que en el MPC, en la aplicación del control PI se trabaja con los mismos sistemas ya simulados, los cuales se aprecian la figuras 5.1 y 5.2, en donde en la primera figura se trabaja con el control primario y el secundario, mientras que en la segunda, el control terciario agregando el segundo circuito en paralelo.

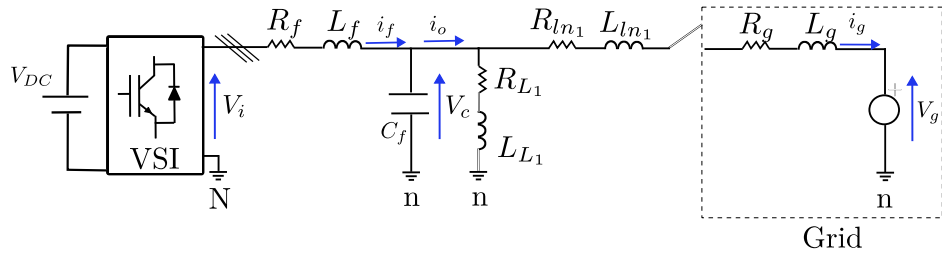


Figura 5.1. Sistema trabajado con 1 inversor.

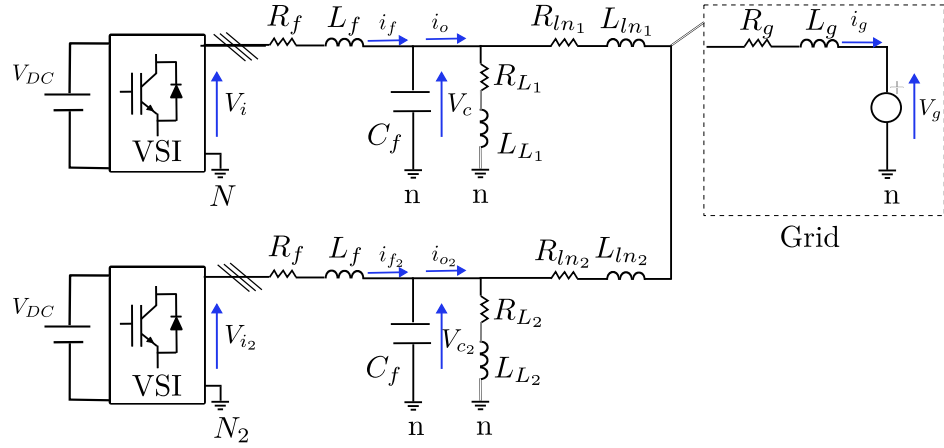


Figura 5.2. Sistema trabajado con 2 inversores.

5.2. El control primario:

El objetivo del control primario es controlar la tensión del capacitor del filtro LC, lo cual se logra mediante dos lazos retroalimentados de las variables de estado del sistema, que serían i_f (corriente de salida del convertidor) y V_c (tensión del capacitor). Para armar los lazos retroalimentados de control se obtienen las ecuaciones matemáticas que definen al sistema en función del tiempo. Posteriormente, se descomponen las variables en sus respectivas componentes dq, para luego aplicar la transformada de Laplace para obtener el modelo del sistema en el dominio “s”. De esta manera, se obtienen las funciones de transferencia y se aplica un controlador PI a las variables de estado.

El modelo del sistema eléctrico en el dominio del tiempo se describe en el sistema matricial (5.2), en donde $x \in \{a, b, c\}$ representa a cada fase. Mientras que el modelo del sistema en el dominio “s” divididos en sus componentes dq, se define en las ecuaciones (5.12),(5.13),(5.5)y(5.6)

En la figura 5.3 se muestra el esquema de control que utiliza las mediciones de corriente i_f y tensión V_c , transformadas a sus componentes dq. Estas mediciones ingresan a dos bucles de retroalimentación de control. El primer bucle corresponde al control externo de tensión, mientras que el segundo bucle es el control interno de corriente. A partir de este último bucle se obtienen las tensiones del convertidor, las cuales se aplican al método de modulación Min-Max [44] para generar los pulsos de disparo del convertidor.

La figura 5.4 muestra de forma más clara los bucles de retroalimentación. En el controlador PI de corriente, se utilizan los mismos valores de ajuste para ambas componentes dq, mientras que en el controlador PI de tensión también se comparten los mismos valores de ajuste, todo esto debido a que comparten las mismas funciones de transferencias.

$$\begin{bmatrix} \frac{dV_{cx}}{dt} \\ \frac{dI_{fx}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cx} \\ I_{fx} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ \frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ix} \\ I_{ox} \\ V_{nN} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

$$V_{cd} = \frac{i_{fd}}{C_f s} + \frac{w V_{cq}}{s} - \frac{i_{od}}{C_f s} \quad (5.3)$$

$$V_{c_q} = \frac{i_{f_q}}{C_f s} - \frac{w V_{c_d}}{s} - \frac{i_{o_q}}{C_f s} \quad (5.4)$$

$$i_{f_d} = \frac{V_{i_d}}{R_f + L_f s} + \frac{w L_f i_{f_q}}{R_f + L_f s} - \frac{V_{c_d}}{R_f + L_f s} \quad (5.5)$$

$$i_{f_q} = \frac{V_{i_q}}{R_f + L_f s} - \frac{w L_f i_{f_d}}{R_f + L_f s} - \frac{V_{c_q}}{R_f + L_f s} \quad (5.6)$$

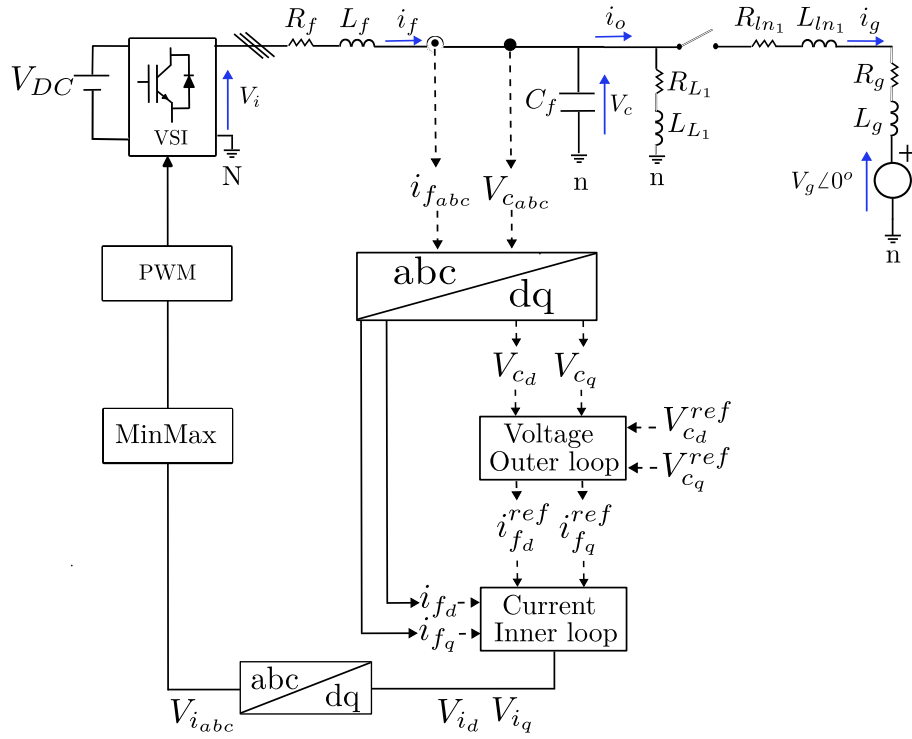


Figura 5.3. Esquema de control primario convencional.

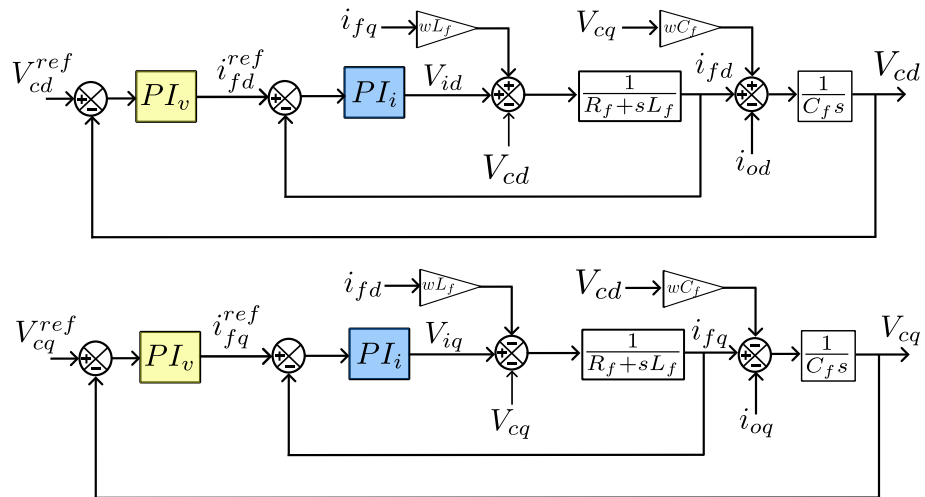


Figura 5.4. Lazos realimentados de tensión y corriente.

5.2.1. Resultados control primario:

Para el control primario se realizaron simulaciones utilizando el sistema de la figura 5.1 con la red conectada y se usaron como referencia los valores indicados en la tabla 5.1. Además en la señal triangular del PWM se utilizó una frecuencia de 3000[Hz].

Rangos de tiempo[s]	[0 -0.5[	[0.5 -1[	[1 -1.5[
V_c^{ref} [V]	30	70	100

Tabla 5.1

AMPLITUDES DE REFERENCIA

Los datos utilizados para las simulaciones se adjuntan en la tabla 5.2 y los parámetros obtenidos de cada controlador PI con la herramienta Rltool se adjuntan en la tabla 5.3. Cabe destacar que la configuración de los parámetros del control PI se volvió complicada, debido a la sensibilidad del sistema para caer en la inestabilidad. Esto significa que solo hay un rango de parámetros que el sistema puede admitir para lograr una respuesta estable. Esta complejidad puede atribuirse a diversas causas, como los parámetros del filtro LC o el que tener un doble lazo de retroalimentación complique el ajuste de parámetros, dado a la dependencia que tienen los lazos entre si.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_f	1[mΩ]	R_{line2}	0.4[Ω]
L_f	5[mH]	L_{line2}	1.5[mH]
C_f	500[μF]	V_g^{peak}	100[V]
R_{load1}	10[Ω]	V_{dc}	1000[V]
L_{load1}	10[mH]	f	50[Hz]
R_{load2}	6[Ω]	R_g	2.3[mΩ]
L_{load2}	12[mH]	L_g	12[μH]
R_{line1}	0.5[Ω]	T_s (Pi)	200[μs]
L_{line1}	1.9[mH]	T_s (MPC)	20[μs]

Tabla 5.2

PARÁMETROS DEL SISTEMA.

Control	K_p	K_i
Current loop	9.3861	0.2
Voltage loop	0.17	0.18

Tabla 5.3

PARÁMETROS CONTROLADORES PI.

5.2.1.a. Tensión del capacitor

Los resultados de la simulación se presentan gráficamente en la figura 5.5, y junto a ella se incluye la tabla 5.4, que contiene los resultados numéricos extraídos de la simulación, lo que permite comparar de resultados de una forma más completa. Es importante señalar

que los valores de overshoot y undershoot se calcularon como la desviación porcentual que existe en torno su referencia.

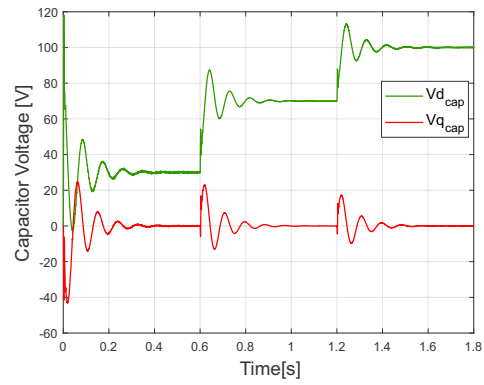
En términos de la rapidez del control en llegar a su estado estacionario, se observa que el control predictivo es considerablemente más rápido que el control PI, ya que alcanza su estado estacionario antes en el tiempo, siendo este alrededor de 20 veces más rápido que el control convencional. Sin embargo cabe destacar que el tiempo de muestreo del PI es 10 veces mas grande que el MPC, por lo que el MPC tiene una cierta ventaja en este tema, pero eso no dejaría atrás que el MPC es un método considerablemente rápido.

En relación al ripple, para el caso del control PI se presentan un ripple más pequeño siendo este por debajo de 0.3[V], excepto para valores pequeños de referencia, donde se alcanzó un ripple de 1.37[V]. Por otro lado, para el control MPC, el ripple se mantuvo relativamente constante entre los diferentes intervalos. Aunque el del PI sea 40 veces más pequeño, ambos métodos resultaron tener un ripple bastante bajo en magnitud.

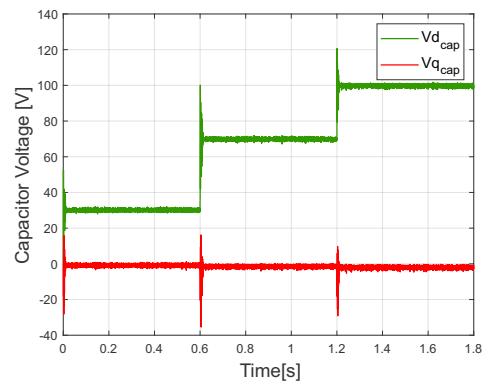
En otro aspecto, al comparar el contenido armónico entre el control PI y el MPC 5.6, se observó una respuesta mucha mas limpia en el PI mostrando como luego de los 1000 [Hz] las magnitudes de las armónicas fueron prácticamente nulas, mientras que el MPC, aun mantuvo magnitudes entorno a los 0.05[V]. Además, ambos métodos presentaron un aumento de la magnitud de sus armónicas cerca de los 3000 [Hz], la cual coincide con la frecuencia de la señal triangular utilizada en el PWM del PI. Por lo que, dichas armónicas reflejan la conmutación rápida de los semiconductores, pero con mayor magnitud en el MPC, lo cual se ve reflejado en el ruido característico de su estado estacionario. Aunque el contenido armónico del PI es menor que el del MPC, ambos valores son considerablemente bajos. Por lo tanto, la ventaja que tiene el PI sobre el MPC en este aspecto es mínima.

En relación con el overshoot, en ambos métodos, este tendió a disminuir a medida que la referencia aumentaba. Sin embargo, en el primer intervalo, el overshoot se elevó significativamente en el control PI, superando el 100 %, mientras que en MPC no superó el 75 %. La razón de este considerable overshoot en el PI podría deberse a diversos factores, como el tipo de sincronización con la red, la falta de un limitador de tensión en el control o a la restricción del sistema de tener un limitado ajuste de parámetros del PI. En caso de que el sistema pudiera admitir una variación más amplia de este ajuste, es posible que se hubiera evitado dicho overshoot.

Finalmente, en el control primario, si bien el PI tiene la ventaja de tener una mejor calidad de respuesta al MPC, este último aun así le gana en rapidez y la calidad de respuesta no es considerablemente diferente, ya que las diferencias de calidad de respuesta son mínimas, por lo que al agregar ajustes finos al control MPC podrían mejorar su calidad de respuesta.

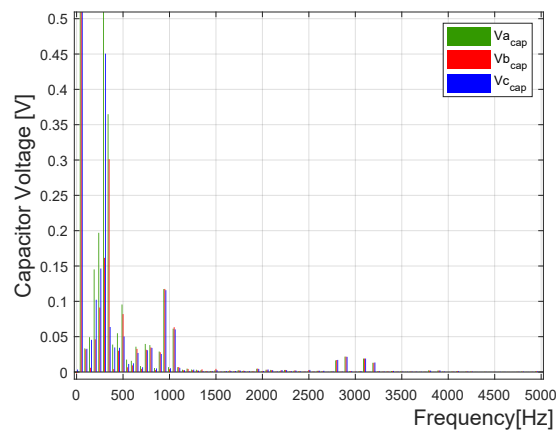


(a) Método de control PI

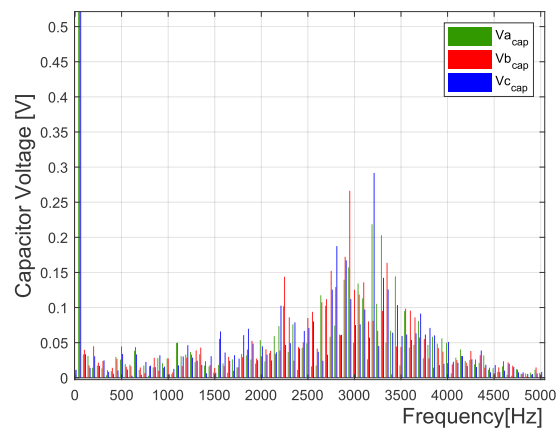


(b) Método de control MPC

Figura 5.5. Resultados de la tensión del capacitor.



(a) Método de control PI



(b) Método de control MPC

Figura 5.6. *Espectro de tensión del capacitor para una referencia de 50[V].*

Métodos	Método de control PI			Método de control MPC		
Intervalos de tiempo	Δt_1	Δt_2	Δt_3	Δt_1	Δt_2	Δt_3
Ripple[V]	1.37	0.09	0.26	4	4.7	4.06
Tiempo de subida [ms]	1	22	15	0.5	0.5	0.5
Tiempo overshoot [ms]	9.6	40	41	0.87	1	1
Tiempo undershoot [ms]	42.4	85.2	89	1.56	1.8	1.5
Tiempo de asentamiento [ms]	467	228.3	181	12.3	12.2	9
Overshoot	124 %	25 %	13 %	75 %	43 %	21 %
Undershoot	32 %	14 %	7 %	60 %	38 %	28 %
Error máximo	2.50 %	0.70 %	0.14 %	5.4 %	4.1 %	2.50 %

Tabla 5.4

TABLA COMPARATIVA DE LA RESPUESTA DE TENSIÓN DEL CONTROL PRIMARIO.

5.3. El control secundario:

Para el control secundario, al igual que en el MPC, el objetivo es regular la potencia activa y reactiva entregada por el inversor hacia la red. La conexión del inversor al sistema se realiza a través de un interruptor, como se muestra en la figura 5.1.

Dado que es necesario controlar la potencia suministrada por el inversor, se puede emplear la misma estrategia de control secundario utilizada en el caso del MPC. En esta estrategia, se selecciona un punto de referencia de potencia para la red, denotado como V_g , y se define el ángulo de fase de la tensión de la red como cero, es decir, $V_{gq} = 0$. Esto permite que las ecuaciones (5.9) y (5.8), las cuales describen la corriente de la red en función de su potencia y tensión, se transformen en las ecuaciones (5.10) y (5.11).

De esta manera, es posible utilizar las referencias de corriente obtenidas para calcular las tensiones de referencia en el capacitor, que cumplirán con la potencia requerida según la ecuación de mallas entre la red y el capacitor, como se demuestra en las ecuaciones (5.12) y (5.13). Luego estas nuevas de referencias de tensión ingresan al esquema de control primario. El resumen de este procedimiento se muestra en la figura 5.7, donde se utiliza el mismo esquema que en el control primario. Sin embargo, se agregan bloques adicionales que relacionan las potencias de referencia con las tensiones de referencia que ingresan a los lazos de control. Los bloques numerados como (6.10) y (6.11) hacen referencia a las ecuaciones (5.10) y (5.11) respectivamente, mientras que (6.12) y (6.13), a las ecuaciones (5.12) y (5.13).

$$S_1 = V_g I_g^* = P_1 + jQ_1 \quad (5.7)$$

$$I_{gd}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P_1^{ref} V_{gd} + Q_1^{ref} V_{gq}}{V_{gq}^2 + V_{gd}^2} \quad (5.8)$$

$$I_{gq}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P_1^{ref} V_{gq} - Q_1^{ref} V_{gd}}{V_{gq}^2 + V_{gd}^2} \quad (5.9)$$

$$I_{gd}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P_1^{ref}}{V_{gd}} \quad (5.10)$$

$$I_{gq}^{ref} = -\frac{2}{3} \frac{Q_1^{ref}}{V_{gd}} \quad (5.11)$$

$$V_{cd}^{ref} = I_{gd}^{ref} (R_g + R_{ln1}) - I_{gq}^{ref} \omega (L_g + L_{ln1}) + V_{gd} \quad (5.12)$$

$$V_{cq}^{ref} = I_{gq}^{ref} (R_g + R_{ln1}) - I_{gd}^{ref} \omega (L_g + L_{ln1}) \quad (5.13)$$

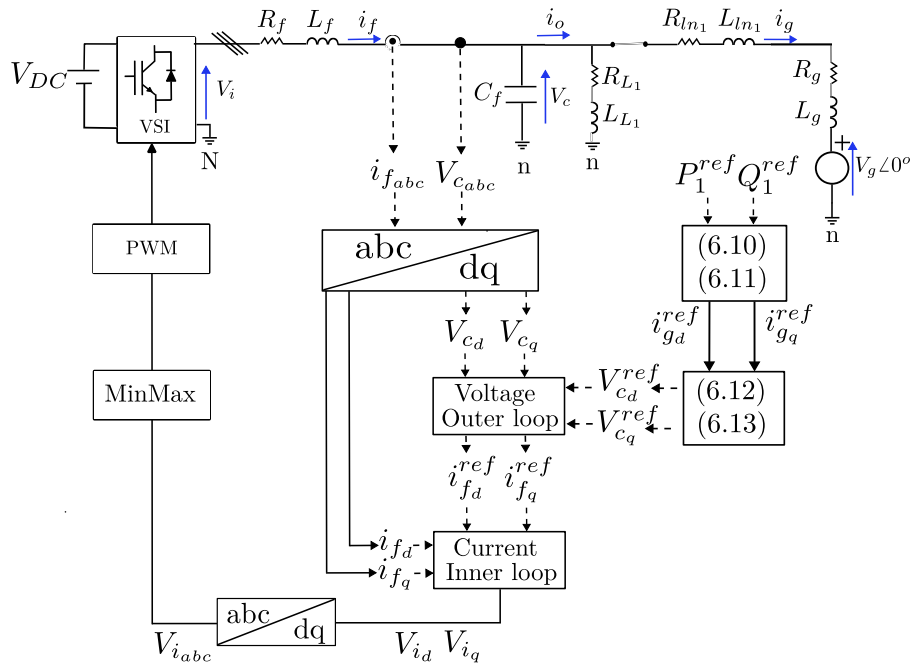


Figura 5.7. Esquema de control secundario convencional.

5.3.1. Resultados control secundario

Para la simulación del control secundario se comenzó con el sistema operando con el control primario hasta los 0.05[s], en donde se activa el control secundario, utilizando las referencias de potencia activa y reactiva definidas en la tabla 5.5. Estas referencias se implementaron tanto para el control PI como para el MPC, y los resultados de ambos métodos se muestran en las figuras 5.8 y 5.9.

En los resultados del control potencia activa y reactiva de la red vista en la figura 5.8 y 5.9 respectivamente se puede apreciar a rasgos generales como al utilizar el método de control MPC la respuesta de ambas potencias es considerablemente más rápida que el método de control PI, dado a que tarda mucho menos en alcanzar su estado estacionario, no obstante el control PI demuestra ser mucho más preciso, dado a que sigue mucho mejor la referencia respecto al control MPC, ya que se obtuvo una respuesta mucho

más centrada a la referencia, mientras que el MPC presenta una ligera desviación a las referencias impuestas. Con el propósito de realizar una comparación más detallada entre ambos métodos, se adjuntan las tablas 5.6 y 5.11, donde es posible evaluar la calidad de la respuesta en las simulaciones.

En cuanto a la rapidez, se puede observar en los tiempos de asentamiento cómo el MPC supera ampliamente al control PI, siendo el MPC alrededor de 40 veces más rápido que el PI durante los intervalos de cambio de referencia. Mientras tanto, en el primer intervalo, es aproximadamente 16 veces más rápido, lo cual sigue siendo un aspecto positivo de este método.

En lo que respecta a la calidad de respuesta, ambos tipos de control presentan errores bastante pequeños, iguales o inferiores al 2 %. Estos errores son muy similares entre ambos métodos. Sin embargo, es importante destacar que el MPC introduce ripple ligeramente más elevado en comparación con el control PI, donde el MPC muestra unos ripples máximos de 140[W] y 130[Var], mientras que el PI de 100[W] y 134[Var] y adicionalmente el PI se mantiene más cercano a la referencia presentando menores distorsiones. Esta diferencia podría atribuirse a la característica inherente del control PI de eliminar el error en estado estacionario por su acción integral.

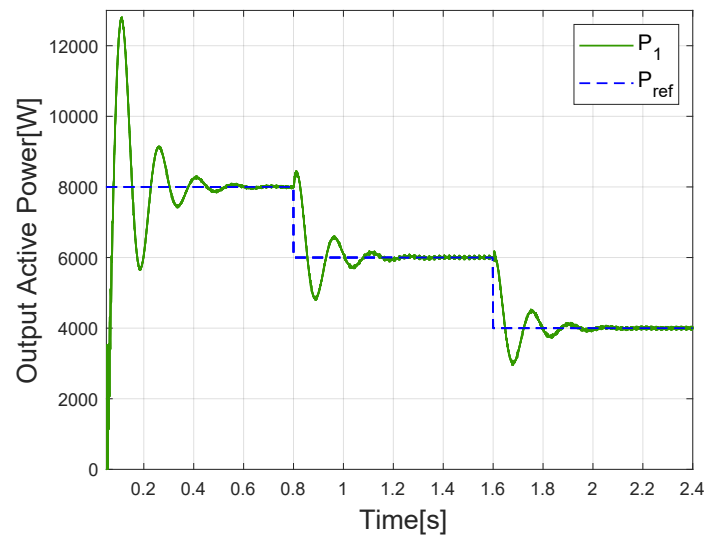
Por otro lado, en lo que respecta a la respuesta transitoria, el MPC tiene unos overshoot y undershoot de menor magnitud en comparación con el control PI. Este último método, especialmente al momento de acoplarse a la red, alcanza valores de overshoot de 62 % y 90 % en la potencia activa y reactiva respectivamente. En contraste, para el MPC, estos valores son solo de 11 % y 1 %, lo cual es un resultado muy beneficioso en términos de seguridad de los equipos, para que no se vean afectados por corrientes excesivas.

En resumen, en esta etapa de control ocurre algo similar a lo evaluado en el control primario, donde nuevamente el MPC presenta una mayor rapidez de control ante los cambios de referencia respecto al PI, pero la calidad de respuesta fue un tanto similar, con un ripple ligeramente menor en el PI, pero en cuanto a error porcentual solo existe una pequeña diferencia estando prácticamente ambos entre el 1 % y 2 % de error. Por lo que al menos para esta etapa, el MPC demuestra cierta ventaja ante el PI dado que a pesar de tener calidad de respuesta similares, el MPC adicionalmente es más rápido.

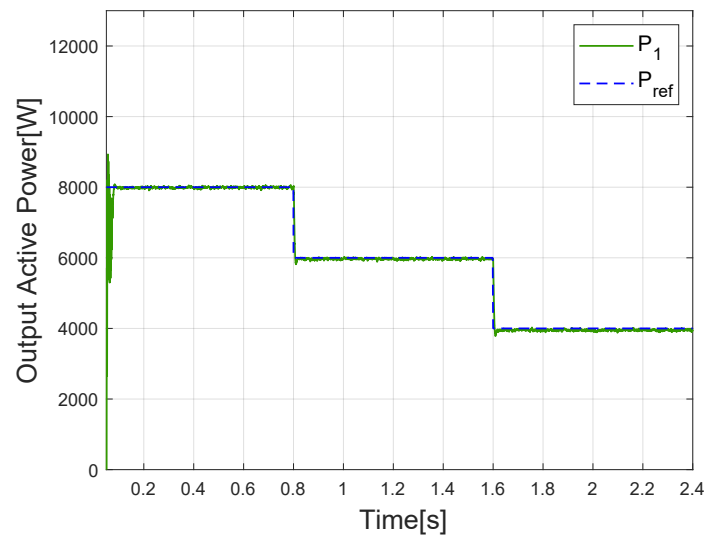
Rango de tiempo[s]	P_1^{ref} [kW]	Q_1^{ref} [kVar]
[0.05 - 0.80 [	8	4
[0.80 - 1.60 [	6	6
[1.60 - 2.40 [	4	7

Tabla 5.5

REFERENCIAS DE POTENCIA APLICADAS POR INTERVALOS.

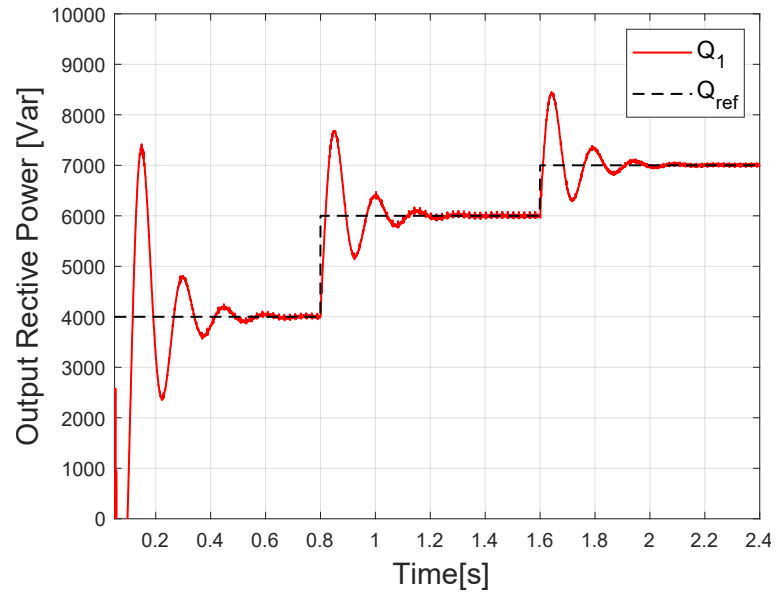


(a) Método de control PI.

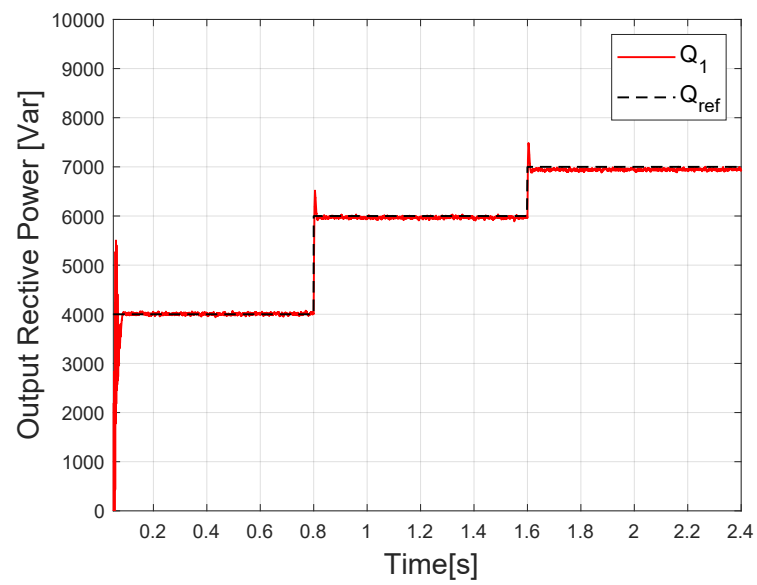


(b) Método de control MPC.

Figura 5.8. Resultados de potencia activa.



(a) Método de control PI.



(b) Método de control MPC.

Figura 5.9. Resultados de potencia Reactiva.

Métodos	Método de control PI			Método de control MPC		
Intervalos de tiempo	Δt_1	Δt_2	Δt_3	Δt_1	Δt_2	Δt_3
Ripple[W]	80	100	93	140	113	132
Tiempo de subida [ms]	25.8	56.6	48	3.9	6.8	6
Tiempo overshoot [ms]	56.2	85.5	80	6.2	9.8	9
Tiempo undershoot [ms]	135.9	10.8	4	-	-	-
Tiempo de asentamiento [ms]	512	467	382	29	12	14
Overshoot	62 %	20 %	26 %	11 %	3 %	5 %
Undershoot	29 %	5 %	3 %	-	-	-
Error máximo estacionario	0.6 %	1 %	1.2 %	1 %	1.8 %	2 %

Tabla 5.6

TABLA COMPARATIVA DE LA RESPUESTA DE POTENCIA ACTIVA EN CONTROL SECUNDARIO.

Métodos	Método de control PI			Método de control MPC		
Intervalos de tiempo	Δt_1	Δt_2	Δt_3	Δt_1	Δt_2	Δt_3
Ripple[Var]	134	109	85	130	124	114
Tiempo de subida [ms]	62.4	17.9	11	34.2	2.5	2
Tiempo overshoot [ms]	94.4	48.6	43	34.32	4.8	4
Tiempo undershoot [ms]	173	121.4	118	35.3	15.1	14
Tiempo de asentamiento [ms]	574	436	418	34.32	9.4	8
Overshoot	90 %	29 %	21 %	1 %	9 %	7 %
Undershoot	40 %	14 %	10 %	1 %	1 %	2 %
Error máximo estacionario	1.72 %	1.37 %	0.6 %	1.7 %	1.8 %	1.6 %

Tabla 5.7

TABLA COMPARATIVA DE LA RESPUESTA DE POTENCIA REACTIVA EN CONTROL SECUNDARIO.

5.4. El control terciario:

Al igual que el control predictivo basado en modelos (MPC), en esta etapa de la estrategia de control tiene como objetivo seguir una referencia de potencia activa y reactiva suministrada a la red. Sin embargo, en esta situación se emplean dos convertidores, como se muestra en la figura 4.2, esto implica que la potencia que se envía a la red se divide entre ambos convertidores, asegurando siempre una potencia constante tanto activa como reactiva en la red. Matemáticamente, esto se representa como $S_g = S_1 + S_2$, lo que permi-

te descomponer la potencia total en sus respectivas componentes activa y reactiva como muestran las ecuaciones (5.14) y (5.15).

De la misma forma que el control anterior, se obtienen las corrientes de referencia, ahora llamadas i_{cc1} e i_{cc2} , en sus componentes dq apartir de sus referencias de potencia solicitada. Luego se obtienen las tensiones de referencias (5.18) y (5.19) para cada circuito en función de las corriente de referencia, donde “ y ” puede tomar el valor 1 o 2 refiriéndose al convertidor 1 o 2. Estas tensiones obtenidas entran como referencias a los lazos retroalimentados por separado, es decir, existe un lazo de control de tensión para el convertidor 1 y otro para el convertidor 2. Finalmente se obtiene las tensiones a modular para tener como resultados los pulsos de disparos que van a cada convertidor.

Además, en el control terciario se incorpora un limitador de potencia activa y reactiva específicamente para el convertidor 1. Este limitador establece un valor máximo de potencia que el convertidor puede suministrar. En caso de que se solicite una potencia superior a este límite máximo, el convertidor 2 compensa la diferencia que el convertidor 1 no puede entregar, suministrando la potencia adicional necesaria. El funcionamiento de este limitador se describe en el algoritmo 4.1.

El resumen de todo el esquema de control se aprecia en la figura 5.10.

$$S_1 = V_g I_{cc1}^* = P_1 + jQ_1 \quad (5.14)$$

$$S_2 = V_g I_{cc2}^* = P_2 + jQ_2 \quad (5.15)$$

$$I_{ccdy}^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P_y^{ref}}{V_{gd}} \quad y \in \{1, 2\} \quad (5.16)$$

$$I_{ccqy}^{ref} = -\frac{2}{3} \frac{Q_y^{ref}}{V_{gd}} \quad y \in \{1, 2\} \quad (5.17)$$

$$V_{c_{dy}}^{ref} = i_{cc_{dy}}^{ref} R_{ln_y} + (i_{cc_{d1}}^{ref} + i_{cc_{d2}}^{ref}) R_g - i_{cc_{qy}}^{ref} w L_{ln_1} - (i_{cc_{q1}}^{ref} + i_{cc_{q2}}^{ref}) w L_g + V_{gd} \quad (5.18)$$

$$V_{c_{qy}}^{ref} = i_{cc_{qy}}^{ref} R_{ln_y} + (i_{cc_{d1}}^{ref} + i_{cc_{d2}}^{ref}) R_g - i_{cc_{qy}}^{ref} w L_{ln_y} - (i_{cc_{q1}}^{ref} + i_{cc_{q2}}^{ref}) w L_g \quad (5.19)$$

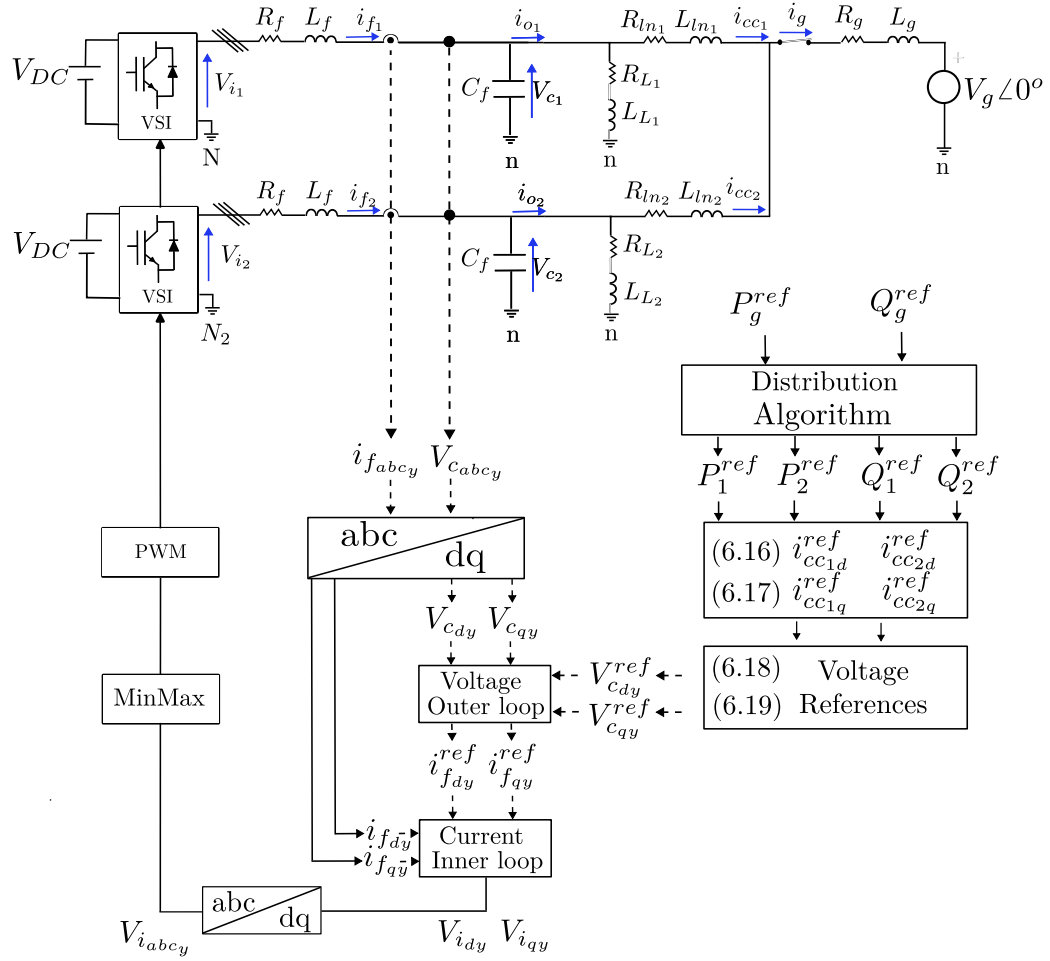


Figura 5.10. Esquema de control terciario convencional.

5.4.1. Resultados control terciario:

Al igual que en el capítulo anterior, para el control terciario se utilizaron las mismas referencias implementadas previamente y siguiendo el mismo objetivo, el cual es mantener la potencia activa y reactiva de la red constante. Estas referencias se presentan en las tablas 5.8 y 5.9, que muestran las referencias antes y después de pasar por el algoritmo limitador.

A diferencia del capítulo anterior, en esta ocasión se llevó a cabo la simulación con rangos de tiempo más amplios. Esto se hizo porque el control PI requiere más tiempo para alcanzar el estado estacionario. Por lo tanto, se seleccionaron los rangos de tiempo apropiados para permitir una comparación justa entre ambos métodos.

Rangos de tiempo [s]	P_1^{ref} [kW]	P_2^{ref} [kW]	Q_1^{ref} [kvar]	Q_2^{ref} [kvar]
[0.00 - 0.05[	-	-	-	-
[0.05 - 0.80[	10	2	6	9
[0.80 - 1.60[	7	5	9	6
[1.60 - 2.40[	5	7	11	4
Referencias de la red	P_g^{ref} [kW]	12	Q_g^{ref} [kvar]	15

Tabla 5.8

REFERENCIAS DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA.

Rangos de tiempo [s]	P_1^{ref} [kW]	P_2^{ref} [kW]	Q_1^{ref} [kvar]	Q_2^{ref} [kvar]
[0.00 - 0.05[	-	-	-	-
[0.05 - 0.80[	8	4	6	9
[0.80 - 1.60[	7	5	9	6
[1.60 - 2.40[	5	7	10	5
Referencias de la red	P_g^{ref} [kW]	12	Q_g^{ref} [kvar]	15

Tabla 5.9

REFERENCIAS DE POTENCIA ACTIVA Y REACTIVA FINALES.

De las simulaciones se obtuvieron las respuesta de potencia activa y reactiva mostradas en las figuras 5.11 y 5.9 respectivamente, en ellas se pueden apreciar las diferencias que existen entre ambos métodos, donde a rasgos generales el método de control MPC tarda mucho menos en llegar a su estado estacionario respecto al control PI, sin embargo, el control PI demuestra una mayor precisión en seguir la referencia de la red, en cambio del MPC existe una pequeña desviación en cuanto al seguimiento de las referencias. Con el objetivo de realizar una comparación entre los métodos, se han obtenido y presentado los resultados en las tablas 5.10 y 5.11. Estas tablas contienen los resultados más relevantes extraídos de las simulaciones realizadas.

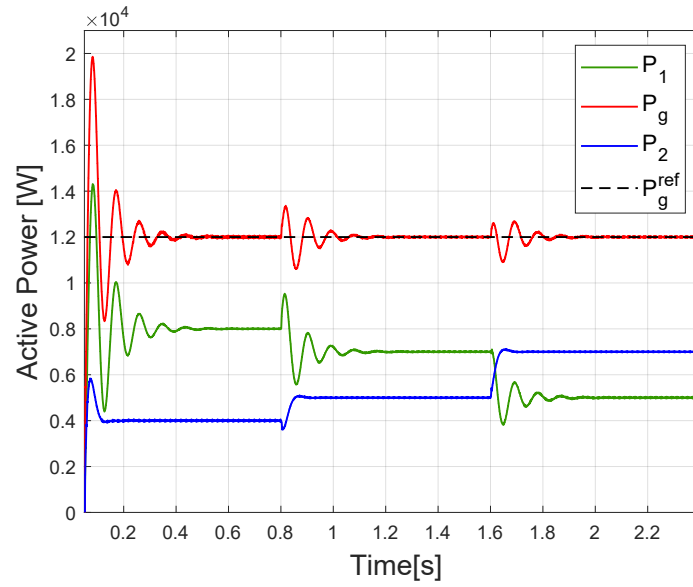
En términos de rapidez, se observa que los tiempos de asentamiento para el método del control Pi rondaron alrededor de los 200[ms], mientras que para el método del MPC fueron alrededor de 10[ms]. Esto conduce a la conclusión de que el método MPC es aproximadamente 20 veces más rápido que el control PI. Sin embargo, es importante notar que en el período en el cual ambos métodos se conectan con la red, ambos requieren más tiempo para alcanzar el estado estacionario. En este caso, el método de control MPC es alrededor de 6 veces más rápido que el control PI.

En cuanto a la precisión, ambos métodos presentan errores por debajo del 2.5 %. Aunque es necesario mencionar que el MPC presentó un ripple de hasta 170[W] y 140[Var], mientras que el Pi de 133[W] y 127[Var] como máximo. Además, en el MPC se observa una distorsión más aleatoria que el PI. Por otro lado, en el método PI, las respuestas están más centradas en la referencia, pero también presenta un tipo de distorsión, con la diferencia que esta no es aleatoria (oscila entorno a su referencia).

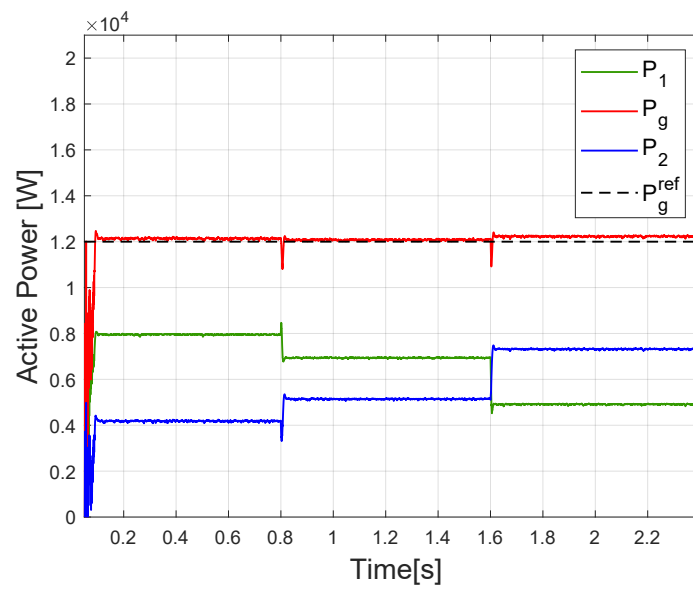
En lo que respecta a la respuesta transitoria, el MPC presenta overshoots y undershoots de menor magnitud en comparación con el método PI. El control PI puede variar alrededor

del 10 % frente a cambios en la referencia, y entre un 33 % y un 65 % al inicio del control. En contraste, los valores para el MPC no superan una variación del 5 % respecto a su referencia. Esto es un factor crucial a considerar en la seguridad de los equipos, ya que las sobrecorrientes generadas son de menor magnitud al emplear el método MPC.

En conclusión, tras todas las comparaciones realizadas, se puede afirmar que aunque el MPC supera al PI en términos de velocidad, aún tiene la desventaja de que a partir del control de potencia, surgen ciertos ruidos aleatorios en torno a la referencia, lo cual afecta la calidad de la respuesta. No obstante, si se implementaran mejoras en el MPC propuesto, podría superar al PI en términos de calidad de respuesta. Por lo tanto, este aspecto se deja para futuras investigaciones.

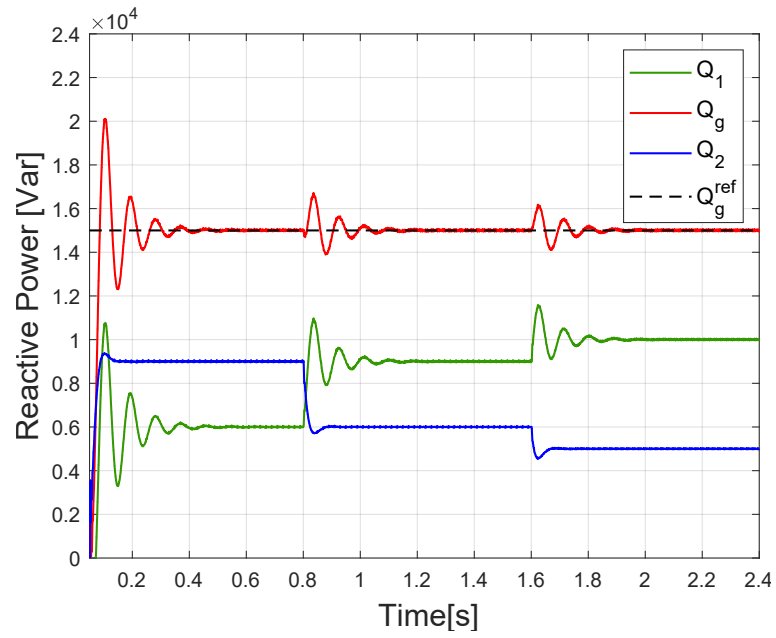


(a) Método de control PI

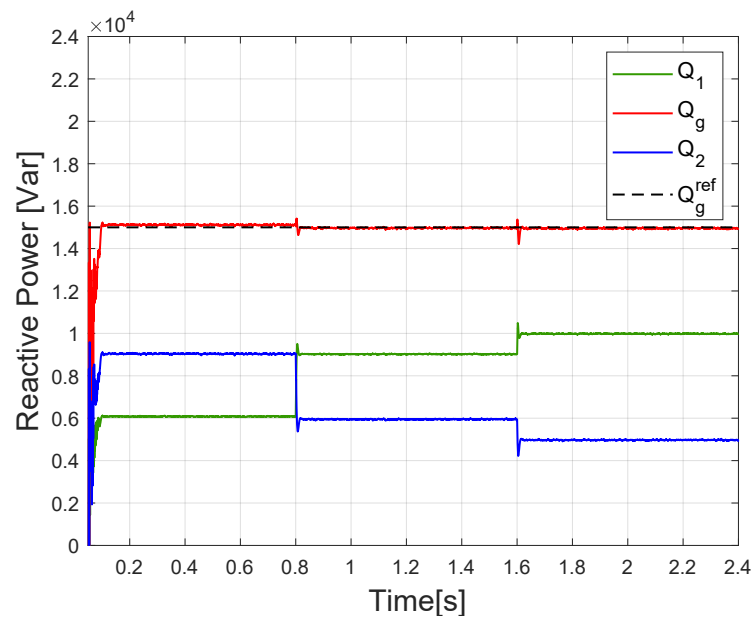


(b) Método de control MPC

Figura 5.11. Resultados de potencia activa.



(a) Método de control PI



(b) Método de control MPC

Figura 5.12. Resultados de potencia Reactiva.

Métodos	Método de control PI			Método de control MPC		
Intervalos de tiempo	Δt_1	Δt_2	Δt_3	Δt_1	Δt_2	Δt_3
Ripple[W]	133	80	79	170	130	150
Tiempo de subida [ms]	12	-	-	41.2	-	-
Tiempo overshoot [ms]	31.5	18	12	43.54	14.7	1.2
Tiempo undershoot [ms]	77.1	58	46	-	6.1	0.3
Tiempo de asentamiento [ms]	290	200	180	53.9	9.9	1.3
Overshoot	65 %	11 %	5 %	4 %	2 %	3 %
Undershoot	30 %	12 %	9 %	-	10 %	9 %
Error máximo	0.57 %	0.35 %	0.36 %	1.7 %	1.2 %	2.1 %

Tabla 5.10

TABLA COMPARATIVA DE LA RESPUESTA DE POTENCIA ACTIVA EN CONTROL TERCIARIO.

Métodos	Método de control PI			Método de control MPC		
Intervalos de tiempo	Δt_1	Δt_2	Δt_3	Δt_1	Δt_2	Δt_3
Ripple[Var]	120	127	117	120	140	130
Tiempo de subida [ms]	37.8	-	-	47.27	-	-
Tiempo overshoot [ms]	55	36	23	50.9	3.4	1
Tiempo undershoot [ms]	100	78	70	-	8.9	7
Tiempo de asentamiento [ms]	275	210	200	45.3	12	11
Overshoot	33 %	11 %	8 %	1 %	3 %	2 %
Undershoot	18 %	7 %	6 %	-	2 %	5 %
Error máximo	0.5 %	0.45 %	0.45 %	1.2 %	0.8 %	0.8 %

Tabla 5.11

TABLA COMPARATIVA DE LA RESPUESTA DE POTENCIA REACTIVA EN CONTROL TERCIARIO.

5.5. Casos alternativos con control PI

En esta sección se incluyen simulaciones utilizando el control PI para cada jerarquía, pero con las cargas alternativas usadas anteriormente, es decir, la carga no lineal, la desbalanceada y un caso con ambas operando.

5.5.1. Resultados del control primario con casos alternativos:

En los resultados obtenidos en la figura 5.13 se puede apreciar la tensión del capacitor en sus ejes d y q para cada escenario, en donde se comprueba como el control PI tiene la capacidad de controlar sistemas desbalanceados para altos rangos de tensión, siendo 500[V] la magnitud de tensión mas alta simulada. Además, se puede apreciar que existe un ripple que incrementa su magnitud a medida que la referencia de tensión se hace mas elevada, llegando a alcanzar un ripple de 8[V] para el caso desbalanceado y de 50 [V] para los casos en donde esta presente la no linealidad. Al compararla estos casos con la simulación del PI, se comprueba como el PI cuenta con una mejor capacidad de control, dado que el MPC necesita una mayor tensión para evitar las distorsiones que afectan el buen seguimiento de referencia, mientras que el PI al tener una componente integral, beneficia el buen seguimiento de la referencia, pero con la desventa jade de poseer de un un ripple muy elevado.

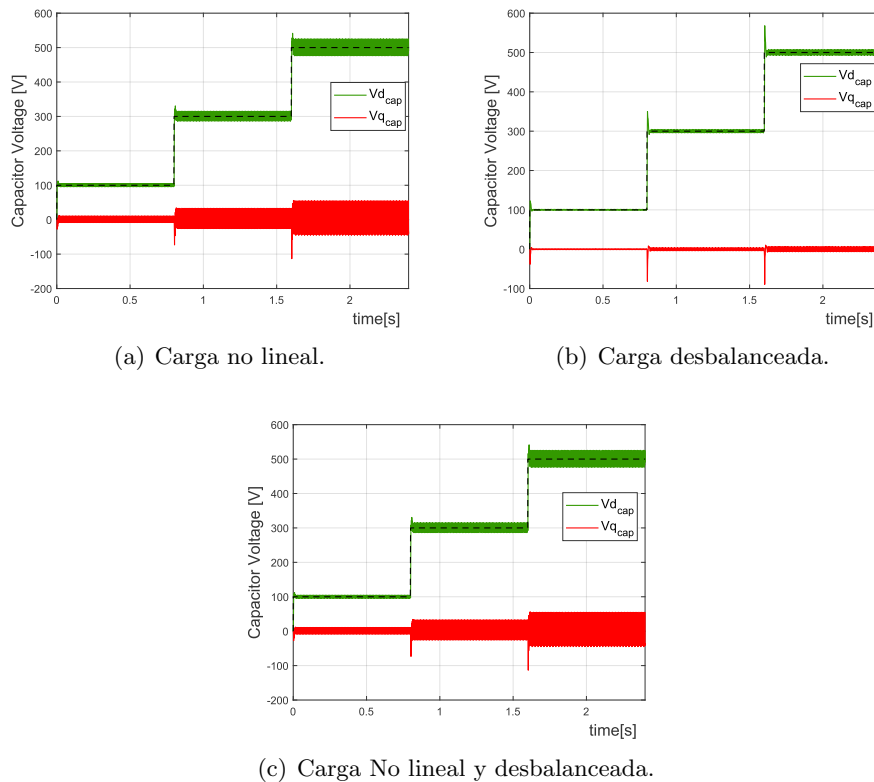
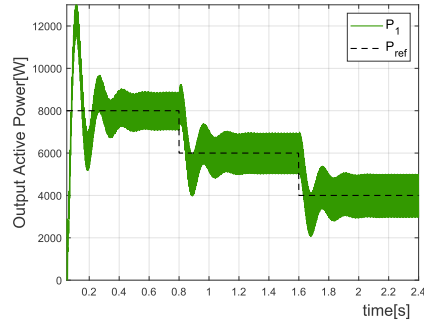


Figura 5.13. Resultados de la tensión del capacitor.

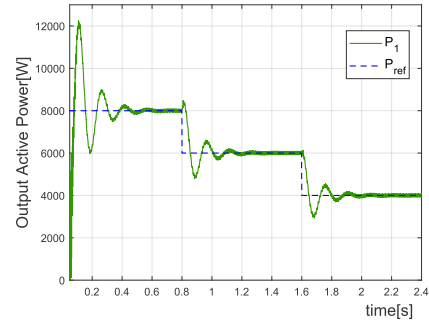
5.5.2. Resultados del control secundario con casos alternativos:

Los resultados obtenidos para estos casos alternativos en el control secundario 5.14 y 5.15, son similares a la jerarquía anterior, es decir, el casos desbalanceado presenta un buen seguimiento de la referencia con un ripple de alrededor de los 180[W] y 190[Var], pero los casos de no linealidad si bien tiene un buen seguimiento de la referencia, el ripple presenta una gran magnitud, superior a los 2000[W] y 2400[Var], concluyendo que el PI no cuenta con la capacidad de mitigar las armónicas producidas por la no linealidad.

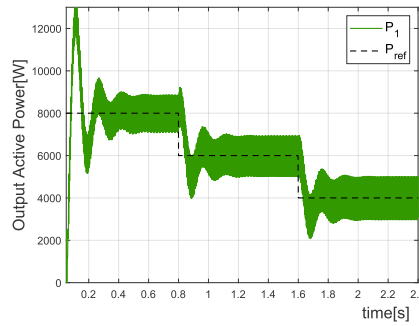
Al comparar con el MPC, se genera cierto debate en torno al hecho de que, si bien el MPC presenta distorsiones en el control secundario no lineal, estas distorsiones tienen una amplitud menor en comparación con el PI. Sin embargo, el seguimiento de la referencia en el MPC no es tan eficiente, ya que las distorsiones dificultan este buen seguimiento, aunque con un error menor que el PI.



(a) Carga no lineal.



(b) Carga desbalanceada.



(c) Carga no lineal y desbalanceada.

Figura 5.14. Resultados de potencia activa.

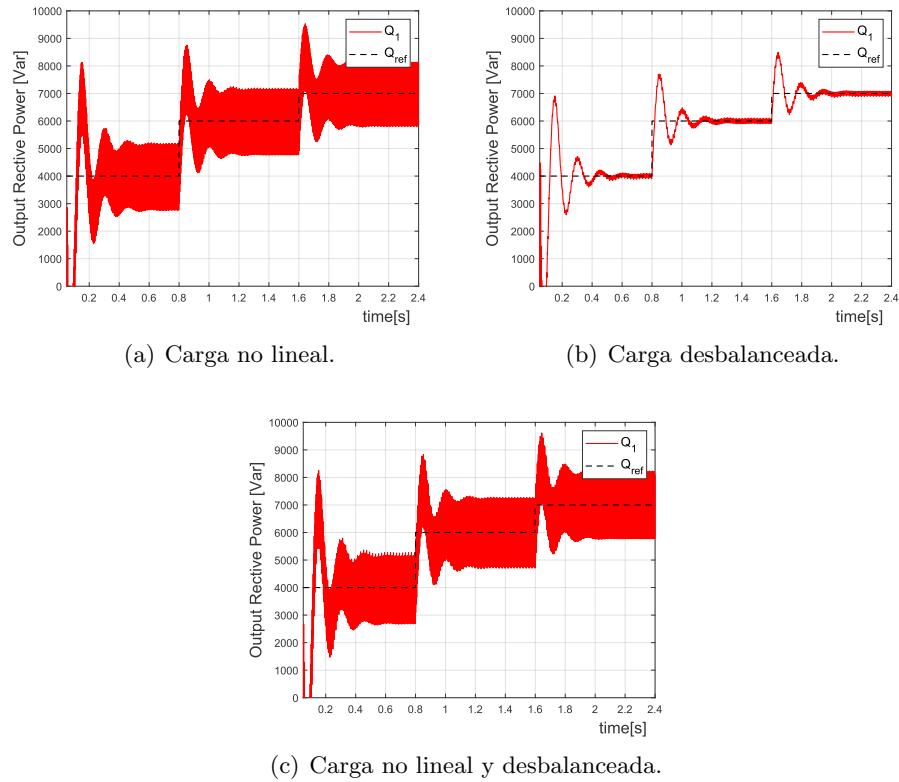
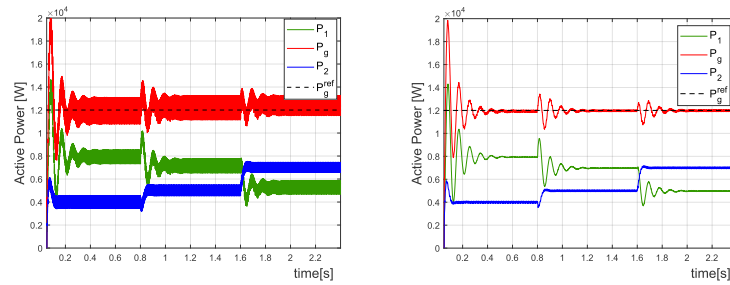


Figura 5.15. Resultados de potencia reactiva.

5.5.3. Resultados del control terciario con casos alternativos:

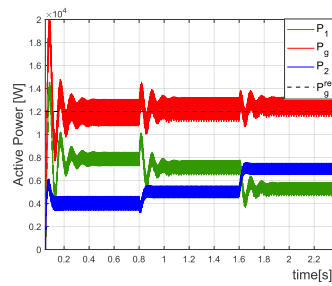
Finalmente se obtuvieron las simulaciones de los casos alternativos en el control terciario en la figuras 5.16 y 5.17. Para el caso desbalanceado se volvió obtener un buen seguimiento de la referencia con ripples de alrededor de los 200[W] y 240[Var], sin embargo para la cargas no lineales, el ripple tomó valores muchos mas grandes que la jerarquía anterior, llegando alcanzar valores de 2600 [W] y 5000[Var], por lo que a medida que aumenta la jerarquía en el control PI, se dificulta cada cada vez más el eliminar los armónicos de la no linealidad.

Al comparar con el control MPC se aprecia una gran diferencia, dado que el MPC a pesar de tener cierta distorsión en el control, es considerablemente más bajo que el caso de control PI, por lo que para jerarquía más elevadas el MPC resulta ser un mejor candidato respecto al control PI.

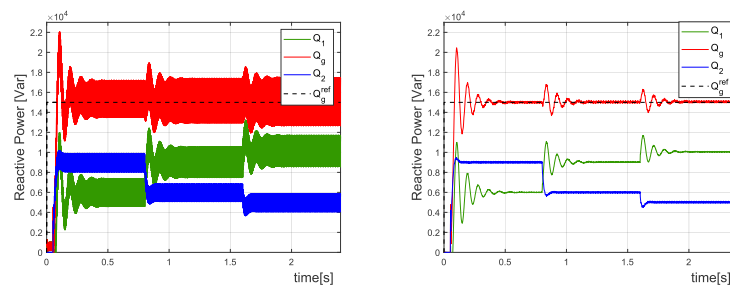


(a) Carga no lineal.

(b) Carga desbalanceada.

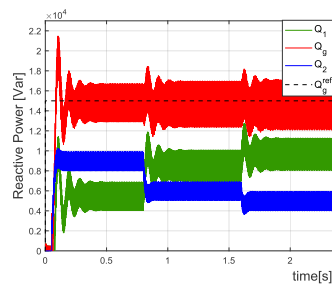


(c) Carga no lineal y desbalanceada.

Figura 5.16. Resultados de potencia activa.


(a) Carga no lineal.

(b) Carga desbalanceada.



(c) Carga no lineal y desbalanceada.

Figura 5.17. Resultados de potencia reactiva.

5.6. Comparación final:

Acontinuación se adjunta una tabla comparativa final 5.12, que resume las diferencias entre ambos métodos de control conteniendo toda la información recopilada presentada anteriormente.

Característica	MPC	PI
Rapidez	Mayor rapidez, tiempo de asentamiento: $1.3[\text{ms}] \leq t_a \leq 53.9[\text{ms}]$	Menor rapidez, tiempo de asentamiento : $180[\text{ms}] \leq t_a \leq 574[\text{ms}]$
Ripple[V]	$4[\text{V}] \leq \text{Ripple} \leq 4.7[\text{V}]$	$0.09[\text{V}] \leq \text{Ripple} \leq 1.37[\text{V}]$
Ripple[W]	$113[\text{W}] \leq \text{Ripple} \leq 170[\text{W}]$	$79[\text{W}] \leq \text{Ripple} \leq 133[\text{W}]$
Ripple[Var]	$114[\text{Var}] \leq \text{Ripple} \leq 140[\text{Var}]$	$85[\text{Var}] \leq \text{Ripple} \leq 134[\text{Var}]$
% Error	$0.8\% \leq \epsilon \leq 5.4\%$	$0.35\% \leq \epsilon \leq 2.5\%$
Overshoot	$1\% \leq O \leq 75\%$	$5\% \leq O \leq 124\%$
Undershoot	$1\% \leq U \leq 60\%$	$3\% \leq U \leq 40\%$
Distorciones	Existencia de ruidos de forma aleatoria entorno a la referencia.	Existencia de ruidos uniformes no aleatorios en torno la referencia.
Aplicable en cargas no lineales	Si cuenta con esa capacidad, pero con distorsiones en su estado estacionario	Si cuenta con esa capacidad, pero con un ripple de gran magnitud.
Aplicable en cargas desbalanceadas	Si cuenta con esa capacidad, sin requerir a modificaciones adicionales para su correcto funcionamiento.	Si cuenta con esa capacidad, pero existe casos en que requiere modificaciones adicionales, como los vistos en la referencia. [45]
Adaptabilidad ante cambios en el sistema.	Al cambiar un valor del sistema, no cambia el algoritmo, ya que esta en función de estos parámetros. Pero se puede realizar una extensión al modelo, como el modelo de una carga.	Es necesario reajustar los parámetros del controlador al cambiar un parámetro del sistema para mantener su misma dinámica. De no hacerlo, existe el riesgo de inestabilidad o que cambie la dinámica de su respuesta.
Dificultad de implementación.	Mayor sencillez, dado que no requiere ajustar parámetros de control. Salvo en los casos de funciones multiobjetivo que requiere cálculos de pesos.	Al tener muchos lazos retroalimentados el sistema se vuelve inestable rápidamente, lo cual dificulta el cálculo de parámetros del controlador.

Tabla 5.12

TABLA COMPARATIVA RESUMIDA ENTRE AMBOS MÉTODOS.

Capítulo 6

Conclusiones.

En el transcurso de este estudio, se ha presentado un modelo de control predictivo jerárquico aplicado a convertidores trifásicos de 2 niveles conectados tanto a cargas como a una red de 100[V] peak. Se investigaron tres niveles jerárquicos: en el primer nivel se implementó un control de tensión utilizando un único convertidor conectado a una carga; en el segundo nivel, se implementó un control de potencia en la red mediante un convertidor conectado a una carga y a la red; finalmente, en el tercer nivel se utilizaron dos convertidores, cada uno conectado a su respectiva carga, y se controló la potencia que ambos entregaban a la red.

En la primera parte de este trabajo, se detalló la explicación del MPC y su implementación en cada nivel jerárquico. En el control primario, se logró un control de tensión efectivo con un error del 2.5 % para referencias bajas, reduciéndose al 0.5 % a medida que aumentaba la referencia impuesta. Al incrementar la referencia, se observó un aumento en las componentes armónicas, aunque éstas seguían siendo mínimas. Además se demostró como para frecuencias altas la conmutación influye en las armónicas de tensión, elevando sus magnitud tensión en dichas frecuencias. Por otro lado, La simulación alcanzó el estado estacionario en aproximadamente 5[ms], con un ripple de alrededor de 4[V]. Además, se probó la capacidad del control primario en cargas alternativas, incluyendo una carga no lineal y otra desbalanceada, demostrando su eficacia incluso con errores aceptables, alcanzando un máximo 16 % en estado estacionario para la carga no lineal.

En el control secundario, se logró un seguimiento preciso de la referencia, con errores para la potencia activa y reactiva oscilando entre el 1 % y el 3 %, y entre el 1 % y el 2 %, respectivamente. Sin embargo, en esta etapa comenzaron a surgir distorsiones que resultaron en un ripple de entre 113[W] y 140 [W] para la potencia activa y entre 114[Var] y 130[Var] para la potencia reactiva, lo que sugiere la necesidad de abordar estas distorsiones en investigaciones futuras. Las pruebas con cargas desbalanceadas y no lineales revelaron un aumento de las distorsiones, especialmente en casos no lineales, con errores en estado estacionario entre el 4 % y el 16 %, y entre el 6 % y el 14 % para la potencia activa y reactiva, respectivamente. Sin embargo, al igual que en el caso anterior, las cargas desbalanceadas presentaron errores más bajos, no superando el 4 % de error, lo que confirma la capacidad del control secundario para manejar condiciones alternativas, aunque con niveles significativos de distorsión.

En la simulación del control terciario, se lograron errores por debajo del 2 %, al igual

que en las otras jerarquías. Sin embargo, las referencias de la red, al ser alimentadas por dos convertidores, su referencia tiene un valor elevado, por lo cual las distorsiones no son del todo visibles, pero dentro del análisis dichos valores variaron entre 130[W] y 170[W] para la potencia activa y entre 120[Var] y 140[Var] para la reactiva. Mientras que para cargas no lineales y desbalanceadas, no fue del todo diferente a la jerarquía anterior, dado que la distorsiones se mantuvieron con errores de hasta un máximo de 12 %. En resumen, a medida que se aumenta la jerarquía de control, se observa un aumento en las distorsiones que afectan las variables controladas, lo que plantea un interesante desafío para futuras investigaciones en la mitigación de estos efectos.

En cuanto a la segunda parte del trabajo, este se basó en una comparación entre el modelo de control convencional PI con el MPC, donde dicha comparación consistió en replicar el mismo modelo del tipo jerárquico presentado anteriormente en el mismo sistema de estudio comparando su rapidez en llegar al estado estacionario y calidad de respuesta (ripple, error, contenido armónico y distorsiones). Para el control primario, en cuanto a rapidez, el método de MPC superó al PI, siendo este alrededor de 20 veces más rápido. Cabe destacar que, aunque los tiempos de muestreo entre ambos métodos fueron distintos, el MPC aún así muestra una respuesta significativamente superior en cuanto a rapidez. Sin embargo, para ampliar este análisis, sería posible realizar la comparación con tiempos de muestreo iguales. Por otra parte, la calidad de respuesta del MPC presentó un ripple de alrededor de 4[V] y errores en estado estacionarios entre el 2 % y 6 %, mientras que el PI, su ripple fueron menores a 1.5[v] y errores desde 2.5 % hacia abajo. Además en lo que respecta al contenido armónico, si bien en ambos casos fueron casi despreciables, para el MPC se presenta un mayor contenido armónico, mientras que el PI presenta un magnitud de armónicas un tanto menor, pero ambos presentan un aumento de sus armónicos en torno de los 3000 [Hz], reflejando el efecto de las armónicas producidas por la conmutación de los semiconductores.

Sobre el control secundario, en lo que es rapidez de llegar al estado estacionario, se evidenció que el MPC fue 40 veces más rápido al enfrentar cambios en la referencia en comparación con el control primario. En cuanto al correcto seguimiento de la referencia, la respuesta ambos métodos mostraron errores bastante similares, manteniéndose por debajo del 2 % tanto para la potencia activa como para la reactiva. En lo que respecta al ripple para ambos métodos de control se obtuvieron valores bastante similares, con valores cercanos a los 100[W] y 100[Var]. Finalmente, otra diferencia significativa se presenta en relación con el overshoot y el undershoot durante el estado transitorio. El control PI exhibió valores de overshoot considerablemente altos en comparación con el MPC, llegando hasta un 60 % de overshoot y un 40 % de undershoot. En contraste, el MPC mostró un máximo de overshoot del 11 % y un mínimo de undershoot del 2 % .A pesar de que ambos métodos mostraron una calidad de respuesta similar, el MPC presenta la ventaja de ser considerablemente más rápido en esta etapa y de exhibir variaciones transitorias muy suaves. Esto confirma la gran ventaja del MPC en estos aspectos.

Para la etapa del control terciario, al igual que en las otras jerarquías, el MPC demostró ser mucho más rápido en alcanzar el estado estacionario ante cambios de referencia, siendo esto 20 veces más rápido. Sin embargo, los errores del control PI fueron ligeramente menores, con valores por debajo del 1 %, mientras que el MPC osciló entre el 0.8 % y el 1.2 %. En cuanto al ripple, en la potencia reactiva, se observaron valores similares en ambos métodos, con aproximadamente 120[Var] para el PI y 140[Var] para el MPC. Por otro lado, la potencia activa mostró una mayor diferencia. En el PI, la potencia activa varió

entre 133[W] y 79[W], mientras que la potencia reactiva osciló entre 170[Var] y 130[Var]. Aunque al comparar estas diferencias en el ripple no se evidencia que un método supere al otro, es importante señalar que las distorsiones ocasionadas por el MPC (comportamiento aleatorio al intentar seguir la referencia) afectan de manera negativa en este método de control, provocando esa ligera diferencia respecto al PI, ya que este último no cuenta con dichas distorsiones, dado que cuenta con un ripple más limpio.

En lo que respecta a la respuesta transitoria, el MPC mostró variaciones pequeñas, con un overshoot entre 4 % y 1 %, mientras que el PI tuvo valores entre 5 % y 65 %, donde este último demostró ser muy variable. En cuanto al undershoot, el MPC descendió a un 10 % bajo su referencia, mientras que el PI descendió hasta un 40 %. Cabe destacar que el PI mostró unos overshoots demasiado elevados, superando la barrera del 100 % en algunos casos. Esto pudo haberse evitado de diversas formas, como un ajuste diferente en los parámetros del PI, haber optado por un PID para así poseer las ventajas de la componente derivativa o un limitador de tensión, entre otros. Pero es importante en la práctica limitar estos valores de overshoot, dado a que podría dañar los equipos, por lo tanto una investigación futura podría consistir en mitigar los overshoots excesivos en los estados transitorios.

En relación con la comparación de ambos métodos aplicados a cargas no lineales y desbalanceadas, se ha demostrado que el PI también tiene la capacidad de controlar dichas cargas. Sin embargo, la no linealidad afecta negativamente su capacidad de control, y esta influencia es más pronunciada en comparación con el MPC. Esto se evidencia en un aumento del ripple en estado estacionario, que se incrementa a medida que aumenta la jerarquía de control. Como lo ocurrido en el control terciario, donde sus ripples alcanzaron valores de alrededor de 2600[W] y 5000[Var]

Como conclusión final, se logró demostrar que el MPC es una estrategia con ventajas importantes como lo son su rapidez en alcanzar su estado estacionario, su baja variación en estado transitorio, buen seguimiento de la referencia con bajos errores y un ripple aceptable, además es de fácil implementación, capaz de trabajar con cargas no lineales y desbalanceadas, entre otras. Pero al comparar con el método de control PI, se genera cierto debate en lo que es calidad de respuesta, ya que el PI tiene la ventaja de poder eliminar errores en estado estacionario gracias a su acción integral, presentando muy bajas distorsiones en las mediciones, mientras que el MPC al pasar a la jerarquía de control de potencia aparecen distorsiones que influyen en su calidad de respuesta, lo cual se aprecia como un comportamiento aleatorio en la medición de la variable, que si bien se mueven en torno a la referencia en estado estacionario, no es del todo uniforme y podrían afectar a los equipos en la práctica. Por tanto, sería interesante en futuras investigaciones incluir una forma de disminuir este error que existe en el estado estacionario en el MPC, ya que de esa manera el MPC mejoraría su desempeño y pasaría ser una estrategia de control con muchas más ventajas respecto al PI.

Apéndice A

Aplicación del PLL

Un PLL, conocido en inglés como "Phase-Locked Loop", es un circuito electrónico de control, cuyo objetivo principal es sincronizar una señal de entrada con otra de salida. Esto implica lograr que ambas señales tengan la misma frecuencia y estén en fase. En simulaciones de circuitos eléctricos, esta herramienta se emplea para establecer un punto del sistema con ángulo cero, lo que permite realizar todas las operaciones con respecto a esta referencia elegida. Esta capacidad también resulta beneficiosa en el ámbito del control, ya que posibilita generar resultados de control para una variable en relación a una referencia determinada.

Existen distintas formas de diseñar e implementar un PLL, pero en este trabajo de investigación se utilizó la siguiente forma:

A.1. Método de implementación:

Para estimar un ángulo de una señal trifásica se utiliza una transformación matemática llamada $\alpha\beta$ que permite transformar un sistema trifásico en un sistema bifásico ortogonal. Dicha transformación se realiza teniendo la señal trifásica escrita como fasor espacial, a la cual luego se le obtiene la parte real e imaginaria de dicho fasor, donde la parte real corresponde a la señal α y la parte imaginaria a la señal β :

Sea X un fasor espacial compuesta por una señal trifásica y el factor $\mathbf{a}=e^{i\frac{2}{3}\pi}$:

$$X = \frac{2}{3}(x_a + \mathbf{a}x_b + \mathbf{a}^2x_c) \quad (\text{A.1})$$

Donde sus respectivas componentes $\alpha\beta$ se escriben como:

$$x_\alpha = \Re\{X\} = \Re\left\{\frac{2}{3}(x_a + \mathbf{a}x_b + \mathbf{a}^2x_c)\right\} = \frac{2}{3}x_a - \frac{1}{3}(x_b - x_c) \quad (\text{A.2})$$

$$x_\beta = \Im\{X\} = \Im\left\{\frac{2}{3}(x_a + \mathbf{a}x_b + \mathbf{a}^2x_c)\right\} = \frac{1}{\sqrt{3}}(x_b - x_c) \quad (\text{A.3})$$

Posteriormente, utilizando las componentes α y β , es posible obtener el ángulo mediante la ecuación (A.4). Sin embargo, debido a que el fasor espacial posee una frecuencia definida, este experimenta un giro constante en el plano $\alpha\beta$. Como resultado, el fasor puede encontrarse en cualquiera de los cuatro cuadrantes, como se muestra en la figura A.1.

Esta característica introduce una complejidad al cálculo del ángulo, ya que su valor se ve afectado por el cuadrante en el cual el fasor reside. Es por esto, que se presenta un método para el cálculo de este ángulo explicado a continuación.

$$\theta = \arctan\left(\frac{x_\beta}{x_\alpha}\right) \quad (\text{A.4})$$

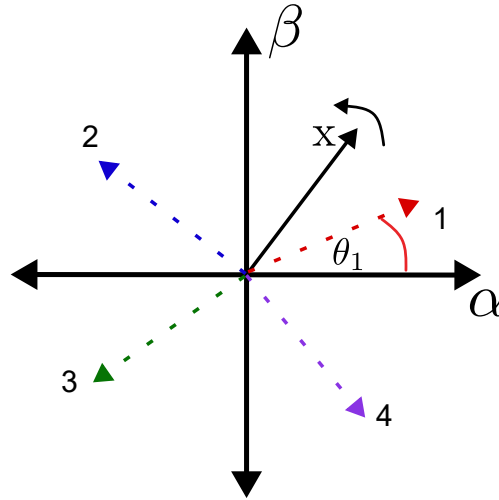


Figura A.1. Ubicaciones del fasor espacial.

Primero se calcula el ángulo θ mediante la ecuación (A.4) y luego se obtiene el ángulo final θ_f dependiendo en cual de los cuadrantes se encuentre dicho fasor, donde esto abre a 4 casos diferentes de cálculo:

Caso 1: $x_\alpha \geq 0$ y $x_\beta \geq 0$:

En dicho caso, dado que pertenece al primer cuadrante el, ángulo obtenido es igual al calculado:

$$\theta_f = \theta \quad (\text{A.5})$$

Caso 2: $x_\alpha < 0$ y $x_\beta \geq 0$:

En dicho caso, dado que pertenece al segundo cuadrante, el ángulo obtenido se calcula como:

$$\theta_f = \pi - \theta \quad (\text{A.6})$$

Caso 3: $x_\alpha < 0$ y $x_\beta < 0$:

En dicho caso, dado que pertenece al tercer cuadrante, el ángulo obtenido se calcula como:

$$\theta_f = \pi + \theta \quad (\text{A.7})$$

Caso 4: $x_\alpha \geq 0$ y $x_\beta < 0$:

En dicho caso dado que pertenece al cuarto cuadrante el ángulo obtenido se calcula como:

$$\theta_f = 2\pi - \theta \quad (\text{A.8})$$

La implementación de estos cuatro casos puede lograrse a través del algoritmo descrito esquemáticamente en la figura A.2. Este algoritmo consta de cuatro condiciones, una para

cada cuadrante. El algoritmo determina el cuadrante en el cual se encuentra el fasor en un momento dado. Si se cumple la condición correspondiente a un cuadrante específico, se concluye que el fasor se ubica en dicho cuadrante. En caso contrario, se verifica si se encuentra en otro cuadrante, y este proceso se repite hasta determinar el cuadrante correcto. Este enfoque permite calcular el ángulo final θ_f en función de la posición del fasor en relación con los cuadrantes.

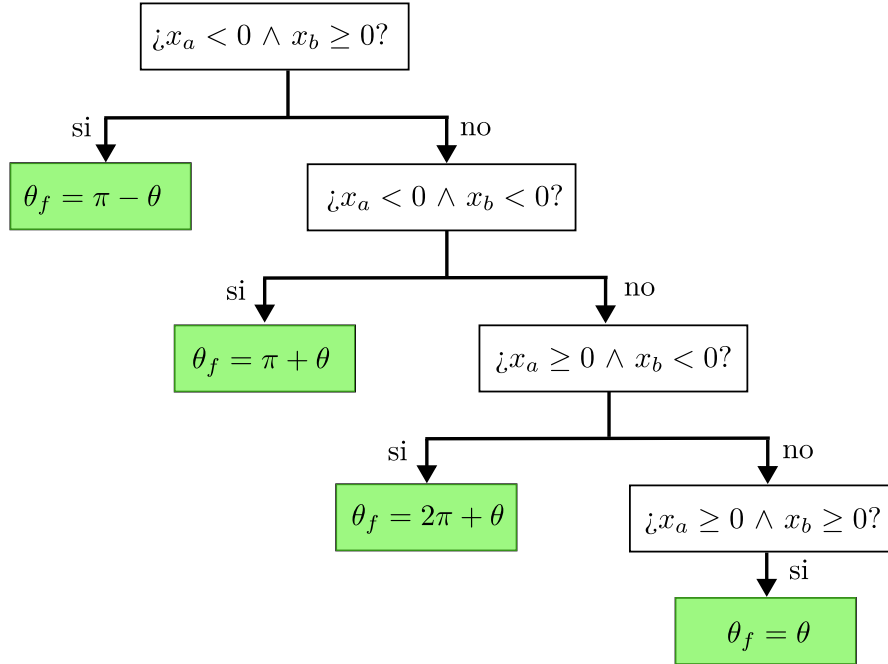


Figura A.2. Esquema del algoritmo del PLL.

Apéndice B

Ajuste de parámetros de control PI mediante Rltool

B.1. La herramienta Rltool:

Rltool es una herramienta proporcionada por MATLAB que ofrece una interfaz gráfica e interactiva para que los usuarios realicen diversas tareas, tales como:

- Analizar el lugar geométrico de las raíces de sistemas de control lineales e invariantes en el tiempo.
- Diseñar controladores de manera interactiva para un sistema. Esto significa que es posible especificar sus parámetros, incluyendo polos, ceros y ganancias.
- Examinar el comportamiento del sistema ante variaciones en los parámetros del compensador. Esto permite observar cómo influyen estos cambios en el lugar geométrico del sistema junto con sus raíces, así como su respuesta ante perturbaciones, escalones unitarios, impulsos, y la creación de diagramas de Bode y Nyquist.

Para explicar de mejor manera como se utiliza dicha herramienta, a continuación se adjunta un paso a paso de ejemplo.

B.2. Ejemplo de aplicación

Sea una planta H de la forma:

$$H(s) = \frac{1}{R_f + sL_f} \quad (\text{B.1})$$

Los valores de R_f y L_f corresponden a 0.001 $[\Omega]$ y 5 $[\text{mH}]$ respectivamente, y son idénticos a los utilizados en el filtro RLC del documento. Dado que la investigación se desarrolla en el programa PLECS, utilizando C-script para la implementación de los controladores, es necesario trabajar el diseño del controlador en tiempo discreto. Esto se debe a que dicho programa realiza cálculos en bloques C-script, los cuales se desarrollan cada h segundos. En el siguiente código de Matlab, se presenta una forma de implementar dicho ejemplo, el

cual consta de tres partes: los datos utilizados, la transformación a Laplace, su discretización, y la función de transferencia a analizar. En esta última, la función se multiplica por $1/z$, lo cual se debe a que se asume que el convertidor trifásico actúa como un retardo en el tiempo. Siendo Hd_{final} la función transferencia a analizar con el comando `rltool`.

```

1 %% DATOS
2 Ts=200*e-6;
3 h=Ts;
4 Rf=0.001;
5 Lf=1e-3;
6 %% Transformaciones
7 s= tf('s');      %Transformaci n laplace
8 z=tf('z',h);      %Transformaci n a tiempo discreto
9
10 %% Funcion transferneica
11 H = 1/(Rf+Lf*s);
12 Hd=c2d(His,h);   % continuo a discreto
13 Hd_final=Hd*1/z
14
15 rltool(Hd_final)

```

B.2.1. Trabajando en la interfaz:

En esta sección se presenta un paso a paso a seguir para diseñar un controlador PI utilizando Rltool:

B.2.1.a. Paso 1: Configuración de preferencias

Al abrir la interfaz de `rltool` con el comando `rltool()`, el primer paso a realizar es configurar las preferencias, ya que es necesario adaptar la forma de trabajo. Para ello, el primer paso consiste en abrir **Preferences**. Esta opción desplegará una ventana en la que se selecciona la pestaña **Options**, que muestra tres opciones de formatos del compensador. Por preferencia, se selecciona la opción **Zero/Pole/Gain**, para trabajar con el formato de ceros, polos y ganancias y finalmente presionar **Apply**.

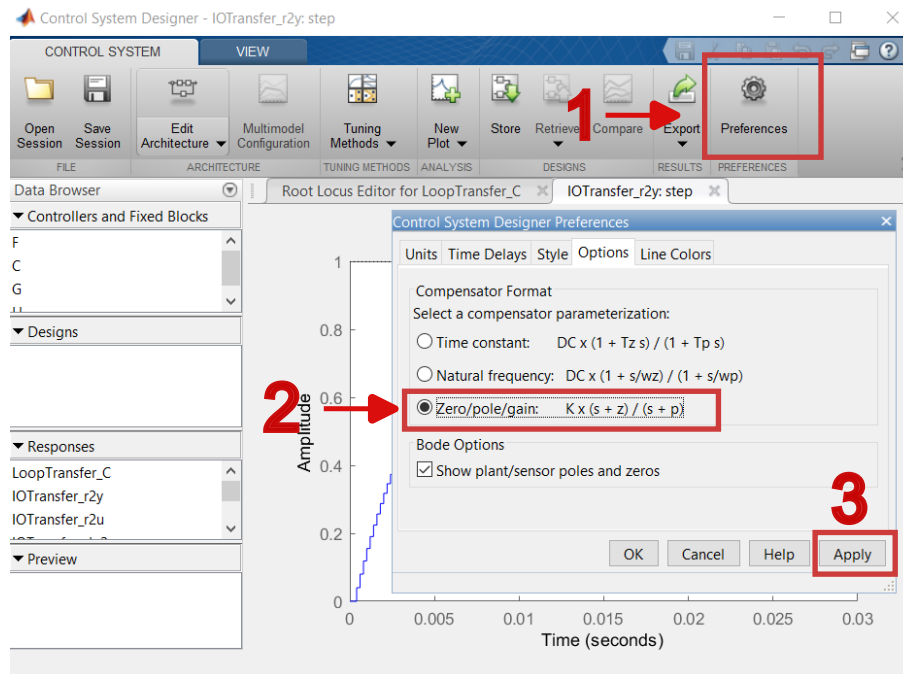


Figura B.1. Configurando preferencias

B.2.1.b. Paso 2: Abriendo ventana del controlador

Una vez que se hayan realizado las configuraciones previas, en la interfaz de Rltool se pueden observar dos pestañas por defecto B.2: una para la respuesta al escalón del sistema, presentada en el gráfico de la derecha, y otra pestaña para el lugar geométrico de los polos de la función de transferencia de lazo cerrado. En la pestaña **Root Locus Editor**, al hacer clic derecho, aparecen las opciones mostradas en la figura B.2. Aquí, se puede activar la opción si se desea para tener una mejor visualización de la gráfica con su enmallado. Sin embargo, la opción importante en esta sección es la que dice **Edit Compensator**, la cual abre la ventana para configurar y diseñar el controlador.

Al abrirla, se muestra la ventana apreciada en figura B.3(a), en donde al apretar clic derecho en el lugar mostrado en la misma figura se presentan las opciones que se quieren agregar o borrar del controlador. Dado que el controlador PI está formado por un cero y un integrador se seleccionan las opciones **Real Zero** e **Integrador**, donde finalmente la ventana se ve como muestra la figura B.3(b).

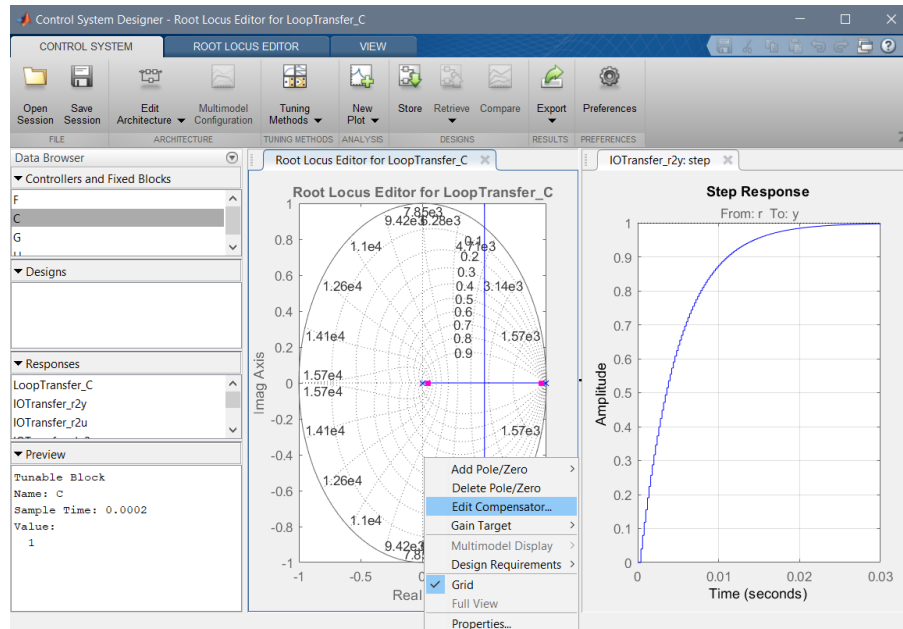
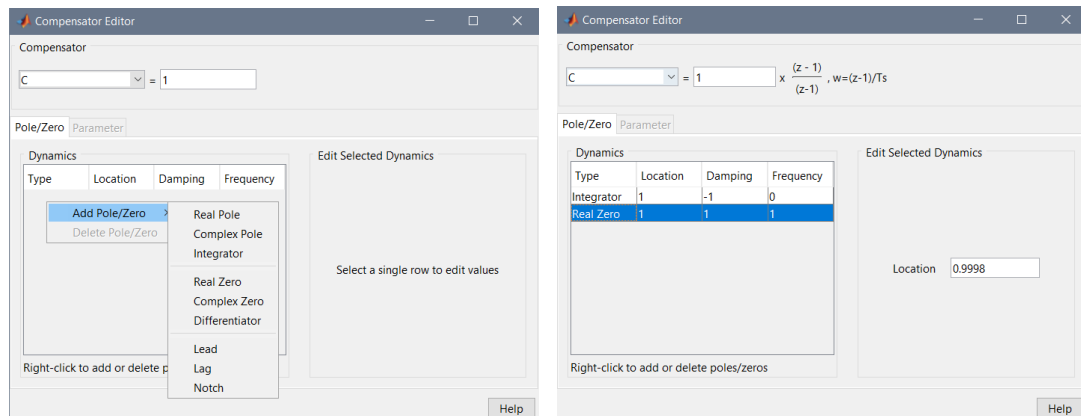


Figura B.2. Abriendo ventana para diseñar el controlador.



(a) Ventana del controlador vacía.

(b) Ventana del controlador con integrador y cero.

Figura B.3. Ventana del controlador

B.2.1.c. Paso 4: Configuración de los parámetros del controlador

Existen dos formas de configurar los parámetros del controlador. La primera consiste en variar los valores de la ganancia y el cero en la ventana del **Compensador Editor**, que se muestra en la figura B.4 representados con los cuadros de colores rojo y verde, respectivamente. La segunda opción es la configuración manual, en la cual es posible ajustar la ganancia mediante la modificación de los polos en la función de transferencia. Estos polos están representados por puntos sólidos de color magenta en la figura B.5. Para variar el cero, se debe mover el círculo “o” de color rojo. Los efectos de estas variaciones pueden apreciarse en la respuesta del sistema en la misma figura B.5 en la ventana **IOTransfer_ruy**. Por lo tanto, es posible ajustar la respuesta del sistema en

términos de rapidez deseada, sobrepaso deseado y otros factores relevantes para el diseño.

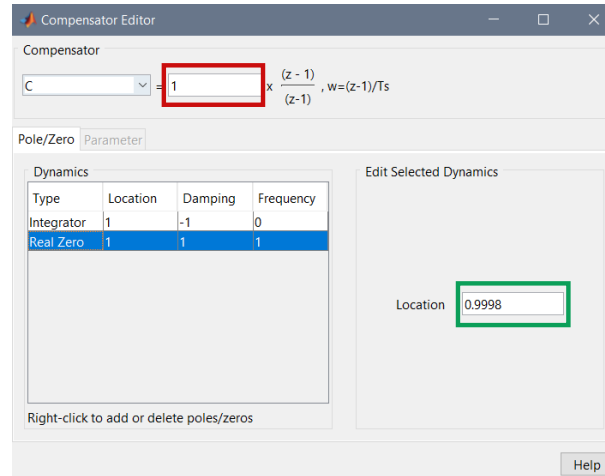


Figura B.4. Configuración numérica del controlador.

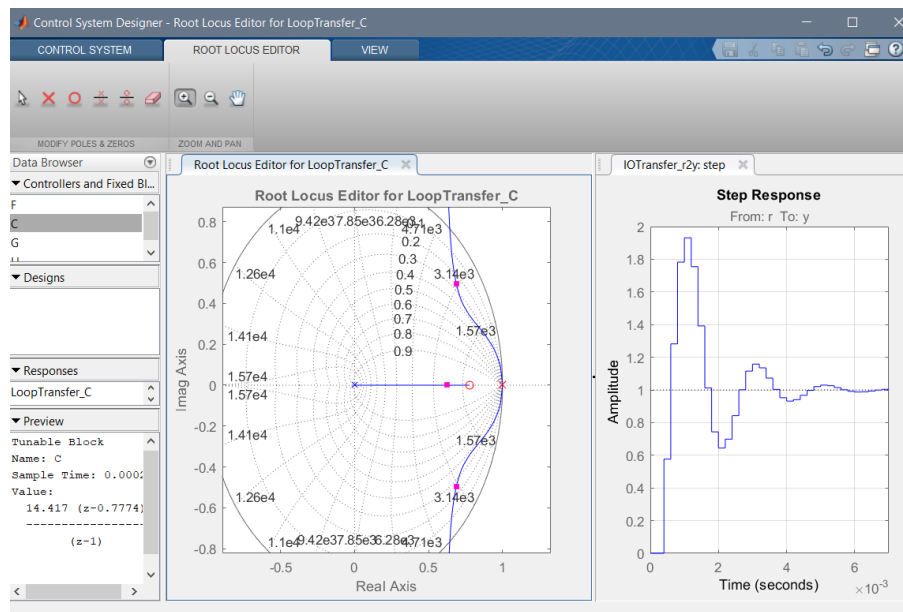


Figura B.5. Configuración manual del controlador.

B.2.1.d. Paso 5: Análisis adicionales

Algunos aspectos adicionales a considerar en el diseño del controlador son los siguientes. La interfaz ofrece la opción de agregar nuevos gráficos mediante la función **New Plot**, como se muestra en la figura B.6. En esta opción se despliegan diversas alternativas, como un nuevo diagrama de Bode, un nuevo escalón, entre otros. Al seleccionar alguna de estas opciones, se abrirá la ventana que se muestra en la figura B.7. En esta ventana, es posible elegir el análisis de la entrada y la salida según el esquema de control representado en la misma figura.

Por ejemplo, si se desea realizar el diagrama de Bode desde la entrada **r** hasta la salida **y**,

se debe seleccionar la opción **r2y**. En cambio, si se quiere analizar cómo se comporta la respuesta ante perturbaciones, una opción adecuada sería elegir **du2y**.

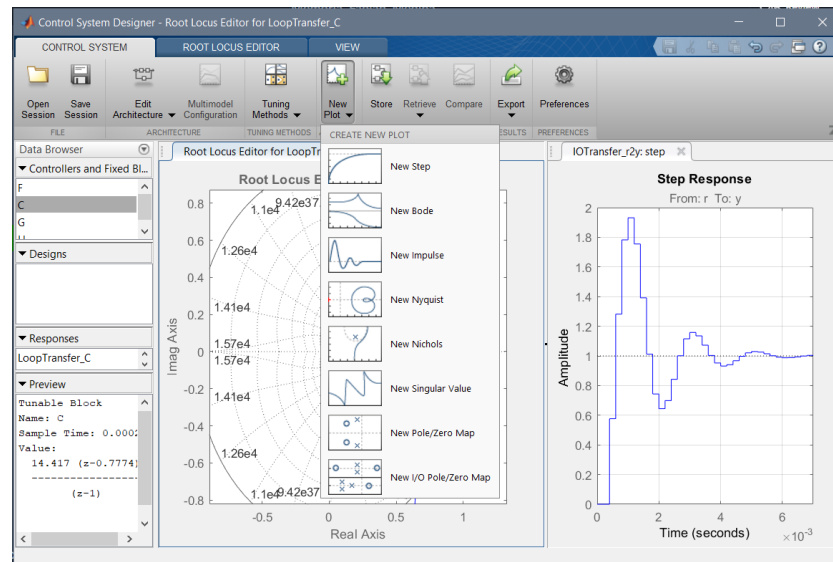


Figura B.6. Nuevos gráficos.

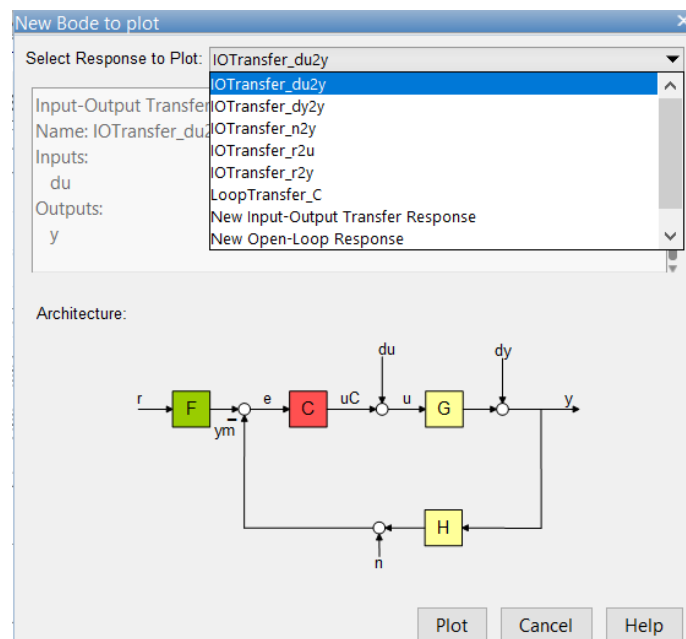


Figura B.7. Configuración de nuevos gráficos.

Apéndice C

Códigos de método de control MPC

A continuación se adjunta el código implementado en el bloque C-script del programa de simulación PLECS:

C.1. Control primario y secundario:

C.1.1. Code declarations:

```
#include <float.h>
#include <math.h>
#include <time.h>
#include <stdio.h>
#include <complex.h>

/***** entradas *****/
#define ifa_m Input(0)
#define ifb_m Input(1)
#define ifc_m Input(2)
#define ioa_m Input(3)
#define iob_m Input(4)
#define ioc_m Input(5)
#define Vca_m Input(6)
#define Vcb_m Input(7)
#define Vcc_m Input(8)
#define Via_m Input(9)
#define Vib_m Input(10)
#define Vic_m Input(11)
#define Vga_m Input(12)
#define Vgb_m Input(13)
#define Vgc_m Input(14)
#define iga_m Input(15)
#define igb_m Input(16)
#define igc_m Input(17)
```

```

#define iLa_m   Input(18)
#define iLb_m   Input(19)
#define iLc_m   Input(20)
#define vref_amp Input(21)
#define phi_ad   Input(22)

#define Pc_ref   Input(23)
#define Qc_ref   Input(24)

#define icca_m   Input(25)
#define iccb_m   Input(26)
#define iccc_m   Input(27)

#define ica_m    Input(28)
#define icb_m    Input(29)
#define icc_m    Input(30)

#define control2 Input(31)

#define on_check Input(32)

int Sax[8]={0,0,0,0,1,1,1,1};
int Sbx[8]={0,0,1,1,0,0,1,1};
int Scx[8]={0,1,0,1,0,1,0,1};

//----- referencias
double A;
double varef2,vbref2,vcref2;
double varef,vbref,vcref;
//----- dq V e I

double Vcd_ref, Vcq_ref;
double iccd, iccq,igd,igq,ifd,ifq,iLd,iLq;
double vgd, vgq,vid,viq,vd,vq,iqd,ioq;
//----- dq Para P y Q

double Pidq,Qidq,P_dq,Q_dq;
double Pg_dq,Qg_dq,PL_dq,QL_dq,Pcc_dq,Qcc_dq;

//----- para pll
double alfa,beta,teta,tetaf;

//----- Adicionales para algoritmo
double aux;
double g_opt,g,xop;
int x_opt,xopt_1;
double Sa,Sb,Sc,San,Sbn,Scn;

```

```

double on;

double deno,deno_1,Ts_1;
double vcdr,vcqr;
double P1,Q1,iccdk1,iccqk1,iccak1,iccbk1,icccck1;
double vcdr,vcqr,vcalfar,vcbetar,w;
double Pl,Ql,kpl,kql;

double DET, DET_1;
double v_det,igd_2,igq_2,vdr,vqr;
double va_aux,vb_aux,vc_aux;
double va_aux2,vb_aux2,vc_aux2;

/*----- Filtro y otras constantes -----*/
static double Rf, Lf,Cf,Vd,Lf_1,Cf_1;
static double Ts,tstep;
static double Rg,Lg;
static double Lline1,Lline1_1,Rl1;
static double L_1,L;

//-----Variables Discretas -----
#define xopt_1      DiscState(0)

/***** Definiciones numéricas *****/
#define x2_3      0.6666666666667
#define x1_3      0.3333333333333
#define xraiz3_2  0.86602540378
#define x1_raiz3  0.5773502691896258

#define t          CurrentTime
#define pi          3.14159265359

```

C.1.2.

sectionUpdate function code:

```

float k;

float Da=0;
float Db=0;
float Dc=0;
float Qa=0;
float Qb=0;
float Qc=0;

```

```

float vai=0;
float vbi=0;
float vci=0;
float ifak1=0;
float ifbk1=0;
float ifck1=0;
float vcak1=0;
float vcbk1=0;
float vcck1=0;
float vcak2=0;
float vcbk2=0;
float vcck2=0;
float vnn=0;

// ----- CONSTANTES
Rf = ParamRealData(0,0);
Lf = ParamRealData(1,0);
Cf = ParamRealData(2,0);
Vd = ParamRealData(3,0);
Lf_1 = ParamRealData(4,0);
Cf_1 = ParamRealData(5,0);
Ts = ParamRealData(6,0);
tstep = ParamRealData(7,0);
Rg = ParamRealData(8,0);
Lg = ParamRealData(9,0);
Lline1 =ParamRealData(10,0);
Lline1_1 =ParamRealData(11,0);
Rl1 = ParamRealData(12,0);

w=2*pi*50;

//-----
// ----- PLL -----
//-----
va_aux = 100*cos(100*pi*t-phi_ad);
vb_aux = 100*cos(100*pi*t-x2_3*pi-phi_ad);
vc_aux = 100*cos(100*pi*t+x2_3*pi-phi_ad);

if (on_check < 1){

alfa= va_aux;
beta= x1_raiz3*(vb_aux-vc_aux);
teta=fabsf(atanf(beta/alfa));
}

if (on_check == 1){
va_aux2 =Vga_m;

```

```

vb_aux2 =Vgb_m;
vc_aux2 =Vgc_m;
alfa= va_aux2;//Vga_m;
beta= x1_raiz3*(vb_aux2-vc_aux2);//x1_raiz3*(Vgb_m-Vgc_m);
teta=fabsf(atanf(beta/alfa));
}

if (alfa<0 && beta>=0)
    tetaf = pi - teta;
else
{
    if (alfa<0 && beta<0)
        tetaf = pi + teta;
    else
{
        if (alfa>=0 && beta<0)
            tetaf = 2 * pi-teta;
        else
            if (alfa>=0 && beta>=0)
                tetaf = teta;
    }
}

//-----
//-----Referencias -----
//-----

A= vref_amp;
varef=A*cos(tetaf-phi_ad);
vbref=A*cos(tetaf -0.6666666*pi-phi_ad);
vceref=A*cos(tetaf +0.6666666*pi-phi_ad);

//-----
// ----- Transformado a d y q-----
//-----

Da = cosf(tetaf) * x2_3;
Db = cosf(tetaf-x2_3*pi) * x2_3;
Dc = cosf(tetaf+x2_3*pi) * x2_3;

Qa = -sinf(tetaf) * x2_3;
Qb = -sinf(tetaf-x2_3*pi) * x2_3;
Qc = -sinf(tetaf+x2_3*pi) * x2_3;

vid = Da*Via_m + Db*Vib_m + Dc*Vic_m;
viq = Qa*Via_m + Qb*Vib_m + Qc*Vic_m;

vd = Da*Vca_m + Db*Vcb_m + Dc*Vcc_m;

```

```

vq = Qa*Vca_m + Qb*Vcb_m + Qc*Vcc_m;
vgd = Da*Vga_m + Db*Vgb_m + Dc*Vgc_m;
vgq = Qa*Vga_m + Qb*Vgb_m + Qc*Vgc_m;

iod = Da*ioa_m + Db*iob_m + Dc*ioc_m;
ioq = Qa*ioa_m + Qb*iob_m + Qc*ioc_m;
igd = Da*iga_m + Db*igb_m + Dc*igc_m;
igq = Qa*iga_m + Qb*igb_m + Qc*igc_m;
iLd = Da*iLa_m + Db*iLb_m + Dc*iLc_m;
iLq = Qa*iLa_m + Qb*iLb_m + Qc*iLc_m;

ifd = Da*ifa_m + Db*ifb_m + Dc*ifc_m;
ifq = Qa*ifa_m + Qb*ifb_m + Qc*ifc_m;

iccd = Da*icca_m + Db*iccb_m + Dc*iccc_m;
iccq = Qa*icca_m + Qb*iccb_m + Qc*iccc_m;

//-----
//----- Potencias activas y reactivas
//-----
Pdq = 1.5*(vd*iod + vq*ioq);
Qdq = 1.5*(vq*iod-vd*ioq);
Pg_dq = 1.5*(vgd*igd + vgq*igq);
Qg_dq = 1.5*(vgq*igd-vgd*igq);
PL_dq = 1.5*(vd*iLd + vq*iLq);
QL_dq = 1.5*(vq*iLd-vd*iLq);
Pidq = 1.5*(vid*ifd + viq*ifq);
Qidq = 1.5*(viq*ifd-vid*ifq);

Pcc_dq=1.5*(vgd*iccd + vgq*iccq);
Qcc_dq=1.5*(vgq*iccd - vgd*iccq);
//-----
//-----Control de potencia-----
//-----Fijo nuevas referencias de afuera-----
// NUEVA VERSIÓN
/*****/
// Transformada DQ-ABC de tensión
DET = Da * (Qb-Qc) - Db * (Qa-Qc) + Dc * (Qa-Qb);
DET_1 =1/DET;
if (on_check == 1 && control2==1){
//kpl=0.6; //D /
//kql=1.2; //D
//kpl=0.2; // NL
//kql=0.6; // NL
//kpl=0.2; // DNL
//kql=0.8; // DNL

kpl=0.16;

```

```

kql=0.4;
//potencia en la carga desconocida conectada
Pl = kpl*(vd*(iod-igd)+vq*(ioq-igq));
Ql = -kql*(vq*(iod-igd)-vd*(ioq-igq));

k= 1.5*(vgd);
deno_1=1/k;
Ts_1=1/Ts;

igd_2= deno_1*(Pc_ref+Pl);
igq_2= deno_1*-(Qc_ref+Ql);

vdr=igd_2*(Rl1+Rg)-igq_2*100*pi*(Lg+Lline1)+vgd;
vqr=igq_2*(Rl1+Rg)+igd_2*100*pi*(Lg+Lline1)+vgq;

/*****/
varef = ((Qb-Qc) * vdr - (Db-Dc) * vqr) * DET_1;
vbref = ((Qc-Qa) * vdr + (Da-Dc) * vqr) * DET_1;
vceref = ((Qa-Qb) * vdr - (Da-Db) * vqr) * DET_1;
/*****/
}

//-----
//----- PARTE 1 -----
//-----

g_opt = 9999999;

int i;

L=Lline1+Lg;
L_1=1/L;
// ----- PRIMARIO ABC -----
vcak1= Vca_m + +Ts*Cf_1*ifa_m-Ts*Cf_1*ioa_m;
vcbk1= Vcb_m + +Ts*Cf_1*ifb_m-Ts*Cf_1*iob_m;
vcck1= Vcc_m + +Ts*Cf_1*ifc_m-Ts*Cf_1*ioc_m;

for (i = 0; i<7; i=i+1 ) {
    vai= Sax[i]*Vd-260*0;
    vbi= Sbx[i]*Vd-260*0;
    vci= Scx[i]*Vd-260*0;
    vnn= (vai+vbi+vci)*x1_3;
    ifak1 = -Ts*Lf_1*(Vca_m-vnn)+(1-Ts*Lf_1*Rf)*ifa_m+Ts*Lf_1*vai;
    ifbk1 = -Ts*Lf_1*(Vcb_m-vnn)+(1-Ts*Lf_1*Rf)*ifb_m+Ts*Lf_1*vbi;
    ifck1 = -Ts*Lf_1*(Vcc_m-vnn)+(1-Ts*Lf_1*Rf)*ifc_m+Ts*Lf_1*vci;

    vcak2= vcak1 + +Ts*Cf_1*ifak1-Ts*Cf_1*ioa_m;
    vcbk2= vcbk1 + +Ts*Cf_1*ifbk1-Ts*Cf_1*iob_m;

```

```

    vcck2= vcck1 + +Ts*Cf_1*ifck1-Ts*Cf_1*ioc_m;
    g=fabs((varef-vcak2)) + fabs((vbref- vcbk2)) + fabs((vceref-vcck2));
    if ( g <=  g_opt) {
        g_opt=g;
        x_opt=i;
    }
}

Sa=Sax[x_opt];
Sb=Sbx[x_opt];
Sc=Scx[x_opt];

San=1-Sa;
Sbn=1-Sb;
Scn=1-Sc;

// -----actualizo
xopt_1=x_opt;

```

C.2. Control terciario:

Las salidas del control terciarios correspondientes a V_{cdr1} , V_{cdr2} , V_{cqr1} , V_{cqr2} , entran al código de la sección anterior C.1.1 como las nuevas referencias de tensión para el control de ambos convertidores por separado.

C.2.1. Code declarations:

```

#include <float.h>
#include <math.h>
#include <time.h>
#include <stdio.h>
#include <complex.h>

//-----Entradas
#define iga_m   Input(0)
#define igb_m   Input(1)
#define igc_m   Input(2)
#define Vga_m   Input(3)
#define Vgb_m   Input(4)
#define Vgc_m   Input(5)
#define icc1a_m   Input(6)
#define icc1b_m   Input(7)
#define icc1c_m   Input(8)
#define icc2a_m   Input(9)

```

```

#define icc2b_m    Input(10)
#define icc2c_m    Input(11)
#define Vca1_m    Input(12)
#define Vcb1_m    Input(13)
#define Vcc1_m    Input(14)
#define Vca2_m    Input(15)
#define Vcb2_m    Input(16)
#define Vcc2_m    Input(17)

#define P1ref     Input(18)
#define P2ref     Input(19)
#define Q1ref     Input(20)
#define Q2ref     Input(21)
#define Boton     Input(22)

#define io1a_m    Input(23)
#define io1b_m    Input(24)
#define io1c_m    Input(25)
#define io2a_m    Input(26)
#define io2b_m    Input(27)
#define io2c_m    Input(28)

//-----
//----- nuevo para pll
double alfa,beta,teta,tetaf,vd,vq,iod,ioq,P_dq,Q_dq;

//----- conversiones dq
double icc1d,icc1q;
double icc2d, icc2q;
double igd,igq;
double vc1d,vc1q,vc2d,vc2q,vgd,vgq;
//----- constantes y extras
double k,k_1;
double on1;
double on2;
//-----control de PQ
double igd_r, igq_r;

double vcd_r1, vcqr1;
double vcd_r2, vcqr2;
double vxd, vxq;
double icc1d_r,icc1q_r,icc2d_r,icc2q_r;
double valfa1r,valfa2r,vbeta1r,vbeta2r;
double var1,vbr1,vcr1,var2,vbr2,vcr2;
//-----control 3do
double P1reff,Q1reff,P2reff, Q2reff;
double iar,ibr,icr,igdref,igqref;
double kk, deno_1,ialfar,ibetar;

```

```

double varef1,vbref1,vcref1;
double varef2,vbref2,vcref2;
// ----- salidas de potencias

double Pr1,Pr2,Prg,Pcu;
//----
double iccd1_r,iccd1_r,iccd2_r,iccd2_r;
double ialfar1,ibetar1,ialfar2,ibetar2;
double iarf1,ibrf1,icrf1,iarf2,ibrf2,icrf2;
/*----- constantes del circuito -----*/
static double Rf, Lf,Cf,Vd,Lf_1,Cf_1;
static double Ts,tstep;
static double w,Rl1,Rl2;
static double Rg,Lg;
static double Lline1,Lline1_1,Lline2,Lline2_1;
static double Pgreff,Qgreff;

double Pl,P12,Q1,Q12,io1d,io2d,io1q,io2q;
static double P1max,Q1max;
static double to,t1,Ts_1;
double dP1,dQ1;
double onP;
double onQ;
double Pgreff,Qgreff,DET ,DET_1,v_det;
double kq,kp2;

#define icca1k_1      DiscState(0)
#define iccb1k_1      DiscState(1)
#define iccc1k_1      DiscState(2)
#define icca2k_1      DiscState(3)
#define iccb2k_1      DiscState(4)
#define iccc2k_1      DiscState(5)

//-----Definiciones numéricas
#define x2_3          0.66666666666667
#define x1_3          0.33333333333333
#define xraiz3_2      0.86602540378
#define x1_raiz3      0.5773502691896258

#define t              CurrentTime
#define pi              3.14159265359

```

C.2.2. Update function code:

```

float Da=0;
float Db=0;
float Dc=0;
float Qa=0;

```

```

float Qb=0;
float Qc=0;

Ts_1=1/Ts;
w= 2*pi*50;
// ----- CONSTANTES
Rf = ParamRealData(0,0);
Lf = ParamRealData(1,0);
Cf = ParamRealData(2,0);
Vd = ParamRealData(3,0);
Lf_1 = ParamRealData(4,0);
Cf_1 = ParamRealData(5,0);
Rl1 = ParamRealData(6,0);
Rl2 = ParamRealData(7,0);
Ts = ParamRealData(8,0);
tstep = ParamRealData(9,0);
Rg = ParamRealData(10,0);
Lg = ParamRealData(11,0);
Lline1 =ParamRealData(12,0);
Lline1_1 =ParamRealData(13,0);
Lline2 =ParamRealData(12,0);
Lline2_1 =ParamRealData(13,0);
to=ParamRealData(14,0);
t1=ParamRealData(15,0);

///-----
//-----" P L L-----
//-----

on1=1;
if (on1 == 1){
    alfa= Vga_m;
    beta= x1_raiz3*(Vgb_m-Vgc_m);
    teta=fabsf(atanf(beta/alfa));
}

if (alfa<0 && beta>=0)
    tetaf = pi - teta;
else
{
    if (alfa<0 && beta<0)
        tetaf = pi + teta;
    else
{
        if (alfa>=0 && beta<0)
            tetaf = 2 * pi-teta;
        else
            if (alfa>=0 && beta>=0)
                tetaf = teta;

```

```

}
}

//-----
// ----- Transformado a d y q-----
//-----

Da = cosf(tetaf) * x2_3;
Db = cosf(tetaf-x2_3*pi) * x2_3;
Dc = cosf(tetaf+x2_3*pi) * x2_3;

Qa = -sinf(tetaf) * x2_3;
Qb = -sinf(tetaf-x2_3*pi) * x2_3;
Qc = -sinf(tetaf+x2_3*pi) * x2_3;
vc1d = Da*Vca1_m + Db*Vcb1_m + Dc*Vcc1_m;
vc1q = Qa*Vca1_m + Qb*Vcb1_m + Qc*Vcc1_m;
vc2d = Da*Vca2_m + Db*Vcb2_m + Dc*Vcc2_m;
vc2q = Qa*Vca2_m + Qb*Vcb2_m + Qc*Vcc2_m;
vgd = Da*Vga_m + Db*Vgb_m + Dc*Vgc_m;
vgq = Qa*Vga_m + Qb*Vgb_m + Qc*Vgc_m;

icc1d = Da*icc1a_m + Db*icc1b_m + Dc*icc1c_m;
icc1q = Qa*icc1a_m + Qb*icc1b_m + Qc*icc1c_m;
icc2d = Da*icc2a_m + Db*icc2b_m + Dc*icc2c_m;
icc2q = Qa*icc2a_m + Qb*icc2b_m + Qc*icc2c_m;

io1d = Da*io1a_m + Db*io1b_m + Dc*io1c_m;
io1q = Qa*io1a_m + Qb*io1b_m + Qc*io1c_m;
io2d = Da*io2a_m + Db*io2b_m + Dc*io2c_m;
io2q = Qa*io2a_m + Qb*io2b_m + Qc*io2c_m;
igd = Da*iga_m + Db*igb_m + Dc*igc_m;
igq = Qa*iga_m + Qb*igb_m + Qc*igc_m;

//-----
//----- control P Q -----
//-----
//----- Potencias de Referencias

//----- control Terciario

P1max=8000;
Q1max=10000;
onP=0;
onQ=0;

if (Boton == 0 ) { // solo control secundario

P1reff = P1ref;

```

```

P2reff=P2ref;
Q1reff= Q1ref;
Q2reff=Q2ref;
}
if (Boton > 0 ){ // con control terciario
if ( P1ref > P1max){
    dP1= P1ref-P1max;
    P1reff = P1max;
    P2reff = P2ref+dP1;
    onP=1;
}
if ( P1ref < P1max){
    dP1= P1ref-P1max;
    P1reff = P1ref;
    P2reff = P2ref;
    onP=0;
}

if ( Q1ref > Q1max){
    dQ1= Q1ref-Q1max;
    Q1reff = Q1max;
    Q2reff = Q2ref+dQ1;
    onQ=1;
}

if ( Q1ref < Q1max){
    dQ1= Q1ref-Q1max;
    Q1reff = Q1ref;
    Q2reff = Q2ref;
    onQ=0;
}

}
//potencia en la carga desconocida
Pl = 0.2*(vc1d*(io1d-icc1d)+vc1q*(io1q-icc1q));
Ql = -0.42*(vc1q*(io1d-icc1d)-vc1d*(io1q-icc1q));

if (t < 0.15){ kq=-0.72;
               kp2=-0.4;}
else if (0.15<= t && t <0.25){ kq=-0.5;
                                kp2=-0.4;}
else if ( t >= 0.25){ kq=-0.24;
                     kp2=-0.45;    }
// potencia en la carga desconocida
Ql2 = kq*(vc2q*(io2d-icc2d)-vc2d*(io2q-icc2q));
Pl2 = kp2*(vc2d*(io2d-icc2d)+vc2q*(io2q-icc2q));
kk= 1.5*vgd;
deno_1=1/kk;

```

```
// ----- REFERENCIAS

iccd1_r= deno_1*(P1reff+P1);
iccq1_r= -deno_1*(Q1reff+Q1);
iccd2_r= deno_1*(P2reff+P12);
iccq2_r= -deno_1*(Q2reff+Q12);

////////// FORMA 2
DET = Da * (Qb-Qc) - Db * (Qa-Qc) + Dc * (Qa-Qb);
DET_1 =1/DET;

w=100*pi;
vcdr1= iccd1_r*(Rl1)+(iccd1_r+iccd2_r)*Rg-iccq1_r*w*Lline1
-(iccq1_r+iccq2_r)*w*(Lg)+ vgd;
vcqr1= iccq1_r*(Rl1)+(iccq1_r+iccq2_r)*Rg+iccd1_r*w*Lline1
+(iccd1_r+iccd2_r)*w*(Lg);

vcdr2=iccd2_r*(Rl2)+(iccd1_r+iccd2_r)*Rg-iccq2_r*w*Lline2
-(iccq1_r+iccq2_r)*w*(Lg)+ vgd;
vcqr2=iccq2_r*(Rl2)+(iccq1_r+iccq2_r)*Rg+iccd2_r*w*Lline2
+(iccd1_r+iccd2_r)*w*(Lg);

varef1 = ((Qb-Qc) * vcdr1 - (Db-Dc) * vcqr1) * DET_1;
vbref1 = ((Qc-Qa) * vcdr1 + (Da-Dc) * vcqr1) * DET_1;
vcref1 = ((Qa-Qb) * vcdr1 - (Da-Db) * vcqr1) * DET_1;

varef2 = ((Qb-Qc) * vcdr2 - (Db-Dc) * vcqr2) * DET_1;
vbref2 = ((Qc-Qa) * vcdr2 + (Da-Dc) * vcqr2) * DET_1;
vcref2 = ((Qa-Qb) * vcdr2 - (Da-Db) * vcqr2) * DET_1;

Pgreff=P1reff+ P2reff;
Qgreff=Q1reff+ Q2reff;
```

Apéndice D

Códigos de método de control PI

A continuación se adjunta el código implementado en el bloque C-script del programa de simulación PLECS:

D.1. Control primario y secundario:

D.1.1. Code declarations:

```
#include <float.h>
#include <math.h>
#include <time.h>
#include <stdio.h>
// parametros PI

#define kpi          9.3861
#define ai           0.8//

#define kpv          0.17//0.27882//0.1 //1.8
#define av           0.82//0.8188// 0.9 //0.54

/***** entradas *****/
#define ifa_m Input(0)
#define ifb_m Input(1)
#define ifc_m Input(2)
#define Vca_m Input(3)
#define Vcb_m Input(4)
#define Vcc_m Input(5)

#define ioa_m Input(6)
#define iob_m Input(7)
#define ioc_m Input(8)
#define ifd_r Input(9)
#define ifq_r Input(10)
```

```

#define vcdref Input(11)
#define vcqref Input(12)
#define Vga_m Input(13)
#define Vgb_m Input(14)
#define Vgc_m Input(15)
#define icca_m Input(16)
#define iccb_m Input(17)
#define iccc_m Input(18)

#define Pref Input(19)
#define Qref Input(20)

#define control2 Input(21)

/***** Variables globales *****/

double alfa,beta,teta,tetaf;
double valfa, vbeta,ialfa,ibeta;

double Da, Db ,Dc, Qa, Qb, Qc;

//-----
/***** variables para control *****/

double edk,eqk,vidk,viqk;
double ifdref,ifqref,ifdrefx,ifqrefx;
double vcdr,vcqr;
double evdk,evqk,ifdk,ifqk;

double iccdref,iccqref;
//----- Mediciones

double iccd,iccq;
double vgd,vgq;
double P1,Q1,Preal,Qreal,Pconv,Qconv,aux;
double Vcd,Vcq,ifd,ifq,Vsd,Vsq,Vgd,Vgq;
double iod,ioq;
double icd,icq;
double Pk, Qk;

double k, deno_1;
//----- constantes

```

```

static double Vd,Rf,Lf,Cf,Lf_1,Cf_1;
double vdmedio_1;
static double Rg,Lg,w,tstep;
static double Rln1,Lln1;

double varef,vbref,vcref;

/***** modulacion y previo *****/

double max_tension,min_tension,suma_max_min,va_comp,vb_comp,vc_comp;
double valfak,vbetak;
double va_mod, vb_mod, vc_mod;
double on_check;

//----- potencias

/* Variables discretas *****/

#define vidk1    DiscState(0)
#define viqk1    DiscState(1)
#define edk1     DiscState(2)
#define eqk1     DiscState(3)

#define ifdk1    DiscState(4)
#define ifqk1    DiscState(5)
#define evdk1    DiscState(6)
#define evqk1    DiscState(7)
#define on_check_1 DiscState(8)
#define t        CurrentTime

/***** Rutinas *****/

double maximo(double x, double y, double z) //Encuentra el máximo entre tres valores
{double aux;
if (x>y && x>z) aux=x;
else if (y>z) aux=y;
else aux=z;
return(aux);
}

double minimo(double x, double y, double z) //Encuentra el máximo entre tres valores
{double aux2;
if (y>x && z>x) aux2=x;
else if (z>y) aux2=y;

```

```

else aux2=z;
return(aux2);
}

```

```

/***** Definiciones numéricas *****/
#define x2_3      0.6666666666667
#define x1_3      0.3333333333333
#define x1_raiz3  0.5773502691896258
#define x2_raiz3  1.1547
#define pi        3.14159265359

```

D.1.2. Update function code:

```

float va_aux,vb_aux,vc_aux;
float Da=0;
float Db=0;
float Dc=0;
float Qa=0;
float Qb=0;
float Qc=0;
// ----- CONSTANTES
Rf = ParamRealData(0,0);
Lf = ParamRealData(1,0);
Cf = ParamRealData(2,0);
Vd = ParamRealData(3,0);
Lf_1 = ParamRealData(4,0);
Cf_1 = ParamRealData(5,0);
Rg = ParamRealData(6,0);
Lg = ParamRealData(7,0);
Rln1 = ParamRealData(8,0);
Lln1 = ParamRealData(9,0);
tstep = ParamRealData(10,0);
vdmedio_1= 2/Vd;
w = 2*pi*50;

if (t >= tstep){
    if ( on_check_1==0){
        if (abs(Vga_m) < 0.001){
            on_check =1;
        }
    }
}
if ( on_check_1==1){

```

```

        on_check=1;
    }

    va_aux = cos(100*pi*t);
    vb_aux = cos(100*pi*t-x2_3*pi);
    vc_aux = cos(100*pi*t+x2_3*pi);

    ///

    //----- PLL-----
    alfa= Vga_m;
    beta= x1_raiz3*(Vgb_m-Vgc_m);
    teta=fabsf(atanf(beta/alfa));

    if (alfa<0 && beta>=0)
        tetaf = pi - teta;
    else
    {
        if (alfa<0 && beta<0)
            tetaf = pi + teta;
        else
        {
            if (alfa>=0 && beta<0)
                tetaf = 2 * pi-teta;
            else
                if (alfa>=0 && beta>=0)
                    tetaf = teta;
        }
    }

    //-----

    //-----
    // ----- Transformado a d y q-----
    //-----

    Da = cosf(tetaf) * x2_3;
    Db = cosf(tetaf-x2_3*pi) * x2_3;
    Dc = cosf(tetaf+x2_3*pi) * x2_3;

    Qa = -sinf(tetaf) * x2_3;
    Qb = -sinf(tetaf-x2_3*pi) * x2_3;
    Qc = -sinf(tetaf+x2_3*pi) * x2_3;
    Vcd = Da*Vca_m + Db*Vcb_m + Dc*Vcc_m;
    Vcq = Qa*Vca_m + Qb*Vcb_m + Qc*Vcc_m;

```

```

ifd = Da*ifa_m + Db*ifb_m + Dc*ifc_m;
ifq = Qa*ifa_m + Qb*ifb_m + Qc*ifc_m;
iod = Da*ioa_m + Db*ioa_m + Dc*ioc_m;
ioq = Qa*ioa_m + Qb*ioa_m + Qc*ioc_m;
iccd = Da*icca_m + Db*iccb_m + Dc*iccc_m;
iccq = Qa*icca_m + Qb*iccb_m + Qc*iccc_m;

```

```

vgd = Da*Vga_m + Db*Vgb_m + Dc*Vgc_m;
vgq = Qa*Vga_m + Qb*Vgb_m + Qc*Vgc_m;

```

```

//---- Potencias

```

```

P1 = 1.5*(vgd*iccd + vgq*iccq);
Q1= 1.5*(vgq*iccd - vgd*iccq);

```

```

Pconv = 1.5*(Vcd*ifd + Vcq*ifq);
Qconv= 1.5*(Vcq*ifd - Vcd*ifq);

```

```

//----- control primario -----

```

```

///-----
///----- control de tensión
//-----
if ( on_check == 1 && control2==0 ){
vcdref=vcdref;
vcqr=vcqref;

evdk = vcdref-Vcd;
evqk = vcqr-Vcq;
ifdrefx = ifdk1 + evdk*kpv-evdk1*kpv*av;
ifqrefx = ifqk1 + evqk*kpv-evqk1*kpv*av;

```

```

///-----
//----- control de corriente
//-----
ifdref = ifdrefx ;
ifqref = ifqrefx ;
edk = ifdref-ifd;
eqk = ifqref-ifq;
vidk = vidk1 + edk*kpi-edk1*kpi*ai;
viqk = viqk1 + eqk*kpi-eqk1*kpi*ai;
}

```

```

//----- control secundario -----
k= 1.5*vgd;
deno_1=1/k;
if ( on_check == 1 && control2==1 ){
    iccdref= deno_1*Pref;
    iccqref= deno_1*-Qref;

    vcdr= iccdref*(Rg+Rln1)-iccqref*w*(Lg+Lln1)+ vgd;
    vcqr= iccqref*(Rg+Rln1)+iccdref*w*(Lg+Lln1);

    evdk = vcdr-Vcd;
    evqk = vcqr-Vcq;
    ifdk1 = ifdk1 + evdk*kpv-evdk1*kpv*av;
    ifqk1 = ifqk1 + evqk*kpv-evqk1*kpv*av;

    edk = ifdref-ifd;
    eqk = ifqref-ifq;
    vidk1 = vidk1 + edk*kpi-edk1*kpi*ai;
    viqk1 = viqk1 + eqk*kpi-eqk1*kpi*ai;
    aux=1;
}

vidk1= vidk;
viqk1= viqk;
edk1 = edk;
eqk1 = eqk;

ifdk1= ifdref;
ifqk1= ifqref;
evdk1 = evdk;
evqk1 = evqk;

on_check_1=on_check;

//----- creo señal
valfak = vidk*cos(tetaf)- viqk*sin(tetaf);
vbetak = vidk*sin(tetaf)+ viqk*cos(tetaf);

va_mod= valfak;
vb_mod=(-0.5*valfak +0.8660254038*vbetak);
vc_mod=(-0.5*valfak -0.8660254038*vbetak);

//----- Min Max -----

```

```
//-----

max_tension=maximo(va_mod,vb_mod,vc_mod);
min_tension=minimo(va_mod,vb_mod,vc_mod);
suma_max_min= max_tension + min_tension;

//----- Pulsos de disparos al convertidor

va_comp = 0.5*(vdmedio_1*(va_mod -0.5*suma_max_min)+1);
vb_comp = 0.5*(vdmedio_1*(vb_mod -0.5*suma_max_min)+1);
vc_comp = 0.5*(vdmedio_1*(vc_mod -0.5*suma_max_min)+1);
```

D.2. Control terciario:

Las salidas del control terciarios correspondientes a Vcdr1, Vcdr2,Vcqr1,Vcqr2, entran al código de la sección anterior D.1.2 como las nuevas referencias de tensión para el control de ambos convertidores por separado.

D.2.1. Code declarations:

```
#include <float.h>
#include <math.h>
#include <time.h>
#include <stdio.h>

#define Vca_m1 Input(0)
#define Vcb_m1 Input(1)
#define Vcc_m1 Input(2)
#define Vca_m2 Input(3)
#define Vcb_m2 Input(4)
#define Vcc_m2 Input(5)

#define Vga_m Input(6)
#define Vgb_m Input(7)
#define Vgc_m Input(8)

#define P1ref Input(9)
#define Q1ref Input(10)
#define P2ref Input(11)
#define Q2ref Input(12)
#define Boton Input(13)
static double Rg,Lg,w,tstep;
static double Rln1,Lln1,Rln2,Lln2;
double vcdr1,vcqr1,vcdr2,vcqr2;
double iccdref1, iccqref1, iccdref2, iccqref2;
double on_check,k,deno_1,deno;
```

```

double vgd,vgq;

double alfa, beta,teta,tetaf;
double dP1,dQ1,onP,onQ;
double P1max,Q1max;
double P1reff,Q1reff,P2reff,Q2reff;

#define x2_3          0.6666666666667
#define x1_3          0.3333333333333
#define x1_raiz3      0.5773502691896258
#define x2_raiz3      1.1547
#define pi            3.14159265359

```

D.2.2. Update function code:

```

float Da=0;
float Db=0;
float Dc=0;
float Qa=0;
float Qb=0;
float Qc=0;
alfa= Vga_m;

Rg = ParamRealData(0,0);
Lg = ParamRealData(1,0);
Rln1 = ParamRealData(2,0);
Lln1 = ParamRealData(3,0);
Rln2 = ParamRealData(4,0);
Lln2 = ParamRealData(5,0);
w = 2*pi*50;
beta= x1_raiz3*(Vgb_m-Vgc_m);
teta=fabsf(atanf(beta/alfa));

if (alfa<0 && beta>=0)
    tetaf = pi - teta;
else
{
    if (alfa<0 && beta<0)
        tetaf = pi + teta;
    else
    {
        if (alfa>=0 && beta<0)
            tetaf = 2 * pi-teta;

```

```

        else
            if (alfa>=0 && beta>=0)
                tetaf = teta;
    }
}

Da = cosf(tetaf) * x2_3;
Db = cosf(tetaf-x2_3*pi) * x2_3;
Dc = cosf(tetaf+x2_3*pi) * x2_3;
vgd = Da*Vga_m + Db*Vgb_m + Dc*Vgc_m;
vgq = Qa*Vga_m + Qb*Vgb_m + Qc*Vgc_m;

k= 1.5*vgd;
deno_1=1/k;
P1max = 8000;
Q1max= 10000;

if (Boton == 0 ) { // SIN LIMITACION

P1reff = P1ref;
P2reff=P2ref;
Q1reff= Q1ref;
Q2reff=Q2ref;
}
if (Boton > 0 ){ // con LIMITACION
if ( P1ref > P1max){
    dP1= P1ref-P1max;
    P1reff = P1max;
    P2reff = P2ref+dP1;
    onP=1;
}
if ( P1ref < P1max){
    dP1= P1ref-P1max;
    P1reff = P1ref;
    P2reff = P2ref;
    onP=0;
}

if ( Q1ref > Q1max){
    dQ1= Q1ref-Q1max;
    Q1reff = Q1max;
    Q2reff = Q2ref+dQ1;
    onQ=1;
}
if ( Q1ref < Q1max){
    dQ1= Q1ref-Q1max;
    Q1reff = Q1ref;

```

```

        Q2reff = Q2ref;
        onQ=0;
    }

}

//----- reparto de potencia

iccdref1= deno_1*P1reff;
iccqref1= deno_1*-Q1reff;

iccdref2= deno_1*P2reff;
iccqref2= deno_1*-Q2reff;

vcd1= iccdref1*(Rln1)+(iccdref1+iccdref2)*Rg-iccqref1*w*Lln1
-(iccqref1+iccqref2)*w*(Lg)+ vgd;
vcq1= icc1*(Rln1)+(icc1+icc2)*Rg+iccdref1*w*Lln1
+(iccdref1+iccdref2)*w*(Lg);

vcd2= iccdref2*(Rln2)+(iccdref1+iccdref2)*Rg-iccqref2*w*Lln2
-(iccqref1+iccqref2)*w*(Lg)+ vgd;
vcq2= icc2*(Rln2)+(icc1+icc2)*Rg+iccdref2*w*Lln2
+(iccdref1+iccdref2)*w*(Lg);

```

Bibliografía

- [1] Satish Burugu y s Bhuvaneswari. “Control of microgrid - A review”. En: *2014 International Conference on Advances in Green Energy, ICAGE 2014* (feb. de 2015), págs. 18-25. DOI: 10.1109/ICAGE.2014.7050138.
- [2] Yinghao Shan, Jiefeng Hu, Zilin Li y Josep M. Guerrero. “A Model Predictive Control for Renewable Energy Based AC Microgrids Without Any PID Regulators”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.11 (2018), págs. 9122-9126. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2822314.
- [3] Kiam Heong Ang, G. Chong y Yun Li. “PID control system analysis, design, and technology”. En: *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 13.4 (2005), págs. 559-576. DOI: 10.1109/TCST.2005.847331.
- [4] B.B. Alagoz, A. Kaygusuz y A. Karabiber. “A user-mode distributed energy management architecture for smart grid applications”. En: *Energy* 44.1 (2012), págs. 167-177. DOI: 10.1016/j.energy.2012.06..
- [5] Sadiq Ahmed, Taimoor Muzaffar Gondal, Muhammad Adil, Sabeeh Ahmad Malik y Rizwan Qureshi. “A Survey on Communication Technologies in Smart Grid”. En: *2019 IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia)*. 2019, págs. 7-12. DOI: 10.1109/GTDAasia.2019.8715993.
- [6] K.S. Reddy, Madhusudan Kumar, T.K. Mallick, H. Sharon y S. Lokeswaran. “A review of Integration, Control, Communication and Metering (ICCM) of renewable energy based smart grid”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 38.C (2014), págs. 180-192. DOI: 10.1016/j.rser.2014.05.04.
- [7] Juan Carlos Díaz Andrade Carlos Andrés Hernández. “Smart Grid: Las TICs y la modernización de las redes de energía eléctrica – Estado del Arte”. Español. En: *Sistemas Telemática* (2011). ISSN: 1692-5238.
- [8] Alexander Khrennikov. “New “Intellectual Networks” (Smart Grid) for Detecting Electrical Equipment Faults, Defects and Weaknesses”. En: *Smart Grid and Renewable Energy* 03 (ene. de 2012), págs. 159-164. DOI: 10.4236/sgre.2012.33023.
- [9] Usman Bashir Tayab, Mohd Azrik Bin Roslan, Leong Jenn Hwai y Muhammad Kashif. “A review of droop control techniques for microgrid”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 76.C (2017), págs. 717-727. DOI: 10.1016/j.rser.2017.03.02.
- [10] J.M. Guerrero, Luis Garcia de Vicuna, J. Matas, M. Castilla y J. Miret. “Output impedance design of parallel-connected UPS inverters with wireless load-sharing control”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 52.4 (2005), págs. 1126-1135. DOI: 10.1109/TIE.2005.851634.

- [11] Jean De Dieu Iyakaremye, G.N. Nyakoe y Cyrusd Wekesa. “MPC-Based Arctan Droop Control Strategy of the Parallel Inverter System in an Islanded AC Microgrid”. En: *Journal of Engineering* 2021 (mar. de 2021), págs. 1-13. DOI: 10.1155/2021/1870590.
- [12] T. Funabashi, K. Koyanagi y R. Yokoyama. “A review of islanding detection methods for distributed resources”. En: *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol. 2. 2003, 6 pp. Vol.2-. DOI: 10.1109/PTC.2003.1304617.
- [13] Jaehong Kim, Josep M. Guerrero, Pedro Rodriguez, Remus Teodorescu y Kwanghee Nam. “Mode Adaptive Droop Control With Virtual Output Impedances for an Inverter-Based Flexible AC Microgrid”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.3 (2011), págs. 689-701. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2091685.
- [14] Jiefeng Hu, Yinghao Shan, Josep Guerrero, Adrian Ioinovici, K.W. Chan y Jose Rodriguez. “Model predictive control of microgrids – An overview”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 136 (oct. de 2020), págs. 1-12. DOI: 10.1016/j.rser.2020.110422.
- [15] Yinghao Shan, Jiefeng Hu, Ming Liu, Jianguo Zhu y Josep M. Guerrero. “Model Predictive Voltage and Power Control of Islanded PV-Battery Microgrids With Washout-Filter-Based Power Sharing Strategy”. En: *IEEE Transactions on Power Electronics* 35.2 (2020), págs. 1227-1238. DOI: 10.1109/TPEL.2019.2930182.
- [16] P. Lezana. *Convertidores PWM: Inversor Trifásico*. 2017.
- [17] Aaron VanderMeulen y John Maurin. “Current source inverter vs. Voltage source inverter topology”. En: *Technical Data TD02004004E, Eaton* (2010), págs. 1-8.
- [18] Mónica García. “Convertidores CC/CA para la conexión directa a red de sistemas fotovoltaicos: comparación entre topologías de 2 y 3 niveles”. En: (dic. de 2004).
- [19] Jorge Juliet. “Método de modulación Min-Max”. En: *Departameno de Ingeniería eléctrica UTFSM* (2020).
- [20] G.C. Goodwin, S.F. Graebe y M.E. Salgado. *Control System Design*. Prentice Hall, 2001. ISBN: 9780139586538. URL: <https://books.google.cl/books?id=7dNSAAAAMAJ>.
- [21] K. J. Aström y B. Wittenmark. *Computer Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice Hall, 1984.
- [22] M Sami Fadali y Antonio Visioli. *Digital control engineering: analysis and design*. Academic Press, 2012.
- [23] Karl Johan Åström y Tore Hägglund. *Control PID avanzado*. Español. Pearson, Madrid, 2009. ISBN: 9788483225110.
- [24] F. Fröhr y F. Orttenburger. *Introducción al control electrónico*. ACCESO RÁPIDO. Marcombo, 1986. ISBN: 9788426706249. URL: https://books.google.cl/books?id=jh0c_V9Xa3EC.
- [25] Cagfer Yanarates y Zhongfu Zhou. “Design and Cascade PI Controller-Based Robust Model Reference Adaptive Control of DC-DC Boost Converter”. En: *IEEE Access* 10 (2022), págs. 44909-44922. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3169591.
- [26] “¿Qué es el Control Predictivo y Hacia Dónde se Proyecta?” En: 7 (2013), 53–59. DOI: 10.22490/25394088.1106. URL: <https://hemeroteca.unad.edu.co/index.php/publicaciones-e-investigacion/article/view/1106>.

- [27] Eduardo Camacho y Carlos Bordons. *Model Predictive Control*. Vol. 13. Ene. de 2004. ISBN: 978-0-85729-398-5. DOI: 10.1007/978-0-85729-398-5.
- [28] C. Bordons, F. Garcia-Torres y M.A. Ridao. *Model Predictive Control of Microgrids*. Advances in industrial control. Springer., 2020. ISBN: 9783030245719. URL: <https://books.google.cl/books?id=A7GezQEACAAJ>.
- [29] Víctor A. Gálvez, Cesar Hernández y Edwin Rivas. “Visión General, Características y Funcionalidades de la Red Eléctrica Inteligente (Smart Grid)”. es. En: *Información Tecnológica* 29 (mar. de 2018), págs. 89 -102. ISSN: 0718-0764.
- [30] Mohamed E. El-hawary. “The Smart Grid—State-of-the-art and Future Trends”. En: *Electric Power Components and Systems* 42.3-4 (2014), págs. 239-250.
- [31] Maria Lorena Tuballa y Michael Lochinvar Abundo. “A review of the development of Smart Grid technologies”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 59 (2016), págs. 710-725. ISSN: 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.01.011>.
- [32] Durga Gautam y Nadarajah Mithulananthan. “Optimal DG placement in deregulated electricity market”. En: *Electric Power Systems Research* 77.12 (2007), págs. 1627-1636. ISSN: 0378-7796. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2006.11.014>.
- [33] Sina Parhizi, Hossein Lotfi, Amin Khodaei y Shay Bahramirad. “State of the Art in Research on Microgrids: A Review”. En: *IEEE Access* 3 (2015), págs. 890-925. DOI: 10.1109/ACCESS.2015.2443119.
- [34] “Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 90 (2018), págs. 402-411. ISSN: 1364-0321. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.040>.
- [35] C. Bordons, F. Garcia-Torres y M.A. Ridao. *Model Predictive Control of Microgrids*. Advances in industrial control. Springer., 2020. ISBN: 9783030245719. URL: <https://books.google.cl/books?id=A7GezQEACAAJ>.
- [36] Juan C. Vasquez, Josep M. Guerrero, Jaume Miret, Miguel Castilla y Luis García de Vicuña. “Hierarchical Control of Intelligent Microgrids”. En: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 4.4 (2010), págs. 23-29. DOI: 10.1109/MIE.2010.938720.
- [37] Josep M. Guerrero, Juan C. Vasquez, José Matas, Luis García de Vicuña y Miguel Castilla. “Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58.1 (2011), págs. 158-172. DOI: 10.1109/TIE.2010.2066534.
- [38] Jiefeng Hu, Yinliang Xu, Ka Wai Cheng y Josep M. Guerrero. “A model predictive control strategy of PV-Battery microgrid under variable power generations and load conditions”. En: *Applied Energy* 221 (2018), págs. 195-203. ISSN: 0306-2619. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.03.085>. URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261918304239>.
- [39] Štefan Kozák. “From PID to MPC: Control engineering methods development and applications”. En: *2016 Cybernetics Informatics (KI)*. 2016, págs. 1-7. DOI: 10.1109/CYBERI.2016.7438634.

- [40] Constanza Ahumada, Roberto Cárdenas, Doris Sáez y Josep M. Guerrero. “Secondary Control Strategies for Frequency Restoration in Islanded Microgrids With Consideration of Communication Delays”. En: *IEEE Transactions on Smart Grid* 7.3 (2016), págs. 1430-1441. DOI: 10.1109/TSG.2015.2461190.
- [41] Xin Wang, Qiang Zhao, Bo He, Yang Wang, Jun Yang y Xueli Pan. “Load frequency control in multiple microgrids based on model predictive control with communication delay”. En: *The Journal of Engineering* 2017 (nov. de 2017). DOI: 10.1049/joe.2017.0652.
- [42] Tahoori Qureshi y Rizwan Alvi. “A Review on Secondary and Tertiary Control Structures for Microgrid”. En: *International Journal of Computer Sciences and Engineering* 6 (mar. de 2018), págs. 251-255. DOI: 10.26438/ijcse/v6i3.251255.
- [43] Abdulrahman Babqi y Amir Etemadi. “MPC-Based Microgrid Control With Supplementary Fault Current Limitation and Smooth Transition Mechanisms”. En: *IET Generation, Transmission Distribution* 11 (abr. de 2017). DOI: 10.1049/iet-gtd.2016.1387.
- [44] J Juliet. “Anexo: Método de modulación Min-Max”. En: (2018).
- [45] Mohammad Alathamneh, Haneen Ghanayem y R. M. Nelms. “Power Control of a Three-phase Grid-connected Inverter using a PI Controller under Unbalanced Conditions”. En: *SoutheastCon 2022*. 2022, págs. 447-452. DOI: 10.1109/SoutheastCon48659.2022.9764097.