

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD
CATÓLICA DEL PERÚ**

Escuela de Posgrado



**DISEÑO DE UN CONVERTIDOR DC/AC TIPO GRID-
FORMING CON CAPACIDAD DE SUMINISTRAR INERCIA
VIRTUAL A LA RED ELÉCTRICA**

Tesis para obtener el grado académico de Maestro en Ingeniería
de Control y Automatización que presenta:

Hector Domingo Choque Limachi

Asesor:

PhD., Ing. Julio Cesar Tafur Sotelo

Co-asesor:

PhD., Ing. Damián Eleazar Sal y Rosas Celi

Lima, 2024

Informe de Similitud

Yo, Julio César Tafur Sotelo, docente de la Escuela de Posgrado de la Pontificia Universidad Católica del Perú, asesor de la tesis titulada “Diseño De Un Convertidor Dc/Ac Tipo Grid-Forming Con Capacidad De Suministrar Inercia Virtual a La Red Eléctrica”, del autor Héctor Domingo Choque Limachi,

dejo constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de 19%. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software *Turnitin* el 04/11/2024.
- He revisado con detalle dicho reporte y la Tesis o Trabajo de Suficiencia Profesional, y no se advierte indicios de plagio.
- Las citas a otros autores y sus respectivas referencias cumplen con las pautas académicas.

Lugar y fecha:

Lima, 4 de noviembre del 2024

Apellidos y nombres del asesor: Tafur Sotelo Julio César	
DNI: 06470028	
ORCID: 0000-0003-3415-1969	
Firma	

Resumen

Las energías renovables han cobrado mucha notoriedad en los últimos años, debido a que son una alternativa limpia con respecto a las energías convencionales basadas en combustibles fósiles, tal es así que actualmente las energías renovables son capaces de generar suficiente energía para poder inyectar potencia a las redes de energía convencional a través de convertidores basadas en electrónica de potencia. Sin embargo, el agregar un convertidor a la red eléctrica puede crear inestabilidad en frecuencia en la red, ello debido a que los convertidores de electrónica de potencia carecen de inercia mecánica y no pueden hacer frente a los cambios de frecuencia. Para poder sobrellevar el inconveniente de la inercia, actualmente se vienen desarrollando diversos estudios que permitan emular una inercia virtual. Los convertidores que se interconecten a la red eléctrica también deben ser capaces de estimar la frecuencia y fase de la red, además de tolerar variaciones de impedancia en la red, variaciones de carga en la red, así como sostenerse ante un corte total de la red eléctrica.

En el presente trabajo de tesis se revisa la literatura referente a convertidores basados en electrónica de potencia, para tomar conocimiento sobre tipos de convertidores, estrategias de control, métodos para estimar la fase y frecuencia de red, así como el marco de referencia en los que se trabaja.

Posterior al trabajo de revisión de literatura, en la presente tesis se analiza y se diseña una estrategia de control para convertidores Grid-forming, que son convertidores que operan como fuentes de voltaje y que suministran potencia hacia la red eléctrica.

La estrategia de control diseñada para el control de potencia activa permite estimar la frecuencia y fase de la red eléctrica, y a su vez emular inercia virtual. Para esta estrategia se ha fijado una constante de inercia y un factor de amortiguamiento deseado en la respuesta, es decir, básicamente se modifica el algoritmo de control y ningún cambio de hardware en el convertidor. A través de simulaciones en Simulink se ha demostrado que el convertidor diseñado es capaz de controlar la potencia, mantener un voltaje y frecuencia estables ante variaciones de carga e impedancia en la red. Se ha simulado variaciones de frecuencia en la red, tipo escalón y rampa, y el convertidor diseñado ha sido capaz de controlar la potencia y seguir los cambios de frecuencia. También se ha simulado un corte de la red eléctrica y el desempeño del convertidor fue satisfactorio, es decir, entregó de manera estable un voltaje, una corriente y una frecuencia. Por último, las respuestas del convertidor diseñado ante variaciones de frecuencia en la red, se han comparado con el de un convertidor Grid-following, el convertidor diseñado entrega picos bajos de potencia y corriente, tiene tiempo de establecimiento lento y una THD de corriente muy baja comparados con el convertidor de referencia.

El modelado, los cálculos y simulaciones se han realizado en el marco de referencia $dq0$ y en el sistema Por Unidad [pu].

Tabla de contenido

RESUMEN	2
ÍNDICE DE FIGURAS	5
ÍNDICE DE TABLAS	9
AGRADECIMIENTOS.....	10
DEDICATORIA.....	11
CAPÍTULO 1 INTRODUCCIÓN	12
1.1. INTRODUCCIÓN	12
1.2. IMPORTANCIA DE LA ESTABILIDAD DE FRECUENCIA E INERCIA	13
1.3. PROBLEMA	14
1.4. SOLUCIÓN PROPUESTA.....	15
1.5. OBJETIVOS	16
1.5.1.- <i>Objetivo General</i>	16
1.5.2.- <i>Objetivos específicos</i>	16
CAPÍTULO 2 ESTADO DEL ARTE.....	17
2.1.- TIPOS DE CONVERTIDORES.....	17
2.1.1.- <i>Convertidores grid-following (GFL)</i>	17
2.1.2.- <i>Convertidores grid-forming (GFM)</i>	17
2.2.- MÉTODOS PARA EMULAR INERCIA EN CONVERTIDORES	18
2.2.1.- <i>Condensadores Síncronos</i>	18
2.2.2.- <i>Turbinas eólicas</i>	18
2.2.3.- <i>Capacitores en el bus-DC</i>	18
2.2.4.- <i>Ultracapacitores</i>	19
2.2.5.- <i>Baterías</i>	20
2.2.6.- <i>Control de frecuencia por medio de Máquinas Síncronas Virtuales (VSM)</i>	21
2.3.- TESIS SOBRE INERCIA VIRTUAL DESARROLLADA EN LA PUCP.....	26
2.4.- RESUMEN DE ESTADO DEL ARTE.....	27
CAPÍTULO 3 MARCO TEÓRICO	28
3.1.- COMPONENTES DE UN CONVERTIDOR CONECTADO A LA RED ELÉCTRICA	28
3.1.1.- <i>Modulación PWM Senoidal [12]</i>	28
3.1.2.- <i>Transformada de Clarke, Park y dq0</i>	29
3.1.3.- <i>Modelo de la planta – Filtro LCL</i>	31
3.2.- ELEMENTOS BÁSICOS DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR GRID-FORMING [17]	33
3.2.1.- <i>Control de potencia activa</i>	33
3.2.2.- <i>Acción Proporcional e Integral para generar ángulo interno</i>	35
3.2.3.- <i>Dinámica de la potencia activa</i>	36
3.2.4.- <i>Generación de la magnitud de voltaje de referencia</i>	36
3.2.5.- <i>Generación de potencia de referencia virtual</i>	37
3.3.- ESTRATEGIA DE CONTROL DE UN CONVERTIDOR GRID-FORMING	38
3.3.1.- <i>Control de lazos internos</i>	40
3.3.1.1.- <i>Diseño del controlador de corriente</i>	41
3.3.1.2.- <i>Diseño del controlador de voltaje</i>	42
3.3.1.3.- <i>Cálculo de potencia activa y reactiva</i>	43
CAPÍTULO 4 RESULTADOS DE TESIS: CONVERTIDOR GRID-FOLLOWING [11]	44
4.1.- SOLUCIÓN PROPUESTA.....	44
4.2.- DISEÑO DE CONVERTIDOR CONVENCIONAL	44
4.2.1.- <i>Diseño de PLL</i>	45
4.2.2.- <i>Diseño de control de corriente trifásica</i>	46
4.2.3.- <i>Diseño de control de voltaje de bus DC</i>	48
4.3.- ESTRATEGIA DE CONTROL DEL INVERSOR CON EMULACIÓN DE INERCIA.....	50

4.3.1.- Estimación de frecuencia	50
4.3.2.- Suministro de inercia virtual	51
4.3.3.- Resultados de simulación de suministro de Inercia Virtual.....	53
4.3.3.1.- Validación de suministro de inercia virtual.	53
4.3.3.2.- Mejora en la inercia de la red	56
4.3.3.3.- Limitaciones del convertidor con inercia virtual diseñado	56
4.3.3.4.- Pruebas con PLL y filtro pasabajos.....	57
4.3.4.- Ancho de banda de los controladores diseñados.....	60
CAPÍTULO 5 DISEÑO DE CONVERTIDOR GRID-FORMING.....	61
5.1.- PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR Y LA RED ELÉCTRICA.....	61
5.1.1.- Sistema por unidad y parámetros base del convertidor	62
5.2.- DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL DE POTENCIA ACTIVA	63
5.2.1.- Constante de inercia H	64
5.2.2.- Elección de la constante de inercia para el control de potencia	64
5.3.- GENERACIÓN DEL VOLTAJE DE REFERENCIA – CONTROL DROOP DE POTENCIA REACTIVA.....	65
5.4.- SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR TIPO GRID-FORMING.....	66
5.4.1.- Simulación del convertidor con carga $R1$	67
5.4.2.- Simulación del convertidor con carga $R1$ y cambios de frecuencia en la red	67
5.4.3.- Simulación de convertidor con cargas $R1$ y $R2$	69
5.4.4.- Simulación de convertidor ante variación de impedancia de red	71
5.5.- FILTRO LCL	73
5.6.- DISEÑO DE CONTROLADOR DE VOLTAJE DE SALIDA EN LAZO CERRADO	74
5.6.1.- Controlador de lazo interno de corriente	74
5.6.2.- Controlador de lazo de voltaje	75
5.6.3.- Resumen y respuesta en frecuencia de los controladores diseñados	76
5.6.4.- Simulación del convertidor Grid-forming, con carga $R1$	78
5.6.5.- Simulación del convertidor con cambios de frecuencia en la red	78
5.6.6.- Simulación del convertidor con cambios de carga.....	79
5.6.7.- Simulación del convertidor con cambios de impedancia de red	80
5.7.- POTENCIA DE REFERENCIA VIRTUAL, PARA OPERACIÓN AISLADA DEL CONVERTIDOR	82
5.7.1.- Obtención de Potencia de referencia virtual.....	82
5.7.2.- Simulación del convertidor ante desconexión del voltaje y frecuencia de red	83
CAPÍTULO 6 COMPARATIVO ENTRE CONVERTIDOR GRID-FORMING Y GRID-FOLLOWING	85
6.1.- CONSTANTE DE INERCIA.....	85
6.2.- POTENCIA NOMINAL Y CORRIENTE ANTE CAMBIOS DE FRECUENCIA	86
6.2.1.- Cambios de frecuencia tipo escalón, con set point de Potencia $0.2 pu$ ($0.9 kW$).....	86
6.2.2.- Cambios de frecuencia tipo rampa, con set point de Potencia de $0.2 pu$ ($0.9 kW$).....	91
6.2.3.- Características generales de convertidores de Grid-forming y Grid-following.....	92
6.3.- COMPARACIÓN DE DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL CON DIFERENTES Δf , ENTRE CONVERTIDOR GRID FORMING Y GRID FOLLOWING.....	93
6.4.- MEJORA EN LA VELOCIDAD DE RESPUESTA DEL CONVERTIDOR GRID-FORMING.	94
CAPÍTULO 7 CONCLUSIONES	96
ANEXOS	97
ANEXO 1: SISTEMA POR UNIDAD Y PARÁMETROS BASE	97
ANEXO 2: CÁLCULO DE PARÁMETROS DE CONTROLADOR PI POR UBICACIÓN DE POLOS	99
ANEXO 3: PRINCIPIO DE INVERSIÓN DE MODELO PARA CONTROL DE CORRIENTE Y VOLTAJE	101
ANEXO 4: DIAGRAMA DE BLOQUES DE CONTROL DE CORRIENTE Y VOLTAJE	103
Controladores de corriente:.....	103
Controladores de voltaje:	104
BIBLIOGRAFÍA	106

Índice de figuras

Figura 1.1 Red eléctrica futura unificada/sincronizada [1]	12
Figura 1.2 Efecto de la inercia sobre cambios de frecuencia, ante variación de carga. 13	
Figura 1.3 Comportamiento de un Convertidor ante cambios de carga.....	14
Figura 1.4 Esquema del convertidor propuesto y respuesta ante cambios de carga	16
Figura 2.1 Representación simplificada de un convertidor GFL.[3]	17
Figura 2.2 Representación simplificada de un convertidor GFM. [3].....	17
Figura 2.3 Convertidor con su capacitor de bus DC. [4]	18
Figura 2.4 Analogía entre un generador síncrono y un capacitor. [5]	18
Figura 2.5 (a) Control de voltaje y corriente. (b) Control de inercia (frecuencia). [4] ...	19
Figura 2.6 Convertidor con ultracapacitores y elevadores de voltaje. [4]	19
Figura 2.7 (a) Control de voltaje y corriente. (b) Control del convertidor DC/DC. (c) Control de inercia (frecuencia). [4].....	20
Figura 2.8 Convertidor con baterías y elevadores de voltaje. [4]	20
Figura 2.9 Control de Potencia y corriente. (b) Control del convertidor DC/DC (c) Control de inercia (frecuencia). [4].....	21
Figura 2.10 Ecuación de Swing [6]	22
Figura 2.11 VSM con baterías, ultracapacitores y elevadores de voltaje. [6].....	22
Figura 2.12 Función de costo que relaciona voltajes [7]	23
Figura 2.13 Diagrama de bloque de control del VSM basado en MPC. [7]	23
Figura 2.14 Diagrama del sistema VSG [8]	23
Figura 2.15 Controlador de Potencia de Inducción [9]	24
Figura 2.16 Diagrama esquemático del convertidor grid-forming [10]	25
Figura 2.17 Ecuación de Potencia-ángulo [10]	25
Figura 2.18 Componentes de un convertidor de potencia tradicional. [11].....	26
Figura 2.19 Componentes del convertidor de potencia tradicional con lazo de control de frecuencia. [11].....	26
Figura 3.1 Diagrama esquemático de un convertidor Grid-forming [10].....	28
Figura 3.2 Formas de onda para un convertidor trifásico [12].....	29
Figura 3.3 Transformada de Clarke [14]	29
Figura 3.4 Transformada de Park [14]	30
Figura 3.5 Modelo de la planta, filtro LCL [11].	31
Figura 3.6 Filtro LCL considerado para modelado	32
Figura 3.7 Representación cuasi-estática de un convertidor conectado a la red eléctrica [17].....	33
Figura 3.8 Control de potencia activa [17]	34
Figura 3.9 Control de potencia activa [17]	34
Figura 3.10 Control de potencia con integrador doble	34
Figura 3.11 Control de potencia con controlador IP [17].....	35
Figura 3.12 Diagrama de bloques de generación de magnitud de voltaje de referencia	37
Figura 3.13 Características Droop para generar potencia de referencia virtual [18]	37
Figura 3.14 Diagrama de bloques completo del convertidor Grid-forming [17]	38
Figura 3.15 Diagrama de bloques de control de lazos internos	39

Figura 3.16 Diagrama de bloques del filtro LCL, en sistema de referencia $dq0$, y en sistema Por Unidad $[pu]$	39
Figura 3.17 Diagrama de bloques de control del filtro LCL en sistema de referencia $dq0$	39
Figura 3.18 Diagrama de bloques del sistema de control en cascada en referencia $dq0$, eje d	40
Figura 3.19 Diagrama de bloques simplificado del sistema de control en cascada en referencia $dq0$, eje d	40
Figura 3.20 Lazo de control de corriente [20].	41
Figura 3.21 Lazo de control de voltaje [20].	42
Figura 4.1 Componentes de un convertidor convencional [11].....	44
Figura 4.2 PLL implementado en PSIM [11]	45
Figura 4.3 Voltaje trifásico Referencia Vs Generado [11]	46
Figura 4.4 Inversor para conectar a la red eléctrica trifásica [11].....	46
Figura 4.5 Respuesta de control de corriente en componente q , con control PI [11]... ..	47
Figura 4.6 Respuesta de control de corriente trifásica, con control PI [11].....	47
Figura 4.7 Inversor con lazo de control de voltaje de bus DC [11].....	48
Figura 4.8 Lazos de control del voltaje de bus DC [11]	49
Figura 4.9 Respuesta del voltaje de bus DC, ante cambios de la corriente [11]	49
Figura 4.10 Implementación para prueba de funcionamiento de FLL.[11].....	50
Figura 4.11 Estimación de frecuencia y RoCoF con FLL [11]	51
Figura 4.12 Esquema completo de convertidor con inercia virtual [11]	52
Figura 4.13 Caída de frecuencia nominal en la red de 0.3 Hz [11].....	53
Figura 4.14 Comportamiento de convertidor con y sin inercia Virtual, ante caída de frecuencia de 0.3 Hz [11]	53
Figura 4.15 Corriente inyectada a la red, durante una caída de frecuencia de 0.3 Hz [11]	54
Figura 4.16 Incremento de frecuencia nominal en la red de 0.3 Hz [11].....	54
Figura 4.17 Comportamiento de convertidor con y sin inercia Virtual, ante incremento de frecuencia de 0.3 Hz [11]	54
Figura 4.18 Corriente inyectada a la red, durante un incremento de frecuencia de 0.3 Hz [11].....	54
Figura 4.19 Corriente ante una caída de frecuencia de 0.1 Hz	55
Figura 4.20 Corriente ante un incremento de frecuencia de 0.1 Hz	55
Figura 4.21 Simulación con fuente de 4 A, sin inercia lado izquierdo y con inercia lado derecho.....	56
Figura 4.22 Simulación con fuente de 10 A, sin inercia lado izquierdo y con inercia lado derecho.....	57
Figura 4.23 Comparación de estimación de frecuencia entre PLL (sin filtro) y FLL.....	57
Figura 4.24 PLL con filtro pasabajos en la estimación de frecuencia	58
Figura 4.25 Comparación de estimación de frecuencia entre PLL (con filtro de primer orden) y FLL	58
Figura 4.26 Comparación de estimación de frecuencia entre PLL (con filtro de segundo orden) y FLL	58
Figura 4.27 Respuesta de convertidor con Inercia Virtual, con PLL, ante una caída de frecuencia de 0.3 Hz	59

Figura 4.28 Respuesta de convertidor con Inercia Virtual, con PLL, ante un incremento de frecuencia de 0.3 Hz	59
Figura 5.1 Esquema de Convertidor Grid-Forming conectado a red eléctrica.....	61
Figura 5.2 Controlador IP para la potencia activa	63
Figura 5.3 Estrategia de control Droop de potencia reactiva	65
Figura 5.4 Convertidor Grid-Forming conectado a la red eléctrica y con cargas.....	66
Figura 5.5 Potencia activa, set point 0.8 pu.....	67
Figura 5.6 Potencia reactiva ante control de potencia activa.....	67
Figura 5.7 Gráfica de los cambios de frecuencia del convertidor	68
Figura 5.8 Respuesta del sistema de control de potencia activa ante cambios de frecuencia	68
Figura 5.9 Comportamiento de potencia reactiva ante cambios de frecuencia.....	69
Figura 5.10 Representación de Potencia y Frecuencia del convertidor	69
Figura 5.11 Control de potencia activa, ante incrementos de carga	70
Figura 5.12 Comportamiento de potencia reactiva ante incrementos de carga	70
Figura 5.13 Comportamiento de la frecuencia del convertidor ante incremento de carga	71
Figura 5.14 Escenario para simular cambios de impedancia en red	72
Figura 5.15 Control de potencia activa, ante variación de impedancia en la red.....	72
Figura 5.16 Comportamiento de potencia reactiva, ante variación de impedancia en la red.....	72
Figura 5.17 Comportamiento de la frecuencia del convertidor ante variación de impedancia de la red	73
Figura 5.18 Filtro LCL para una fase de la red trifásica.....	73
Figura 5.19 Convertidor Grid-forming, con filtro LCL, conectado a la red eléctrica	74
Figura 5.20 Respuesta en frecuencia del controlador de corriente.....	76
Figura 5.21 Respuesta en frecuencia del controlador de voltaje.....	77
Figura 5.22 Control de potencia activa, cambio de referencia de 0 pu a 0.8 pu	78
Figura 5.23 Control de potencia activa ante cambios de frecuencia en la red.....	78
Figura 5.24 Comportamiento de frecuencia ante cambios en la red.....	79
Figura 5.25 Control de potencia activa, ante variación de carga	79
Figura 5.26 Variación de la frecuencia del convertidor ante incremento de carga	80
Figura 5.27 Corriente de salida del convertidor ante incremento de carga	80
Figura 5.28 Control de potencia activa, ante variación de impedancia de la red.....	81
Figura 5.29 Variación de la frecuencia del convertidor ante variación de impedancia de la red.....	81
Figura 5.30 Corriente de salida del convertidor ante variación de impedancia	81
Figura 5.31 Controlador Grid-Forming para simular desconexión total de la red.....	83
Figura 5.32 Control de potencia activa ante una caída de red	83
Figura 5.33 Frecuencia del convertidor ante una caída de red.....	84
Figura 5.34 Corriente de salida del convertidor.....	84
Figura 5.35 Voltaje de salida del convertidor.....	84
Figura 6.1 Convertidor Grid-forming conectado a la red eléctrica, para fines de comparación con Grid-following	85
Figura 6.2 Respuesta de los convertidores ante caída de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW.....	87

Figura 6.3 Respuesta de los convertidores ante caída de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW.....	87
Figura 6.4 Respuesta de los convertidores ante caída de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW.....	88
Figura 6.5 Corriente, voltaje, potencia y frecuencia de los convertidores Grid-forming y Grid-following.	88
Figura 6.6 Respuesta de los convertidores ante incremento de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW.....	90
Figura 6.7 Respuesta de los convertidores ante incremento de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW.....	90
Figura 6.8 Respuesta de los convertidores ante incremento de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW.....	91
Figura 6.9 Respuesta de los convertidores ante cambio de frecuencia tipo rampa de -0.3 Hzseg	91
Figura 6.10 Respuesta de los convertidores ante cambio de frecuencia tipo rampa de $+0.3 \text{ Hzseg}$	92
Figura 6.11 Respuesta de los convertidores ante caída de frec. de 0.3 Hz Grid-forming (H=0.4 seg) y Grid-following (H=5.04 seg).....	94
Figura 0.1 Control PI para un proceso de primer orden.....	99
Figura 0.2 Control de lazos de corriente	104
Figura 0.3 Control de lazos de voltaje	105




Índice de tablas

Tabla 2.1 Resumen de estado del arte	27
Tabla 4.1 Parámetros del filtro LCL, para un inversor de 4.5 kW [11]	47
Tabla 4.2 Parámetros del convertidor con suministro de inercia virtual [11]	52
Tabla 5.1 Parámetros de diseño del convertidor	61
Tabla 5.2 Parámetros de la red eléctrica a la que se conectará el convertidor Grid-forming	62
Tabla 5.3 Parámetros de las cargas	62
Tabla 5.4 Valores Por Unidad [<i>pu</i>] del convertidor y red eléctrica.....	63
Tabla 5.5 Ganancia proporcional y tiempo de establecimiento, para diferentes valores de <i>H</i>	65
Tabla 5.6 Parámetros para simulación con cambios de frecuencia en red.....	68
Tabla 5.7 Parámetros para simulación con cambios de carga	70
Tabla 5.8 Parámetros para simulación con variación de impedancia de red	71
Tabla 5.9 Parámetros de filtro LCL en Sistema Internacional y Por Unidad [<i>pu</i>].....	73
Tabla 5.10 Resumen de parámetros de controlador de corriente y voltaje, y ancho de banda	76
Tabla 6.1 Diferencias entre Grid-forming y Grid-following	85
Tabla 6.2 Resumen de parámetros de los controles de Grid-forming y Grid-following, ante un cambio de -0.3 Hz	87
Tabla 6.3 Resumen de parámetros de los controles de Grid-forming y Grid-following, ante un cambio de $+0.3\text{ Hz}$	89
Tabla 6.4 Tabla comparativa entre convertidor Grid-forming y Grid-following	92
Tabla 6.5 Comparación de THD entre convertidor Grid-forming y Grid-following.....	93
Tabla 6.6 Resumen de parámetros de los controles de Grid-forming ($H=0.4\text{ seg}$) y Grid-following ($H=5.04\text{ seg}$)	95
Tabla 0.1 Parámetros base para definir sistemas eléctricos	97


Agradecimientos

Este trabajo ha sido financiado por Concytec-Prociencia, mediante el proyecto: “Manufactura Avanzada de Estaciones de recarga rápida de vehículos eléctricos basada en Sistemas Fotovoltaicos Inteligentes [Contrato N° 007-2021]



A los PhD. Ing. Damián Sal y Rosas y PhD. Ing. Julio Tafur, por dedicar parte de su valioso tiempo en orientar, sugerir y compartir sus conocimientos para poder desarrollar el presente proyecto de tesis. Su apoyo fue fundamental para alcanzar los objetivos.

Dedicatoria



A mi amada esposa Roxana, por su amor y comprensión durante mis estudios de maestría y por ser mi compañera de vida. A mi querido papá Francisco, por su sabiduría e inspiración. Y con mucho amor a mi mamá Dionisia, que desde el más allá, guía mi camino y cuyas enseñanzas siempre los llevo conmigo.

Capítulo 1 Introducción

1.1. Introducción

En los últimos años, la generación de energía eléctrica a través de fuentes de energías renovables (ER) ha ido en aumento, principalmente debido a sus ventajas como la amigabilidad con el medio ambiente y que su fuente es prácticamente ilimitada, tales como la energía solar y eólica por citar algunos ejemplos.

La cantidad de energía que se puede obtener de una fuente renovable está limitada principalmente por la capacidad y costo de instalación. En un principio, los generadores de ER se usaban en instalaciones pequeñas o aisladas, con el pasar de los años el tamaño de las instalaciones ha ido creciendo y en la actualidad generan suficiente energía como para poder inyectar energía en una red eléctrica convencional, y en el futuro la tendencia de sistemas interconectados será aún mayor. En la Figura 1.1. se muestra una red eléctrica futura unificada, donde se integran máquinas síncronas y diferentes convertidores de potencia.

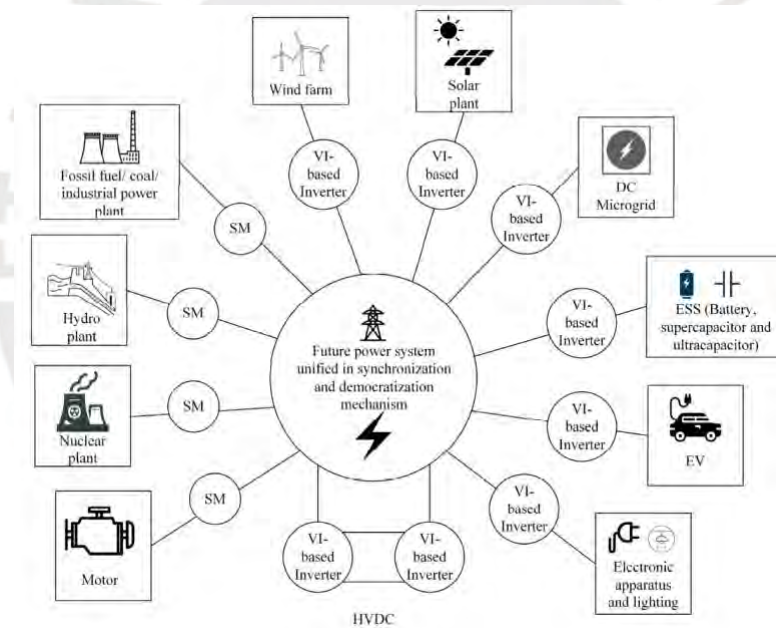


Figura 1.1 Red eléctrica futura unificada/sincronizada [1]

La inyección de energía eléctrica en la red convencional no es una tarea sencilla de llevar a cabo, debido a que en la mayoría de los casos la energía eléctrica generada requiere de cierta transformación, y ello se realiza con convertidores de potencia tipo DC/DC, DC/AC o AC/AC. Adicionalmente, el acoplar un convertidor de potencia a la red eléctrica implica agregar inestabilidad a la red eléctrica, principalmente inestabilidad en frecuencia. Una de las causas de generación de inestabilidad es que un convertidor de potencia no tiene inercia, como si lo tienen los generadores síncronos. En la actualidad se viene realizando diversos estudios para que los convertidores de potencia puedan suministrar inercia virtual.

Los convertidores de potencia que tienen la capacidad de acoplarse a la red eléctrica se pueden clasificar en 2 tipos: Grid-following y Grid-forming (Seguidoras de red y Formadoras de red)

Los convertidores tipo grid-following se acoplan a redes eléctricas fuertes o con bastante interconexión. En cambio, los convertidores tipo grid-forming se adaptan muy bien para redes eléctricas débiles o redes eléctricas poco interconectadas o alejadas.

En la actualidad la tecnología más utilizada en la industria y ampliamente estudiada es la del tipo grid-following, cuya función básicamente se puede resumir en que genera o inyecta potencia usando como referencia la señal de tensión/corriente de la red eléctrica a la cual está conectada. En cambio, la tecnología grid-forming es capaz de generar su propia referencia de amplitud y frecuencia, y a su vez tienen la capacidad de seguir la referencia de la red eléctrica a la cual está conectada, adicionalmente esta tecnología es capaz de restablecer la red eléctrica en caso de un corte de energía o blackout, por ello es ideal para interconectarse a redes eléctricas débiles. [2]

1.2. Importancia de la estabilidad de frecuencia e inercia

En una red eléctrica se presentan constantemente cambios de carga, lo que significa la conexión y desconexión de equipos eléctricos tales como artefactos electrodomésticos, motores en la industria, equipos electrónicos, etc. Dichos cambios de carga generan variaciones en la frecuencia de red.

Las variaciones de frecuencia de una red eléctrica están reguladas en cada país y tienen rangos de frecuencia máxima y mínima permitidas, en el Perú el organismo regulador es el COES y permite variaciones en el rango de 59.64 Hz a 60.36 Hz.

En la Figura 1.2 se observa la variación de frecuencia de un generador ante un aumento de carga repentina en un instante t_1 de tiempo, en dicha gráfica hay 2 parámetros muy importantes, la frecuencia Nadir y el RoCoF. La frecuencia Nadir es el valor mínimo de frecuencia en estado transitorio ante una variación de carga. Y el RoCoF es la velocidad de cambio de frecuencia al inicio de la transición ante una variación de carga. El estado transitorio dura un tiempo en el orden de segundos. En el caso del ejemplo, la frecuencia nominal de 60 Hz, en el instante t_1 se da un incremento de carga, la frecuencia empieza a cambiar a una tasa de -0.4 Hz/s y llega a un valor mínimo o Nadir de 59.87 Hz, luego regresa y se estabiliza en 59.92 Hz (en este ejemplo en particular, la frecuencia no supera el rango establecido por el COES).

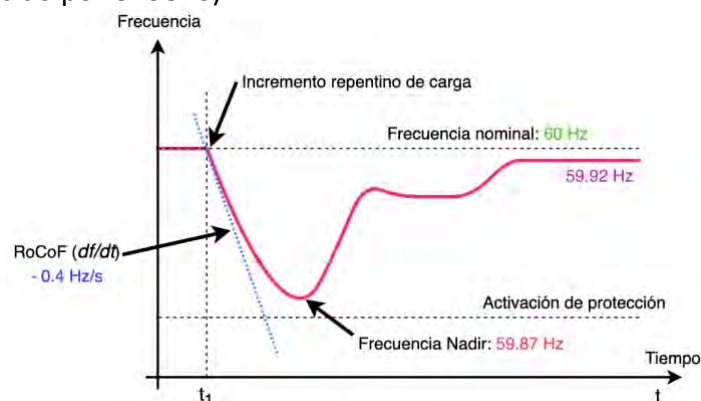


Figura 1.2 Efecto de la inercia sobre cambios de frecuencia, ante variación de carga.

Cuando la frecuencia sale del rango establecido, se activan relés de protección para poder aislar el generador y así evitar que la inestabilidad se propague hacia la red eléctrica general.

Un generador síncrono tiene inercia mecánica, y la frecuencia de una red eléctrica tiene relación directa con la velocidad de giro del eje del generador. Un cambio en la frecuencia implica variar la velocidad de giro del eje del generador, éste al ser un elemento mecánico ofrece resistencia y tiene una respuesta lenta, suprimiendo o disminuyendo así los cambios de frecuencia. Entonces, la inercia de un generador se puede definir como un atributo o característica que dificulta el cambio de frecuencia de la red eléctrica.

1.3. Problema

Un convertidor de potencia acoplado a la red eléctrica normalmente genera energía eléctrica tomando como referencia la propia red, y tiene como fuente algún tipo de energía renovable, se sincroniza con la red eléctrica usando un PLL (lazo de seguimiento de fase) que estima su fase y frecuencia. Otro elemento importante es el capacitor de bus-DC que mantiene estable el voltaje DC que será convertido en voltaje AC, el voltaje a través del capacitor se denomina voltaje de bus-DC. Un convertidor al ser un equipo basado en electrónica de potencia no tiene inercia mecánica y su respuesta es en el orden de milisegundos, por lo tanto, es muy sensible a las variaciones de carga.

En la Figura 1.3 (a) se aprecia un convertidor de potencia convencional conectado a la red eléctrica, donde se muestra sus elementos como son el PLL, control de voltaje y control de corriente, así como también el capacitor de bus-DC.

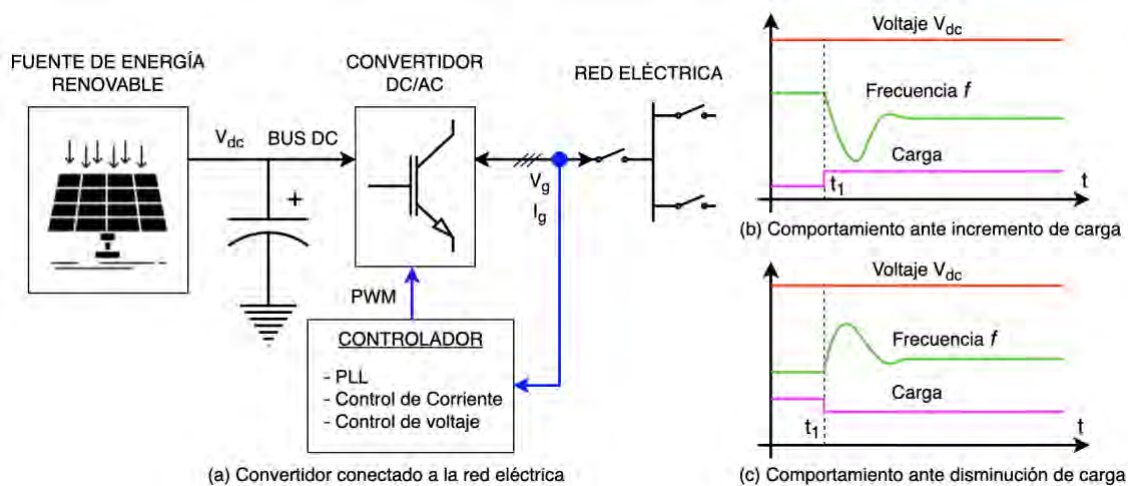


Figura 1.3 Comportamiento de un Convertidor ante cambios de carga

En Figura 1.3 (b) se aprecia el comportamiento del convertidor ante un aumento de carga, la frecuencia de la red baja y tiene un sobreimpulso negativo pronunciado (frecuencia Nadir) y luego se estabiliza. En Figura 1.3 (c) se aprecia el comportamiento del convertidor ante una disminución de carga, la frecuencia de la red sube y tiene un sobreimpulso positivo (frecuencia Zenit) y luego se estabiliza. En ambos casos se ve la variación de frecuencia, sin embargo, el voltaje del bus-DC no varía durante la transición

de frecuencia, al no variar el voltaje tampoco varía la potencia y ello implica que el convertidor no tiene inercia.

Por lo tanto, en una red eléctrica que tiene acoplada un convertidor de potencia, una variación de carga en la red puede generar variaciones bruscas en la frecuencia, pudiendo sobrepasar los límites establecidos y así generar inestabilidad. De aquí la importancia de que un convertidor de potencia pueda emular inercia.

De manera adicional, un convertidor tradicional, al usar como referencia el voltaje de red a la que está acoplado, no tiene la capacidad de operar de manera aislada ni la capacidad de partir desde cero. Además, el uso de PLL en un convertidor incrementa los problemas de inestabilidad, en parte debido a su dinámica no lineal.

1.4. Solución propuesta

El problema que se quiere resolver es como asemejar la operación de un convertidor de potencia a la operación de un generador síncrono. Es decir, como hacer que el convertidor emule inercia hacia la red a la que se encuentra acoplada, para así ofrecer resistencia a cambios de frecuencia de la red, que son provocadas por las variaciones de carga, y a su vez poder generar voltaje de referencia.

En la Figura 1.4 (a) se tiene el diagrama de bloques del convertidor propuesto, y tiene las siguientes características adicionales al de un convertidor tradicional:

- Un lazo de control de potencia, que permitirá emular inercia.
- Un lazo de control de corriente y otro de voltaje, para poder mantener constante el voltaje de salida.
- Puede generar voltaje de referencia, para operar de manera aislada y también de manera sincronizada con la red eléctrica. Para la sincronización con la red eléctrica no usa un PLL y así evita la no linealidad.

Para que un convertidor sea capaz de emular inercia, es necesario modificar la estrategia de operación del convertidor de potencia, y una de las formas es variar el voltaje en el bus-DC típico en un convertidor y otra forma es controlar la potencia activa del convertidor. Al variar la potencia del convertidor, indirectamente se varía la corriente de salida del convertidor, debido a que el voltaje de salida en un convertidor Grid-forming debe permanecer constante, al ser considerado equivalente una fuente de voltaje.

En la Figura 1.4 (b) se aprecia el comportamiento del convertidor ante un incremento de carga, se observa una caída de frecuencia suave, junto con la caída de frecuencia se muestra el incremento de potencia, lo que se traduce en incremento de corriente, ya que el voltaje se mantiene invariante. En la Figura 1.4 (c) se aprecia el comportamiento del convertidor ante una disminución de carga, se observa una subida de frecuencia suave, ello está asociado a una disminución de potencia, lo que se traduce en una disminución de corriente, al tener un voltaje constante.

La suavización de la variación de frecuencia y la capacidad de inyectar más/menos potencia a la red se puede interpretar como emulación de inercia por parte del convertidor.

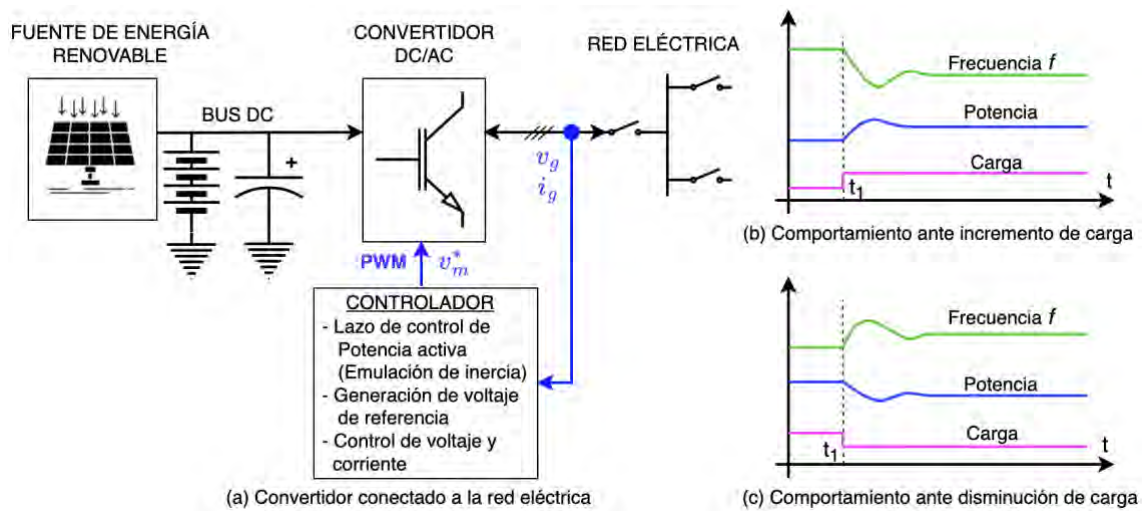


Figura 1.4 Esquema del convertidor propuesto y respuesta ante cambios de carga

1.5. Objetivos

1.5.1.- Objetivo General

El objetivo del presente proyecto es diseñar un convertidor DC/AC trifásico tipo grid-forming con capacidad de emular inercia.

1.5.2.- Objetivos específicos

1. Diseñar un convertidor dc/ac tipo grid-forming, que genere amplitud de voltaje y frecuencia, en el punto de acople a la red eléctrica.
2. Diseñar el sistema de control de voltaje y corriente del convertidor.
3. Diseñar el sistema de control de frecuencia y potencia del convertidor, que permitirá manejar cambios de frecuencia y emular inercia.
4. Validar el desempeño del convertidor diseñado a través de simulaciones frente a cambios de potencia en la carga.
5. Comparar las respuestas del convertidor diseñado con los resultados obtenidos con la estrategia tipo grid-following, previamente desarrollado en otro trabajo de tesis, en lo que respecta a variaciones de frecuencia.

Capítulo 2 Estado del arte

Se realiza una revisión de estudios preliminares sobre convertidores diseñados para acoplar a la red eléctrica, primero se realiza una investigación de convertidores de acuerdo con sus modos de operación, segundo se hace una revisión de los métodos para emular inercia en convertidores y tercero se revisa una tesis desarrollada en la PUCP que aborda el diseño de un convertidor con emulación de inercia.

2.1.- Tipos de convertidores

El objetivo principal de los convertidores es proveer potencia activa y reactiva a la red eléctrica. Sin embargo, dependiendo de la interacción con la red, implementación del controlador y la respuesta frente a los cambios en la red, los convertidores pueden ser clasificados en 2 grupos: Convertidores Grid-following y Grid-forming [3].

2.1.1.- Convertidores grid-following (GFL)

Un convertidor GFL inyecta potencia constante a la red a la que se encuentra acoplada, teniendo como referencia el voltaje y frecuencia de la red. Un convertidor GFL, en forma simplificada, se puede ver como una fuente de corriente controlada [3].

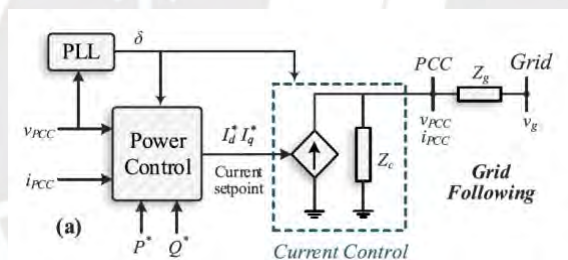


Figura 2.1 Representación simplificada de un convertidor GFL. [3]

El convertidor GFL para poder trabajar en sincronía con la red eléctrica requiere de un PLL, y es con ello que estima o extrae el ángulo de fase del punto de acople y luego integra para poder estimar la frecuencia.

2.1.2.- Convertidores grid-forming (GFM)

Un convertidor GFM regula el voltaje y frecuencia en el punto de acople a la red, y para lograr ello varía la potencia inyectada constantemente, de forma simplificada, se puede ver como una fuente de voltaje alterna ideal [3].

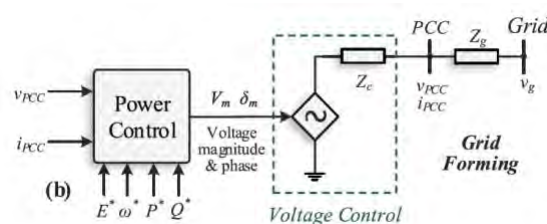


Figura 2.2 Representación simplificada de un convertidor GFM. [3]

El convertidor GFM puede o no requerir del uso de un PLL para sincronización, ya que normalmente genera su propia referencia de voltaje y frecuencia.

2.2.- Métodos para emular inercia en convertidores

Existen diferentes métodos de emulación de inercia virtual, las principales hacen uso de algunos de los siguientes componentes:

2.2.1.- Condensadores Síncronos

Es una tecnología existente que provee inercia a la red por sus características mecánicas, es decir a través de energía cinética. Tiene la ventaja de poder compensar potencia reactiva y controlar voltaje [4].

2.2.2.-Turbinas eólicas

Es una técnica ampliamente usada, y provee inercia a través de la energía cinética de los álabes. Se integra fácilmente con convertidores de potencia debido a que los equipos se usan en fuentes de energías renovables, y una pequeña desventaja es que la emulación de inercia es no lineal [4].

2.2.3.- Capacitores en el bus-DC

Esta técnica hace uso del capacitor del bus-DC que tiene un convertidor de potencia para poder almacenar y proveer inercia [4].

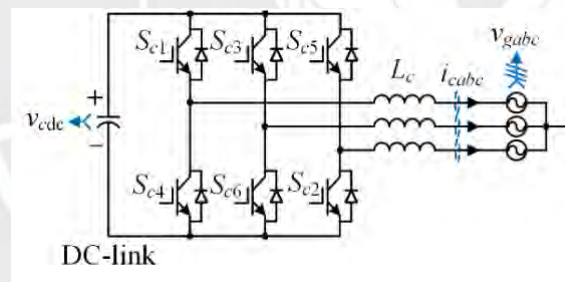


Figura 2.3 Convertidor con su capacitor de bus DC. [4]

En [5] se implementa un convertidor empleando esta técnica de emulación de inercia usando capacitores de bus-DC. Para ello primero muestra la analogía que existe entre generadores síncronos y capacitores del bus-DC en lo que respecta a la forma de almacenamiento de energía y la expresión matemática de la inercia.

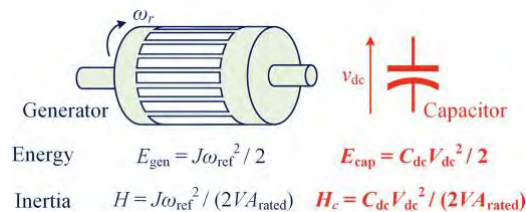


Figura 2.4 Analogía entre un generador síncrono y un capacitor. [5]

En la Figura 2.5 se aprecia el diagrama de bloques del convertidor implementado. El sistema de control se diseña en el marco de referencia dq . El método consiste en implementar un lazo de control en cascada, en el lazo interno se realiza el control de corriente con un controlador PI, y en el lazo externo se realiza un control de voltaje

también del tipo PI. Para la emulación de inercia se tiene un lazo adicional de control de frecuencia, donde se implementa un controlador P, que varía el voltaje de referencia en el bus-DC de acuerdo a los cambios de frecuencia en la red. En el proceso de sincronización con la red eléctrica, la fase y frecuencia de la red lo estima con un PLL. En cuanto a la técnica para conmutar los IGBT usa la técnica de modulación PWM Senoidal (SPWM).

Para verificar la emulación de inercia realizan pruebas a nivel experimental, el convertidor diseñado se acopla a un Generador Síncrono Virtual (VSG). Las pruebas lo realizan ante cambios de carga de hasta 3%. Un cambio de esta magnitud en carga genera variaciones en la frecuencia de hasta 12.5% y el convertidor responde de manera adecuada inyectando o absorbiendo potencia y energía del VSG.

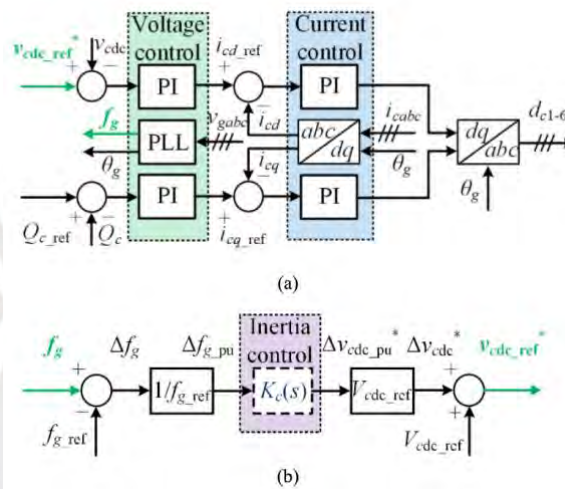


Figura 2.5 (a) Control de voltaje y corriente. (b) Control de inercia (frecuencia). [4]

2.2.4.- Ultracapacitores

Esta técnica también se basa en la variación del voltaje del capacitor del bus-DC para la emulación de inercia, sin embargo, para poder variar la tensión en el bus-DC emplea Sistemas de almacenamiento de energía como son los ultracapacitores y se emplea cuando el capacitor del bus-DC de un convertidor tradicional no es suficiente [4]. La ventaja de usar ultracapacitor es que tiene alta densidad de potencia y tiempo de vida extendido, puede soportar muchos ciclos de carga y descarga. Se emplea también porque tiene la capacidad de compensar los cambios rápidos de potencia.

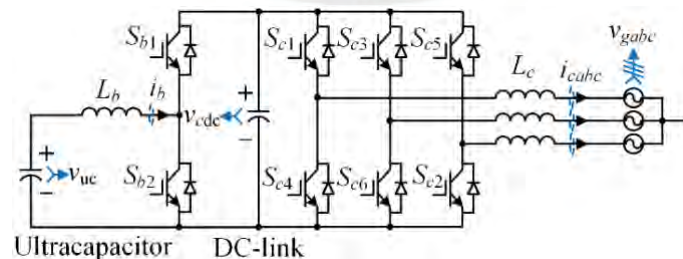


Figura 2.6 Convertidor con ultracapacitores y elevadores de voltaje. [4]

En [4] se comenta la ventaja adicional de usar ultracapacitor, el convertidor DC/DC desacopla el ultracapacitor del bus-DC para así tener un amplio margen de variación de voltaje y con ello mejorar la emulación de inercia.

En la Figura 2.9 se presenta un diagrama de bloques de un convertidor que tiene baterías como medio de almacenamiento de energía. Se trabaja en el marco de referencia d-q. Como sistema de control se implementa un controlador en cascada, donde en el lazo interno se realiza control de corriente, mientras que en el lazo externo se realiza un control de potencia. El control del convertidor DC/DC es igual que en el caso del ultracapacitor. En cuanto al lazo de control de inercia, los cambios de frecuencia generan cambios de potencia de referencia, que es usado en el sistema de control del convertidor. Para la sincronización con la red eléctrica se emplea PLL. Para la conmutación de los IGBT también usa modulas SPWM. De manera adicional, en [4] el autor propone el uso de Lazo de seguimiento de frecuencia (FLL) para poder estimar la frecuencia y el RoCoF, ya que un PLL usa controladores PI para poder operar adecuadamente y ello dificulta la estimación de RoCoF.

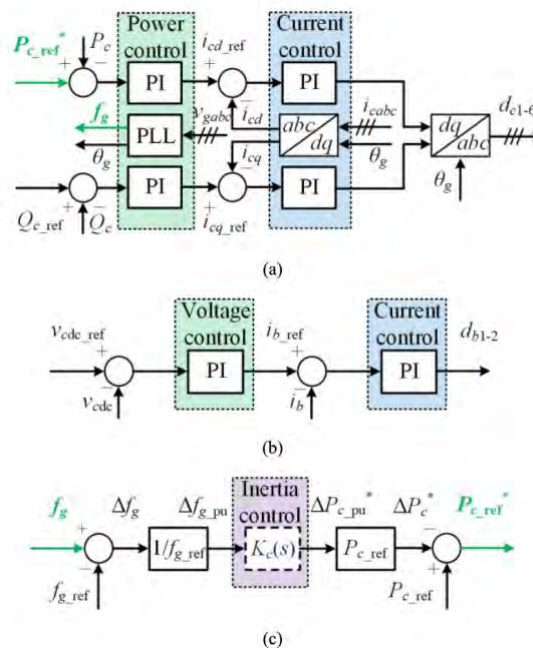


Figura 2.9 Control de Potencia y corriente. (b) Control del convertidor DC/DC (c) Control de inercia (frecuencia). [4]

2.2.6.- Control de frecuencia por medio de Máquinas Síncronas Virtuales (VSM)

Los generadores síncronos (GS), en su mayoría, proveen y regulan el control de frecuencia de las redes eléctricas. A medida que los GS están siendo reemplazados por convertidores de potencia basadas en energías renovables, es necesario que dichos convertidores tengan la capacidad de regular la frecuencia de la red. Aquí es donde entran a tallar los generadores síncronos virtuales (VSG), que son convertidores que emulan el comportamiento de un GS, proveen inercia y a su vez pueden regular y formar una red eléctrica.

En [6] se presenta el diseño de un VSG híbrido basado en batería y ultracapacitor. La batería se usa para compensar las fluctuaciones de potencia lentas o de baja frecuencia y el ultracapacitor es usado para compensar las fluctuaciones de potencia rápidas o de alta frecuencia. Específicamente el ultracapacitor es usado para emulación de inercia y la batería es usado para emular el control de una turbina.

En la Figura 2.11 se muestra que el sistema consta de un convertidor de potencia, que emplea un ultracapacitor en el bus-DC y se tiene un circuito convertidor DC/DC para

poder variar el voltaje de bus-DC a partir del voltaje de la batería. Para el control de frecuencia se implementa el modelo matemático de un generador síncrono, que relaciona los cambios de frecuencia con los cambios de potencia, y con ello regula el voltaje de bus-DC necesario para emular la inercia virtual. Para poder relacionar las variaciones de potencia con el cambio de frecuencia usa la ecuación de Swing.

$$\Delta P_{g-pu} + \Delta P_{d-pu} = \underbrace{\Delta P_{in-pu}}_{\text{Battery}} + \underbrace{\left(-2H \frac{d\Delta f_{g-pu}}{dt}\right)}_{\text{Ultracapacitor}}$$

Figura 2.10 Ecuación de Swing [6]

Donde ΔP_{g-pu} es la variación de potencia causada por la carga y la fuente de energía renovable y ΔP_{d-pu} es la variación de potencia por la carga dependiente de frecuencia. $\left(\Delta P_{in-pu} - 2H \frac{d\Delta f_{g-pu}}{dt}\right)$ es el cambio de potencia del VSG para balancear las variaciones de potencia de las cargas en tiempo real. ΔP_{in-pu} sigue a la referencia de potencia dada por el control Droop de frecuencia y varía lentamente, mientras que $-2H \frac{d\Delta f_{g-pu}}{dt}$ es la potencia del VSG contribuida por la emulación de inercia, este término es bastante rápido debido a que es proporcional a la derivada de la frecuencia.

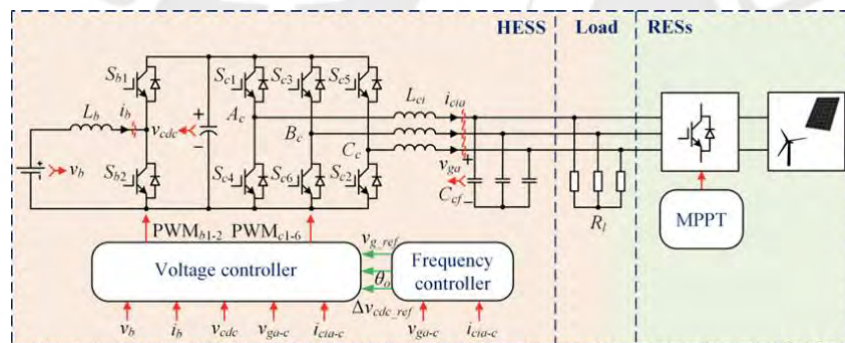


Figura 2.11 VSM con baterías, ultracapacitores y elevadores de voltaje. [6]

El sistema de control se diseña en el marco de referencia d-q. Emplea modulación PWM tanto para el control del convertidor DC/AC como para el convertidor DC/DC. El diseño es llevado a nivel experimental, donde realizan pruebas con cambios de subida de nivel de carga en 3%. La frecuencia cae como máximo de 50Hz hasta 49.83Hz, en la misma medida, el voltaje del bus-DC cae de 400V hasta 377V, lo que implica que efectivamente el ultracapacitor del bus-DC está inyectando potencia hacia la red, con lo que se concluye que el VSG diseñado se comporta de manera similar a un generador síncrono.

En [7] se diseña y simula un Controlador Predictivo Basado en Modelo (MPC) para Máquina Síncrona virtual conectado a la red eléctrica. La principal diferencia de este método frente a las otras técnicas es que no emplea modulación PWM y no realiza control de corriente en el lazo interno. Cuando el voltaje o frecuencia de red cambia, la potencia activa y reactiva responden de manera similar al de un generador síncrono. Para ello el método calcula el voltaje de salida del convertidor en tiempo real al igual que en una VSM tradicional, y dicho voltaje es usado como referencia por el MPC, así el MPC tiene la capacidad de regular el voltaje y frecuencia de la red.

En la Figura 2.12 se puede ver que para el seguimiento del voltaje del capacitor se establece una función de costo, y dicha función de costo minimiza la diferencia entre el voltaje de referencia y el voltaje predicho del capacitor. Trabaja en el marco de referencia $\alpha\beta$. Para la conmutación de los IGBT emplea la técnica de vectores de espacio. En la Figura 2.13 se puede ver el diagrama de bloques del sistema diseñado.

$$g = \left| u_{\alpha_ref} - u_{\alpha_j}(k+1) \right| + \left| u_{\beta_ref} - u_{\beta_j}(k+1) \right|$$

Figura 2.12 Función de costo que relaciona voltajes [7]

Donde u_{α_ref} y u_{β_ref} son los voltajes de referencia obtenidos a través de las ecuaciones de un VSM, y u_{α_j} y u_{β_j} son los voltajes predichos del capacitor del bus-DC.

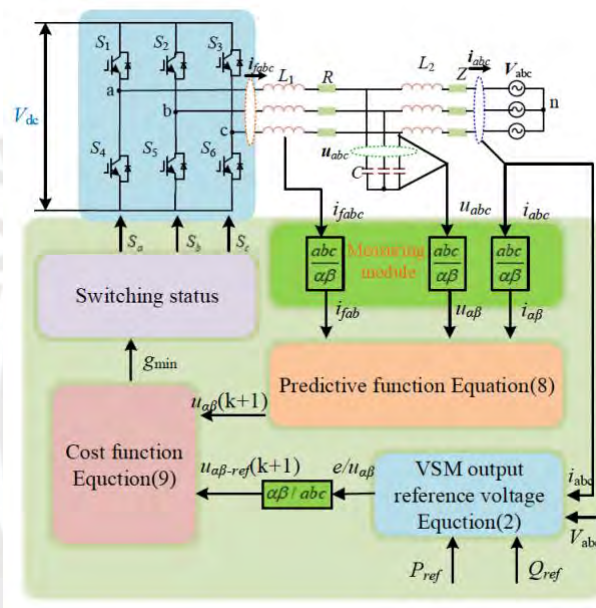


Figura 2.13 Diagrama de bloque de control del VSM basado en MPC. [7]

En [8] se presenta el diseño de un VSG con mejoras en la regulación de frecuencia y reducción de distorsión de voltaje. El VSG consiste de un convertidor de potencia trifásico y un filtro LC a la salida, tal como se aprecia en la Figura 2.14.

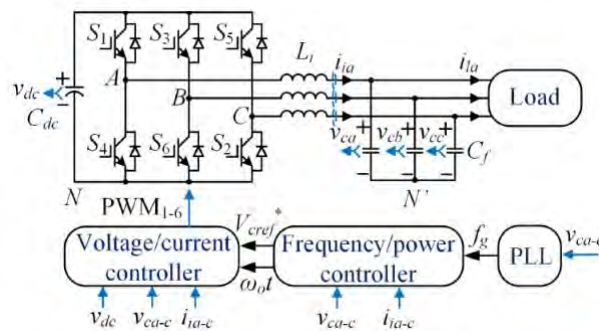


Figura 2.14 Diagrama del sistema VSG [8]

El objetivo principal es que el VSG es proveer soporte de voltaje, es decir, regulación de amplitud y fase de los voltajes AC de salida. Para ello, se realiza un control de

voltaje/corriente en el lazo interno. Se tiene un lazo externo de control de frecuencia/potencia que permite el ajuste de potencia y frecuencia de salida de acuerdo con las condiciones de operación del sistema, de manera que se provea soporte de frecuencia e inercia del sistema. Emplea un PLL para obtener información sobre frecuencia de la red, la que a su vez es necesario para estimar la impedancia de la red. Una característica es que en [8] para el control del lazo interno (Voltaje/corriente) trabajan en el dominio z , debido a que en este dominio se puede tener información precisa en la evaluación de condiciones de estabilidad, y para el lazo externo se sigue trabajando en el dominio s , lo que se corresponde con los cambios lentos del controlador de potencia/frecuencia.

Para controlar la corriente diseña un controlador P, finalmente agrega el término derivativo debido a que con controlador P aparece un pico resonante en el diagrama de bode. El controlador de voltaje es de tipo repetitivo con acción integral. El control de frecuencia/potencia se realiza en base a la ecuación de Swing y se implementa control Droop de frecuencia. Los resultados experimentales han mostrado que los voltajes mantienen su forma senoidal a pesar de que la corriente tenga un THD de 48.59 %, finalmente la THD lo reducen hasta 1.39 % con el uso del Controlador repetitivo.

En [9] se presenta el diseño de un Inducverter, que no emplea PLL y tiene la capacidad de autosincronización y emulación de inercia. El concepto que proponen los autores es un controlador con características similares a una máquina de inducción o también conocido como generador asíncrono. El controlador general tiene 2 partes: Primero tiene unidad de amortiguamiento de corriente/potencia y sincronización que genera la frecuencia de referencia, y segundo, tiene un controlador central que ajusta los voltajes de referencia de manera que se genere la potencia real y reactiva requerida. El diagrama de bloques se muestra en la Figura 2.15.

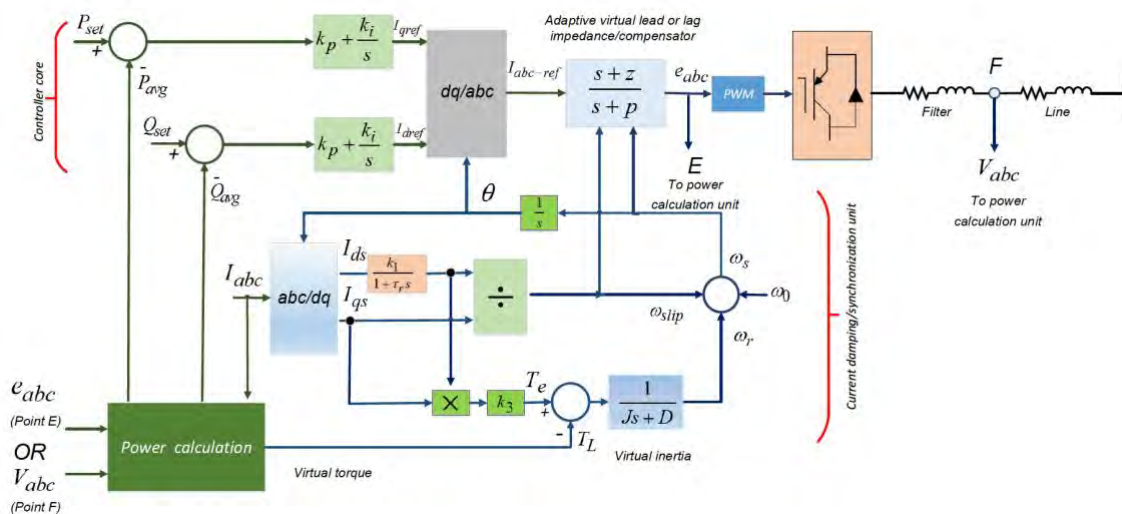


Figura 2.15 Controlador de Potencia de Inducción [9]

El controlador central propuesto es capaz de entregar potencia real y reactiva constante (a diferencia de un VSG) consta de controladores de lazo simple en un marco de referencia híbrido, dq y abc . Diseñan controladores PI, en el marco dq , para el control de corriente y para ello emplean los errores de potencia. Adicionalmente, emplean un

compensador Lead-Lag, en el marco de referencia abc y lo denominan impedancia virtual adaptativa, ya que convierte las corrientes de referencia en voltajes de referencia con los que se alcanzará la potencia requerida. En la unidad de generación de frecuencia trabajan con las ecuaciones de la máquina de inducción, tales como son la dinámica de la mecánica del rotor, la frecuencia de deslizamiento, y las ecuaciones que gobiernan los enlaces de flujo de rotor y estator para calcular el torque.

En [10] se presenta el diseño de un controlador amigable con la red eléctrica, además con Inercia virtual y con la capacidad de formar red eléctrica. Los controladores se diseñan en el marco dq , tiene un controlador de voltaje AC, una etapa de control de potencia, emplea modulación PWM para generar pulsos de conmutación de los IGBT. Se acopla a la red eléctrica a través de un filtro LCL. El diagrama de bloques se muestra en la Figura 2.16.

Los aspectos más importantes son que el control de potencia se basa en la ecuación de Swing y también en la ecuación de Potencia-ángulo linealizada (Figura 2.17) Demuestra que implementar Inercia virtual en un convertidor tipo grid-forming también puede generar problemas de inestabilidad, y para mejorar ese aspecto emplea un compensador de adelanto-retraso (Lead-lag) Además, realiza un análisis de estabilidad en pequeña señal, para ello realiza un análisis de sensibilidad con la finalidad de determinar la influencia de los parámetros de diseño sobre la estabilidad del sistema, y así poder elegir parámetros que hagan más estable al sistema.

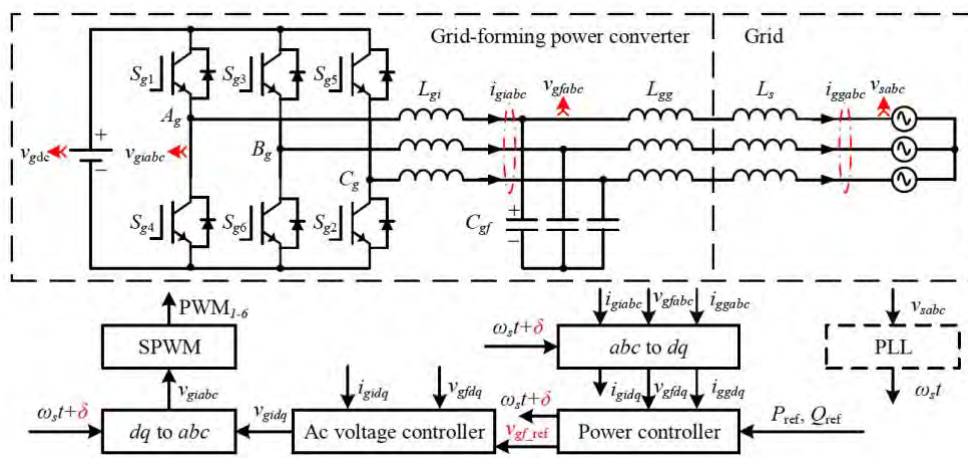


Figura 2.16 Diagrama esquemático del convertidor grid-forming [10]

$$\Delta P = \frac{3V_{gf}V_s}{2X_T} \Delta\delta$$

Figura 2.17 Ecuación de Potencia-ángulo [10]

Donde V_{gf} y V_s son las amplitudes de voltaje del convertidor y de la red, respectivamente. δ es la diferencia de fase angular entre los voltajes y X_T es la impedancia global o unificada.

2.3.- Tesis sobre inercia virtual desarrollada en la PUCP

En [11] el autor diseña una estrategia de control para que un convertidor de potencia convencional acoplada a la red eléctrica, mostrado en la Figura 2.18, sea capaz de suministrar inercia virtual y con ello mejorar o mantener la estabilidad de la red eléctrica. En esta tesis se adopta la técnica de emplear el capacitor de bus-DC como elemento regulador de emular inercia.

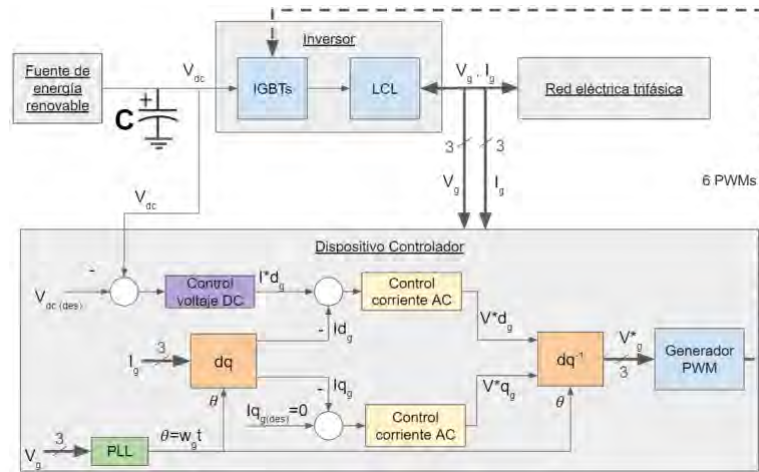


Figura 2.18 Componentes de un convertidor de potencia tradicional. [11]

El autor implementa un lazo de control adicional, que es el control de frecuencia, Figura 2.19, esta técnica consiste en modificar el voltaje del bus DC de acuerdo con los cambios de frecuencia que se presentan en la red eléctrica.

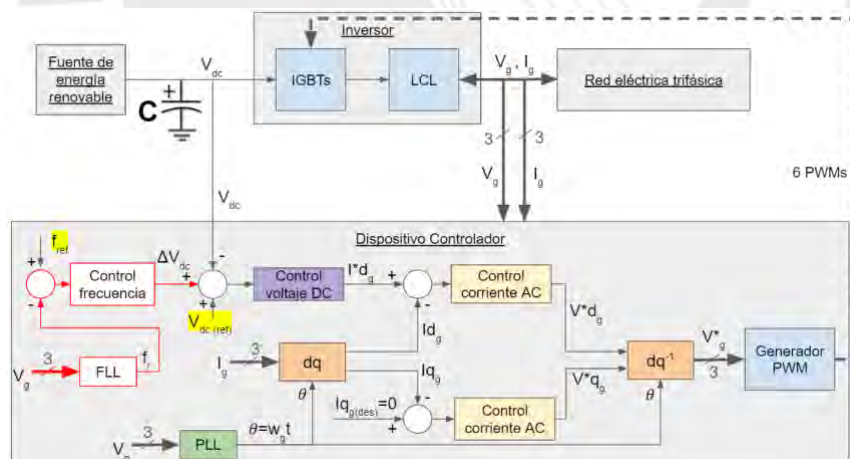


Figura 2.19 Componentes del convertidor de potencia tradicional con lazo de control de frecuencia. [11]

Los cambios de frecuencia en la red eléctrica son producto de variaciones de potencia o carga. La lógica de control de frecuencia que usa es la siguiente:

- Si la frecuencia de red es menor que la frecuencia nominal, entonces se disminuye el voltaje en el bus DC. En este caso, el capacitor se descarga e inyecta energía a la red.

- Si la frecuencia de red es mayor que la frecuencia nominal, entonces se aumenta el voltaje en el bus-DC. En este caso, el capacitor se carga y absorbe energía de la red.

Para poder implementar la lógica de control se requiere estimar la frecuencia de red. En un convertidor de potencia convencional la frecuencia se estima usando un PLL (lazo de seguimiento de fase) en este caso, el autor propone el uso de un FLL (lazo de seguimiento de frecuencia) para dicho propósito.

Para poder diseñar el controlador, es necesario conocer el modelo matemático que relacione los cambios de voltaje con respecto a los cambios de frecuencia.

En resumen, el autor diseña un convertidor convencional en el marco de referencia dq , para ello modela la planta (filtro LCL), diseña un FLL y también un PLL (con el propósito de comparar resultados), diseña controladores PI para el control de corriente, diseña otro controlador de voltaje PI en cascada usando para ello el segundo método de Ziegler-Nichols, implementa un controlador proporcional para el ajuste del voltaje en bus-DC de acuerdo con cambios de frecuencia, para la conmutación de los IGBT emplea la técnica de modulación SPWM, realiza simulaciones de las partes del sistema de control en Matlab, a su vez realiza simulaciones completas del convertidor con y sin Inercia Virtual en PSIM (Software simulador de electrónica de potencia), y finalmente realiza una comparación de la inercia que tiene el convertidor diseñado frente a la inercia de un generador síncrono real.

2.4.- Resumen de estado del arte

Técnica de mejora de inercia	Paper	Forma de energía	Comprobado	Tipo	Sist. De referencia	Técnica de control	Modulación	Sincronización	Funciones adicionales
Condensadores Síncronos	[4]	Energía cinética	✓	—	—	—	—	—	Compensación de potencia reactiva y control de voltaje
Turbinas eólicas	[4]	Energía cinética	✓	—	dq	Corriente: PI Voltaje DC: PI	PWM	PLL, estima fase con control de potencia,	Integración con fuentes de energías renovables
Capacitores de bus DC	[5]	Energía Eléctrica	✗	Grid Following	dq	Corriente: PI Voltaje DC: PI	PWM	PLL	Soporte de voltaje de bus DC y filtrado de armónicos
Ultracapacitor	[4]	Energía Eléctrica	✗	Grid Following	dq	Corriente: PI Voltaje DC: PI Voltaje bus-DC: PI Frecuencia: P	PWM	PLL	Control de frecuencia
Batería	[4]	Energía Electroquímica	✗	Grid Following	dq	Corriente: PI Potencia: PI Voltaje Convertidor DC/DC: PI Frecuencia: P	PWM	PLL	Control de frecuencia
VSG: Con fuente de energía híbrida Baterías/Ultracapacitores	[6]	Energía Eléctrica/Eléctroquímica	✗	Grid Forming	dq	Corriente: PI Potencia: PI Voltaje Convertidor DC/DC: PI Control de potencia/frecuencia: Droop	PWM	Estima fase con control de potencia, usando ecuación de swing. (PLL)	Control de frecuencia
VSM: Convertidor con MPC	[7]	Energía Eléctrica	✗	Grid Forming	$\alpha\beta$	Voltaje de salida: VMS tradicional Voltaje de salida: MPC	Vector de espacio	Estima fase con control de potencia	Calcula voltaje de salida y MPC lo usa como referencia
VSG: con mejora en regulación de frecuencia y mínima distorsión	[8]	Energía Eléctrica	✗	Grid Forming	dq	Corriente: PD discreto Voltaje de salida: PI discreto Control de potencia/frecuencia: Droop	PWM	PLL	Control discreto Análisis de estabilidad
Inducverter: Convertidor autosincronizado sin PLL	[9]	Energía Eléctrica	✗	Grid Forming	dq, abc	Corriente: PI Comp. de impedancia: Lead-lag Frecuencia: Modelo de máquina de inducción	PWM	Ecuaciones de mecánica de rotor virtual. Frecuencia de deslizamiento	Control como máquina de inducción.
VSM: Convertidor grid-forming con inercia virtual, análisis de estabilidad	[10]	Energía Eléctrica	✗	Grid Forming	dq	Corriente: PI Voltaje salida: PI Estabilizar frecuencia: Lead-lag	PWM	Autosincronización usando ecuación de swing	Análisis de estabilidad
Capacitor bus DC mejorado, tesis PUCP	[11]	Energía Eléctrica	✗	Grid Following	dq	Corriente: PI Voltaje DC: PI Voltaje bus-DC: PI Frecuencia: P	PWM	PLL, FLL	Estimación de frecuencia. Estimación de RoCoF

Tabla 2.1 Resumen de estado del arte

Capítulo 3 Marco Teórico

En este capítulo se describe los fundamentos teóricos para el diseño del convertidor grid-forming, con capacidad de acoplarse a la red eléctrica.

El capítulo se divide en 4 secciones principales:

- Componentes de un convertidor conectado a la red eléctrica.
- Elementos básicos de un convertidor grid-forming.
- Estrategia de control de convertidor grid-forming.
- Análisis de la dinámica del control grid-forming.

3.1.- Componentes de un convertidor conectado a la red eléctrica

En la Figura 3.1 se muestra un convertidor tipo grid-forming conectado a la red eléctrica [10], consta de 6 IGBT, cuya conmutación se controla mediante pulsos PWM. En la salida se tiene un filtro LC que filtra los voltajes de alta frecuencia, para así obtener voltajes senoidales. Se observa también en la figura que el marco de referencia de trabajo es dq y abc , para ello tiene bloques que realizan rotación o transformación de marcos de referencia, conocidos como Transformada de Clarke-Park y su Transformada inversa. Para el proceso de sincronización con la red eléctrica, en algunos convertidores tipo grid-forming también se emplea PLL.

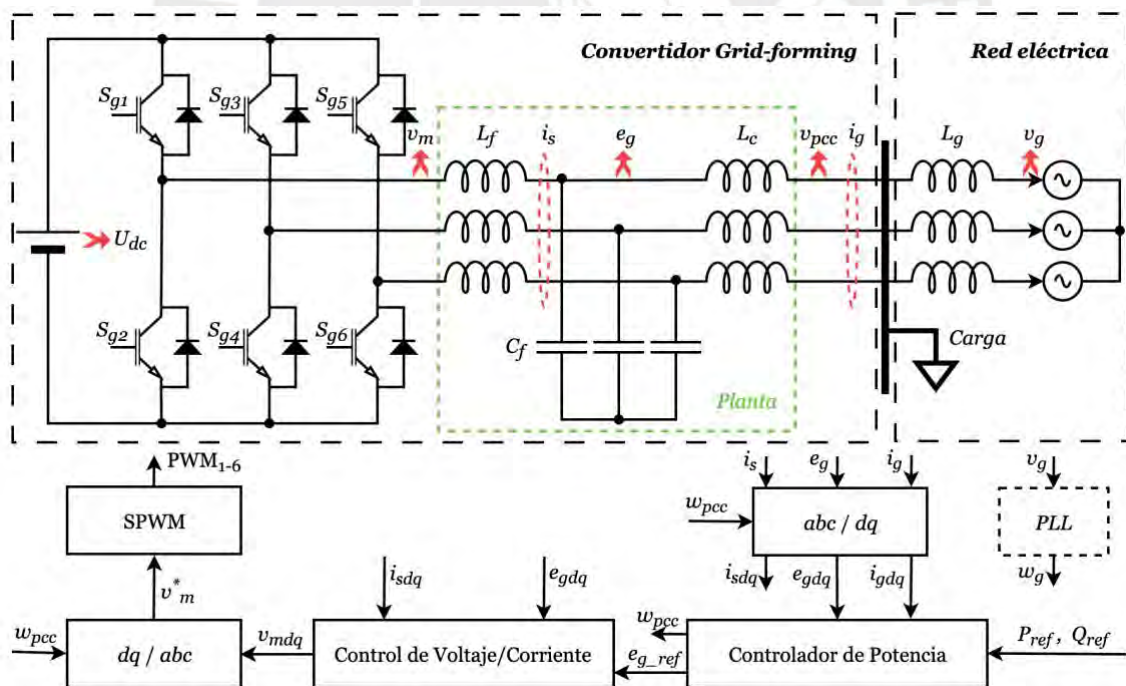


Figura 3.1 Diagrama esquemático de un convertidor Grid-forming [10]

3.1.1.- Modulación PWM Senoidal [12]

Los IGBT S_{g1} al S_{g6} conmutan o cambian de estado de acuerdo a pulsos que le llegan en su compuerta, dichos pulsos provienen de un circuito generador SPWM, las formas de onda del generador que hacen conmutar los IGBT S_{g1} , S_{g3} y S_{g5} se muestran en la Figura

3.2 (b), obtenidas de acuerdo a la modulación de las formas de onda del voltaje trifásico (V_a , V_b y V_c) con una onda triangular de alta frecuencia denominada portadora, Figura 3.2(a).

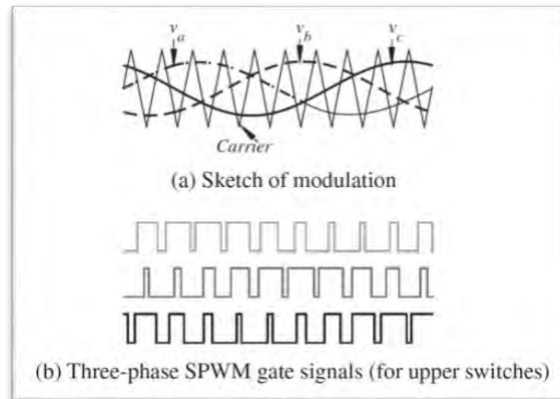


Figura 3.2 Formas de onda para un convertidor trifásico [12]

La función de transferencia del módulo PWM se representa en función a la frecuencia de conmutación f_{sw} , y se aproxima a un retardo puro de conmutación [13].

$$\mathbf{v}_m(s) = \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw} s + 1}} \mathbf{v}_m^*(s) \quad (3-1)$$

En la Figura 3.1 se aprecia que los sistemas de control se implementan en el marco de referencia dq , para ello es necesario emplear la Transformada de Clarke y la transformada de Park y sus respectivas transformadas inversas, las cuales se discuten a continuación:

3.1.2.- Transformada de Clarke, Park y $dq0$

La transformada de Clarke describe una transformación del sistema trifásico estacionario, marco de referencia abc , hacia un sistema bifásico estacionario en marco de referencia $\alpha\beta$ ficticio. Esta transformación se aplica tanto a corrientes, tensiones y flujos, Figura 3.3(a). La Figura 3.3(b) muestra una transformación de Clarke de corrientes trifásicas de amplitud fija, desfasadas 120° , hacia el sistema de coordenadas $\alpha\beta$, donde las formas onda senoidales tienen un desfase de 90° entre los componentes α y β [14].

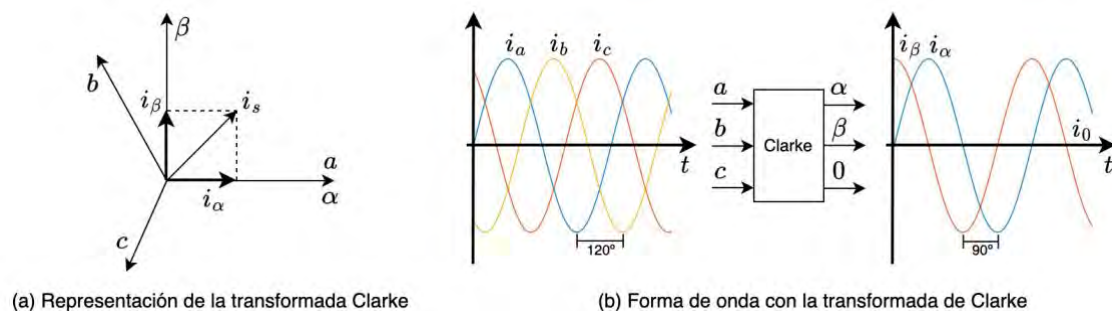


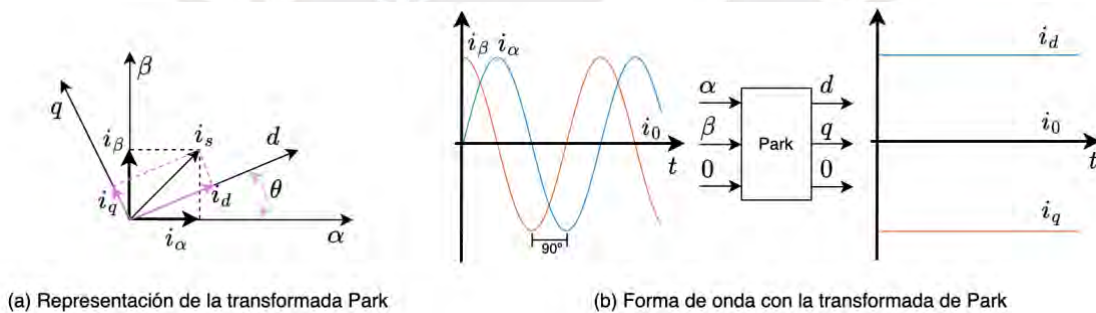
Figura 3.3 Transformada de Clarke [14]

A continuación, una representación matricial de la transformación de Clarke, versión estándar o de amplitud invariante:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

(3-2)

La transformada de Park es semejante a la transformada de Clarke, en este caso se describe una transformación del sistema bifásico estacionario de referencia $\alpha\beta$ hacia un sistema bifásico rotacional de referencia de coordenadas dq ficticias, tal como se puede verificar en la Figura 3.4(a). En la Figura 3.4(b) se muestra la transformada de Park en dominio del tiempo, en el dominio dq los componentes d y q son constantes. Esto es una gran ventaja para el control de máquinas trifásica y/o sistemas eléctricos trifásicos en general, ya que para cantidades constantes existen diferentes métodos o técnicas de control [14].



(a) Representación de la transformada Park

(b) Forma de onda con la transformada de Park

Figura 3.4 Transformada de Park [14]

A continuación, una representación matricial de la transformación de Park:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}$$

(3-3)

En [15] se presenta una transformación directa del marco de referencia abc hacia el marco de referencia rotatorio $dq0$, a la cual le denomina Transformación $dq0$, y cuya representación estándar de transformación se define como:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

(3-4)

En [15] se define también la transformada inversa $dq0$, que ente este caso se usa para transformar corrientes del marco de referencia $dq0$ hacia el marco de referencia abc , y se define como:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

3.1.3.- Modelo de la planta – Filtro LCL

Para la interconexión entre un convertidor y la red eléctrica se emplea un filtro, ello con el objetivo de eliminar los armónicos producidos por el convertidor. El filtro como tal puede ser un inductor en serie o de otro tipo. Es común usar un filtro de orden elevado, como es el caso de un filtro LCL, cuya ventaja es que consigue una alta atenuación de armónicos y además el tamaño de los componentes eléctricos del filtro son pequeños. En la Figura 3.1 se aprecia que el voltaje generado por el convertidor (v_m) entra a un filtro LCL, y el voltaje de salida del filtro (v_{pcc}) y/o corriente (i_g) es la que se sincroniza con la red eléctrica, por lo tanto, el proceso o planta del sistema de control es el filtro LCL, cuyo diagrama de bloques en el marco de referencia dq se muestra en la Figura 3.5.

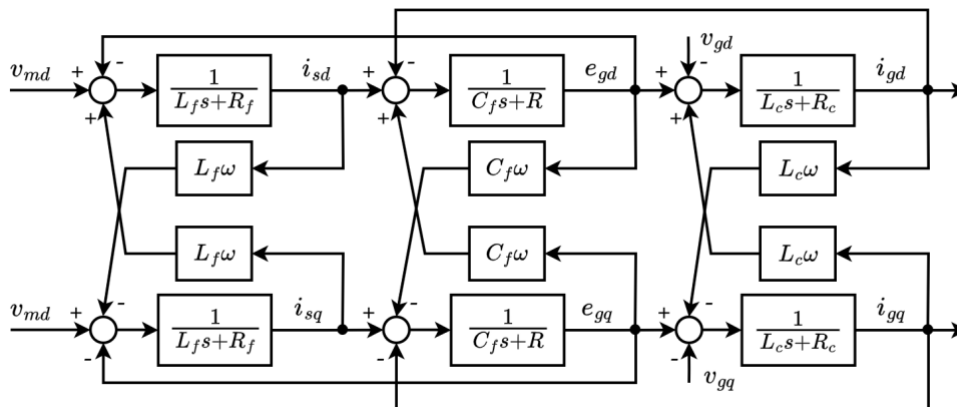


Figura 3.5 Modelo de la planta, filtro LCL [11].

En [16] se analiza y diseña un filtro LCL, similar al presentado en la Figura 3.5, también allí se deriva el modelo matemático del filtro, en el marco de referencia dq . La ecuación (3-6) muestra la función de transferencia de i_{gd} con respecto a v_{md} en el dominio de Laplace:

$$Hd_{LCL}(s) = \frac{i_{gd}(s)}{v_{md}(s)} = \frac{C_f R s + 1}{L_f C_f L_c s^3 + C_f (L_f + L_c) R s^2 + (L_f + L_c) s} \quad (3-6)$$

Cabe resaltar que en el proceso de modelado se considera que las bobinas y capacitores tienen una resistencia en serie, tal como se muestra en la Figura 3.6.

Sin embargo, para obtener el modelo mostrado en la ecuación (3-6) se considera que $R_f \approx R_c \approx 0$ y $R \neq 0$, usar R tiene la ventaja de amortiguar la resonancia del filtro de 3er orden. Para la obtención del modelo también se han eliminado los acoplamientos

cruzados en el diagrama de bloques de la Figura 3.5. Este modelo es usado para el diseño de convertidores Grid-following, porque relaciona la corriente de salida con el voltaje de entrada.

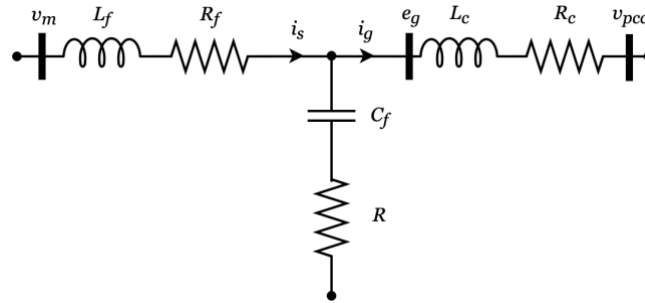


Figura 3.6 Filtro LCL considerado para modelado

En [13] para el diseño de convertidores tipo Grid-forming se trabaja con otro modelo, el método consiste en modelar el filtro, mostrado en la Figura 3.6, en el marco de referencia síncrono dq usando las ecuaciones eléctricas complejas y trabajando en unidades $[pu]$, adicionalmente considerando $R \approx 0$, $R_f \neq 0$ y $R_c \neq 0$.

$$\begin{aligned}
 \frac{L_f}{\omega_n} \frac{di_{sdq}}{dt} + R_f i_{sdq} + j\omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sdq} &= v_{mdq} - e_{gdq} \\
 \frac{C_f}{\omega_n} \frac{de_{gdq}}{dt} + j\omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gdq} &= i_{sdq} - i_{gdq} \\
 \frac{L_c}{\omega_n} \frac{di_{gdq}}{dt} + R_c i_{gdq} + j\omega^* \frac{L_c}{\omega_n} i_{gdq} &= e_{gdq} - v_{pccdq}
 \end{aligned}
 \tag{3-7}$$

Donde:

- ω_n : es la frecuencia nominal
- $\omega^*(t)$: Es la referencia de frecuencia

También en [13] se menciona que las ecuaciones (3-7) son no lineales, debido al término $\omega^*(t)$, y que estas ecuaciones se pueden linealizar considerando que la frecuencia en estado estacionario es constante y es igual al valor de estado inicial: $\omega^* = \omega_0$.

La ecuación (3-7) también se puede expresar en términos de Laplace "s", con la consideración de que: $\omega^* = \omega_0$ [13].

$$\begin{aligned}
 \left(\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f + j\omega^* \frac{L_f}{\omega_n} \right) i_{sdq}(s) &= v_{mdq}(s) - e_{gdq}(s) \\
 \left(\frac{C_f}{\omega_n} s + j\omega^* \frac{C_f}{\omega_n} \right) e_{gdq}(s) &= i_{sdq}(s) - i_{gdq}(s) \\
 \left(\frac{L_c}{\omega_n} s + R_c + j\omega^* \frac{L_c}{\omega_n} \right) i_{gdq}(s) &= e_{gdq}(s) - v_{pccdq}(s)
 \end{aligned}
 \tag{3-8}$$

La representación vectorial, en las coordenadas $dq0$, de las ecuaciones (3-7) son como sigue:

$$\begin{aligned}
\frac{L_f}{\omega_n} \frac{di_{sd}}{dt} + R_f i_{sd} - \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sq} &= v_{md} - e_{gd} \\
\frac{L_f}{\omega_n} \frac{di_{sq}}{dt} + R_f i_{sq} + \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sd} &= v_{mq} - e_{gq} \\
\frac{C_f}{\omega_n} \frac{de_{gd}}{dt} - \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gq} &= i_{sd} - i_{gd} \\
\frac{C_f}{\omega_n} \frac{de_{gq}}{dt} + \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gd} &= i_{sq} - i_{gq} \\
\frac{L_c}{\omega_n} \frac{di_{gd}}{dt} + R_c i_{gd} - \omega^* \frac{L_c}{\omega_n} i_{gq} &= e_{gd} - v_{pccd} \\
\frac{L_c}{\omega_n} \frac{di_{gq}}{dt} + R_c i_{gq} + \omega^* \frac{L_c}{\omega_n} i_{gd} &= e_{gq} - v_{pccq}
\end{aligned}$$

(3-9)

La representación vectorial (3-9) también se puede representar en términos de Laplace "s":

$$\begin{aligned}
\left(\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f\right) i_{sd}(s) - \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sq}(s) &= v_{md}(s) - e_{gd}(s) \\
\left(\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f\right) i_{sq}(s) + \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sd}(s) &= v_{mq}(s) - e_{gq}(s) \\
\frac{C_f}{\omega_n} s e_{gd}(s) - \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gq}(s) &= i_{sd}(s) - i_{gd}(s) \\
\frac{C_f}{\omega_n} s e_{gq}(s) + \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gd}(s) &= i_{sq}(s) - i_{gq}(s) \\
\left(\frac{L_c}{\omega_n} s + R_c\right) i_{gd}(s) - \omega^* \frac{L_c}{\omega_n} i_{gq}(s) &= e_{gd}(s) - v_{pccd}(s) \\
\left(\frac{L_c}{\omega_n} s + R_c\right) i_{gq}(s) + \omega^* \frac{L_c}{\omega_n} i_{gd}(s) &= e_{gq}(s) - v_{pccq}(s)
\end{aligned}$$

(3-10)

3.2.- Elementos básicos de control de un convertidor grid-forming [17]

3.2.1.- Control de potencia activa

El control de potencia activa en un convertidor grid-forming se puede explicar con algunas consideraciones basadas en un modelo cuasi-estático de la red [17], mostrado en la Figura 3.7.

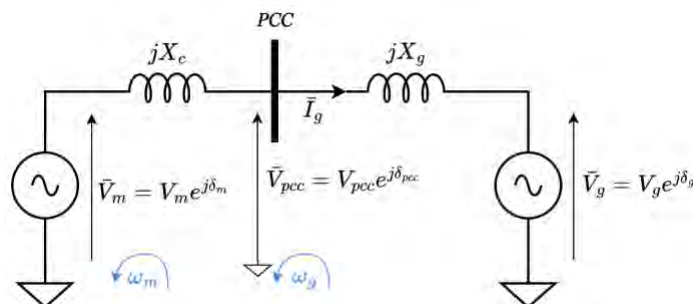


Figura 3.7 Representación cuasi-estática de un convertidor conectado a la red eléctrica [17]

La potencia inyectada por el convertidor (en sistema por-unidad) se puede expresar como:

$$P = \frac{V_m V_{pcc}}{X_c} \sin(\psi), \quad \psi = \delta_m - \delta_{pcc} \quad (3-11)$$

Donde V_m y V_{pcc} son los valores RMS del voltaje modulado y del voltaje en el punto de conexión, respectivamente. Los ángulos δ_m y δ_{pcc} son sus correspondientes ángulos de fase. El control no se puede realizar en base a la diferencia de ángulos, por lo tanto, la señal de control efectiva es δ_m [17].

En la Figura 3.8 se muestra el diagrama de bloques del control de potencia activa. La salida del controlador de potencia es δ_m^* para el ángulo δ_m .

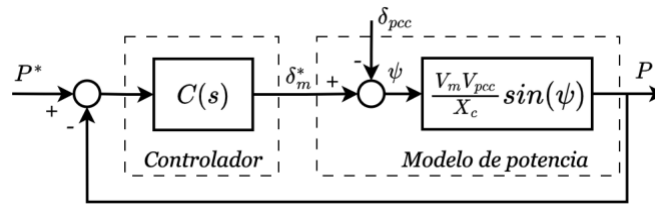


Figura 3.8 Control de potencia activa [17]

En la práctica, el control se implemente en el dominio del tiempo. Definiendo ω_m como la frecuencia angular de voltaje (en sistema por-unidad) y ω_{pcc} como la frecuencia en el punto PCC. ω_b es la frecuencia base en rad/seg. θ_m y θ_{pcc} son los ángulos del voltaje modulado y voltaje en el punto PCC, en el dominio del tiempo. Además, si ψ es pequeño entonces se puede asumir $\sin(\psi) = \psi$ [17]. El diagrama de bloques con las nuevas definiciones se presenta en la Figura 3.9:

$$\begin{aligned} \theta_m(t) &= \omega_m \omega_b t + \delta_m \\ \theta_{pcc}(t) &= \omega_{pcc} \omega_b t + \delta_{pcc} \end{aligned} \quad (3-12)$$

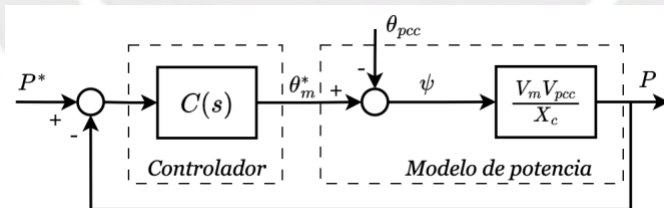


Figura 3.9 Control de potencia activa [17]

Para el control de la potencia activa se pueden elegir distintos tipos de estrategias. Como la perturbación θ_{pcc} varía linealmente en estado estacionario, no es posible cancelar el error con un solo integrador, por ello se hace necesario un segundo integrador [17]. Resultando en un diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.10.

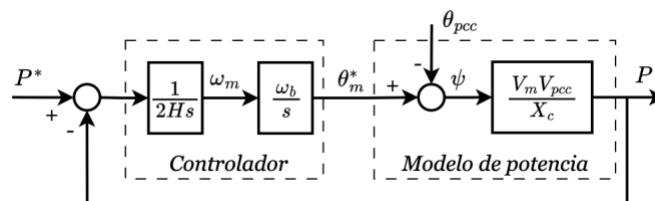


Figura 3.10 Control de potencia con integrador doble

En la Figura 3.10 se puede ver que el controlador genera un efecto inercial al inducir una relación proporcional entre la variación de potencia y la derivada de la frecuencia ω_m [17]:

$$\Delta P = P^*(t) - P(t) = \frac{2H}{\omega_b} \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = 2H \frac{d\omega_m}{dt}$$

Esta ecuación es similar a la ecuación Swing en una máquina síncrona donde la variación de torque es casi igual a la variación de potencia. Del diagrama de bloque de la Figura 3.10 es posible calcular P con respecto a P^* y θ_{pcc} [17].

$$P = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_b K_c} s^2 + 1} P^* - \frac{\frac{2H}{\omega_b} s^2}{\frac{2H}{\omega_b K_c} s^2 + 1} \theta_{pcc} \quad (3-13)$$

Donde: $K_c = V_m V_{pcc} / X_c$

La ecuación (3-13) es un oscilador. Se debe agregar un efecto amortiguador para poder obtener un comportamiento dinámico aceptable [17].

3.2.2.- Acción Proporcional e Integral para generar ángulo interno

Al diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.10 se puede agregar una acción proporcional k_p de manera que se puede amortiguar la oscilación, de aquí resulta un controlador denominado IP [17], mostrado en la Figura 3.11. Por lo que la función de transferencia resultante es.

$$P = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_b K_c} s^2 + 2Hk_p s + 1} P^* - \frac{\frac{2H}{\omega_b} s^2}{\frac{2H}{\omega_b K_c} s^2 + 2Hk_p s + 1} \theta_{pcc} \quad (3-14)$$

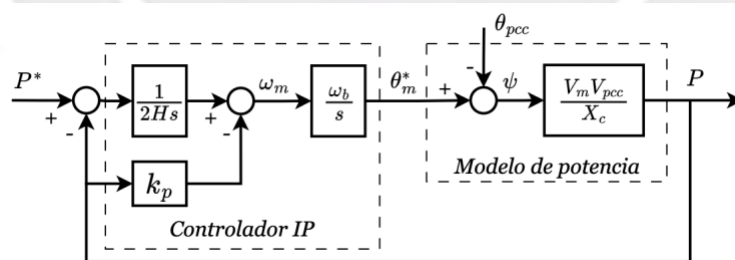


Figura 3.11 Control de potencia con controlador IP [17]

De la ecuación (3-14) se puede calcular el valor de k_p considerando un factor de amortiguamiento específico, ya que la ecuación característica es de 2do orden.

En la Figura 3.11 se ve claramente que la fase θ_m^* se puede generar a partir del control de potencia activa [17]. Esta fase será posteriormente usada para poder realizar las transformaciones de Park, así como su inversa. Se aprecia también que en el diagrama de bloques se tiene la frecuencia ω_m , la cual puede ser usada para el control de lazos internos como son el de voltaje y corriente, como se verá posteriormente. De aquí se

concluye que el control de potencia activa es una parte esencial del convertidor tipo Grid-Forming.

3.2.3.- Dinámica de la potencia activa

De la Figura 3.11, en [17] la dinámica de la potencia activa alrededor de un punto de operación tanto del set point de potencia, así como del ángulo de fase de la red se representa como:

$$\Delta P = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_b K_c} s^2 + 2Hk_p s + 1} \Delta P^* - \frac{\frac{2H}{\omega_b} s^2}{\frac{2H}{\omega_b K_c} s^2 + 2Hk_p s + 1} \Delta \theta_{pcc} \quad (3-15)$$

En [17], la ecuación (3-15) es simplificado considerando que la frecuencia de la red es constante y se obtiene la siguiente relación:

$$\Delta P = K_g \Delta \theta_{pcc} \quad (3-16)$$

Donde:

$$K_g = \frac{V_{pcc} V_g}{X_g}$$

Reemplazando (3-16) en (3-15) se obtiene:

$$\Delta P = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_b} \left(\frac{1}{K_c} + \frac{1}{K_g} \right) s^2 + 2Hk_p s + 1} \Delta P^* = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \Delta P^* \quad (3-17)$$

La ecuación (3-17) se puede igualar a la ecuación característica de una planta de segundo orden [17], el factor de amortiguamiento ζ y la frecuencia natural ω_n se puede calcular de la siguiente manera:

$$\zeta = k_p \sqrt{\frac{H\omega_b K_c K_g}{2(K_c + K_g)}}, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{\omega_b K_c K_g}{2H(K_c + K_g)}} \quad (3-18)$$

De la ecuación (3-18), para diferentes valores de H y ζ se puede obtener diferentes valores de k_p y ω_n :

$$k_p = \frac{\zeta}{\sqrt{\frac{H\omega_b K_c K_g}{2(K_c + K_g)}}}, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{\omega_b K_c K_g}{2H(K_c + K_g)}}$$

De manera adicional, se conoce la relación entre el tiempo de establecimiento (criterio de 2%), factor de amortiguamiento y frecuencia natural

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (3-19)$$

3.2.4.- Generación de la magnitud de voltaje de referencia

Uno de los componentes principales de los convertidores grid-forming es el manejo de la amplitud de voltaje generado. En la Figura 3.12 se presenta el diagrama de bloques del módulo de generación de voltaje de referencia. En estado estacionario la referencia es fija y se define como $v_{m_{d0}}^*$ y $v_{m_{q0}}^*$. Normalmente $v_{m_{q0}}^*$ se fija a 0. Sin embargo, mantener un voltaje constante durante una transición puede inducir alguna oscilación, este efecto se percibe principalmente en sistemas de transmisión, debido a la dinámica de la línea. Por lo tanto, se suele incluir un resistor de amortiguamiento (R_v). También se suele considerar un control Droop reactivo, donde n_q y T_Q son la ganancia Droop reactiva y la constante de tiempo del lazo reactivo respectivamente [17].

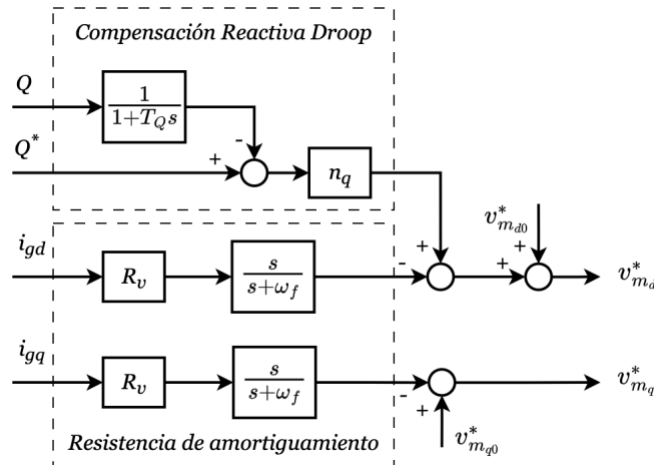


Figura 3.12 Diagrama de bloques de generación de magnitud de voltaje de referencia

3.2.5.- Generación de potencia de referencia virtual

Para que el convertidor Grid-forming sea capaz de trabajar de manera aislada, es decir, desconectado de la red eléctrica, se hace necesario generar una potencia de referencia virtual, esto debido a que el sistema Grid-forming que se diseña está basado en el control de Potencia activa.

Las referencias de potencia se fijan usando las características Droop [18], tal como se muestra en la Figura 3.13.

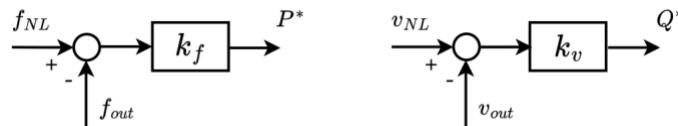


Figura 3.13 Características Droop para generar potencia de referencia virtual [18]

Las ecuaciones para la potencia activa y reactiva son:

$$\begin{aligned} P^* &= k_f (f_{NL} - f_{out}) \\ Q^* &= k_v (v_{NL} - v_{out}) \end{aligned} \quad (3-20)$$

Donde f_{NL} es la frecuencia sin carga, v_{NL} es el voltaje sin carga, k_f y k_v son constantes positivas, además, f_{out} y v_{out} son las magnitudes de frecuencia y voltaje de salida reales.

Cuando la red está disponible, es decir, cuando el convertidor está conectado a la red, f_{out} y v_{out} son prácticamente iguales a f_n y v_n (valores nominales de frecuencia y voltaje).

3.3.- Estrategia de control de un convertidor grid-forming

En control de convertidores de potencia se suelen emplear controladores en cascada. Para el caso del convertidor Grid-forming se tiene el siguiente diagrama de bloques [17].

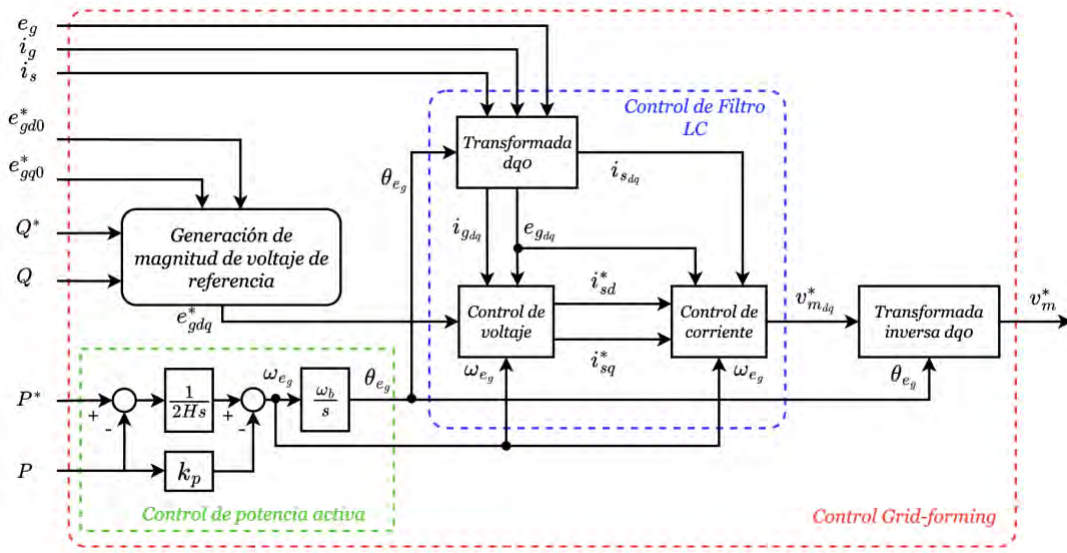


Figura 3.14 Diagrama de bloques completo del convertidor Grid-forming [17]

Para poder diseñar los lazos de control internos, se debe definir la estructura o diagrama de bloques, donde se aprecie los flujos de corriente y voltaje.

En el diagrama de bloques mostrado en Figura 3.14 es necesario generar las ecuaciones para las referencias v_{mdq}^* e i_{sdq}^* , para ello se trabaja con las ecuaciones (3-10), y se emplea el principio de inversión de modelo descrito en [19]. Ver Anexo 2, donde se obtiene las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned}
 v_{md}^*(s) &= R_c (i_{sd}^*(s) - i_{sd}(s)) - \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sq}(s) + e_{gd}(s) \\
 v_{mq}^*(s) &= R_c (i_{sq}^*(s) - i_{sq}(s)) + \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sd}(s) + e_{gq}(s) \\
 i_{sd}^*(s) &= R_v (e_{gd}^*(s) - e_{gd}(s)) - \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gq}(s) + i_{gd}(s) \\
 i_{sq}^*(s) &= R_v (e_{gq}^*(s) - e_{gq}(s)) + \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gd}(s) + i_{gq}(s)
 \end{aligned}$$

(3-21)

R_c y R_v son las ganancias o leyes de control que se aplican para poder seguir las referencias. Para controlar convertidores de potencia se suelen emplear controladores convencionales tipo PI, debido a su simplicidad y efectividad [20].

Las ecuaciones (3-21) se puede representar en un diagrama de bloques, tal como se muestra en la Figura 3.15:

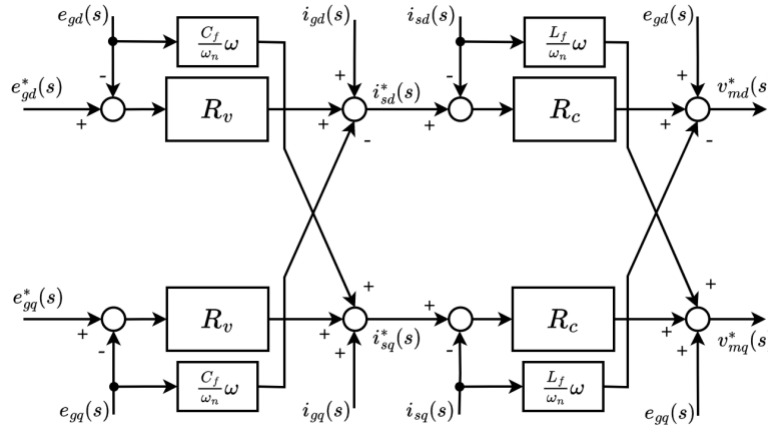


Figura 3.15 Diagrama de bloques de control de lazos internos

Representando el diagrama de bloques mostrado en (3-5), en sistema Por Unidad [pu], con la consideración de $R \approx 0$, $R_f \neq 0$ y $R_c \neq 0$:

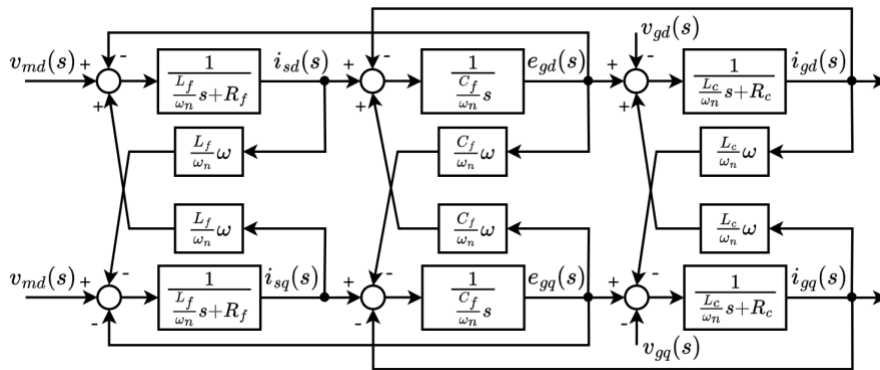


Figura 3.16 Diagrama de bloques del filtro LCL, en sistema de referencia dq0, y en sistema Por Unidad [pu]

Uniendo los diagramas de bloque mostrados en Figura 3.15 y Figura 3.16, y además considerando la función de transferencia del modulador PWM, se tiene el diagrama de bloques mostrado en la Figura 3.17:

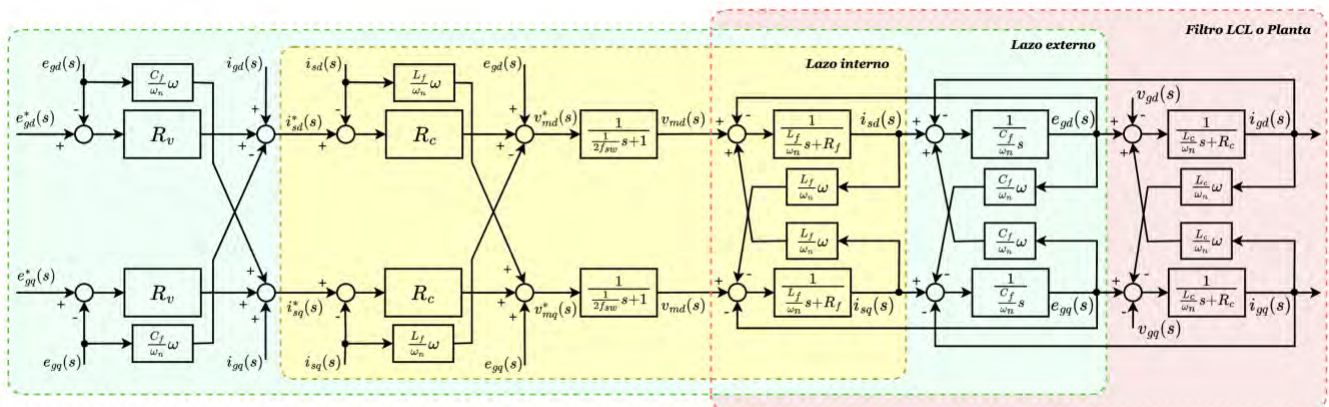


Figura 3.17 Diagrama de bloques de control del filtro LCL en sistema de referencia dq0

Es importante resaltar que, finalmente, el diagrama de bloques mostrado la Figura 3.17 es la combinación de las ecuaciones (3-10) y (3-21).

3.3.1.- Control de lazos internos

En convertidores grid-forming, o convertidores de fuente de voltaje, el objetivo del sistema de control es ajustar o variar la referencia de la amplitud del voltaje modulado de manera que el voltaje a la salida del filtro LCL pueda mantenerse constante, sin importar las variaciones de carga.

La implementación de controladores en sistemas de potencia, normalmente se realiza en el marco de referencia dq , ya que en este sistema de referencia un voltaje alterno trifásico se convierte en 2 voltajes continuos, tal como se mencionó en el punto 3.1.2, y para poder controlar variables continuas se pueden emplear gran parte de las técnicas de control conocidas o existentes. En este caso en particular, para poder controlar las variables de estado del filtro LCL sin error en estado estacionario es suficiente usar controladores PI. El diagrama mostrado en la Figura 3.18, es una representación del sistema de control del filtro LCL, donde se aprecia el control en cascada en el sistema de referencia $dq0$, específicamente el de la coordenada d , el tipo de controlador es un PI. De manera alternativa también se puede implementar controladores en el marco de referencia $\alpha\beta$, en este caso se suelen usar controladores resonantes.

Para el control de la corriente inductiva i_s en L_f y el voltaje en el capacitor C_f se implementa controladores en cascada tipo PI.

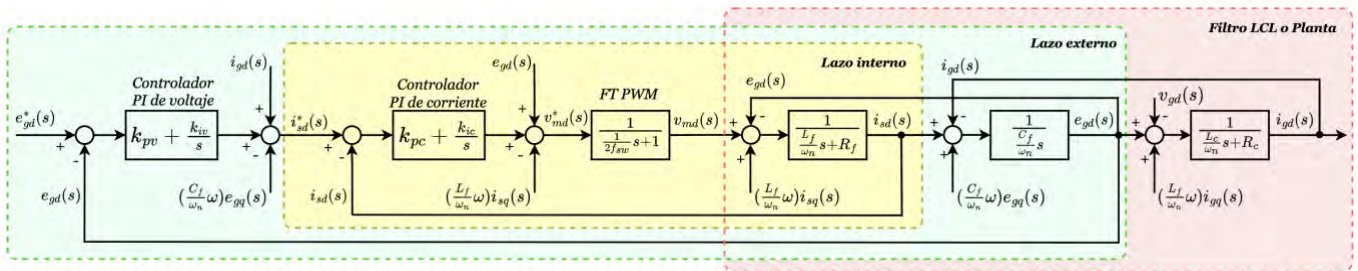


Figura 3.18 Diagrama de bloques del sistema de control en cascada en referencia $dq0$, eje d .

El diagrama mostrado en la Figura 3.18 puede ser simplificado eliminando los acoplamientos cruzados, la eliminación se justifica con el control feedforward que aparece en el diseño. Ver anexo 3, para mayor detalle, y así se obtiene el diagrama de bloques simplificado que se muestra en la Figura 3.19.

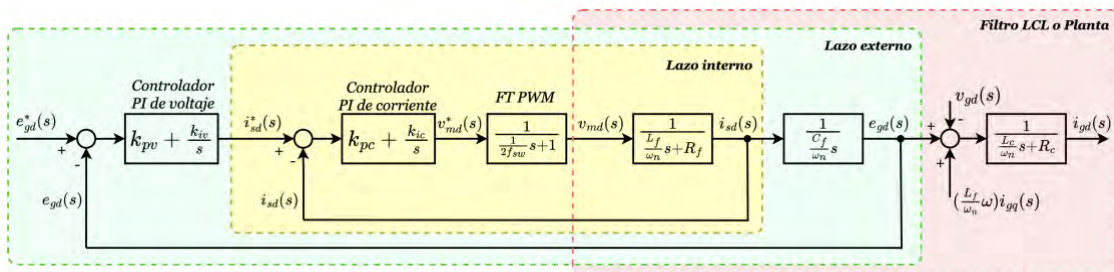


Figura 3.19 Diagrama de bloques simplificado del sistema de control en cascada en referencia $dq0$, eje d .

El diseño de los controladores en cascada se realiza por separado, es decir, primero se diseña el controlador del lazo interno, en este caso, el control de corriente i_{sd} , y en seguida se diseña el controlador de lazo externo, en este caso, el control de voltaje e_{gd} .

3.3.1.1.- Diseño del controlador de corriente

Para poder diseñar el sistema de control de corriente es conveniente que los términos i_{sd} e i_{sq} estén desacoplados, sin embargo, los 2 términos están acoplados y puede ser compensados con una acción feedforward, de manera que los componentes de corriente i_{sd} e i_{sq} pueden ser controlados de manera independiente [20].

Los componentes del lazo de corriente se muestran en la Figura 3.20 y constan de las siguientes partes:

- Un controlador PI.
- Una función de transferencia aproximada del módulo PWM.
- Una función de transferencia del inductor o filtro $L_f - R_f$:

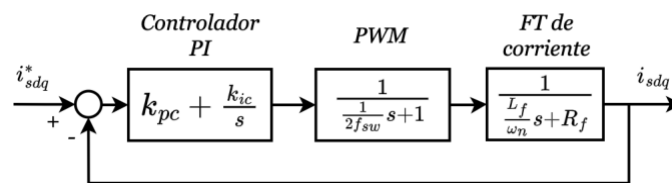


Figura 3.20 Lazo de control de corriente [20].

Desde el punto de vista del lazo de corriente, la función de transferencia del bloque PWM, que se aproxima por el modelo del tiempo de retardo debido a la conmutación, puede ser omitido o aproximado por la unidad, esto con la asunción de que no existe retardo, de manera que: $v_m(s) = v_m^*(s)$ [20], [13].

Del diagrama de bloques de la Figura 3.20, la función de transferencia en lazo cerrado se representa como:

$$\Delta i_{sdq}(s) = \frac{(k_{pc}s + k_{ic})}{\left(\frac{L_f}{\omega_n} s^2 + (R_f + k_{pc})s + k_{ic}\right)} \Delta i_{sdq}^*(s) \quad (3-22)$$

Los parámetros del controlador PI se pueden calcular con la técnica de ubicación de polos [20], [13], para ello se trabaja igualando la ecuación característica de (3-22) con la ecuación característica típica de segundo orden:

$$\left(\frac{s^2}{\omega_{nc}^2} + \frac{2\zeta_c s}{\omega_{nc}} + 1\right) \quad (3-23)$$

Donde:

ω_{nc} representa el ancho de banda deseado del lazo de control de corriente.

ζ_c es el amortiguamiento deseado.

De (3-7) y (3-8) se puede obtener los parámetros k_{pc} y k_{ic} :

$$k_{pc} = 2\zeta_c L_f \frac{\omega_{nc}}{\omega_n} - R_f$$

$$k_{ic} = \frac{k_{pc}\omega_{nc}}{2\zeta_c - \frac{R_f\omega_n}{L_f\omega_{nc}}} = \frac{\omega_{nc}^2 L_f}{\omega_n} \quad (3-24)$$

3.3.1.2.- Diseño del controlador de voltaje

Similar al lazo de corriente, el lazo de voltaje consta de 3 partes, tal como se muestra en la Figura 3.21, los componentes son:

- Un controlador PI.
- Una función de transferencia que aproxima el lazo de control de corriente.
- La función de transferencia del capacitor del filtro LCL.

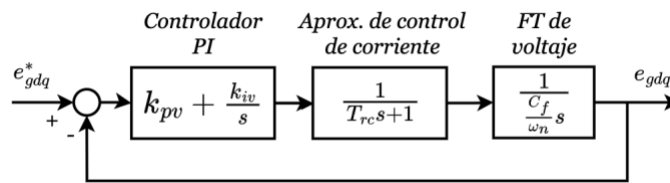


Figura 3.21 Lazo de control de voltaje [20].

En [13] y [20] se describe el enfoque convencional para lazos en cascada, que sugiere que el lazo de control externo, voltaje, debe tener un ancho de banda de 5 a 10 veces más lento que el lazo interno, corriente. Bajo esta asunción, el controlador de voltaje considera que la corriente ya alcanzó o igualó a su valor de referencia para el momento en que se empieza a variar o ajustar esta referencia. Además, si se considera que la respuesta del lazo de voltaje es 10 veces más lenta que el lazo de corriente, el efecto de la función de transferencia del lazo de control de corriente puede igualarse a 1.

Del diagrama de bloques de la Figura 3.21, la función de transferencia en lazo cerrado se representa como:

$$\Delta e_{gdq}(s) = \frac{(k_{pv}s + k_{iv})}{\left(\frac{C_f}{\omega_n} s^2 + k_{pv}s + k_{iv}\right)} \Delta e_{gdq}^*(s) \quad (3-25)$$

Los parámetros del controlador PI se pueden calcular de manera similar a los del lazo de control de corriente [13], [20]. Igualando la ecuación característica a la siguiente expresión:

$$\left(\frac{s^2}{\omega_{nv}^2} + \frac{2\zeta_v s}{\omega_{nv}} + 1\right) \quad (3-26)$$

Donde:

- ω_{nv} representa el ancho de banda deseado del lazo de control de voltaje.
- ζ_v es el amortiguamiento deseado.

De (3-25) y (3-26) se tiene la definición de los parámetros k_{pv} y k_{iv} :

$$k_{pv} = 2\zeta_v C_f \frac{\omega_{nv}}{\omega_n}$$

$$k_{iv} = \frac{\omega_{nv}^2 C_f}{\omega_n}$$

(3-27)

3.3.1.3.- Cálculo de potencia activa y reactiva

Es necesario mencionar que el sistema mostrado en la Figura 3.14 es no lineal, principalmente lo que corresponde al cálculo de potencia activa y reactiva [20]:

$$P = \frac{3}{2}(e_{gd}i_{gd} + e_{gq}i_{gq})$$

$$Q = \frac{3}{2}(e_{gd}i_{gq} - e_{gq}i_{gd})$$

(3-28)



Capítulo 4 Resultados de Tesis: Convertidor Grid-Following [11]

4.1.- Solución Propuesta

En [11] se plantea 3 modificaciones respecto a un convertidor o inversor tradicional, esto para cumplir con el objetivo de que el inversor propuesto sea capaz de suministrar inercia virtual:

- Dimensionar la capacitancia del capacitor de bus DC, de manera que sea capaz de almacenar la energía necesaria para suministrar inercia virtual.
- En cuanto a la estimación de frecuencia, plantea el uso de un lazo de seguimiento de frecuencia (FLL).
- Diseñar un lazo de control de frecuencia para suministrar inercia virtual, para ello se usa la frecuencia estimada por el FLL.

De [11] la emulación de inercia se resume en las 2 siguientes acciones:

- Si la frecuencia de red es menor a la frecuencia nominal, entonces el voltaje de bus DC debe disminuir (el condensador se descarga inyectando energía a la red).
- Si la frecuencia de red es mayor a la frecuencia nominal, entonces el voltaje de bus DC debe aumentar (el condensador se carga absorbiendo energía de la red).

Sin embargo, para poder implementar la solución propuesta, se hace necesario contar con el diseño de un convertidor tradicional, en la tesis de referencia se diseña y a continuación el desarrollo.

4.2.- Diseño de convertidor convencional

En este punto se aborda el diseño de los componentes principales de un convertidor convencional [11], ver Figura 4.1:

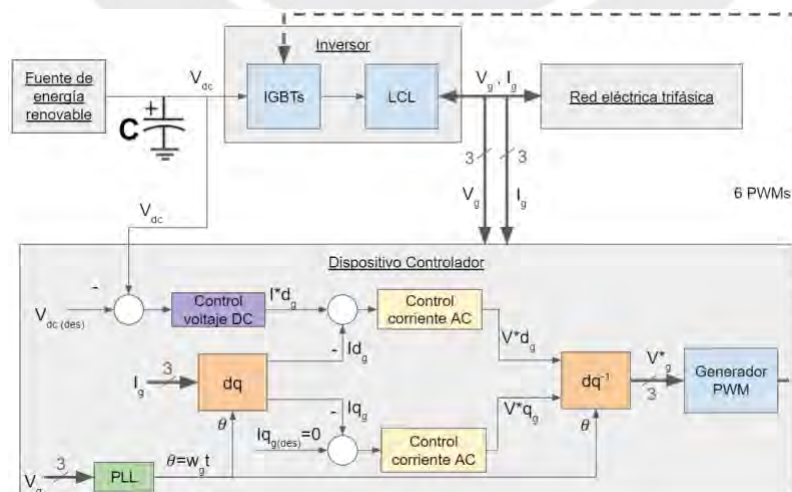


Figura 4.1 Componentes de un convertidor convencional [11]

Los puntos importantes que se describen en esta sección son:

- Diseño de PLL.
- Diseño de control de corriente trifásica.
- Diseño de control de voltaje de bus DC.

4.2.1.- Diseño de PLL

El PLL es un componente elemental porque permite conocer la fase del voltaje trifásico, si bien es cierto que en la tesis se implementa un FLL con dicho propósito, el PLL es diseñado para poder comparar respuestas y también porque un convertidor tradicional lleva PLL en su sistema de control.

Especificaciones asumidas en [11]:

- Dinámica más veloz que 60 Hz ($P = 16.66\text{ ms}$) y menos veloz que el retardo de procesamiento digital.
- Sobreimpulso máximo del error de estimación de fase menor a 20° .

En la Figura 4.2 se muestra el circuito del PLL implementado en PSIM:

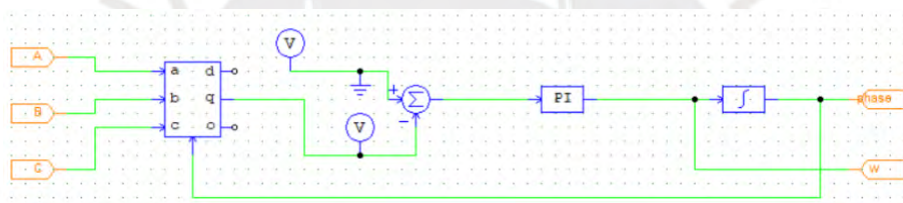


Figura 4.2 PLL implementado en PSIM [11]

El componente interno principal del PLL es un controlador PI, cuyos parámetros han sido calculados en [11] y se presentan a continuación:

- Ganancia proporcional (K): 6.2962
- Tiempo integral (T_i): 0.002

Con dichos parámetros obtienen los siguientes resultados:

- Error de estimación de 12.5° , menor a 20° , tal como es mencionada en la especificación.
- Tiempo de estabilización de 6ms.

Se realiza una simulación de generación de voltaje trifásico, con la finalidad de observar el funcionamiento del inversor, obteniendo el resultado de la Figura 4.3:

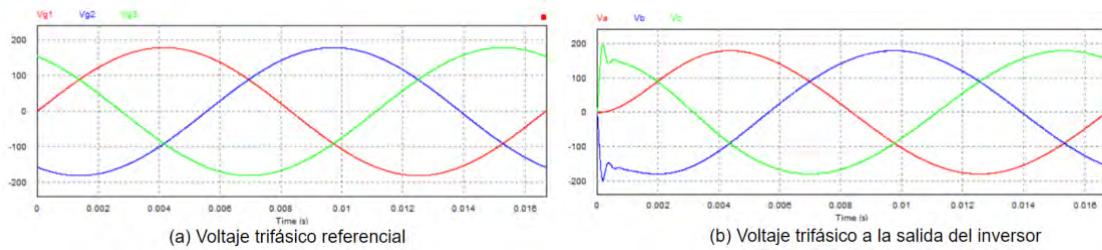


Figura 4.3 Voltaje trifásico Referencia Vs Generado [11]

El voltaje de salida del inversor sigue perfectamente al voltaje de referencia, y el tiempo de establecimiento es menos que un periodo de onda de 60 Hz.

4.2.2.- Diseño de control de corriente trifásica

Para que un inversor pueda conectarse a la red, es necesario que se tenga control de la corriente que se inyecta a la red.

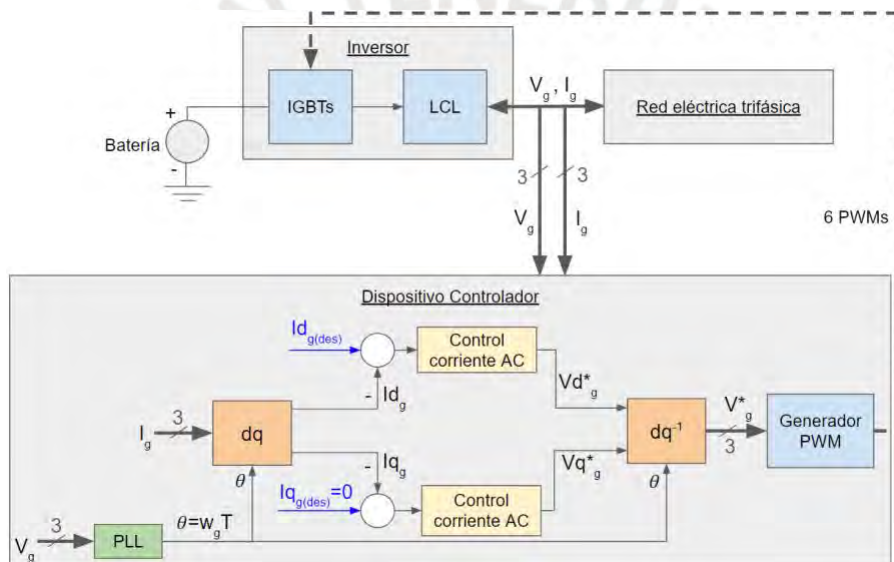


Figura 4.4 Inversor para conectar a la red eléctrica trifásica [11]

En la Figura 4.4, las consignas de las corrientes son las etiquetadas de color azul: $I_{dg(des)}$ e $I_{qg(des)}$, en [11] las especificaciones o requerimientos de control son:

- Tiempo de estabilización menor a 1.7 ms, décima parte de un periodo de onda trifásica.
- Sobreimpulso máximo de corriente menor a 40%, ante una entrada escalón.

Para el control de corriente trifásica, en [11] se plantea controladores PI, los parámetros de los controladores se diseñan en base a la función de transferencia de la planta, siendo en este caso el filtro LCL. En la Tabla 4.1 se muestra los parámetros de un filtro LCL para un variador de 4.5 kW:

RL1	Resistencia de bobina 20 mΩ	Inductancia de bobina 1000 uH
Cf	Capacitancia de 15 uF	
RL2	Resistencia de bobina 5 mΩ	Inductancia de bobina 100 uH
R	Resistencia de 0.7878 Ω	
Batería	450 V	

Tabla 4.1 Parámetros del filtro LCL, para un inversor de 4.5 kW [11]

La función de transferencia resultante del filtro LCL es:

$$G(s) = \frac{1.182 \cdot 10^{-5}s + 1}{1.5 \cdot 10^{-12}s^3 + 1.3 \cdot 10^{-8}s^2 + 0.0011s} \quad (4-1)$$

En [11] para obtener los parámetros del controlador PI emplea el método de Ziegler-Nichols, y el método del Lugar geométrico de raíces es usado para calcular la ganancia crítica. Como resultado final obtiene los siguientes parámetros:

- Ganancia proporcional (K_p): 4.77
- Tiempo integral (T_i): $0.183e - 3$

Con los parámetros obtenidos realiza una simulación en PSIM y se obtiene el siguiente resultado ante un cambio de consigna de 10 A hasta 20 A, los resultados gráficos se muestran en Figura 4.5 y Figura 4.6.

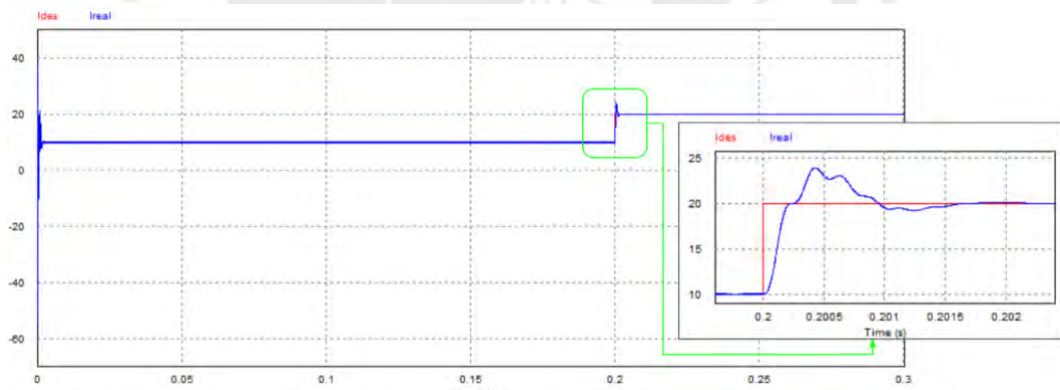


Figura 4.5 Respuesta de control de corriente en componente q, con control PI [11]

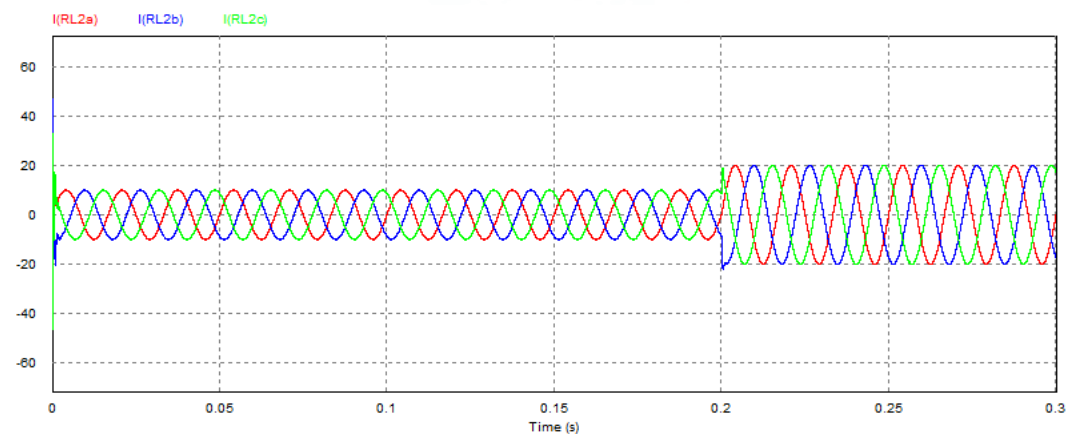


Figura 4.6 Respuesta de control de corriente trifásica, con control PI [11]

En [11] las especificaciones alcanzadas con el controlador diseñado son:

- Sobreimpulso aproximado de 40 %.
- Tiempo de establecimiento de 1.5 ms, menor a 1.7 ms según especificación.

4.2.3.- Diseño de control de voltaje de bus DC

La estrategia consiste en controlar la corriente que se inyecta a la red y de esa manera regular el voltaje del bus DC, dando por resultado un control en cascada [11]. En la Figura 4.7 el set point se aprecia de color azul ($V_{dc(des)}$). El lazo de control del voltaje de bus DC es más lento que el lazo de control de corriente.

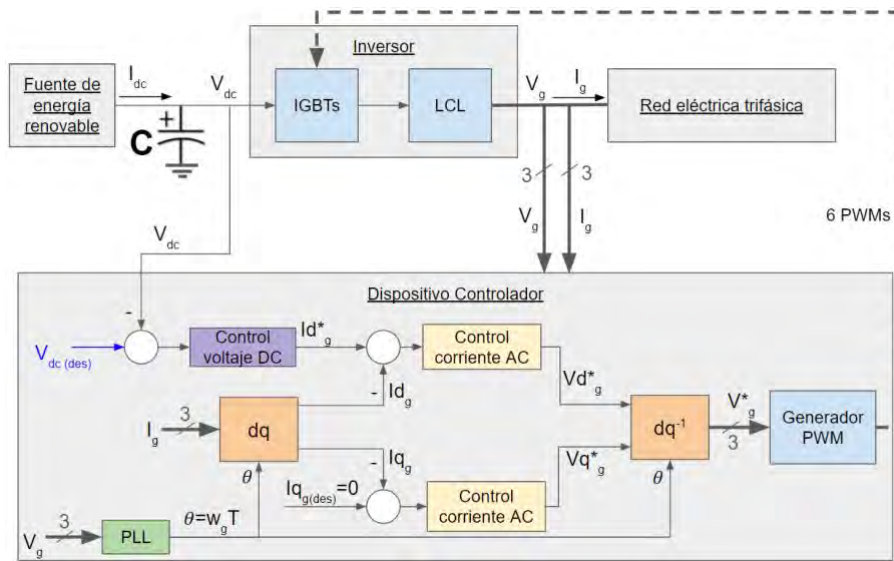


Figura 4.7 Inversor con lazo de control de voltaje de bus DC [11]

Los requerimientos para el control de voltaje de bus DC que se plantean en [11] son:

- EL voltaje de bus DC debe regularse alrededor de 450 V, el voltaje mínimo debe ser de 360 V y el máximo de 500 V. Esto para evitar sobremodulación y también para evitar daño en los capacitores del bus DC.
- El lazo de control de voltaje de bus DC debe ser más lento que el lazo de control de corriente.
- Tiempo de estabilización menor a 0.5 s (dinámica más rápida que el lazo de inercia)

Se diseña un controlador PI, tomando en cuenta que es un control en cascada tal como se muestra en la Figura 4.8:

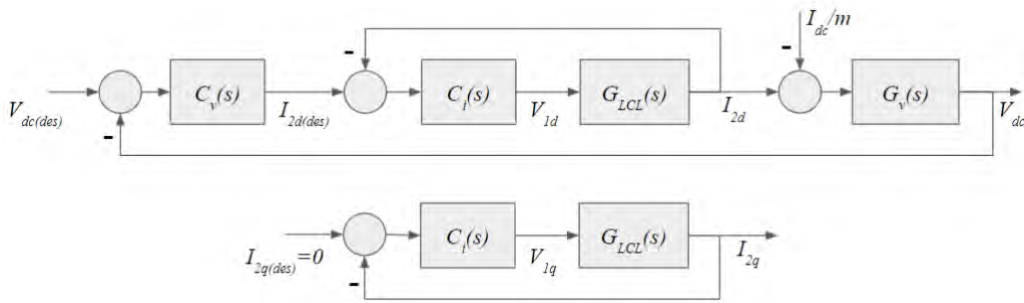


Figura 4.8 Lazos de control del voltaje de bus DC [11]

En el diseño entra el lazo de control de corriente, así como la función de transferencia que relaciona el voltaje de bus DC y la corriente trifásica. Hay que comentar que en [11] el diseño sólo contempla la inyección de potencia activa, por ello $I_{2q(des)}$ es cero. Por lo tanto, el diseño solo se realiza para el componente d de la corriente.

$$G_v(s) = -\frac{m}{sC_{dc}}.$$

(4-2)

Para obtener los parámetros del controlador PI, en [11] se toma en cuenta que el lazo de control de corriente es más rápido que el lazo de control de voltaje de bus DC, por lo tanto, la función de transferencia del lazo de control de corriente se iguala a 1, obteniéndose los siguientes parámetros:

- Ganancia proporcional ($K_{p_{vi}}$): -0.531
- Tiempo integral ($T_{i_{vi}}$): 0.0796

En [11] con los parámetros obtenidos se realiza una simulación con cambios de corriente, esto con la finalidad de simular la corriente de una fuente de energía renovable, siendo así, se inicia con una corriente de 10 A, luego se cambia a 16 A (suministra energía a la red), y para otro caso se empieza con 10 A y se cambia a -16 A (recibe energía de la red). Ver Figura 4.9.

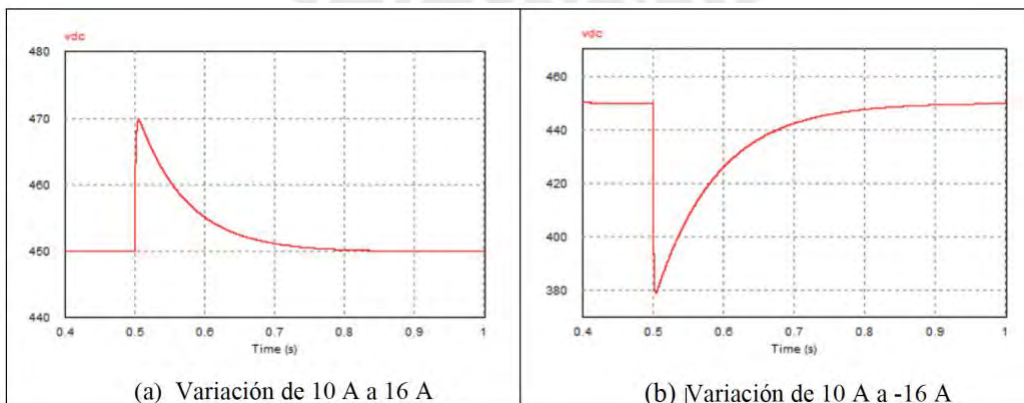


Figura 4.9 Respuesta del voltaje de bus DC, ante cambios de la corriente [11]

Analizando la dinámica, se observa que se cumple con los requerimientos:

- Voltaje de bus DC se mantiene en el rango de 350 V a 500 V, a pesar de fuertes perturbaciones en la corriente.
- Tiempo de establecimiento menor a 0.5 s.

4.3.- Estrategia de control del inversor con emulación de inercia.

Para implementar la estrategia de emulación de inercia, en [11] se modifica la estrategia de control del convertidor convencional. El emular inercia implica entregar picos de energía, en el trabajo desarrollado, el control del convertidor se había diseñado para una potencia de 4.5 kW y para poder entregar inercia, la potencia nominal del convertidor se ha reducido a 0.9 kW (a la quinta parte) y así evitar destruir los componentes de convertidor.

En esta parte se aborda 2 puntos:

- Estimación de frecuencia usando FLL.
- Diseño del lazo de control de suministro de inercia virtual, usando la frecuencia estimada por el FLL.

4.3.1.- Estimación de frecuencia

Para poder implementar el lazo de control de inercia se hace necesario conocer la frecuencia de la red, en [11] para medir la frecuencia se emplea FLL, a partir de la medición de voltaje trifásico. El tiempo de respuesta de la estimación de frecuencia debe ser mucho mayor que el del lazo de control de inercia que se desea implementar.

Para probar el funcionamiento adecuado del FLL es necesario simular desviaciones de frecuencia, en [11] emplea una desviación de 0.3 Hz, la cual con un sobreimpulso máximo de 20% llega a 0.36 Hz, que es a su vez la desviación máxima permitida por el COES. Por cuanto, en [11] los requerimientos del estimador de frecuencia son:

- Tiempo de estabilización menor a 0.5 s.
- Sobreimpulso máximo menor a 20%.

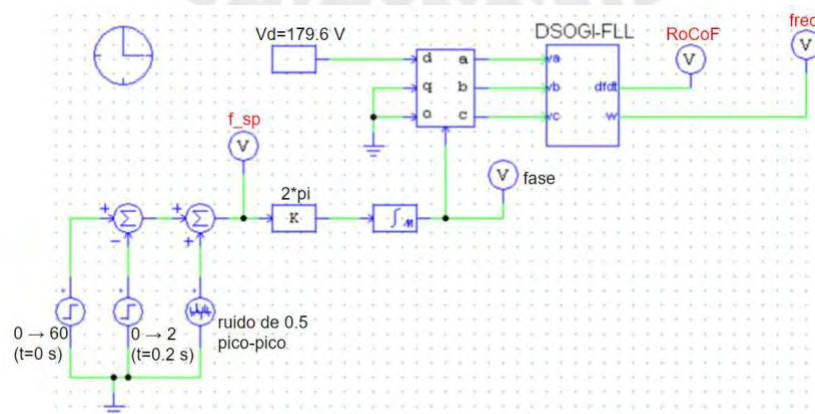


Figura 4.10 Implementación para prueba de funcionamiento de FLL.[11]

En la Figura 4.10 se muestra la implementación en PSIM para poder validar el funcionamiento del FLL. En [11] para la simulación se considera suma de escalones y fuente de ruido (empieza con un escalón de 60 Hz, y a los 0.2 s el escalón cambia a 58 Hz)

La respuesta del funcionamiento del FLL se presenta en la Figura 4.11:

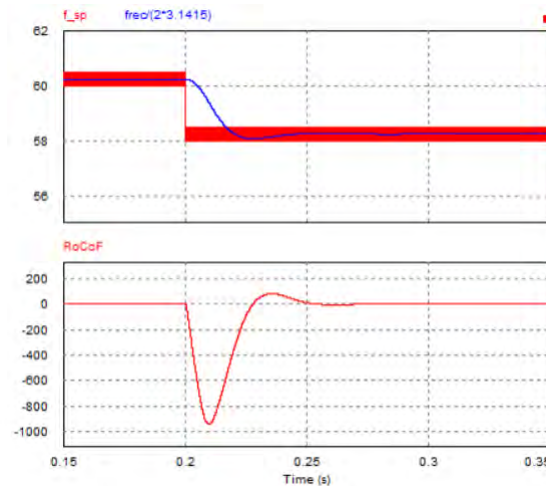


Figura 4.11 Estimación de frecuencia y RoCoF con FLL [11]

En la gráfica superior se aprecia los escalones de frecuencia generados más el ruido (color rojo, que luego de ser convertido a fase ingresa a un bloque de transformación dq0/abc, donde se genera una señal trifásica con las frecuencias deseadas) y a su vez se muestra la estimación de frecuencia (color azul), como se observa, es inmune al ruido y estima correctamente la frecuencia. En la gráfica inferior se aprecia la estimación de RoCoF, que también es inmune al ruido.

Se aprecia también que se cumple con los requerimientos:

- Tiempo de estabilización: 0.05 s (menor a 0.5 s)
- Sobreimpulso menor a 20 %.

4.3.2.- Suministro de inercia virtual

Para poder suministrar inercia virtual, en [11] se realiza modificaciones al inversor convencional en los siguientes aspectos:

- En circuito de potencia: Capacitancia de bus DC cambia de 360 μF a 2.2 mF.
- En el sistema de control: se agrega lazo de control de frecuencia para emular inercia.

De manera adicional:

- Para simular una fuente de energía renovable, en la simulación se coloca una fuente de corriente de 2 A, que es la quinta parte de 10 A (para una potencia de 4.5 kW)

- En cuanto a los componentes eléctricos del convertidor, son los mismos que se han diseñado para el convertidor convencional, la única diferencia está en el capacitor de bus DC, que ahora es de 2.2 mF , y que el voltaje del capacitor de 450 V .
- Voltaje de bus DC, entre 360 y 500 V .
- Potencia nominal 0.9 kW y la potencia máxima transferida durante suministro de inercia es de 4.5 kW .

En la Tabla 4.2 se muestra un resumen de los parámetros del convertidor con inercia virtual.

Símbolo	Descripción	Valor
V_{dc}	Voltaje nominal del bus dc	450 V
ΔV_{dc_max}	Máxima desviación de voltaje del bus dc	55 V
C_{dc}	Capacitancia del bus dc	2.2 mF
f_r	Frecuencia nominal	60 Hz
Δf_{r_max}	Máxima desviación de frecuencia (ver Fig. 1.5)	0.36 Hz
$V_{A_{rated}}$	Potencia nominal	0.9 kW
$K_{ov} // K_{ov_pu}$	Ganancia del control de frecuencia	152.78 // 20.37
H_p	Coefficiente de Inercia Virtual	5.04 s

Tabla 4.2 Parámetros del convertidor con suministro de inercia virtual [11]

En la Figura 4.12 se muestra el diagrama completo del convertidor con suministro de inercia virtual.

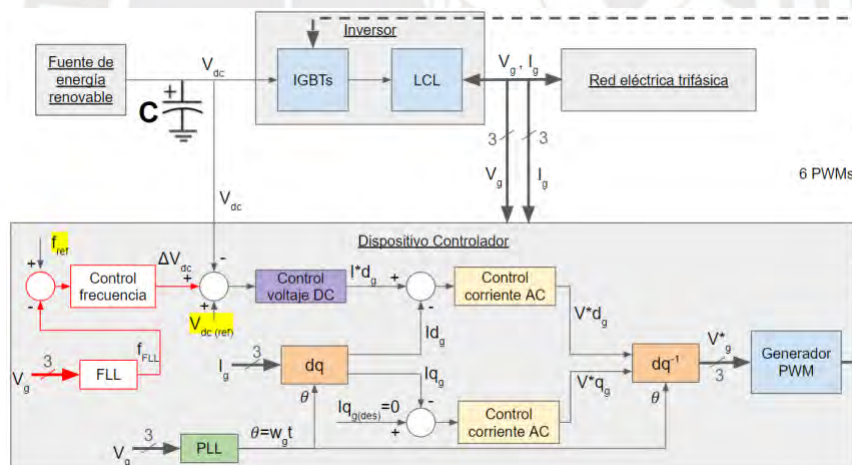


Figura 4.12 Esquema completo de convertidor con inercia virtual [11]

En la Figura 4.12, el lazo de control de frecuencia es un lazo de control en cascada, con el control de voltaje DC, que a su vez es un control en cascada con el control de corriente AC.

En la figura se aprecia claramente como la frecuencia f_{FLL} es estimada con el FLL, la cual es comparada con la frecuencia de referencia f_{ref} , que es de 60 Hz , con la que se genera una acción de control ΔV_{dc} que modifica el Voltaje de bus DC de referencia $V_{dc(ref)}$.

El bloque de control de frecuencia es una ganancia que se determina usando parámetros de la Tabla 4.2, usando la siguiente fórmula:

$$K_{\omega v} = \frac{\Delta V_{dc_{max}}}{\Delta f_{r_{max}}} = \frac{55}{0.36} = 152.78$$

$$K_{\omega v_{pu}} = \frac{(\Delta V_{dc_{max}}/V_{dc})}{(\Delta f_{r_{max}}/f_r)} = 20.37$$

(4-3)

4.3.3.- Resultados de simulación de suministro de Inercia Virtual

4.3.3.1.- Validación de suministro de inercia virtual.

Para poder validar el suministro de inercia virtual, se debe simular un entorno donde se presente un cambio en la frecuencia en el voltaje de red. Para poder simular dicho evento, en [11] se hace cambios en el set point de frecuencia, en el circuito de generación de voltaje de red. Primero se simula un evento en el que la frecuencia de red cambia de 60 Hz a 59.7 Hz (disminución de frecuencia de red, requiere inyección de potencia), y posteriormente se genera un evento en el que la frecuencia cambia de 60 Hz a 60.3 Hz (Incremento de frecuencia de red, requiere absorción de potencia).

- Respuesta ante una caída de frecuencia de 0.3 Hz:

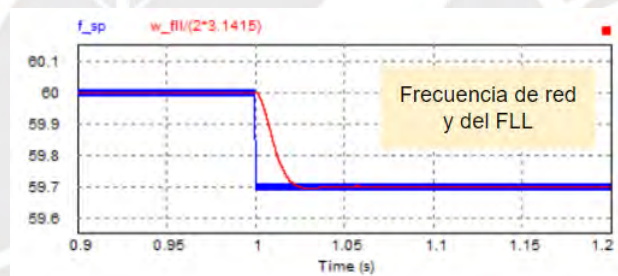


Figura 4.13 Caída de frecuencia nominal en la red de 0.3 Hz [11]

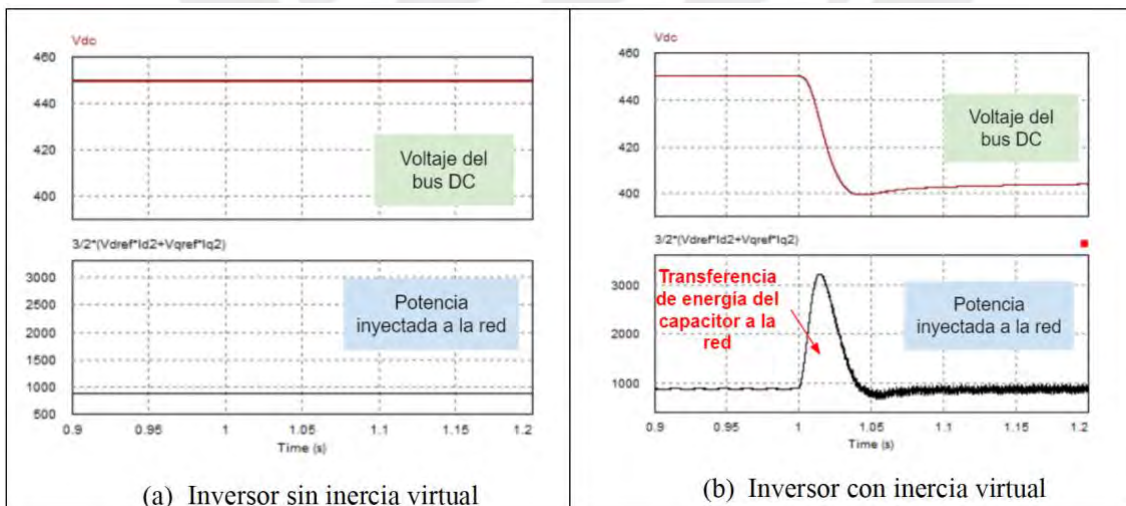


Figura 4.14 Comportamiento de convertidor con y sin inercia Virtual, ante caída de frecuencia de 0.3 Hz [11]

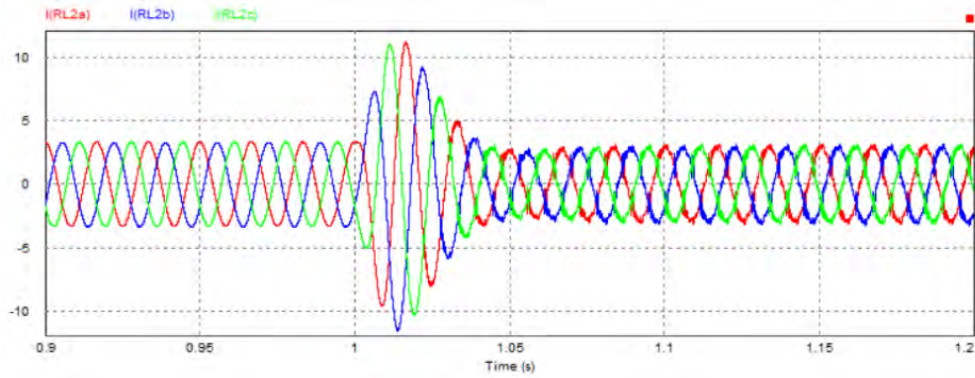


Figura 4.15 Corriente inyectada a la red, durante una caída de frecuencia de 0.3 Hz [11]

- Respuesta ante un incremento de frecuencia de 0.3 Hz:

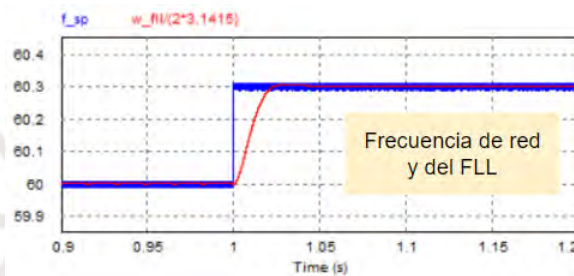


Figura 4.16 Incremento de frecuencia nominal en la red de 0.3 Hz [11]

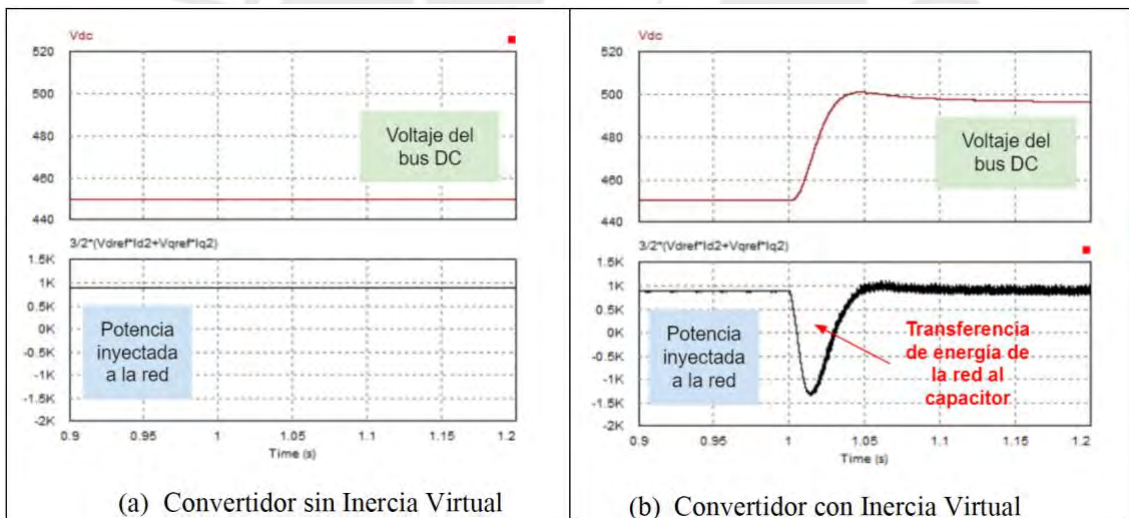


Figura 4.17 Comportamiento de convertidor con y sin inercia Virtual, ante incremento de frecuencia de 0.3 Hz [11]

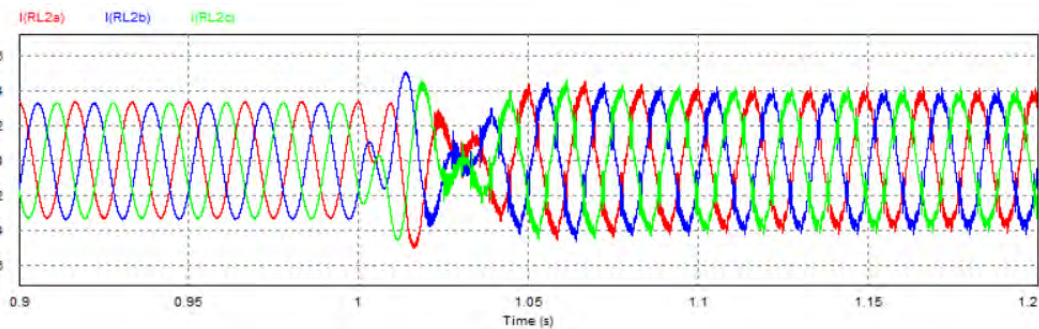


Figura 4.18 Corriente inyectada a la red, durante un incremento de frecuencia de 0.3 Hz [11]

Para poder calcular la potencia inyectada a la red, en [11] se utiliza la siguiente fórmula:

$$P = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) \quad (4-4)$$

Donde: V_d y V_q son $V_{d_{ref}}$ y $V_{q_{ref}}$, además I_d y I_q son las corrientes medidas con sensores y convertidas al marco de referencia dq .

El lazo de control de inercia se valida con los siguientes datos obtenidos:

- La potencia máxima transferida es menor a 4.5 kW . En un evento de caída de frecuencia se tuvo 3.1 kW y durante un incremento de frecuencia la potencia fue de -1.4 kW .
- El voltaje de bus DC se mantuvo entre 360 V y 500 V . En el evento de caída de frecuencia se tuvo un voltaje pico de 400 V y un voltaje pico de 500 V en un evento de incremento de frecuencia.

Se resalta que, ante cambios de frecuencia, la forma de onda de la corriente se distorsiona, a mayor cambio de frecuencia mayor es la distorsión, tal como se muestra en las Figura 4.15 y Figura 4.18. Ante cambios pequeños de frecuencia como 0.1 Hz , la distorsión es mínima, tal como se muestra en la Figura 4.19 y Figura 4.20, este último es bueno debido a que en la práctica la variación de frecuencia de red suele ser alrededor de 0.1 Hz .

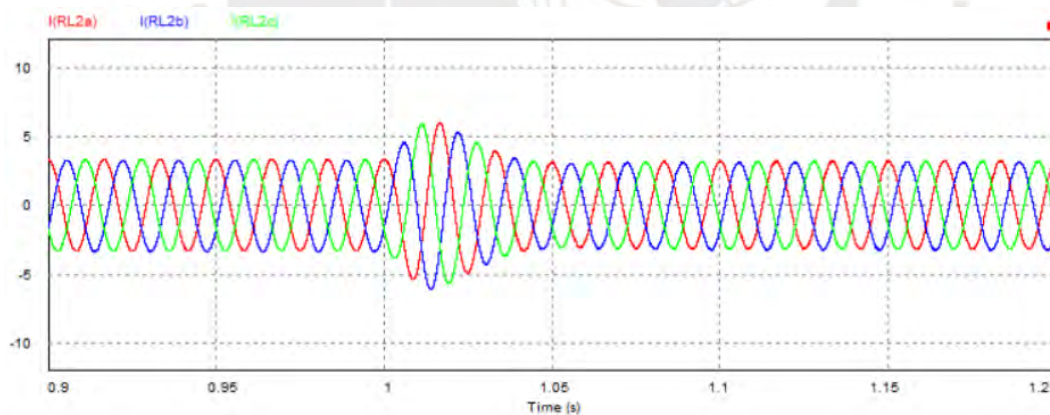


Figura 4.19 Corriente ante una caída de frecuencia de 0.1 Hz

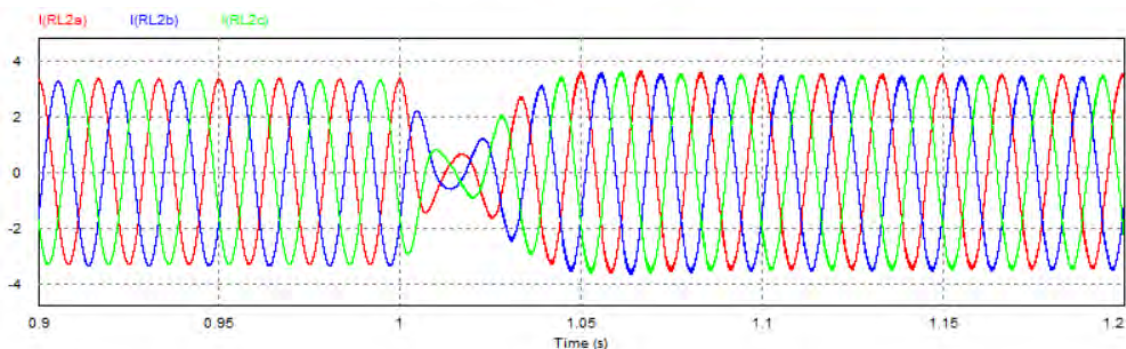


Figura 4.20 Corriente ante un incremento de frecuencia de 0.1 Hz

4.3.3.2.- Mejora en la inercia de la red

En [11] el coeficiente de inercia virtual del convertidor se calcula usando la siguiente fórmula:

$$H_p = H_C K_{\omega v pu} \quad (4-5)$$

Donde:

$$H_C = \frac{E_{cap}}{VA_{rated}} = \frac{C_{dc} V_{dc}^2}{2VA_{rated}}$$

Con los datos de la Tabla 4.2, se tiene:

$$\begin{aligned} H_C &= 0.2475 \text{ s} \\ H_p &= 5.04 \text{ s} \end{aligned} \quad (4-6)$$

En el trabajo de tesis, el coeficiente de inercia virtual del convertidor es comparado con el coeficiente de inercia de un Generador síncrono hidroeléctrico de 220 MVA y 166.7 rpm.

El coeficiente de inercia del generador síncrono es de 4.67 s, mientras que el coeficiente de inercia virtual del convertidor es de 5.04 s, con la diferencia de que el generador síncrono es de una potencia muy elevada como 220 MVA, mientras que el convertidor es de 0.9 VA.

4.3.3.3.- Limitaciones del convertidor con inercia virtual diseñado

- La potencia nominal de trabajo del convertidor con inercial virtual es restringido a 0.9 kW, considerando que la potencia nominal del convertidor sin inercia virtual es de 4.5 kW. Debido a los picos de potencia que debe suministrar ante variaciones de frecuencia.

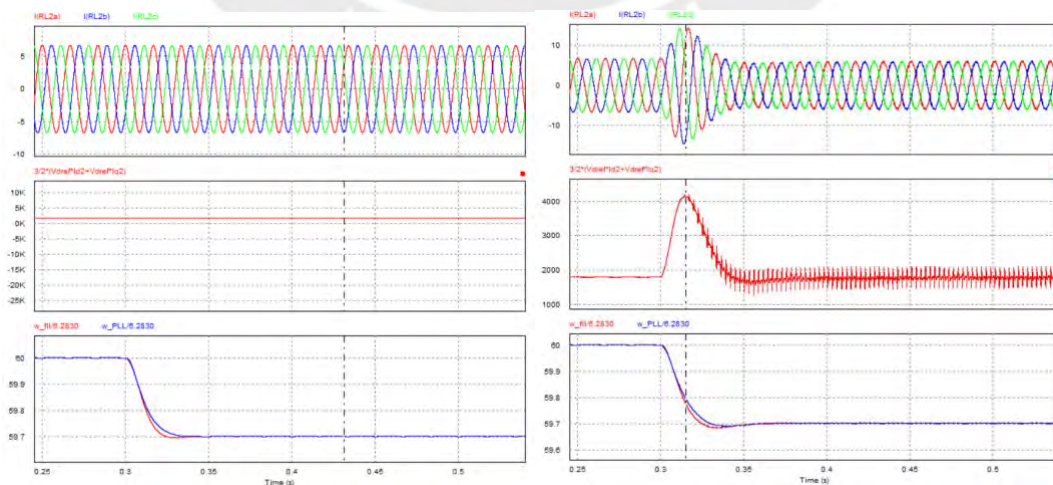


Figura 4.21 Simulación con fuente de 4 A, sin inercia lado izquierdo y con inercia lado derecho

Se realiza simulaciones con y sin lazo de inercia, además se varía la corriente de la fuente de energía renovable. La Figura 4.21 muestra una simulación para una corriente de 4 A, la potencia máxima sin inercia es de 1.8 kW y con inercia llega hasta 4.17 kW, cuando la potencia nominal del convertidor es de 4.5 kW.

La Figura 4.22 muestra una simulación para una corriente de 10 A, la potencia máxima sin inercia es de 4.5 kW y con inercia llega hasta 6.9 kW, cuando la potencia nominal del convertidor es de 4.5 kW.

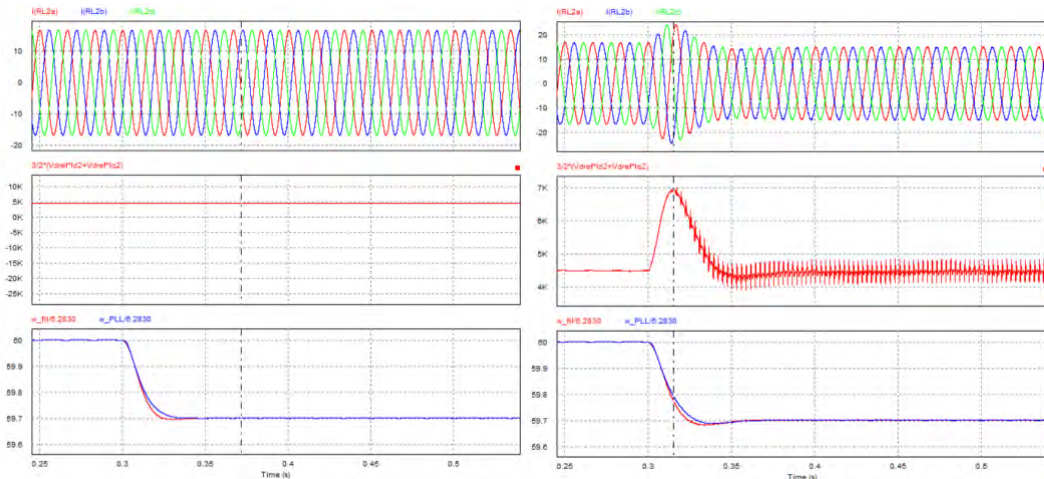


Figura 4.22 Simulación con fuente de 10 A, sin inercia lado izquierdo y con inercia lado derecho

Se puede concluir que finalmente el convertidor diseñado puede trabajar a una potencia nominal de 1.8 kW, y cuando suministre inercia llegaría hasta 4.17 kW. Es decir, trabaja a una capacidad menor al 50% de su potencia nominal de diseño.

- Distorsión de la corriente inyectada a la red: a mayor variación de frecuencia mayor es la distorsión de la forma de onda de la corriente, principalmente cuando hay cambios mayores a 0.2 Hz. Tal como se muestra en la Figura 4.15 y Figura 4.18.
- En el trabajo también se aprecia que la fase es estimada con PLL y la frecuencia con FLL, siendo necesario la implementación de los 2 estimadores.

4.3.3.4.- Pruebas con PLL y filtro pasabajos

En el trabajo desarrollado se hace una comparación del desempeño en la estimación de frecuencia, entre un PLL y un FLL, el resultado gráfico ante un cambio de frecuencia de 60 Hz a 59.7 Hz se muestra en la Figura 4.23.

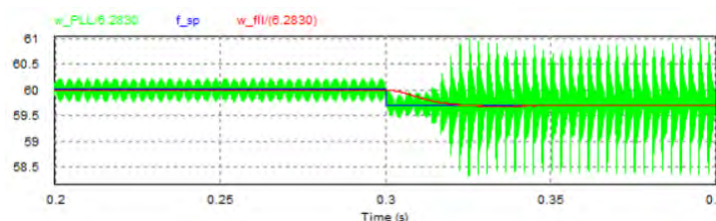


Figura 4.23 Comparación de estimación de frecuencia entre PLL (sin filtro) y FLL

Aparentemente el FLL estima mucho mejor la frecuencia (línea roja) que el PLL (línea verde), sin embargo, el PLL también es capaz de estimar la frecuencia con bastante exactitud, siendo necesario para ello agregar un filtro pasabajos en su salida, tal como se muestra en la Figura 4.24, en comparación a la Figura 4.2.

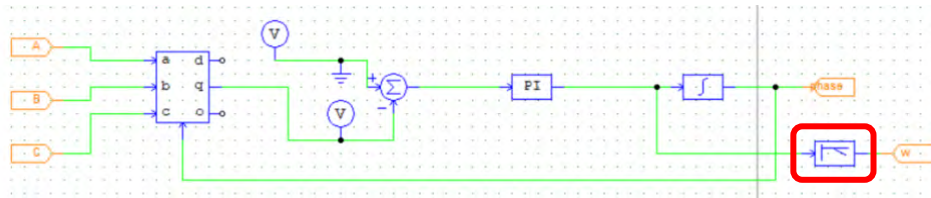


Figura 4.24 PLL con filtro pasabajos en la estimación de frecuencia

En la Figura 4.25 se muestra la respuesta del PLL con filtro pasabajos de primer orden (color verde), en comparación con la respuesta del FLL (color rojo), ante un cambio de frecuencia de 60 Hz a 59.7 Hz . Si bien es cierto, existe un ruido mínimo alrededor de la frecuencia base, la mejora es sustancial.

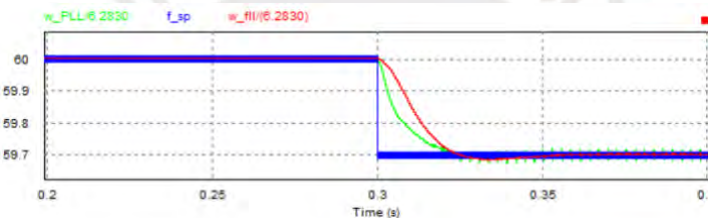


Figura 4.25 Comparación de estimación de frecuencia entre PLL (con filtro de primer orden) y FLL

En cuanto a la frecuencia de corte del filtro pasabajos, se ha estimado de manera que el tiempo de respuesta sea similar al del FLL, en este caso resultó 25 Hz , con ganancia unitaria. Cabe mencionar que un FLL lleva un cancelador de ruido basado en un integrador generalizado de segundo orden (SOGI) como parte de su estructura.

Finalmente se hizo una prueba agregando un filtro pasabajos de segundo orden, con lo cual, la estimación de frecuencia mejora aún mucho más. Con una frecuencia de corte de 25 Hz y factor de amortiguamiento de 0.9 , el resultado se muestra en la Figura 4.26. Como se observa, el ruido remanente que existía con un filtro de primer orden es prácticamente eliminado (línea verde).



Figura 4.26 Comparación de estimación de frecuencia entre PLL (con filtro de segundo orden) y FLL

En la Figura 4.27 se muestra la respuesta del convertidor trabajando con la frecuencia estimada por el PLL, en este caso ante una caída de frecuencia de 0.3 Hz , en la figura el cambio se da en el tiempo de 0.3 s .

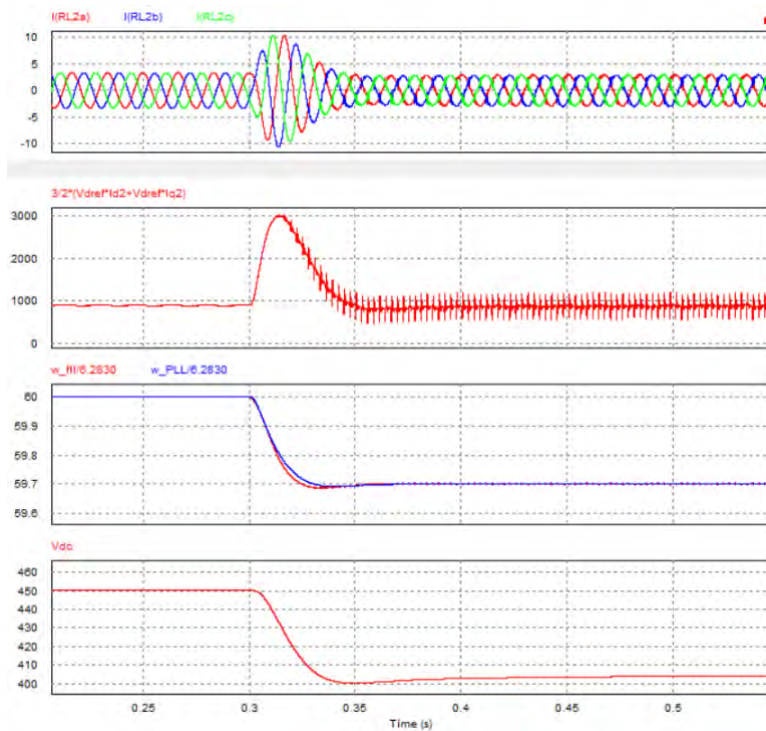


Figura 4.27 Respuesta de convertidor con Inercia Virtual, con PLL, ante una caída de frecuencia de 0.3 Hz

También se ha realizado una prueba del convertidor ante un incremento de frecuencia de 0.3 Hz, el cambio se da en un tiempo de 0.3 s, y se tiene el resultado mostrado en la Figura 4.28:

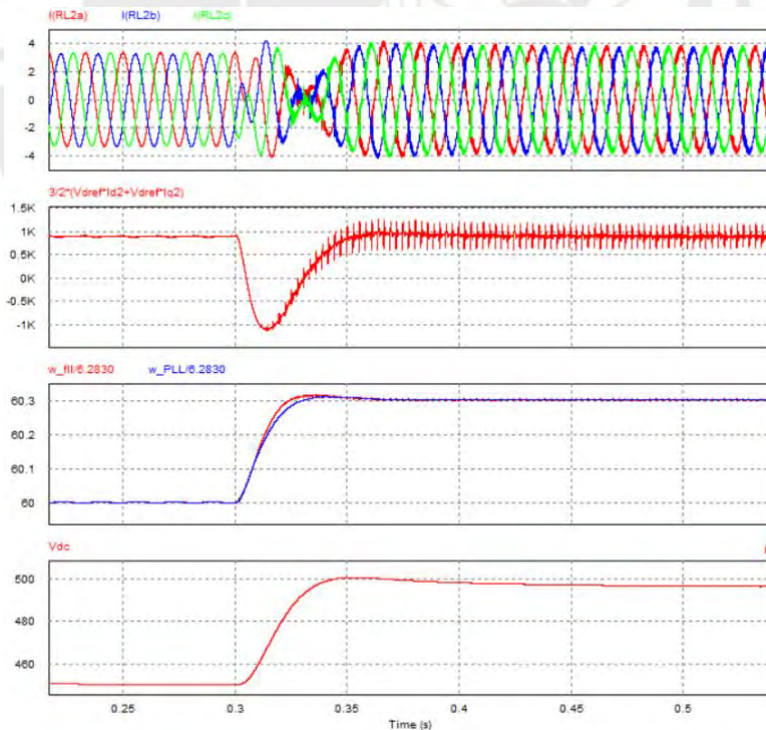


Figura 4.28 Respuesta de convertidor con Inercia Virtual, con PLL, ante un incremento de frecuencia de 0.3 Hz

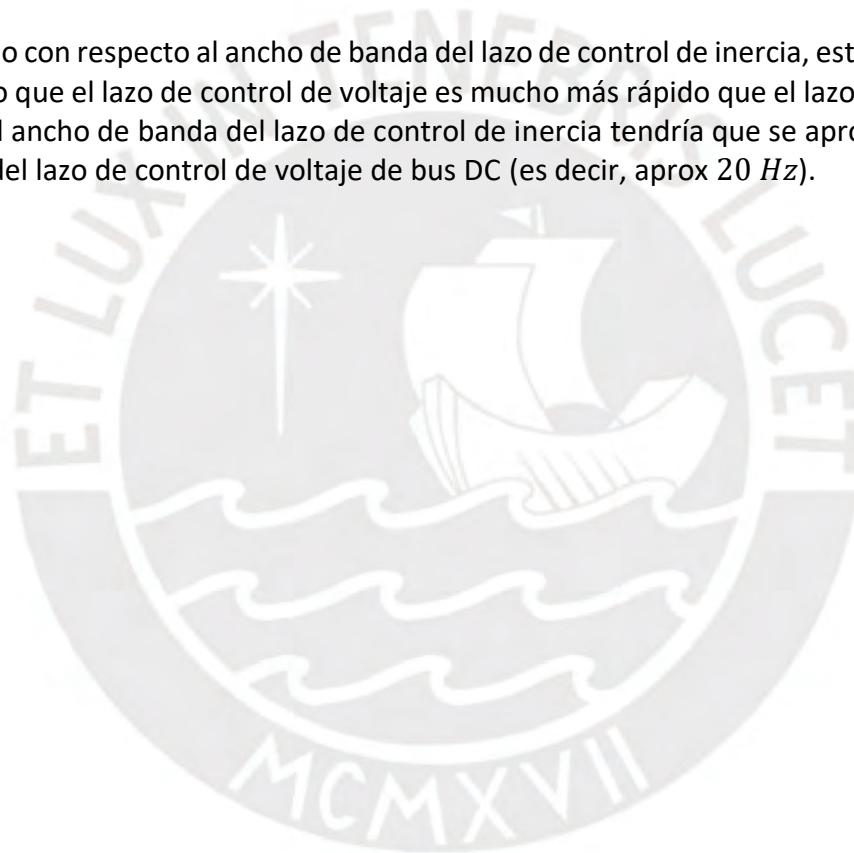
Observando las Figura 4.27 y Figura 4.28 se aprecia que la corriente no tiene el nivel de distorsión que presentaba con el FLL, ante una variación de 0.3 Hz, si se compara con las Figura 4.15 y Figura 4.18.

La potencia pico ante una caída de frecuencia de 0.3 Hz sube también hasta aproximadamente 3 kW y el voltaje de bus DC baja hasta 400 V .

4.3.4.- Ancho de banda de los controladores diseñados

Control	Ancho de banda	Observaciones
PLL	180 Hz	Para estimación de fase
Control de corriente trifásica	976 Hz	Lazo interno (cascada)
Control de voltaje de bus DC	198 Hz	Lazo externo (cascada)
Lazo de inercia	---	Control proporcional
Filtro agregado en PLL	25 Hz	Filtro de 2do orden
Filtro en señales de error en lazos de control	10 kHz	Filtros pasabajos de primer orden

Comentario con respecto al ancho de banda del lazo de control de inercia, está calculado asumiendo que el lazo de control de voltaje es mucho más rápido que el lazo de inercia, es decir, el ancho de banda del lazo de control de inercia tendría que se aprox 10 veces menor al del lazo de control de voltaje de bus DC (es decir, aprox 20 Hz).



Capítulo 5 Diseño de convertidor Grid-Forming

5.1.- Parámetros del convertidor y la red eléctrica

Para el diseño del convertidor se trabajará con el esquema mostrado en la Figura 5.1, ya que en un principio se diseña el control de potencia activa, y por ello también en las simulaciones se considerará un convertidor tipo VSC (controlador tipo fuente de voltaje o Grid-forming) con modelo promediado [21], es decir, sin tomar en cuenta la dinámica en alta frecuencia de los componentes del convertidor.

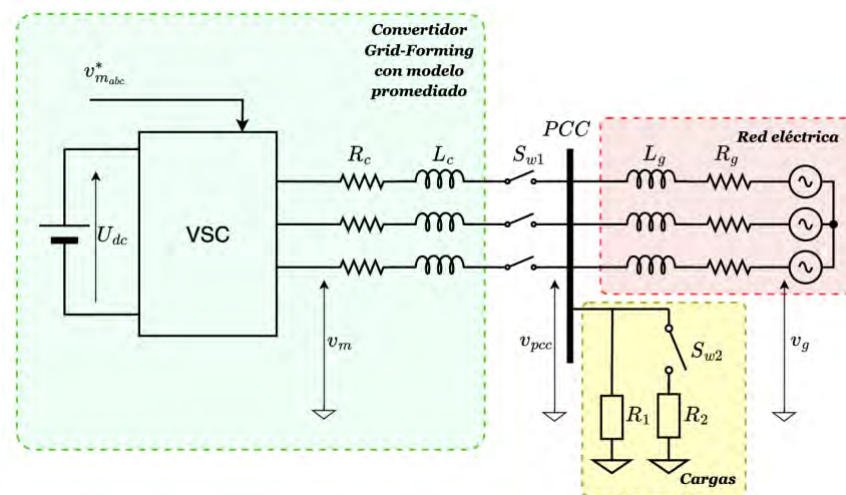


Figura 5.1 Esquema de Convertidor Grid-Forming conectado a red eléctrica

Los parámetros considerados para el convertidor Grid-forming son los mostrados en la Tabla 5.1:

Parámetro	Descripción	Valor
$P_n = S_{n3\phi}$	Potencia nominal	4.5 kW
U_{dc}	Tensión de bus DC	450 V
f_b	Frecuencia base	60 Hz
$v_m (L-L: rms)$	Tensión línea – línea (rms)	220 V
$v_m (L-N: rms)$	Tensión línea – neutro (rms)	127.02 V ($220/\sqrt{3}$)
v_m	Tensión pico	179.63 V ($127.02\sqrt{2}$)
$X_c [pu]$	Impedancia del convertidor	0.15 pu
R_c	Resistencia del convertidor	0.1 X_c
$\cos(\varphi)$	Factor de potencia	1

Tabla 5.1 Parámetros de diseño del convertidor

Los parámetros principales como potencia nominal, la tensión de bus DC, la tensión de línea-línea y la frecuencia son iguales a la del convertidor tipo Grid-following [11], esto para cumplir con uno de los objetivos del trabajo, que es la de comparar los resultados. La impedancia del convertidor, impedancia de red eléctrica, así como la potencia de cargas se toman del trabajo realizado en [21].

Por otro lado, es necesario definir los parámetros de la red eléctrica a la que se desea conectar el convertidor, los parámetros se muestran en la Tabla 5.2:

Parámetro	Descripción	Valor
f_g	Frecuencia de red	60 Hz
$v_g (L - L: rms)$	Tensión línea – línea (rms)	220 V
$v_g (L - N: rms)$	Tensión línea – neutro (rms)	127.02 V (220/ $\sqrt{3}$)
v_g	Tensión pico	179.63 V (127.02 $\sqrt{2}$)
$X_g [pu]$	Impedancia de la red eléctrica	0.1 pu
R_g	Resistencia de la red eléctrica	0.1 X_g

Tabla 5.2 Parámetros de la red eléctrica a la que se conectará el convertidor Grid-forming

Con la finalidad de realizar simulaciones, es necesario definir valores de carga, que se conectarán a la red creada por el convertidor y la red eléctrica, así como también se define una carga que se usará para la simulación en modo aislado, es decir, cuando el convertidor trabaje desconectado de la red eléctrica, los parámetros de carga se muestran en la Tabla 5.3.

Parámetro	Descripción	Valor
R_1	Carga 1 (potencia de R_1)	0.5 P_n
R_2	Carga 2 (potencia de R_2)	0.25 P_n
R_3	Carga 3 (potencia de R_3)	0.25 P_n

Tabla 5.3 Parámetros de las cargas

5.1.1.- Sistema por unidad y parámetros base del convertidor

Para el caso del proyecto, considerando el sistema de red eléctrica y convertidor como un sistema trifásico equilibrado, los **parámetros base** que se definen son (Ver Anexo 1):

Potencia base:

$$S_{b3\phi} = P_b = P_n = 4.5 \text{ kVA}$$

Tensión base L-L:

$$U_{b_{L-L}} = \sqrt{3}U_{b_{L-N}} = 220 \text{ V}$$

Tensión base L-N:

$$V_b = U_{b_{L-N}} = \frac{U_{b_{L-L}}}{\sqrt{3}} = \frac{220}{\sqrt{3}} \text{ V} = 127.02 \text{ V}$$

Conociendo la tensión y potencia base se calcula la corriente base e impedancia base:

Corriente base:

$$I_b = \frac{S_{b3\phi}}{\sqrt{3}U_{b_{L-L}}} = \frac{S_{b3\phi}}{3U_{b_{L-N}}} = 11.81 \text{ A}$$

Impedancia base:

$$Z_b = \frac{U_{b_{L-N}}}{I_b} = \frac{U_{b_{L-L}}^2}{S_{b3\phi}} = 10.76 \Omega$$

Frecuencia base y velocidad angular base:

$$\omega_b = 2\pi * f = 2\pi(60) = 120\pi \text{ rad/s}$$

Los valores **por unidad** de los parámetros del convertidor y la red eléctrica se muestran en la tabla 5.4:

Parámetro del convertidor/red	Parámetros en p.u.
Potencia del convertidor	$P[pu] = \frac{4.5 \text{ kW}}{P_b} = 1 \text{ pu}$
Voltaje pico de salida del convertidor	$v_m[pu] = \frac{v_m}{V_b} = \frac{v_m}{127.02} = 1.41 \text{ pu}$
Corriente pico de salida del convertidor	$i_s[pu] = \frac{i_s}{I_b} = \frac{i_s}{11.81} = 1.41 \text{ pu}$
Impedancia del convertidor	$X_c[pu] = \frac{X_c}{Z_b} = 0.15 \text{ pu}$
Impedancia de la red eléctrica	$X_g[pu] = \frac{X_g}{Z_b} = 0.1 \text{ pu}$

Tabla 5.4 Valores Por Unidad [pu] del convertidor y red eléctrica

Cálculo de inductancia y resistencia del convertidor y la red eléctrica en función a la impedancia:

Inductancia:

$$L_c = \frac{X_c}{\omega_b} = \frac{X_c[pu]Z_b}{\omega_b} = 0.0043 \text{ H}, \quad L_g = \frac{X_g}{\omega_b} = \frac{X_g[pu]Z_b}{\omega_b} = 0.0029 \text{ H}$$

Resistencia:

$$R_c = \frac{X_c}{10} = 0.16 \Omega, \quad R_g = \frac{X_g}{10} = 0.11 \Omega$$

5.2.- Diseño del sistema de control de potencia activa

En el punto 3.2.3.- Dinámica de la potencia activa se vio el diseño del control de potencia activa, las principales ecuaciones que describen al sistema mostrado en la Figura 5.2 se muestran enseguida:

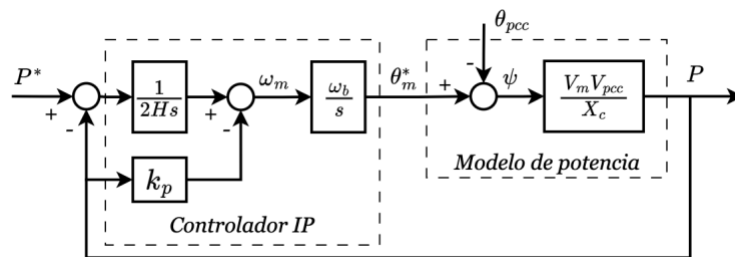


Figura 5.2 Controlador IP para la potencia activa

Función de transferencia del control de potencia:

$$\Delta P = \frac{1}{\frac{2H}{\omega_b} \left(\frac{1}{K_c} + \frac{1}{K_g} \right) s^2 + 2Hk_p s + 1} \Delta P^* = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} \Delta P^*$$

(5-1)

Los parámetros se obtienen por el método de ubicación de polos, comparando con un sistema típico de segundo orden:

$$\zeta = k_p \sqrt{\frac{H\omega_b K_c K_g}{2(K_c + K_g)}}, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{\omega_b K_c K_g}{2H(K_c + K_g)}} \quad (5-2)$$

Si se conocen H y ζ se puede obtener diferentes valores de k_p y ω_n :

$$k_p = \frac{\zeta}{\sqrt{\frac{H\omega_b K_c K_g}{2(K_c + K_g)}}}, \quad \omega_n = \sqrt{\frac{\omega_b K_c K_g}{2H(K_c + K_g)}} \quad (5-3)$$

Relación entre el tiempo de establecimiento (criterio de 2%), factor de amortiguamiento y frecuencia natural

$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (5-4)$$

5.2.1.- Constante de inercia H

En la ecuación (5-1), H es la constante de inercia que tiene unidades de tiempo en segundos (s). En un generador síncrono, la constante de inercia se puede definir de la siguiente forma:

$$H = \frac{W_{kin}}{S} = \frac{1}{2} \frac{J}{S} \omega^2 \frac{kW}{kVA} s \quad (5-5)$$

Donde:

- W_{kin} : Energía cinética almacenada.
- S : Potencia nominal del generador.
- ω : Velocidad angular de variación de ángulo delta del generador.

De forma textual se puede definir como el cociente entre la energía cinética almacenada de las partes rotatorias a velocidad sincrónica y la potencia nominal del generador. En un generador, durante una condición de operación transitoria se dan cargas y descargas de energía cinética almacenada en el rotor.

Siendo así, la constante de inercia (H) se puede definir como una cantidad de tiempo en el que la potencia almacenada de origen mecánica (kW) estará disponible a ser convertida en potencia eléctrica (kVA). Durante este tiempo no se producirá una variación perceptible de la velocidad angular ni del voltaje en los terminales del generador.

5.2.2.- Elección de la constante de inercia para el control de potencia

Un generador síncrono normalmente tiene una constante de inercia (H) que es alrededor de 5 segundos. Específicamente en el convertidor Grid-following [11] se

trabajó con $H = 5.04 \text{ seg}$, por ello en el presente trabajo se toma el mismo valor, adicionalmente se realiza simulaciones con valores cercanos a 5, tales como 3, 7 y 9.

De manera adicional, para el control de potencia activa se considera que el sistema está críticamente amortiguado, es decir, $\zeta = 1$.

Reemplazando los diferentes valores de H y ζ en las ecuaciones (5-3) y (5-4) se obtiene diferentes valores de k_p , ω_n y t_s , que se muestran en la Tabla 5.5.

H (seg)	ζ	ω_n	k_p	t_s (seg)
3	1	15.8533	0.0210	0.2523
5.04	1	12.2311	0.0162	0.3270
7	1	10.3784	0.0138	0.3854
9	1	9.1529	0.0121	0.4370

Tabla 5.5 Ganancia proporcional y tiempo de establecimiento, para diferentes valores de H

5.3.- Generación del voltaje de referencia – Control Droop de potencia reactiva

En la sección 3.2.4 se trató el punto de generación de voltaje de referencia, el diagrama de bloques corresponde a lo que se conoce como control Droop de potencia reactiva, cuyo diagrama de bloques básico es el mostrado en la Figura 5.3.

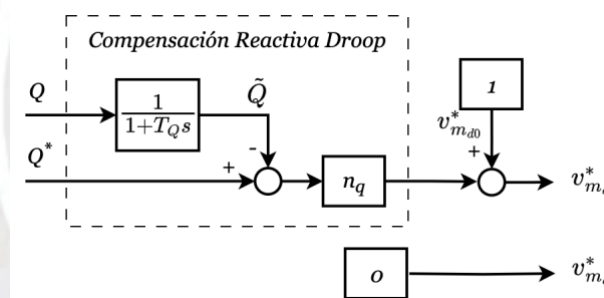


Figura 5.3 Estrategia de control Droop de potencia reactiva

En el diagrama de bloques se observa que el voltaje $v_{m_d}^*$ se representa como:

$$v_{m_d}^* = v_{m_{d0}}^* + n_q(Q^* - \tilde{Q}) \quad (5-6)$$

Donde \tilde{Q} es la potencia reactiva filtrada. El filtro es de tipo pasabajos, cuya función de transferencia se puede reescribir como sigue:

$$G_Q(s) = \frac{\tilde{Q}(s)}{Q(s)} = \frac{1}{1 + T_Q s} = \frac{\omega_Q}{s + \omega_Q} \quad (5-7)$$

La frecuencia de corte ω_Q puede ser calculado a partir de la frecuencia base:

$$\omega_Q = \frac{\omega_b}{10} = 12\pi \text{ rad/s} \quad (5-8)$$

En la ecuación (5-6), n_q se conoce como coeficiente Droop de potencia reactiva. En cuanto a coeficientes Droop existen de 2 tipos: coeficiente Droop de potencia activa (m) y coeficiente Droop para potencia reactiva (n) cuyos valores se deciden en base al estándar EN 50438¹, en la que se especifica que un cambio de 100% en potencia activa corresponde a una desviación de 2% de la frecuencia de la red, y un cambio del 100% de potencia reactiva corresponde a una desviación de 10% del voltaje nominal de la red. Así, los coeficientes m y n se pueden expresar como sigue:

$$\begin{cases} m < \left| \frac{\Delta\omega_{max}}{\Delta P_{max}} \right| = \left| \frac{2\% \omega^*}{100\% P^*} \right| \\ n < \left| \frac{\Delta E_{max}}{\Delta Q_{max}} \right| = \left| \frac{10\% E^*}{100\% Q^*} \right| \end{cases} \quad (5-9)$$

Para el control Droop de potencia reactiva se requiere obtener n , por lo tanto:

$$n_q < \left| \frac{0.1 * 127.02 * \sqrt{2}}{1 * 4500} \right| = 0.00399 \quad (5-10)$$

Siendo así, se puede asumir valores menores a 0.00399:

$$n_q = 0.0039 \quad (5-11)$$

5.4.- Simulación del convertidor tipo Grid-Forming

Para poder realizar la simulación se tiene el diagrama simplificado mostrado en la Figura 5.4. El convertidor está representado como una fuente de voltaje ideal, que tiene en serie una impedancia tipo inductiva Z_c , la cual está conectada en el punto PCC a una red eléctrica débil que a su vez tiene una impedancia también tipo inductiva Z_g . El convertidor se conecta con la red cuando el interruptor S_{w1} cierra, previamente la red eléctrica venía alimentando a la carga R_1 , y cuando S_{w1} cierra el suministro de potencia será compartida entre la red y el convertidor. Cuando S_{w2} cierra, al sistema interconectado se adiciona una carga R_2 , que alterará la potencia consumida.

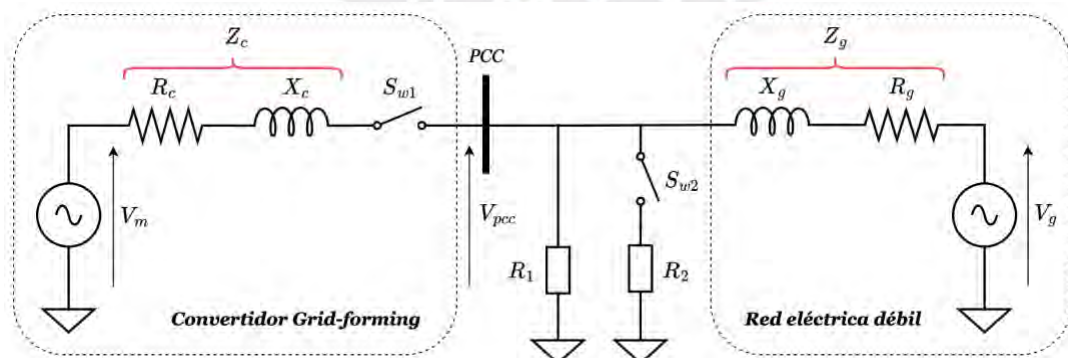


Figura 5.4 Convertidor Grid-Forming conectado a la red eléctrica y con cargas

¹ EN 50438: Requirements for micro-generating plants to be connected in parallel with public low-voltage distribution networks.

5.4.1.- Simulación del convertidor con carga R1

En la Figura 5.4, desde el instante 0 *seg* la referencia de potencia del convertidor está en 0 *pu*, es decir S_{w1} está cerrado y el convertidor no suministra potencia hacia la carga R_1 . En el instante 1 *seg* se cambia la referencia de potencia del convertidor a 0.8 *pu* (3.6 *kW*) y el convertidor empieza a suministrar potencia hacia la carga. En la Figura 5.5 se observa la respuesta del control de potencia activa del convertidor con diferentes valores de constantes de inercia. Y en la Figura 5.6 se observa el comportamiento de la potencia reactiva.

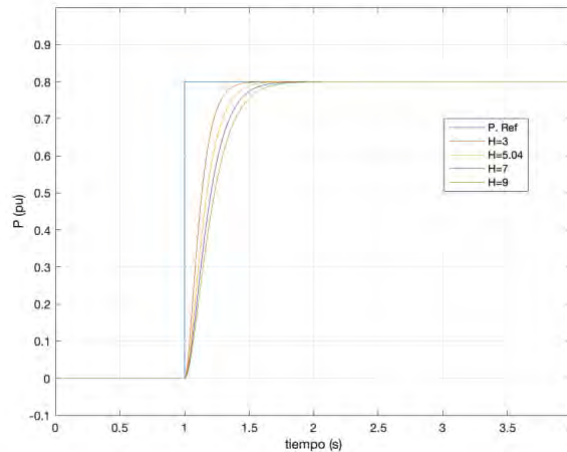


Figura 5.5 Potencia activa, set point 0.8 pu

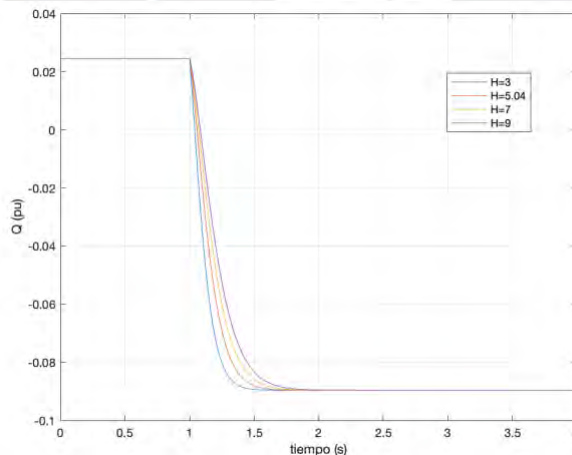


Figura 5.6 Potencia reactiva ante control de potencia activa

5.4.2.- Simulación del convertidor con carga R1 y cambios de frecuencia en la red

Para simular el comportamiento del convertidor (control de potencia activa) ante cambios de frecuencia en la red, se va a trabajar bajo el escenario mostrado en la Figura 5.4. En el sistema interconectado se parte con la premisa de que S_{w1} está cerrado y que la carga R_1 está conectada al sistema y la potencia de referencia para el convertidor es de 0 *pu*, en el instante $t = 1$ *seg* la potencia de referencia se fija en 0.8 *pu*, en el instante $t = 2$ *seg* en la frecuencia de red existe una caída de $-\Delta f$ *Hz*, luego en el instante $t = 3$ *seg* la frecuencia se recupera, es vuelve a 60 *Hz*, lo que implica un incremento de $+\Delta f$ *Hz*. Se realizará una simulación ante 2 valores diferentes de Δf , variaciones que generarán una perturbación en el control de potencia.

Los parámetros para la simulación se muestran en la Tabla 5.6.

Parámetro	Descripción	Valor
P_{R1}	Carga 1 (potencia de R_1)	$0.5 P_n$
X_g	Impedancia de la red	$0.1 pu$
$\pm \Delta f_1$	Variación de frecuencia 1, de la red	$\pm 0.2 Hz$
$\pm \Delta f_2$	Variación de frecuencia 2, de la red	$\pm 0.3 Hz$
P^*	Referencia de potencia activa del convertidor	$0.8 pu$

Tabla 5.6 Parámetros para simulación con cambios de frecuencia en red

- Convertidor ante cambios de frecuencia de $\mp 0.2 Hz$ y $\mp 0.3 Hz$:

En la Figura 5.7 se muestra las variaciones de frecuencia del convertidor, con diferentes valores para la constante de inercia H .

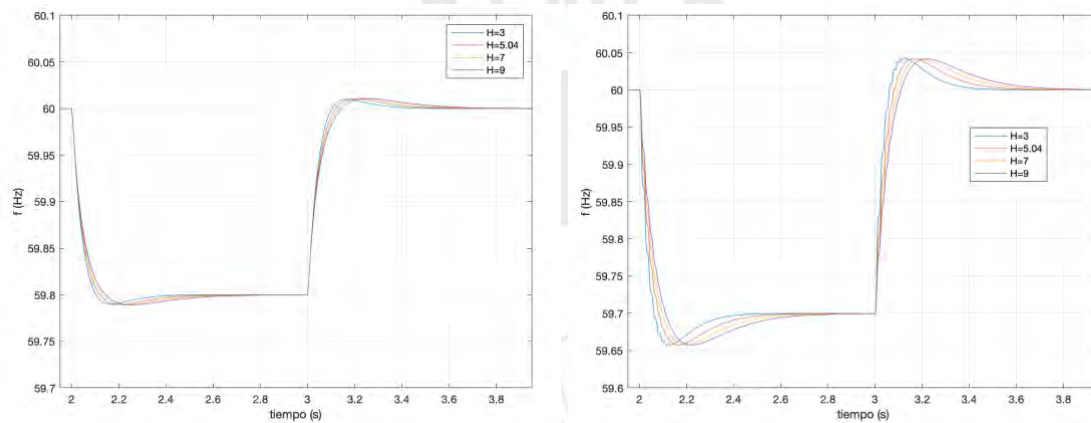


Figura 5.7 Gráfica de los cambios de frecuencia del convertidor

En la Figura 5.8 (a) se muestra la respuesta del control de potencia activa del convertidor ante un cambio de frecuencia de $\mp 0.2 Hz$. Con $H = 3 seg$ la potencia activa llega a tener una variación de $\pm 0.12 pu$ y con $H = 9 seg$ la potencia varía hasta $\pm 0.2 pu$. Con $H = 5.04 seg$ la variación es de $\pm 0.15 pu$. En la Figura 5.8 (b) se muestra la respuesta del control de potencia activa ante un cambio de frecuencia de $\mp 0.3 Hz$. En este caso con $H = 3 seg$ la potencia activa varía $\pm 0.18 pu$ y con $H = 9 seg$ la potencia activa llega a variar hasta $\pm 0.31 pu$.

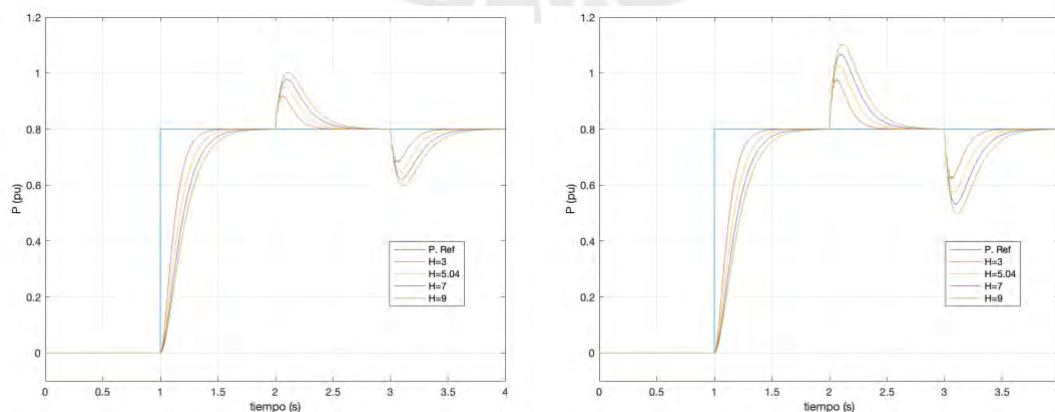


Figura 5.8 Respuesta del sistema de control de potencia activa ante cambios de frecuencia

En la Figura 5.8 se puede ver que ante variaciones de frecuencia, el convertidor inyecta/absorbe potencia activa a/de la red. Las variaciones de frecuencia de la red son perturbaciones que afectan fuertemente al sistema, sin embargo, el controlador es capaz de estabilizar la potencia en un tiempo aproximado de 2 *seg*. Se observa también que a mayor variación de frecuencia, el convertidor inyecta/absorbe mayor cantidad de potencia activa. En la Figura 5.9 se muestra la variación de potencia reactiva, se observa perturbaciones que luego se estabilizan en el mismo tiempo que la potencia activa.

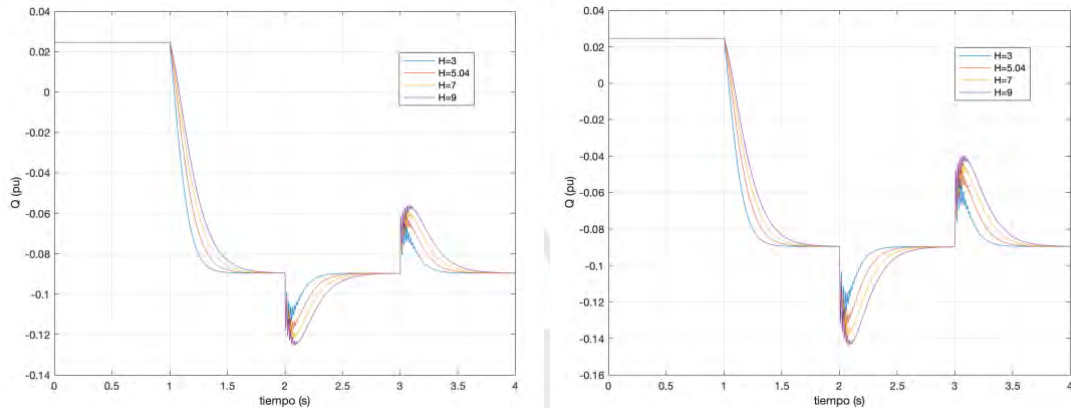


Figura 5.9 Comportamiento de potencia reactiva ante cambios de frecuencia

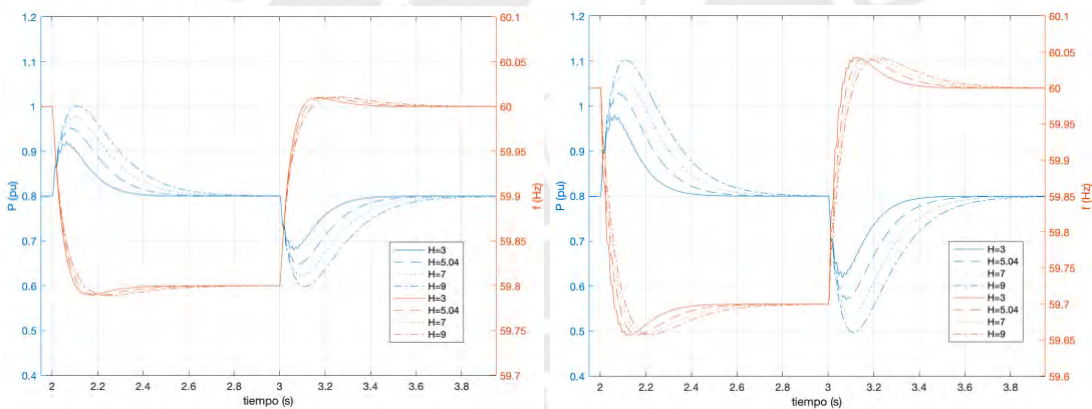


Figura 5.10 Representación de Potencia y Frecuencia del convertidor

5.4.3.- Simulación de convertidor con cargas R1 y R2

Para poder simular el comportamiento del convertidor ante cambios de carga, se trabaja con el escenario mostrado en la Figura 5.4. En el sistema interconectado se parte con la premisa de que S_{w1} está cerrado y que la carga R_1 está conectada al sistema, para poder simular una variación de carga en la red se tiene el interruptor S_{w2} , que inicialmente está abierto, lo que en términos de impedancia implica que al inicio se tiene una carga con una potencia de $P_{R1} = 0.5 P_n$ y en el instante $t = 2.5 \text{ seg}$ se cierra el interruptor S_{w2} , lo que ocasiona que la carga con potencia de $P_{R2} = 0.25 P_n$ se conecte al sistema, creando así una perturbación.

Los parámetros para la simulación con variación de carga se muestra en la Tabla 5.7.

Parámetro	Descripción	Valor
P_{R1}	Carga 1 (potencia de R_1)	$0.5 P_n$
P_{R2}	Carga 2 (potencia de R_2)	$0.25 P_n$
X_g	Impedancia de la red	$0.1 pu$
P^*	Referencia de potencia activa del convertidor	$0.8 pu$

Tabla 5.7 Parámetros para simulación con cambios de carga

En la Figura 5.11 se puede observar la respuesta del control de potencia activa con diferentes valores de la constante de inercia H , luego del incremento de carga en la red en el instante $t = 2.5 \text{ seg}$, se aprecia que dicho cambio de carga es una perturbación muy fuerte para el sistema de control, sin embargo, el controlador del convertidor es capaz de estabilizar la potencia en un tiempo aproximado de 0.5 seg . La potencia alcanza un pico máximo de $0.89 pu$ para todos los valores de H . Sin embargo, para un $H = 9 \text{ seg}$ se aprecia que la parte transitoria es más suave, sin oscilaciones.

En la Figura 5.12 se observa el comportamiento de la potencia reactiva que suministra el convertidor, se puede ver claramente que antes de $t = 2.5 \text{ seg}$ la potencia reactiva es de $-0.089 pu$ y luego del cambio de carga en la red, la potencia reactiva se incrementa y se estabiliza en $-0.081 pu$. El incremento de potencia reactiva implica que existe un pequeño desfase entre la tensión y la corriente que suministra el convertidor.

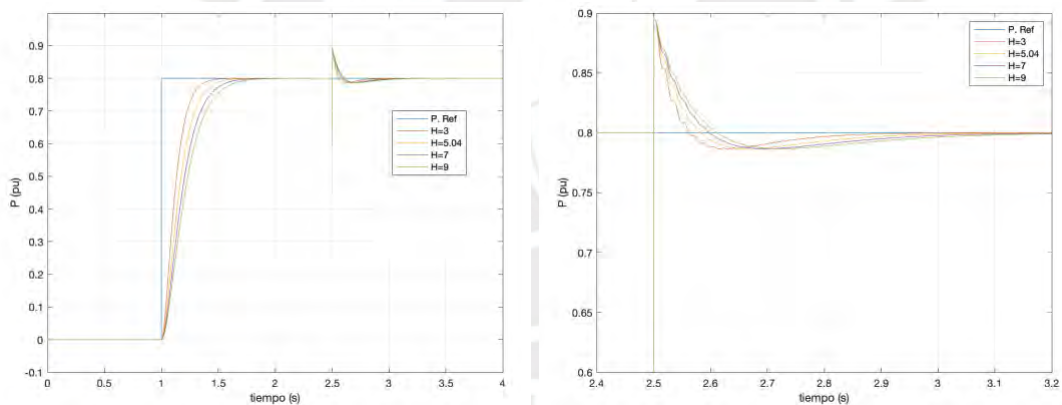


Figura 5.11 Control de potencia activa, ante incrementos de carga

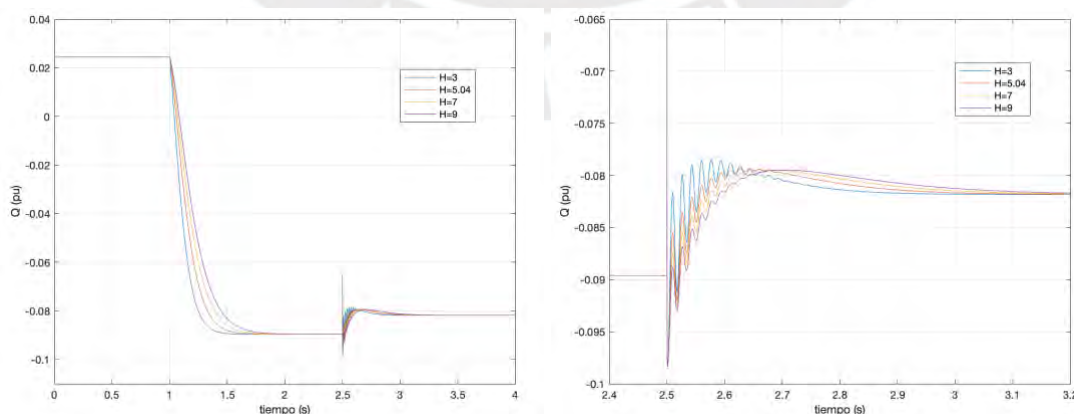


Figura 5.12 Comportamiento de potencia reactiva ante incrementos de carga

En la Figura 5.13 se observa el comportamiento de la frecuencia ante el evento de incremento de carga de $P_{R2} = 0.25 pu$, para diferentes valores de constante de inercia H . La frecuencia nadir con $H = 3 \text{ seg}$ alcanza un valor de 59.89 Hz , con $H = 5.04 \text{ seg}$

la frecuencia baja hasta 59.915 Hz, para $H = 7 \text{ seg}$ llega hasta 59.928 Hz y finalmente para $H = 9 \text{ seg}$ la frecuencia nadir llega 59.936 Hz. Aquí se puede observar claramente que la frecuencia nadir mejora con un H alto.

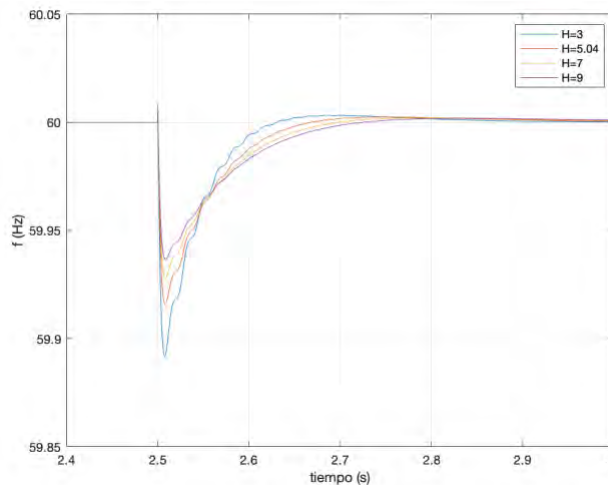


Figura 5.13 Comportamiento de la frecuencia del convertidor ante incremento de carga

5.4.4.- Simulación de convertidor ante variación de impedancia de red

Para poder simular el comportamiento del convertidor, se considera el escenario donde se pueda representar un cambio de impedancia en la red a la que está interconectado el convertidor, y que el sistema tiene una carga conectada.

En la Figura 5.14 se parte con el escenario de que S_{w1} está cerrado y que la carga R_1 está conectada al sistema, para poder simular una variación de impedancia en la red se tiene S_{w3} y S_{w4} , que inicialmente están cerrados, lo que en términos de impedancia implica $\frac{1}{Z_g} = \frac{1}{Z_{g1}} + \frac{1}{Z_{g2}}$, y en el instante $t = 2.5 \text{ seg}$ se desconecta, lo que origina que la impedancia de la red aumente, en términos matemáticos $Z_g = Z_{g1}$.

Los parámetros de carga e impedancia para la simulación se muestran en la Tabla 5.8.

Parámetro	Descripción	Valor
P_{R1}	Carga 1 (potencia de R_1)	$0.5 P_n$
X_{g1}	Impedancia de la red	$0.2 pu$
X_{g2}	Impedancia de la red	$0.2 pu$
$X_g = \frac{X_{g1}X_{g2}}{X_{g1} + X_{g2}}$	Impedancia inicial equivalente de la red	$0.1 pu$
P^*	Referencia de potencia activa del convertidor	$0.8 pu$

Tabla 5.8 Parámetros para simulación con variación de impedancia de red

Cuando la impedancia de la red originalmente es $0.1 pu$ implica que la red es fuerte, y al aumentar la impedancia a $0.2 pu$, la red se vuelve débil.

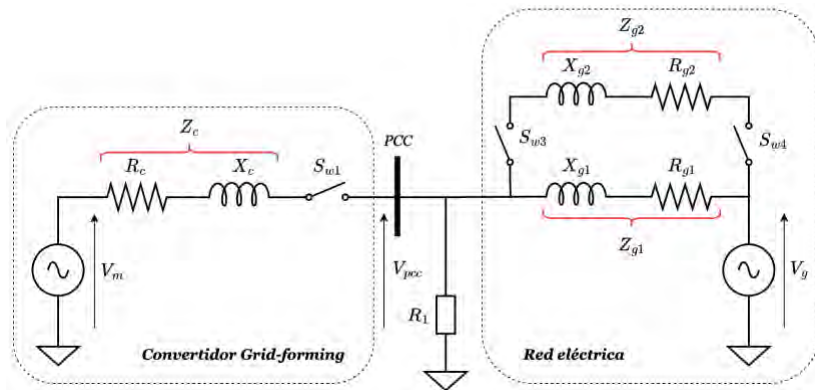


Figura 5.14 Escenario para simular cambios de impedancia en red

En la Figura 5.15 se puede observar la respuesta del control de potencia activa con diferentes valores de la constante de inercia H , luego de que la impedancia de la red cambiara en el instante $t = 2.5 \text{ seg}$, se aprecia que dicho cambio de impedancia es una perturbación fuerte para el sistema de control, sin embargo, el controlador del convertidor es capaz de estabilizar la potencia en un tiempo aproximado de 0.6 seg . La potencia desciende hasta 0.71 pu y sube hasta 0.815 pu .

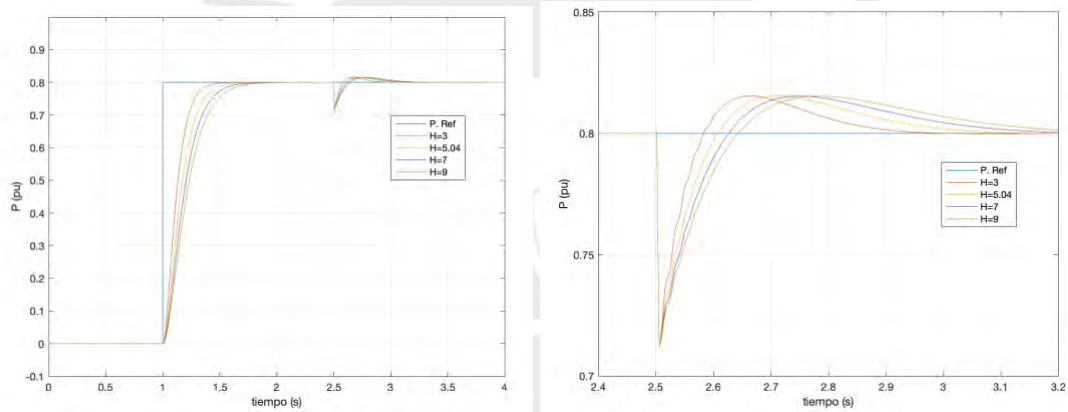


Figura 5.15 Control de potencia activa, ante variación de impedancia en la red

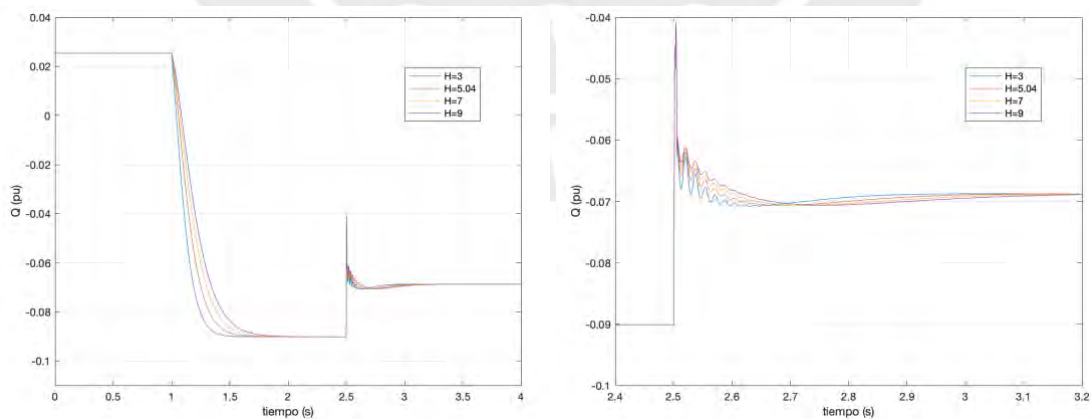


Figura 5.16 Comportamiento de potencia reactiva, ante variación de impedancia en la red

En la Figura 5.16 se muestra el comportamiento de la potencia reactiva que suministra el convertidor, se puede ver claramente que antes de $t = 2.5 \text{ seg}$ la potencia reactiva era cercano a cero (-0.09 pu) y luego del cambio de impedancia de la red, la potencia reactiva se incrementa y se estabiliza en -0.068 pu .

En la Figura 5.17 se observa el comportamiento de la frecuencia ante el evento de cambio de impedancia en la red, para diferentes valores de constante de inercia H . La frecuencia zenit con $H = 3 \text{ seg}$ alcanza un valor de 60.102 Hz , con $H = 9 \text{ seg}$ la frecuencia sube hasta 60.06 Hz . Aquí se ve que la frecuencia zenit mejora con H alto.

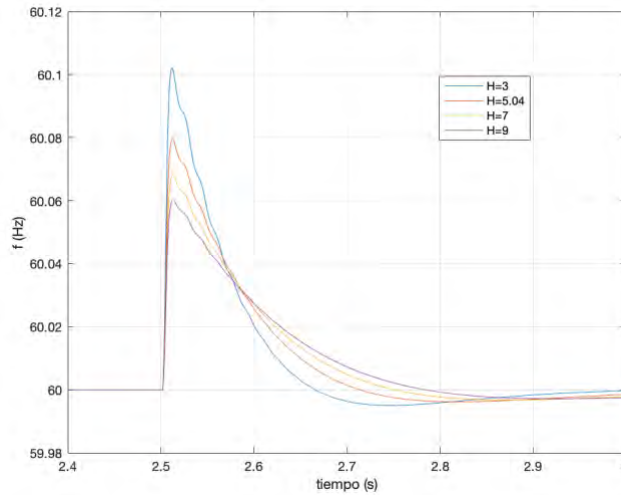


Figura 5.17 Comportamiento de la frecuencia del convertidor ante variación de impedancia de la red

5.5.- Filtro LCL

En el presente trabajo no se diseña el Filtro LCL, en su lugar se toma valores de un filtro típico para un convertidor de 4.5 kW , el mismo que se usó para el convertidor Grid-following [11] porque uno de los objetivos es realizar una comparación de la respuesta dinámica de los convertidores, los valores del filtro LCL se muestran en la Tabla 5.9. Se considera un filtro para una red eléctrica trifásica balanceada.

Parámetro	Descripción	Valor (S.I.)	Valor (pu)
L_f	Inductor del filtro	$1000 \mu\text{H}$	0.0351 pu
R_f	Resistencia en serie del filtro	$20 \text{ m}\Omega$	0.0019 pu
C_f	Capacitancia de derivación	$15 \mu\text{F}$	0.0608 pu
R	Resistencia de derivación	0.78Ω	0.0725 pu
L_c	Inductor de conexión	$100 \mu\text{H}$	0.0035 pu
R_c	Resistencia en serie de conexión	$5 \text{ m}\Omega$	0.00046 pu

Tabla 5.9 Parámetros de filtro LCL en Sistema Internacional y Por Unidad [pu]

En la Figura 5.18 se muestra la representación del filtro, para una fase de la red trifásica.

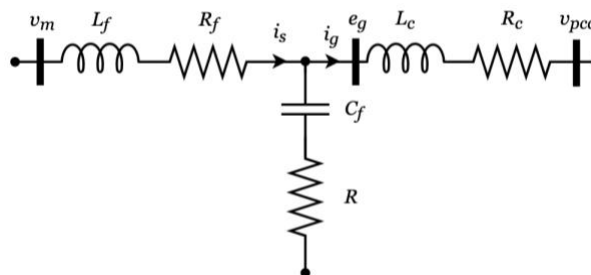


Figura 5.18 Filtro LCL para una fase de la red trifásica

En [16], [22] existe diferentes técnicas de diseño de filtros LCL, así como técnicas de control de filtros LCL conectados a la red eléctrica.

5.6.- Diseño de Controlador de Voltaje de Salida en lazo cerrado

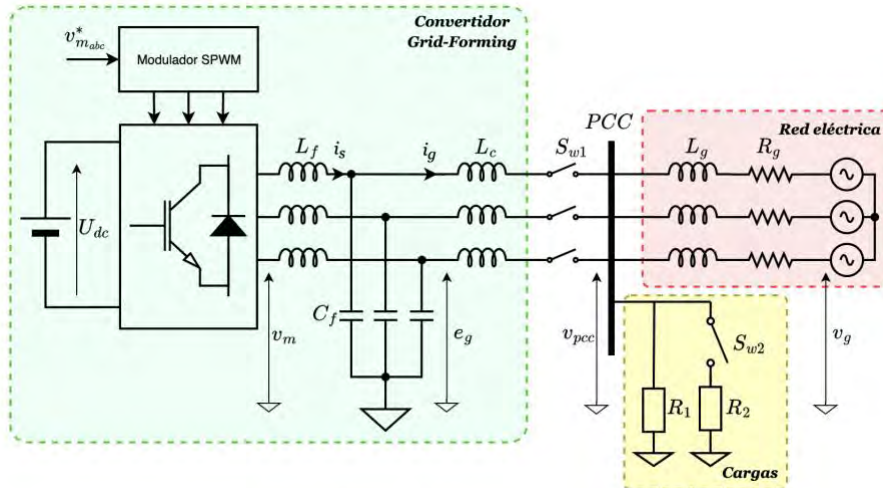


Figura 5.19 Convertidor Grid-forming, con filtro LCL, conectado a la red eléctrica

El diseño del controlador de voltaje está basado en el modelo del filtro LCL de salida y el modelo promediado del modulador PWM del convertidor.

Se ha demostrado que los controladores en cascada trabajan satisfactoriamente en la implementación de micredes.

5.6.1.- Controlador de lazo interno de corriente

En el marco teórico se había definido las fórmulas para el cálculo de los parámetros del controlador PI de corriente, en el marco de referencia dq , para el cálculo se toma en cuenta el factor de amortiguamiento deseado, el ancho de banda deseado, la frecuencia nominal, así como los parámetros del filtro LCL. Los parámetros se han definido en (3-24).

$$k_{pc} = 2\zeta_c L_f \frac{\omega_{nc}}{\omega_n} - R_f$$

$$k_{ic} = \frac{k_{pc} \omega_{nc}}{2\zeta_c - \frac{R_f \omega_{nc}}{L_f \omega_{nc}}} = \frac{\omega_{nc}^2 L_f}{\omega_n}$$

(5-12)

El ancho de banda deseado del controlador de corriente (ω_{nc}) se define en base al ancho de banda del modulador PWM, para el convertidor diseñado se define que sea 10 veces menor al ancho de banda del modulador, es decir:

$$\omega_{nc} = \frac{2f_{sw}}{10}$$

(5-13)

Para la frecuencia portadora PWM a usar, se tomará como referencia la tesis desarrollada para un convertidor tipo Grid-following [11], que fue de 50 kHz. Sin embargo, la frecuencia portadora PWM debe ser un múltiplo impar de tres veces la frecuencia de referencia (60 Hz), es decir, tres, nueve o quince veces, con esta definición se lograría que la distorsión armónica total (THD) sea mínima [23]. Por lo tanto, la frecuencia portadora ideal cercana a los 50 kHz sería.

$$f_{sw} = 3 * 279 * 60 \text{ Hz} = 50220 \text{ Hz} = 50.22 \text{ kHz} \quad (5-14)$$

Sin embargo, para efectos de comparación, se trabaja con una frecuencia portadora igual al del convertidor Grid-following $f_{sw} = 50 \text{ kHz}$, con esta frecuencia se define el ancho de banda del controlador de corriente:

$$\omega_{nc} = \frac{2f_{sw}}{10} = \frac{2 * 50000}{10} = 10000 \text{ rad/s} \quad (5-15)$$

El factor de amortiguamiento (ζ_c), se elige de acuerdo a la respuesta deseada, para evitar sobreimpulso se elige $\zeta_c = 0.7$.

Con los valores obtenidos de ancho de banda, el factor de amortiguamiento y las ecuaciones (3-24) se calcula los parámetros del controlador PI:

$$\begin{aligned} k_{pc} &= 6.8702 \text{ pu} \\ k_{ic} &= 49086 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (5-16)$$

5.6.2.- Controlador de lazo de voltaje

Los parámetros del controlador PI de voltaje se han definido en (3-27), para ello se requiere conocer el ancho de banda del controlador, el factor de amortiguamiento deseado y los parámetros del filtro LCL.

De acuerdo al enfoque convencional de controladores en cascada, el ancho de banda del lazo de control externo se fija entre 5 a 10 veces mas lento que el ancho de banda del lazo de control interno, es decir:

$$\begin{aligned} \omega_{nv} &= \frac{\omega_{nc}}{10} \\ \omega_{nv} &= \frac{10000}{10} = 1000 \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (5-17)$$

El factor de amortiguamiento del controlador de voltaje (ζ_v) se fija de acuerdo a la respuesta deseada, para este caso se elige $\zeta_v = 0.7$.

Con el factor de amortiguamiento deseado, el ancho de banda deseado y las ecuaciones (3-27) se calcula los parámetros del controlador de voltaje:

$$k_{pv} = 0.2259 \text{ pu}$$

$$k_{iv} = 161.3333 \text{ rad/s}$$

(5-18)

5.6.3.- Resumen y respuesta en frecuencia de los controladores diseñados

En la tabla se resume los parámetros de los controladores PI de corriente y voltaje:

Parámetro	Descripción	Valor
ω_{nc}	Ancho de banda del control de corriente	10000 <i>rad/s</i>
ζ_c	Factor de amortiguamiento de control de corriente	0.7 <i>pu</i>
k_{pc}	Ganancia proporcional, control de corriente	6.8702 <i>pu</i>
k_{ic}	Ganancia integral, control de corriente	49086 <i>rad/s</i>
ω_{nv}	Ancho de banda del control de voltaje	1000 <i>rad/s</i>
ζ_v	Factor de amortiguamiento de control de voltaje	0.7 <i>pu</i>
k_{pv}	Ganancia proporcional, control de voltaje	0.2259 <i>pu</i>
k_{iv}	Ganancia integral, control de voltaje	161.3333 <i>rad/s</i>

Tabla 5.10 Resumen de parámetros de controlador de corriente y voltaje, y ancho de banda

En la Figura 5.20 se muestra la respuesta en frecuencia del controlador de corriente diseñado.

En Figura 5.20 BW CCI corresponde a la respuesta del controlador considerando que la función de transferencia del Modulador PWM es ideal, es decir unitario. Cuya función de transferencia está representada por la ecuación (3-22), en la figura se puede observar que el ancho de banda del controlador es de 80806 *rad/s*, esto debido a la presencia de un cero en $s = -7144.8 \text{ rad/s}$.

$$\frac{i_{sdq}(s)}{i_{sdq}^*(s)} = \frac{6.87s + 49086}{9.298(10^{-5})s^2 + 6.872s + 49086}$$

(5-19)

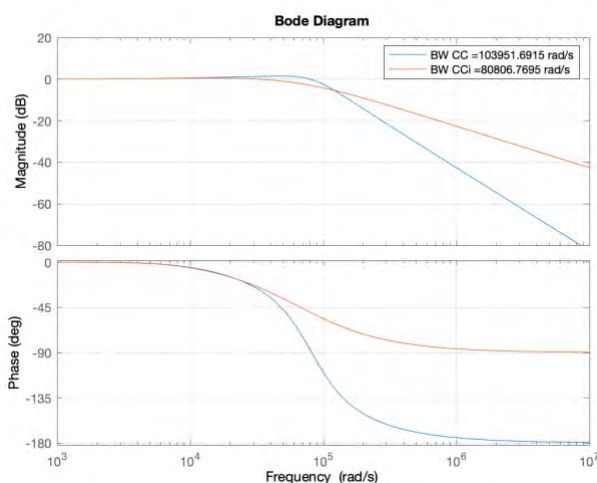


Figura 5.20 Respuesta en frecuencia del controlador de corriente

En Figura 5.20 BW CC corresponde a la respuesta en frecuencia del controlador considerando el modelo simplificado que aproxima al Modulador PWM, del diagrama mostrado en la Figura 3.20. En la figura se puede observar que el ancho de banda es de 103951.69 rad/s , lo cual es influenciado por el cero ubicado en $s = -7144.8 \text{ rad/s}$ y el polo adicional ubicado en $s = -0.7926(10^4) \text{ rad/s}$, que son el resultado de incluir la función de transferencia del modulador PWM.

$$\frac{i_{sdq}(s)}{i_{sdq}^*(s)} = \frac{6.87s + 49086}{9.298(10^{-10})s^3 + 9.299(10^{-5})s^2 + 6.872s + 49086} \quad (5-20)$$

En la Figura 5.21 se muestra la respuesta en frecuencia del controlador de voltaje diseñado.

En Figura 5.21 BW CVi corresponde a la respuesta del controlador considerando que la función de transferencia del lazo de corriente es ideal, es decir, unitario. Cuya función de transferencia está representada por la ecuación (3-25). En la figura se aprecia que el ancho de banda es de 2046.54 rad/s , ello se debe a la presencia del cero ubicado en $s = -714.28 \text{ rad/s}$.

$$\frac{e_{gdq}(s)}{e_{gdq}^*(s)} = \frac{0.2462s + 176.6}{0.0001751s^2 + 0.2462s + 176.6} \quad (5-21)$$

En Figura 5.21 BW CV corresponde a la respuesta del controlador considerando la función de transferencia del lazo de control de corriente. El ancho de banda en este caso es de 2060.37 rad/s , resultado de los ceros y polos adicionales, que son el resultado de incluir la función de transferencia del lazo de control de corriente, que a su vez considera la función de transferencia del modulador PWM.

$$\frac{e_{gdq}(s)}{e_{gdq}^*(s)} = \frac{1.552s^2 + 1.22(10^4)s + 7.919(10^6)}{1.5(10^{-13})s^5 + 1.5(10^{-8})s^4 + 1.109(10^{-3})s^3 + 9.471s^2 + 1.22(10^4)s + 7.919(10^6)} \quad (5-22)$$

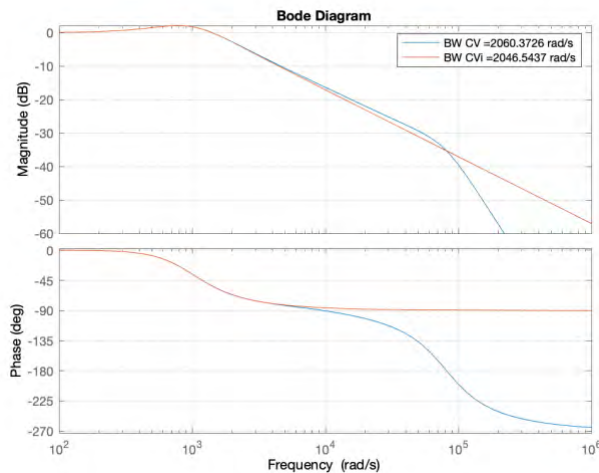


Figura 5.21 Respuesta en frecuencia del controlador de voltaje

En base a la magnitud del ancho de banda, se observa que el ancho de banda del controlador de corriente es 10 veces más rápido que el ancho de banda del controlador

de voltaje, tal como se había previsto en el diseño. Adicionalmente, hay que mencionar que un ancho de banda grande se puede asociar a una respuesta más rápida de un sistema, lo que es particularmente bueno para el seguimiento de referencias, como es el caso de los controladores PI empleados en el diseño.

5.6.4.- Simulación del convertidor Grid-forming, con carga R1

En la Figura 5.4, desde el instante 0 *seg* la referencia de potencia del convertidor está en 0 *pu*, el convertidor está trabajando en sincronía con la red eléctrica, es decir S_{W1} está cerrado, pero el convertidor no suministra potencia hacia la carga R_1 . En el instante 1 *seg* se cambia la referencia de potencia del convertidor a 0.8 *pu* (3.6 *kW*) y el convertidor empieza a suministrar potencia hacia la carga. En la Figura 5.22 se observa la respuesta del control de potencia activa del convertidor. El tiempo de establecimiento es de aproximadamente 0.5 *seg*.

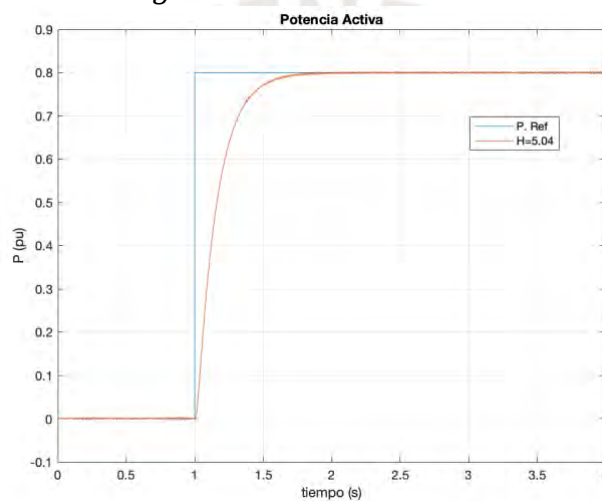


Figura 5.22 Control de potencia activa, cambio de referencia de 0 *pu* a 0.8 *pu*

5.6.5.- Simulación del convertidor con cambios de frecuencia en la red

Para esta simulación se considera que en la red existe una caída de frecuencia, de -0.3 *Hz*, es decir la frecuencia baja de 60 *Hz* a 59.7 *Hz*, la caída se da en el instante $t = 2.5$ *seg*, lo que equivale a un señal tipo escalón negativo.

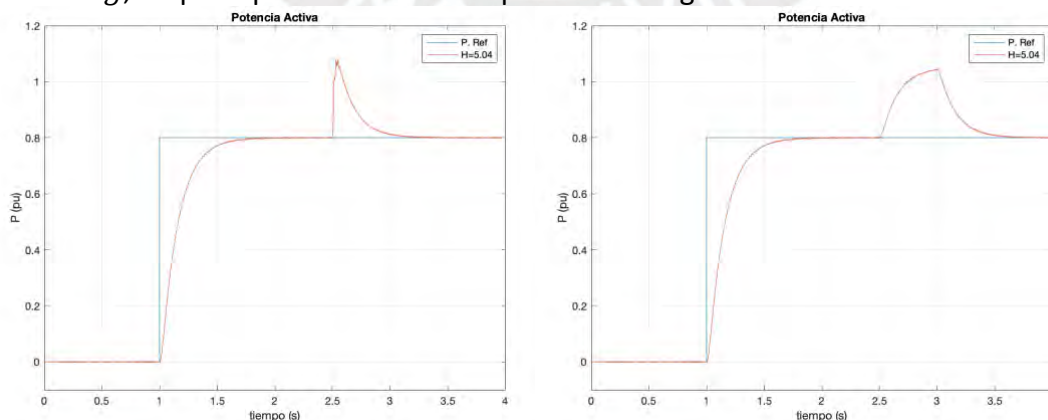


Figura 5.23 Control de potencia activa ante cambios de frecuencia en la red

En la Figura 5.23(a) se aprecia la respuesta del control de potencia activa del convertidor, la potencia máxima alcanza 1.078 *pu* ante caída de frecuencia de -0.3 *Hz*.

Adicionalmente se simula una caída de frecuencia tipo rampa, con una pendiente de -1.5 Hz/seg , desde el instante $t_1 = 2.5 \text{ seg}$ hasta $t_2 = 3 \text{ seg}$, el valor final de la frecuencia es de 59.25 Hz . En la Figura 5.23(b) se aprecia la respuesta del control de potencia ante caída tipo rampa, el pico de potencia es de 1.044 pu .

En la Figura 5.24(a) se muestra la variación de frecuencia de salida del convertidor y la frecuencia de red. En la caída de frecuencia tipo escalón de 60 Hz a 59.7 Hz , la frecuencia Nadir es de 59.67 Hz , y el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 0.5 seg . En la Figura 5.24(b) se muestra la variación de frecuencia del convertidor ante una caída tipo rampa, la frecuencia nadir llega a 59.226 Hz .

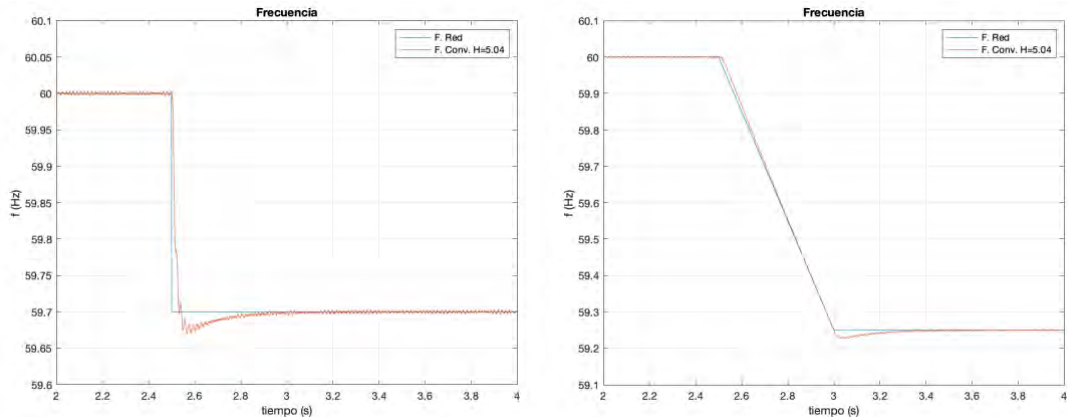


Figura 5.24 Comportamiento de frecuencia ante cambios en la red

5.6.6.- Simulación del convertidor con cambios de carga

Para poder simular el comportamiento del convertidor ante cambios de carga, se trabaja con el escenario mostrado en la Figura 5.4. En el sistema interconectado se parte con la premisa de que S_{w1} está cerrado y que la carga R_1 está conectada al sistema, para poder simular una variación de carga en la red se tiene el interruptor S_{w2} , que inicialmente está abierto, lo que en términos de impedancia implica que al inicio se tiene una carga con una potencia de $P_{R1} = 0.5 P_n$ y en el instante $t = 2.5 \text{ seg}$ se cierra el interruptor S_{w2} , lo que ocasiona que la carga con potencia de $P_{R2} = 0.25 P_n$ se conecte al sistema, creando así una perturbación. En la Figura 5.25 se aprecia el control de potencia, el pico máximo alcanza un valor de 1.01 pu , sin embargo, la potencia se estabiliza en un tiempo de 0.4 seg .

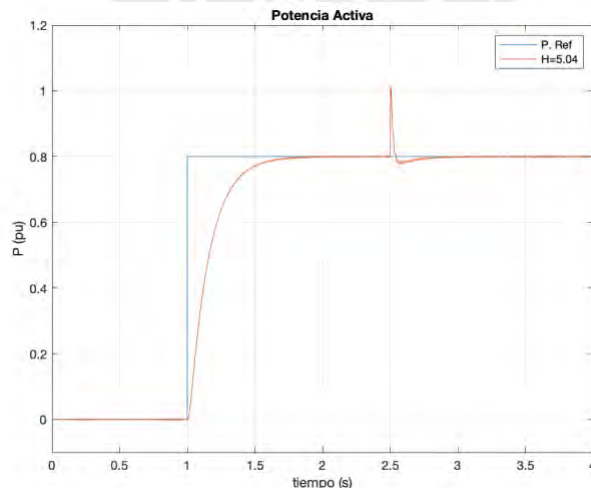


Figura 5.25 Control de potencia activa, ante variación de carga

En la Figura 5.26 se aprecia la variación de frecuencia de el punto de conexión, la frecuencia cae hasta 59.788 Hz , que luego se recupera y vuelve a los 60 Hz .

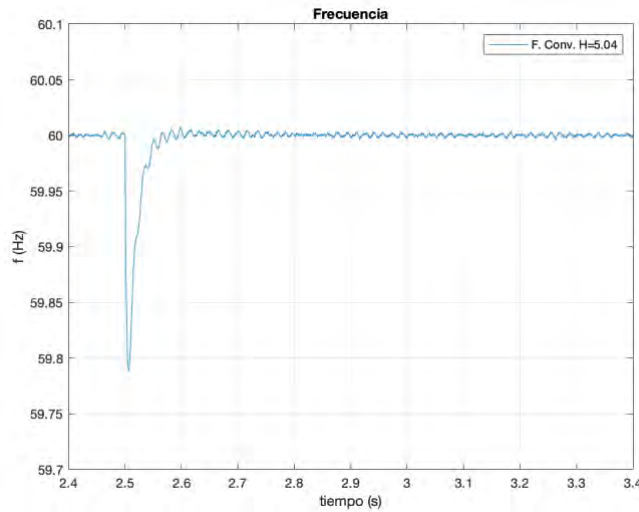


Figura 5.26 Variación de la frecuencia del convertidor ante incremento de carga

La Figura 5.27 muestra la variación de la corriente de salida del convertidor, en este caso sube de 13.38 Am a un valor máximo de 17.49 Amp , $[1.48 \text{ pu}]$ valor pico.

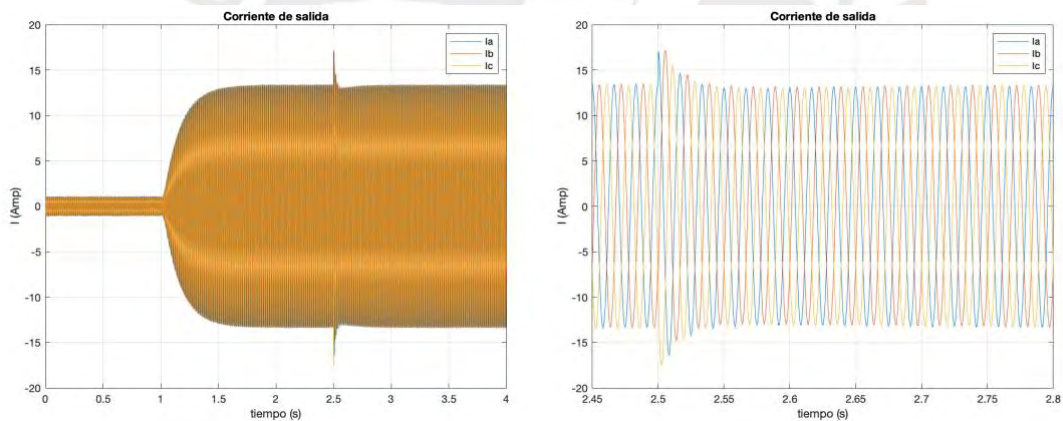


Figura 5.27 Corriente de salida del convertidor ante incremento de carga

5.6.7.- Simulación del convertidor con cambios de impedancia de red

Para poder simular el comportamiento del convertidor, se considera el escenario donde se pueda representar un cambio de impedancia en la red a la que está interconectado el convertidor, y que el sistema tiene una carga conectada. La simulación se realiza bajo el escenario mostrado en la Figura 5.14, se inicia con que S_{w1} está cerrado y que la carga R_1 está conectada al sistema, para poder simular una variación de impedancia en la red se tienen los switch S_{w3} y S_{w4} , que inicialmente están cerrados, lo que en términos de impedancia implica $\frac{1}{Z_g} = \frac{1}{Z_{g1}} + \frac{1}{Z_{g2}}$, y en el instante $t = 2.5 \text{ seg}$ los switch se desconectan, lo que origina que la impedancia de la red aumente, en términos matemáticos $Z_g = Z_{g1}$.

En la Figura 5.28 se puede ver el control de potencia, ante la perturbación de cambio de impedancia de red, la potencia llega a bajar hasta un pico de 0.675 pu .

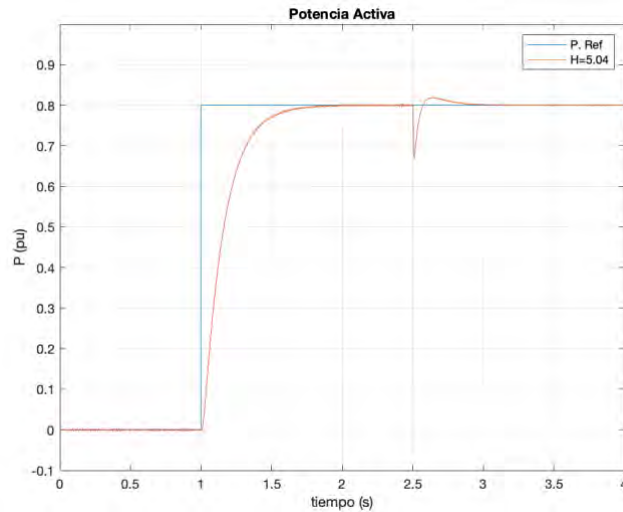


Figura 5.28 Control de potencia activa, ante variación de impedancia de la red

En la Figura 5.29 se aprecia la variación de frecuencia ante la perturbación de impedancia de red. La frecuencia sube hasta 60.13 Hz, que posteriormente retorna a 60 Hz.

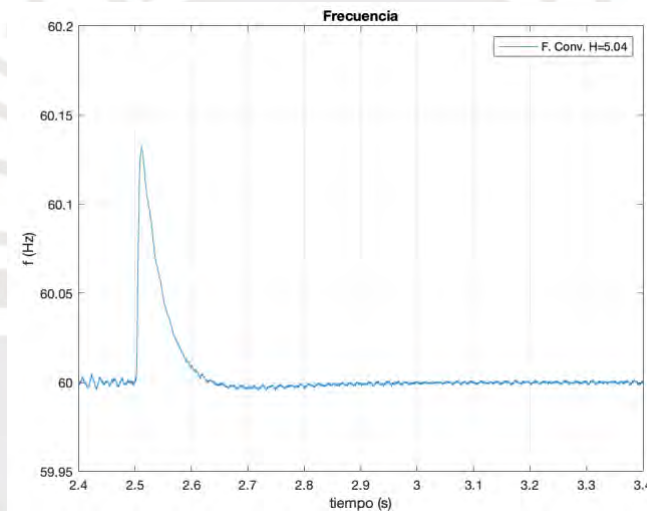


Figura 5.29 Variación de la frecuencia del convertidor ante variación de impedancia de la red

La Figura 5.30 muestra la corriente de salida del convertidor, en este caso, cae de 13.38 Amp hasta un valor mínimo de 10.88 Amp, posteriormente se recupera y se estabiliza en su valor anterior de 13.38 Amp.

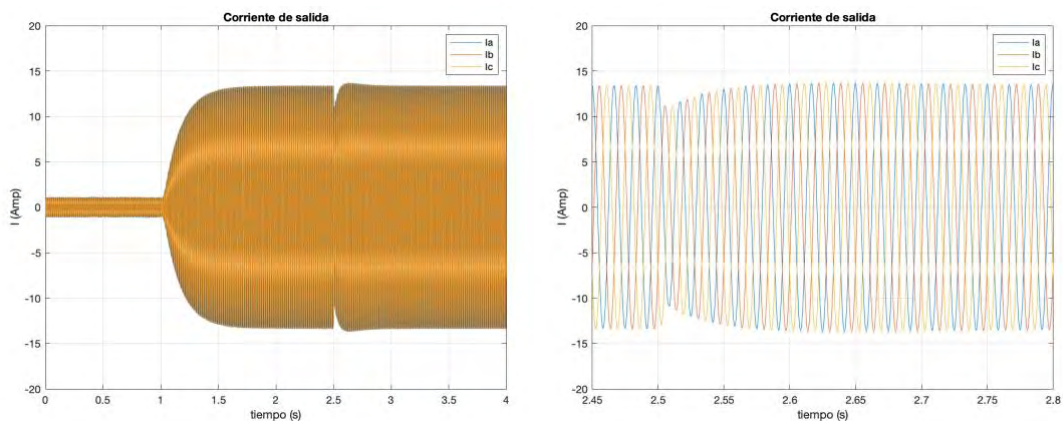


Figura 5.30 Corriente de salida del convertidor ante variación de impedancia

5.7.- Potencia de referencia virtual, para operación aislada del convertidor

5.7.1.- Obtención de Potencia de referencia virtual

En (3-20) se había definido la ecuación que describe la generación de potencia de referencia, para el caso que del convertidor operando de manera aislada.

$$P^* = k_f(f_{NL} - f_{out}) \quad (5-23)$$

Por otro lado, existe la formulación artificial de la característica Droop para el control de potencia de convertidores conectados a la red eléctrica:

$$\omega = \omega_n - m(\tilde{P}) \quad (5-24)$$

Donde ω es la frecuencia real del convertidor, ω_n es la frecuencia nominal del convertidor, y \tilde{P} es el valor de la potencia filtrada, luego de pasar P por un filtro pasa bajas.

$$\tilde{P} = \frac{\omega_p}{s + \omega_p} P \quad (5-25)$$

De manera adicional, en la ecuación (5-9) se tiene de definición de la ecuación Droop de control de potencia activa.

$$m < \left| \frac{\Delta\omega_{max}}{\Delta P_{max}} \right| = \left| \frac{2\% \omega^*}{100\% P^*} \right| \quad (5-26)$$

Reescribiendo la ecuación 5-11 se tiene:

$$\tilde{P} = \frac{1}{m}(\omega - \omega_n) \quad (5-27)$$

Al trabajar en sistema Por Unidad (pu) es posible comparar (5-27) con (5-23) y se obtiene:

$$k_f = \frac{1}{m} \quad (5-28)$$

El valor de m se obtiene a partir de (5-26).

$$m < \frac{0.02 * 60 * 2 * \pi}{4500} \Rightarrow m < 0.00168 \quad (5-29)$$

Por lo tanto:

$$k_f > 596.84 \Rightarrow k_f = 2000 \quad (5-30)$$

5.7.2.- Simulación del convertidor ante desconexión del voltaje y frecuencia de red

Para poder simular una desconexión total de la red, se va trabajar bajo el escenario mostrado en la Figura 5.31. La potencia de la carga es $R_3 = 0.25 pu$ (1.125 kW). Se parte bajo la premisa de que S_{w1} y S_{w5} están cerrados, es decir, el convertidor está trabajando en sincronía con la red eléctrica y en la red está conectado la carga R_3 . En el instante $t = 2.5 seg$ el interruptor S_{w5} se abre, simulando así una caída de la red eléctrica, a partir de este instante, el convertidor grid-forming trabaja generando una amplitud de voltaje definido, a una frecuencia definida, que se controla en base a la potencia de carga conectada.

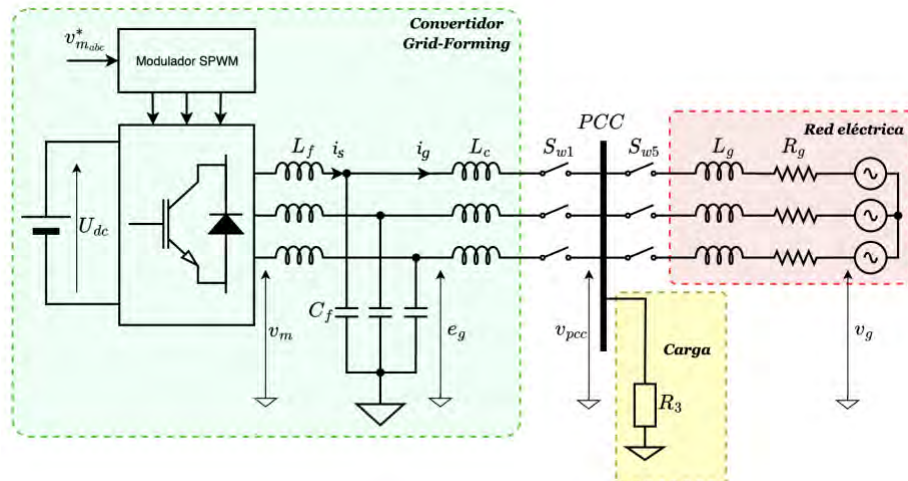


Figura 5.31 Controlador Grid-Forming para simular desconexión total de la red

En la Figura 5.32 se aprecia el control de potencia activa, en el instante $t = 1 seg$ el setpoint de potencia es de $0.8 pu$, cabe aclarar que el convertidor está en sincronía con la red eléctrica. En el instante $t = 2.5 seg$ se tiene una caída de la red eléctrica, en dicho momento el convertidor calcula el setpoint de potencia que se requiere para alimentar la carga y continúa operando. Para la carga R_3 , el setpoint de potencia necesario es de $0.25 pu$, exactamente el mismo valor que la carga que tiene conectado.

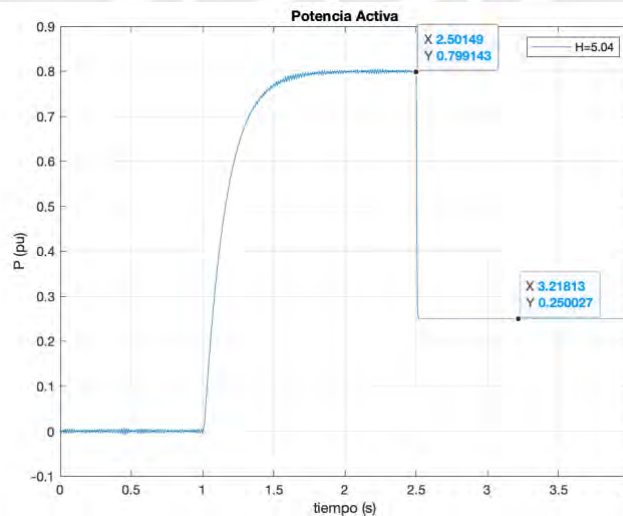


Figura 5.32 Control de potencia activa ante una caída de red

En la Figura 5.33 se muestra la frecuencia antes y posterior a la desconexión de la red eléctrica. La frecuencia se estabiliza en alrededor de 59.99 Hz .

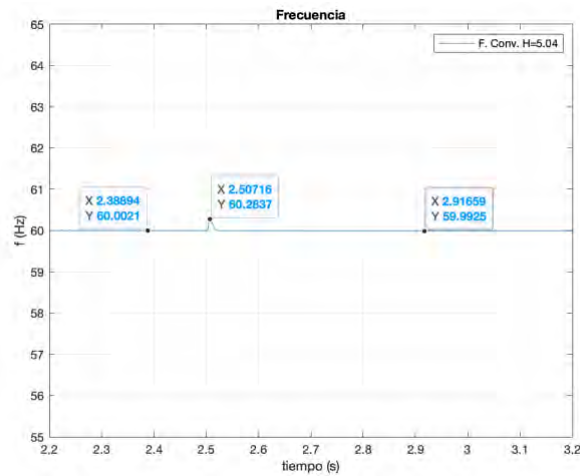


Figura 5.33 Frecuencia del convertidor ante una caída de red

En la Figura 5.34 se muestra la corriente de salida del convertidor, se observa que antes de la desconexión el valor era de aproximadamente 13.48 Amp , luego del evento se mantiene estable en un valor de 4.18 Amp . La forma de onda de corriente tiene mínimo ruido, ello debido a que el filtro LCL elimina las frecuencias altas.

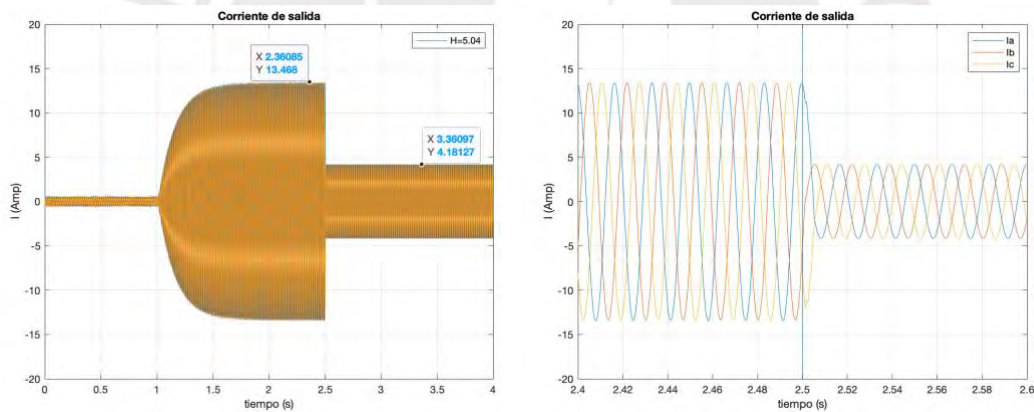


Figura 5.34 Corriente de salida del convertidor.

En la Figura 5.35 se puede ver el voltaje pico a pico de salida, que alcanza un valor estable muy cercano a 179.63 V .

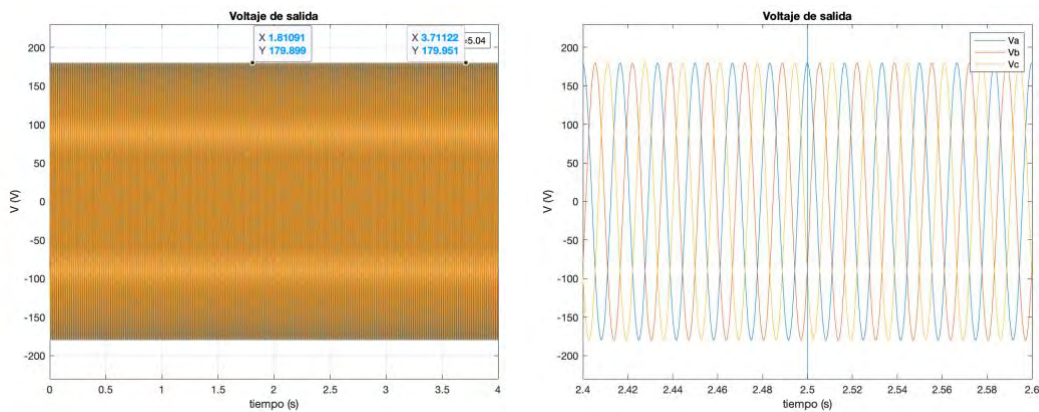
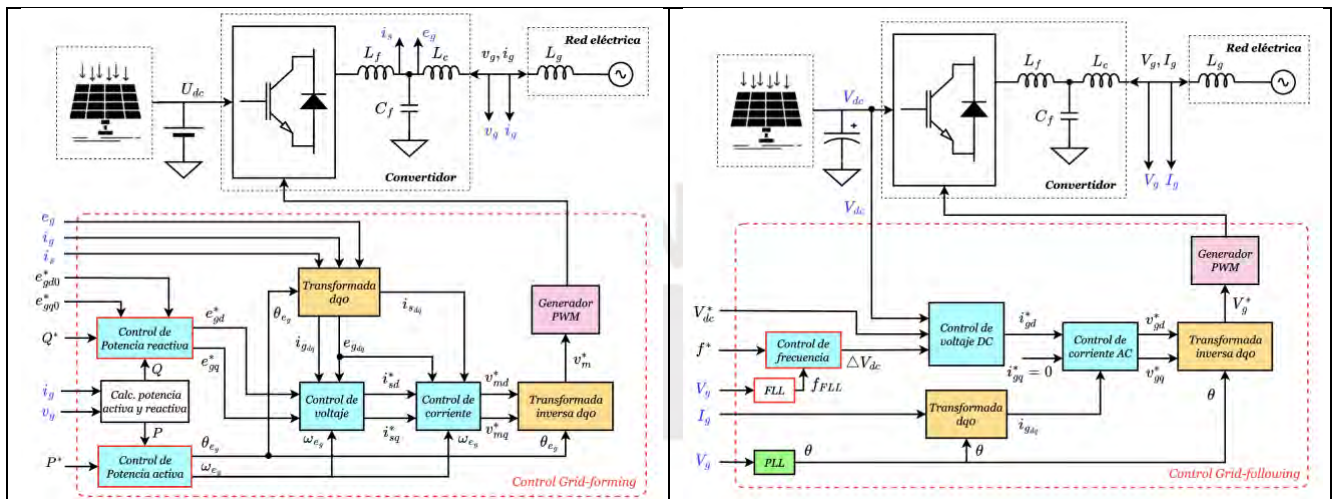


Figura 5.35 Voltaje de salida del convertidor.

Capítulo 6 Comparativo entre convertidor Grid-forming y Grid-following

En la Figura 6.1 se muestra los diagrama de bloque del convertidor Grid-forming y Grid-following para análisis. En la Figura 6.1 (a) se muestra el convertidor diseñado en la presente tesis y en la Figura 6.1 (b) se muestra el convertidor Grid-following diseñado en [11], en las figuras se aprecia que la conexión a la red eléctrica y la etapa de potencia de ambos convertidores son iguales, la diferencia está en la parte de control, en la Tabla 6.1 se resume las diferencias.



a) Respuesta de Grid-forming
b) Respuesta de Grid-following
Figura 6.1 Convertidor Grid-forming conectado a la red eléctrica, para fines de comparación con Grid-following

Grid-forming	Grid-following
Control de Potencia activa: IP	Control de Frecuencia: P
Control de Potencia reactiva: Droop (P)	Control de voltaje DC: PI
Control de Corriente: PI, con feedforward	Control de corriente AC: PI
Control de Voltaje: PI, con feedforward	
Estimación de frecuencia y fase: Control de potencia activa.	Medición de frecuencia: FLL
	Medición de fase: PLL
Voltaje de bus DC: Batería, constante	Voltaje de bus DC: Capacitor, variable

Tabla 6.1 Diferencias entre Grid-forming y Grid-following.

6.1.- Constante de inercia

La constante de inercia para el convertidor Grid-following era de $H = 5.04 s$, para el convertidor Grid-forming también se ha considerado el mismo valor.

En Grid-following, incrementar la constante de inercia H sólo es posible aumentando la capacitancia del capacitor de bus DC. En cambio, en Grid-forming la constante de inercia H se puede elegir en la etapa de diseño de control de potencia activa, de acuerdo al tiempo de establecimiento requerido o factor de amortiguamiento requerido, y básicamente afecta al sistema de control y no dimensiones en componentes físicos del convertidor.

6.2.- Potencia nominal y corriente ante cambios de frecuencia

Para poder comparar el convertidor Grid-forming diseñado y el convertidor Grid-following presentado en [11], se simula un entorno igual de operación. Es decir, la potencia inicial del convertidor se fija en 0.9 kW (0.2 pu) que es la quinta parte de 4.5 kW (potencia nominal del convertidor), con ello como condición inicial se simula los cambios de frecuencia en la red, se analizan las respuestas y se miden los valores máximos y mínimos.

Los cambios de frecuencia considerados son una caída de 0.3 Hz y un incremento de 0.3 Hz .

6.2.1.- Cambios de frecuencia tipo escalón, con set point de Potencia 0.2 pu (0.9 kW)

Caída de frecuencia: Respuesta ante un cambio tipo escalón de -0.3 Hz

En las Figura 6.2, Figura 6.3 y Figura 6.4 se muestran las respuestas de los convertidores ante una caída de frecuencia en la red (i.e. incremento de carga) de 60 Hz hasta 59.7 Hz . En las Figuras (a) se muestra la respuesta del convertidor Grid-forming y en las Figuras (b) se muestra la respuesta del convertidor Grid-following y el cambio de frecuencia tipo escalón se da en el instante $t = 0.5 \text{ seg}$.

En la Figura 6.2 (a) se muestra la variación de corriente de salida del convertidor Grid-forming diseñado, inicialmente la corriente en régimen permanente estaba en 3.33 Amp , durante el régimen transitorio ante el cambio de frecuencia la corriente se eleva hasta 7.7 Amp y en $t = 0.5 \text{ seg}$ aprox regresa a su valor de régimen permanente de 3.33 Amp . El cambio de corriente se refleja en el cambio de potencia, inicialmente era de 0.9 kW y en régimen transitorio se eleva hasta 2.078 kW , y finalmente se estabiliza en 0.9 kW . Con respecto a la frecuencia, la frecuencia Nadir es de 59.66 Hz (sobreimpulso de 13.33%) y en un tiempo de 0.5 seg llega a su nuevo valor de régimen permanente de 59.7 Hz .

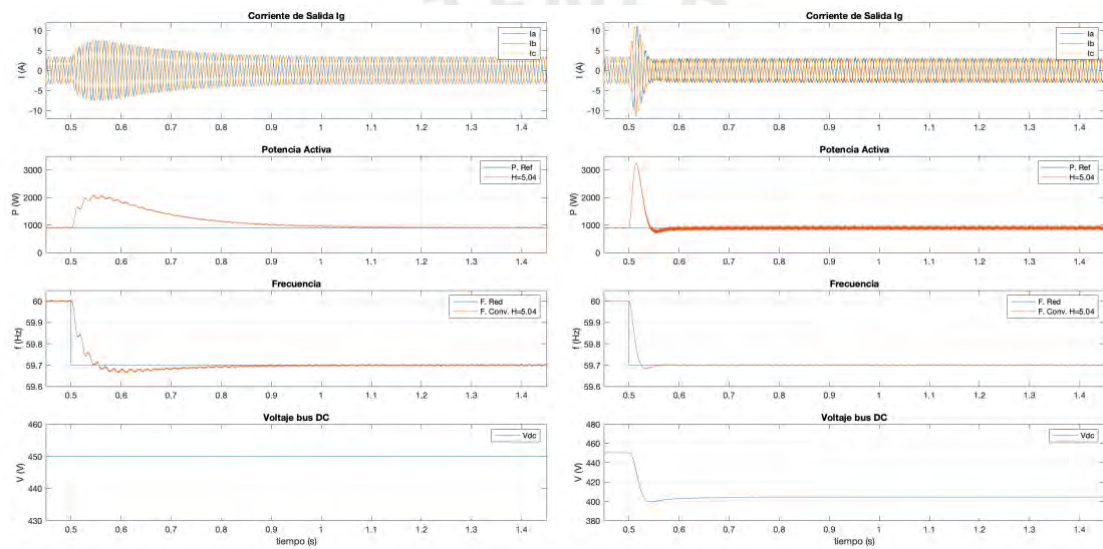
En la Figura 6.2 (b) se muestra la variación de corriente de salida del convertidor tipo Grid-following [11], al principio la corriente en régimen permanente estaba en 3.33 Amp se eleva hasta 11.47 Amp durante el régimen transitorio y en $t = 0.05 \text{ seg}$ aprox regresa a su valor de régimen permanente de 3.33 Amp . El cambio de corriente se refleja en el cambio de potencia, inicialmente en régimen permanente es de 0.9 kW y en régimen transitorio se eleva hasta 3.235 kW , y luego de 0.05 seg la potencia baja hasta aprox. 0.9 kW . Con respecto a la frecuencia, la frecuencia Nadir es de 59.68 Hz (sobreimpulso de 6.66%) y en un tiempo de 0.05 seg llega a su nuevo valor de régimen permanente de 59.7 Hz .

En la Tabla 6.2 se muestra el resumen de los parámetros de las respuestas de los controladores.

La respuesta del convertidor Grid-following es mucho más rápido que el convertidor tipo Grid-forming, sin embargo, la corriente y potencia pico es mucho más alta en convertidor Grid-following con respecto al convertidor Grid-forming.

Parámetro	Grid-forming	Grid-following
Corriente inicial	3.35 Amp	3.3 Amp
Potencia inicial	0.9 kW	0.9 kW
Escalón de frecuencia	-0.3 Hz	-0.3 Hz
Sobreimpulso de frecuencia	13.33 %	6.66 %
Tiempo de establecimiento	$t_s = 0.5 \text{ seg}$	$t_s = 0.05 \text{ seg}$
Corriente pico	7.7 Amp	11.47 Amp
Potencia pico	2.078 kW	3.235 kW
Corriente final	3.32 Amp – 3.38 Amp	3.3 Amp – 4.1 Amp
Potencia final	0.83 kW – 0.94 kW	0.78 kW – 1.02 kW
Voltaje pico teórico	179.6 Vac	179.6 Vac
Voltaje pico entregado	178 Vac – 180 Vac	178 Vac – 180 Vac

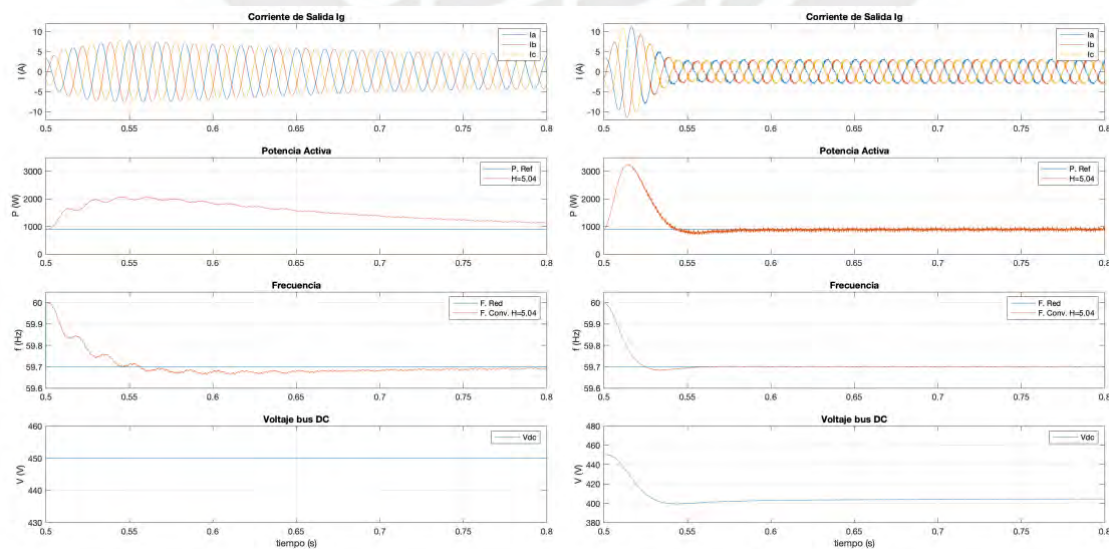
Tabla 6.2 Resumen de parámetros de los controles de Grid-forming y Grid-following, ante un cambio de -0.3 Hz



a) Respuesta de Grid-forming

b) Respuesta de Grid-following

Figura 6.2 Respuesta de los convertidores ante caída de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW

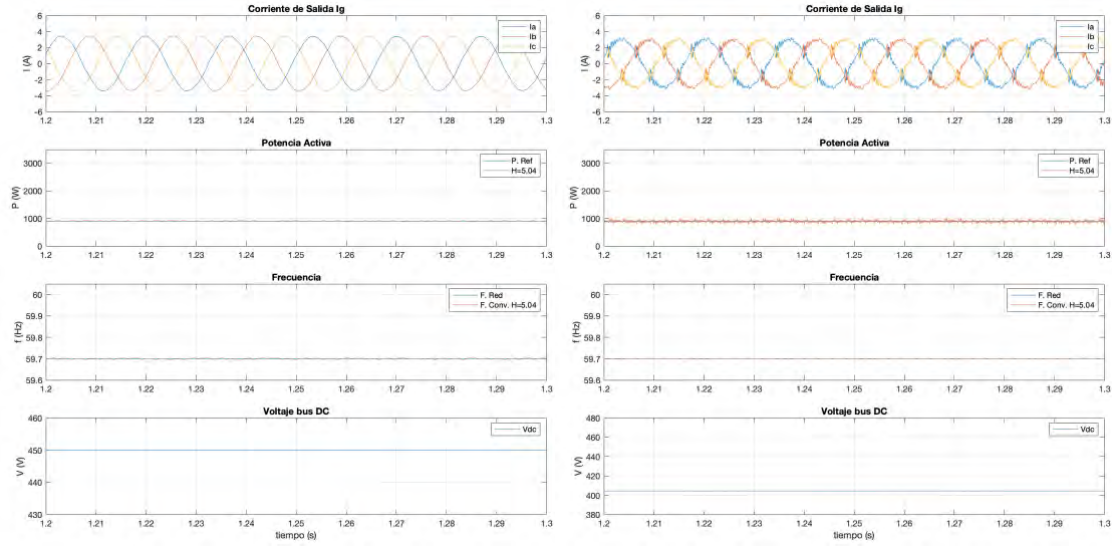


a) Respuesta de Grid-forming

b) Respuesta de Grid-following

Figura 6.3 Respuesta de los convertidores ante caída de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW

En la Figura 6.4 se muestra claramente la forma de onda de la corriente de ambos convertidores, la forma de onda de la corriente del convertidor tipo Grid-forming tiene ruido mínimo y la corriente del convertidor tipo Grid-following tiene ruido elevado. En el punto 6.3 se realiza el análisis de THD de corriente.

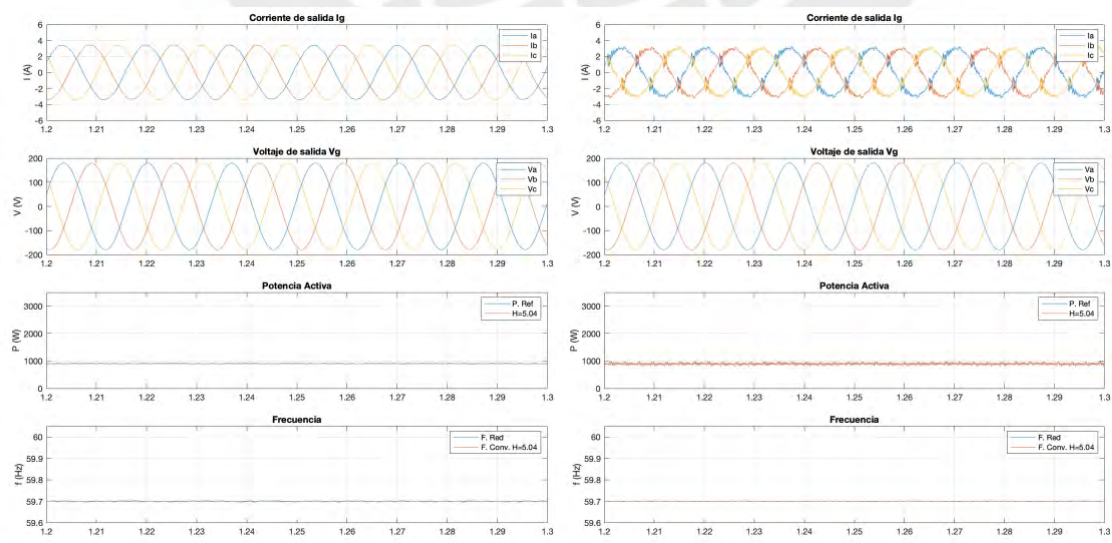


a) Respuesta de Grid-forming

b) Respuesta de Grid-following

Figura 6.4 Respuesta de los convertidores ante caída de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW

En la Figura 6.5 se muestra la forma de onda de la corriente, la forma de onda del voltaje, la potencia y frecuencia de los convertidores analizados. La forma de onda de corriente ya se había mostrado en la Figura 6.4, en la Figura 6.5 observamos principalmente las formas de onda del voltaje generado por los convertidores, como se puede apreciar en la figura, las formas de onda son senoidales con ruido mínimo y en cuanto a amplitud, en ambos casos, varía entre 178 Vac y 180 Vac , valor que es muy cercano a 179.6 Vac , el valor pico teórico en ambos casos. Y en cuanto a la potencia, el convertidor tipo Grid-following entrega potencia con cierto nivel de ruido, ocasionado por la forma de onda de la corriente.



a) Respuesta de Grid-forming

b) Respuesta de Grid-following

Figura 6.5 Corriente, voltaje, potencia y frecuencia de los convertidores Grid-forming y Grid-following.

Incremento de frecuencia: Respuesta ante un cambio tipo escalón de +0.3 Hz

En las Figura 6.6, Figura 6.7 y Figura 6.8 se muestran las respuestas de los convertidores ante un incremento de frecuencia en la red (i.e. desconexión de carga) de 60 Hz hasta 60.3 Hz. En las Figuras (a) se muestra la respuesta del convertidor Grid-forming y en las Figuras (b) se muestra la respuesta del convertidor Grid-following y el cambio de frecuencia tipo escalón se da en el instante $t = 0.5 \text{ seg}$.

En la Figura 6.6 (a) se muestra la variación de corriente de salida del convertidor Grid-forming diseñado, inicialmente la corriente en régimen permanente estaba en 3.33 Amp, durante el régimen transitorio ante el cambio de frecuencia la corriente disminuye hasta -1.02 Amp y en $t = 0.5 \text{ seg}$ aprox llega a su valor de régimen permanente de 3.38 Amp. El cambio de corriente se refleja en el cambio de potencia, inicialmente era de 0.9 kW y en régimen transitorio baja hasta -0.285 kW , y finalmente se estabiliza en 0.9 kW. Con respecto a la frecuencia, la frecuencia Zenit es de 60.33 Hz (sobrepulso de 10 %) y en un tiempo de 0.5 seg llega a su nuevo valor de régimen permanente de 60.3 Hz.

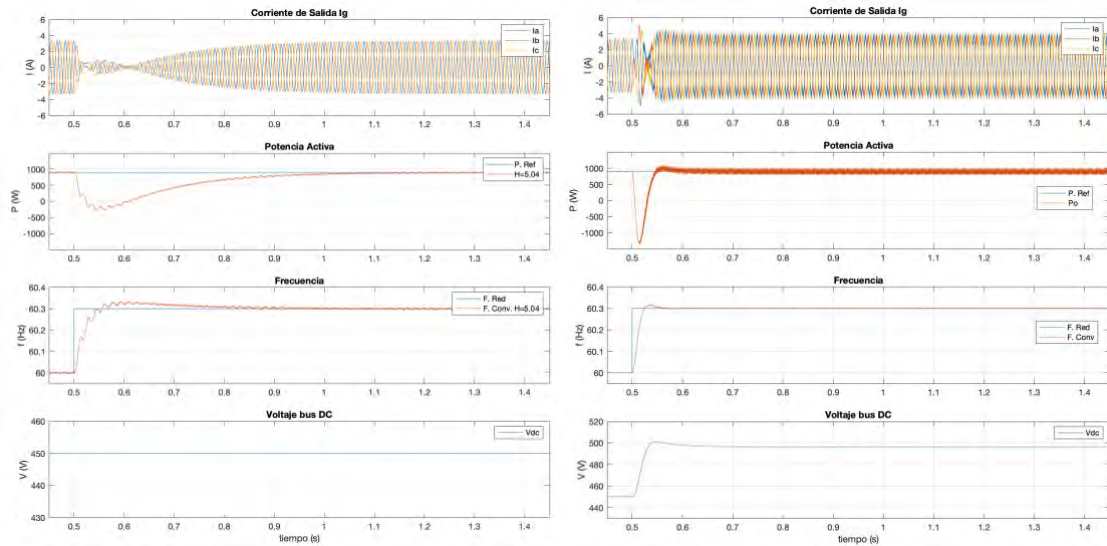
En la Figura 6.6 (b) se muestra la variación de corriente de salida del convertidor tipo Grid-following [11], al principio la corriente en régimen permanente estaba en 3.33 Amp y ante el cambio de frecuencia disminuye hasta -5.06 Amp durante el régimen transitorio y en $t = 0.05 \text{ seg}$ aprox regresa a su valor de régimen permanente de 3.33 Amp. El cambio de corriente se refleja en el cambio de potencia, inicialmente en régimen permanente es de 0.9 kW y en régimen transitorio baja hasta -1.395 kW , y luego de 0.05 seg la potencia baja hasta aprox. 0.9 kW. Con respecto a la frecuencia, la frecuencia Zenit es de 60.32 Hz (sobrepulso de 6.66 %) y en un tiempo de 0.05 seg llega a su nuevo valor de régimen permanente de 60.3 Hz.

En la Tabla 6.3 se muestra el resumen de los parámetros de las respuestas de los controladores.

La respuesta del convertidor Grid-following es mucho más rápido que el convertidor tipo Grid-forming, sin embargo, la corriente y potencia pico es mucho más alta en convertidor Grid-following con respecto al convertidor Grid-forming.

Parámetro	Grid-forming	Grid-following
Corriente inicial	3.35 Amp	3.3 Amp
Potencia inicial	0.9 kW	0.9 kW
Escalón de frecuencia	+0.3 Hz	+0.3 Hz
Sobrepulso de frecuencia	10 %	6.66 %
Tiempo de establecimiento	$t_s = 0.5 \text{ seg}$	$t_s = 0.05 \text{ seg}$
Corriente pico	-1.02 Amp	-5.06 Amp
Potencia pico	-0.285 kW	-1.395 kW
Corriente final	3.32 Amp – 3.38 Amp	3.3 Amp – 4.1 Amp
Potencia final	0.83 kW – 0.94 kW	0.78 kW – 1.02 kW

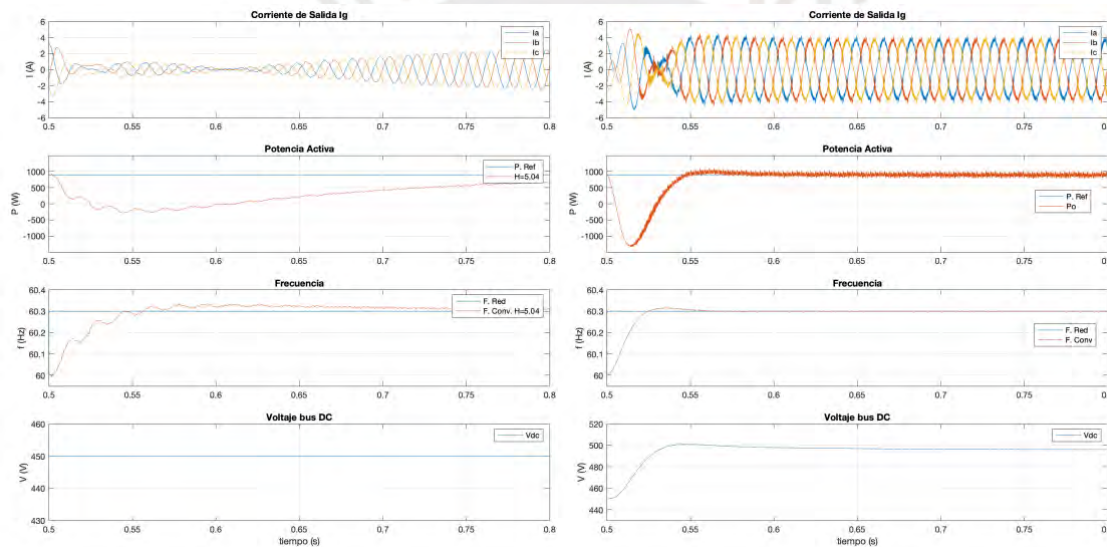
Tabla 6.3 Resumen de parámetros de los controles de Grid-forming y Grid-following, ante un cambio de +0.3 Hz



a) Respuesta de Grid-forming

b) Respuesta de Grid-following

Figura 6.6 Respuesta de los convertidores ante incremento de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW

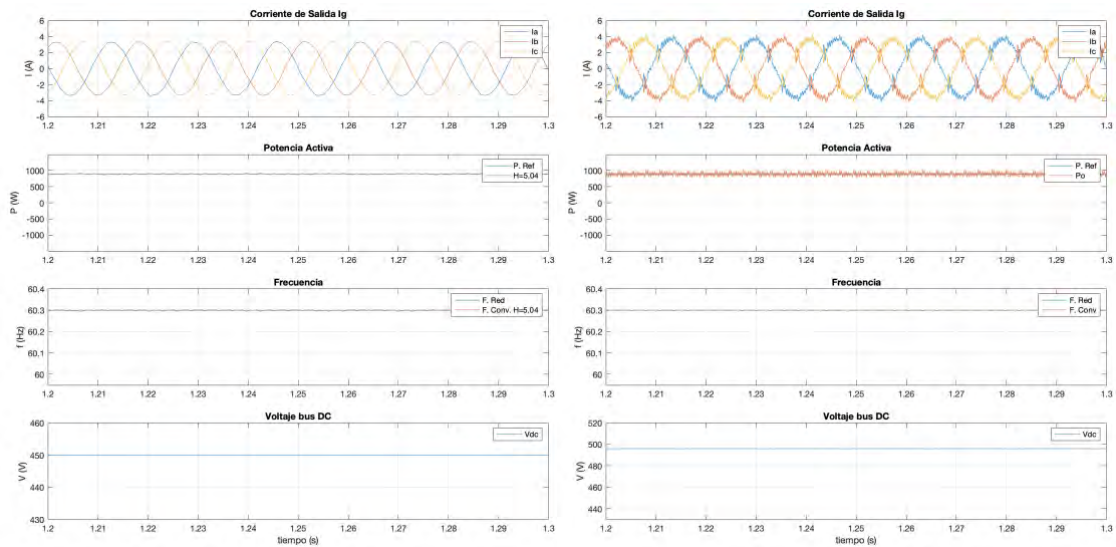


a) Respuesta de Grid-forming

b) Respuesta de Grid-following

Figura 6.7 Respuesta de los convertidores ante incremento de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW

En la Figura 6.8 se muestra claramente la forma de onda de la corriente de ambos convertidores, la forma de onda de la corriente del convertidor tipo Grid-forming tiene ruido mínimo y la corriente del convertidor tipo Grid-following tiene ruido elevado. En el punto 6.3 se realiza el análisis de THD de corriente. Y en cuanto a la potencia, el convertidor tipo Grid-following entrega potencia con cierto nivel de ruido, ocasionado por la forma de onda de la corriente.



a) Respuesta de Grid-forming

b) Respuesta de Grid-following

Figura 6.8 Respuesta de los convertidores ante incremento de frecuencia de 0.3 Hz, con potencia inicial de 0.9 kW

6.2.2.- Cambios de frecuencia tipo rampa, con set point de Potencia de 0.2 pu (0.9 kW)

En una operación real no existe cambios tipo escalón, por ello la necesidad de realizar simulaciones con cambios tipo rampa.

Caída de frecuencia: Respuesta ante un cambio tipo rampa de $-0.3 \frac{Hz}{seg}$

En la Figura 6.9 se muestra la respuesta de los convertidores ante un cambio tipo rampa de -0.3 Hz/seg , el cambio empieza en el instante $t_1 = 0.5 \text{ seg}$ y finaliza en el instante $t_2 = 1.5 \text{ seg}$, la frecuencia baja de 60 Hz hasta 59.7 Hz, en los convertidores no existe mayor diferencia en cuanto a la forma en que varía la corriente en el convertidor tipo Grid-following tiene ruido y como consecuencia la potencia tiene ruido. En el convertidor tipo Grid-forming la corriente sube hasta un máximo de 4.2 Amp durante la transición de frecuencia, y en régimen permanente llega a 3.36 Amp, y la potencia sube hasta 1.14 kW, y posteriormente regresa a 0.9 kW

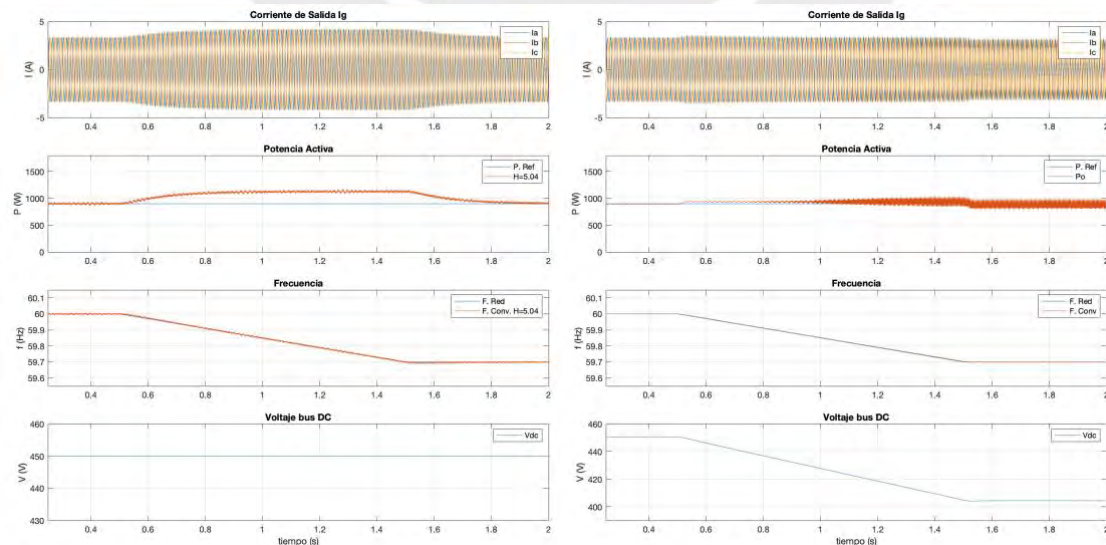


Figura 6.9 Respuesta de los convertidores ante cambio de frecuencia tipo rampa de -0.3 Hz/seg .

Subida de frecuencia: Respuesta ante un cambio tipo rampa de $+0.3 \frac{Hz}{seg}$

En la Figura 6.10 se muestra la respuesta de los convertidores ante un cambio tipo rampa de $+0.3 \text{ Hz/seg}$, el cambio tipo rampa empieza en el instante $t_1 = 0.5 \text{ seg}$ y finaliza en el instante $t_2 = 1.5 \text{ seg}$, la frecuencia sube de 60 Hz hasta 60.3 Hz , no existe mayor diferencia en cuanto a la forma en que cambia la frecuencia en ambos convertidores, la corriente en el convertidor tipo Grid-following tiene bastante ruido y como consecuencia la potencia también tiene ruido elevado. En el convertidor tipo Grid-forming la corriente sube baja hasta 2.5 Amp durante la transición de frecuencia, y en régimen permanente llega a 3.35 Amp , como consecuencia de la disminución de corriente, la potencia disminuye hasta 0.65 kW , posteriormente regresa a 0.9 kW .

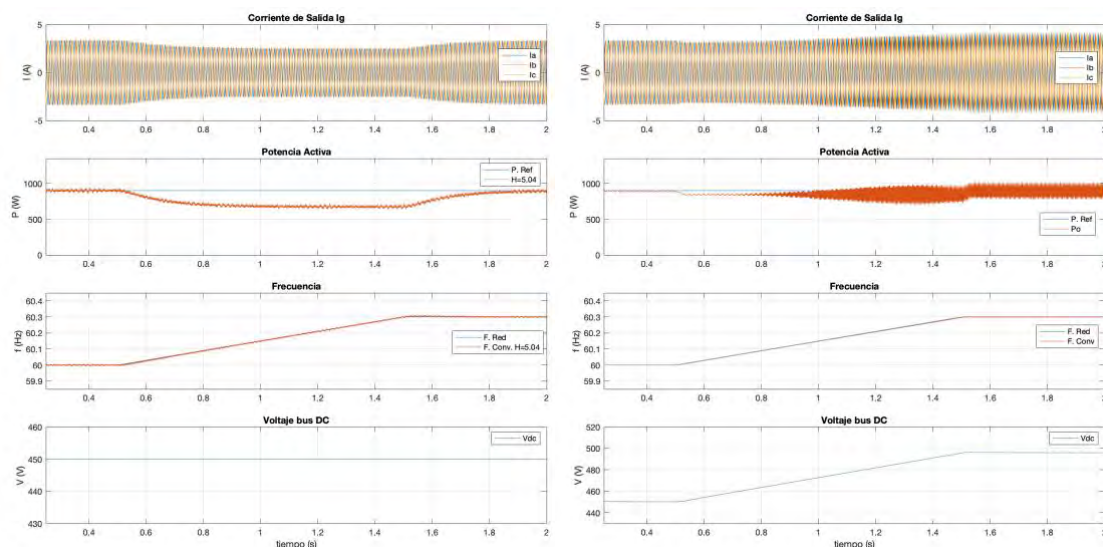


Figura 6.10 Respuesta de los convertidores ante cambio de frecuencia tipo rampa de $+0.3 \text{ Hz/seg}$

6.2.3.- Características generales de convertidores de Grid-forming y Grid-following

En la Tabla 6.4 se muestra una tabla comparativa de características generales entre el convertidor diseñado, tipo Grid-forming, y el convertidor de referencia [11], tipo Grid-following.

Característica	Grid-forming	Grid-following
Estimación de frecuencia y fase	Control de potencia	FLL (Frec.) y PLL (Fase)
Control de Potencia activa	SI	NO
Control de Corriente	SI	SI
Control de voltaje	SI	SI
Variación de impedancia de red	SI	NO
Operación aislad	SI	NO
Control de voltaje de bus-DC	NO	SI
Constante de inercia H	Depende del tiempo de establecimiento y factor de amortiguamiento de control de potencia	Depende del valor de capacitor de bus-DC

Tabla 6.4 Tabla comparativa entre convertidor Grid-forming y Grid-following

Una diferencia significativa en la operación de los convertidores radica en la forma de estimar la frecuencia y la fase, el convertidor Grid-forming estima la frecuencia y fase en el sistema de control de potencia (un algoritmo) y por ello la respuesta es relativamente lenta, en cambio en el convertidor Grid-following la frecuencia se mide directamente con un FLL (Calcula la frecuencia en tiempo real) y debido a ello la rapidez de la respuesta en el tiempo, y la fase se mide con un PLL, siendo este un componente que puede generar no linealidades en el sistema. También se hace referencia al comportamiento de los convertidores ante variaciones de impedancia en la red, capacidad de operar de manera aislada, así como la forma en que se obtiene la constante de inercia.

6.3.- Comparación de Distorsión armónica total con diferentes Δf , entre convertidor Grid forming y Grid following

Para la obtención de la THD se utiliza la herramienta **FFT analysis** del bloque **powergui** de Simulink. Para este análisis es necesario fijar el tiempo de inicio, frecuencia fundamental, número de ciclos de forma de onda y frecuencia máxima. Se realiza análisis de THD en las siguientes 3 condiciones:

- Forma de onda de corriente a 60 Hz , es decir, durante una operación sincronizada con la red eléctrica y sin cambios de frecuencia de la red.
- Forma de onda de corriente a 59.7 Hz , es decir, durante una operación sincronizada con la red eléctrica y un cambio de -0.3 Hz en frecuencia de la red.
- Forma de onda de corriente a 60.3 Hz , es decir, durante una operación sincronizada con la red eléctrica y un cambio de $+0.3\text{ Hz}$ en frecuencia de la red.

Para el análisis se considera que el convertidor viene trabajando en sincronía con la red eléctrica a 60 Hz , en el instante $t = 0.5\text{ seg}$ en la red existe un cambio en la frecuencia de $\mp 0.3\text{ Hz}$, por ello se realiza el análisis FFT antes y después del cambio de frecuencia. Consideraciones para análisis THD de corriente:

- Número de ciclos de corriente analizados: 10 ciclos
- Frecuencias fundamentales tomados en cuenta: 60 Hz , 59.7 Hz y 60.3 Hz .

En la Tabla 6.5 se muestra el resultado del análisis de THD de corriente ante variaciones de frecuencia en la red, de los convertidores Grid-forming diseñado y Grid-following presentado en un trabajo de tesis previo [11].

Descripción	Grid-forming		Grid-following	
	Corriente	THD (%)	Corriente	THD (%)
THD de la corriente, a 60 Hz	3.353 Amp	1.79%	3.3 Amp	0.93%
THD de la corriente, a 59.7 Hz	3.358 Amp	1.68%	2.94 Amp	12.8%
THD de la corriente, a 60.3 Hz	3.356 Amp	1.75%	3.62 Amp	13.1%

Tabla 6.5 Comparación de THD entre convertidor Grid-forming y Grid-following

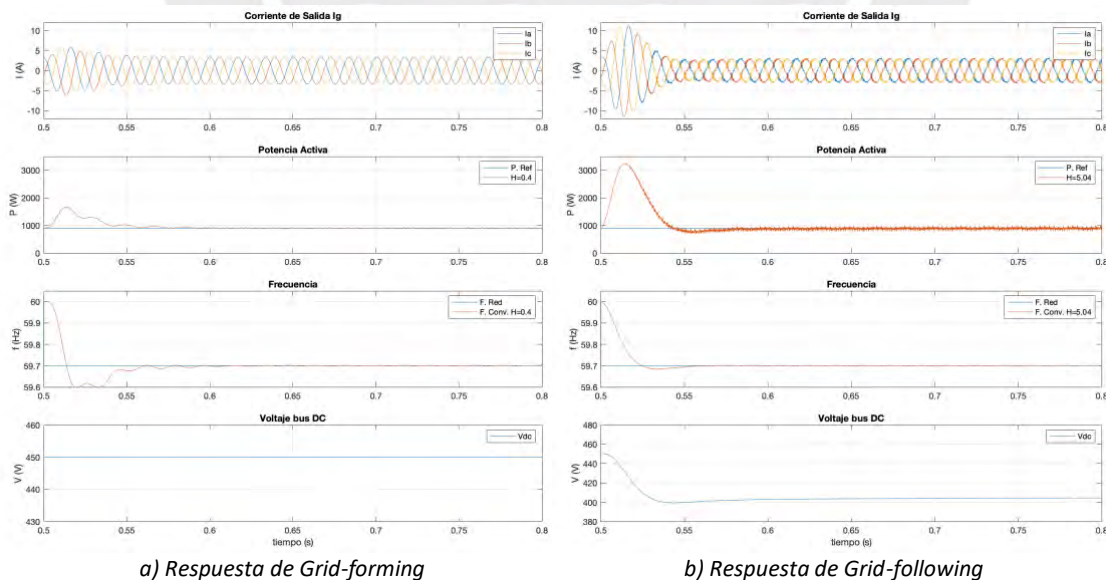
En la Tabla 6.5 se puede observar que el convertidor Grid-forming diseñado tiene un THD de corriente entre $1.68 - 1.79\%$, en cambio el convertidor Grid-following tiene una THD de corriente que está en el orden de $12 - 13\%$. A partir de los valores de THD

de corriente se puede afirmar que la forma de onda de la corriente es casi puramente senoidal en el caso del convertidor Grid-forming, lo que permite evitar los problemas ocasionados por una THD de corriente alta, tales como: Sobrecalentamiento de dispositivos semiconductores, interferencia electromagnética, pérdidas de eficiencia, y también nos permite evitar sobrepasar los límites de las regulaciones de THD, fijados por el estándar *IEEE 519 – 2014*, que su máximo valor puede ser de 15%, para los armónicos entre $3 < h < 11$ y para cuando la relación ISC/IL es mayor a 1000, para sistemas entre 120 V y 69 kV. Donde ISC la máxima corriente de cortocircuito en el punto de acople, IL es la máxima demanda de corriente de la carga en el punto de acople.

6.4.- Mejora en la velocidad de respuesta del convertidor Grid-forming.

En el punto 6.2 se ha observado que la velocidad de respuesta del convertidor Grid-forming es más lento comparado con la respuesta del convertidor Grid-following. En un intento de mejorar la respuesta se ha realizado cambios en la constante de inercia H , en la Tabla 5.5 se puede apreciar que, al disminuir la constante H , el tiempo de establecimiento se reduce. Siendo así, con $H = 0.4 \text{ seg}$ se logra obtener un tiempo de establecimiento de $t = 0.05 \text{ seg}$, valor que es igual al tiempo de establecimiento del convertidor Grid-following.

Se realiza la simulación del convertidor Grid-forming con el cambio de la constante de inercia $H = 0.4 \text{ seg}$, y la respuesta se muestra en la Figura 6.11 (a), se aprecia que la corriente pico llega hasta 6.18 Amp, la potencia pico llega hasta 1.5 kW, el tiempo de establecimiento es de 0.05 seg, el sobreimpulso de frecuencia es de 33.33 %, la frecuencia Nadir es de 59.6 Hz y la distorsión armónica total (THD) de corriente es de 1.71 %. En la Tabla 6.6 se muestra una comparación con el convertidor Grid-following.

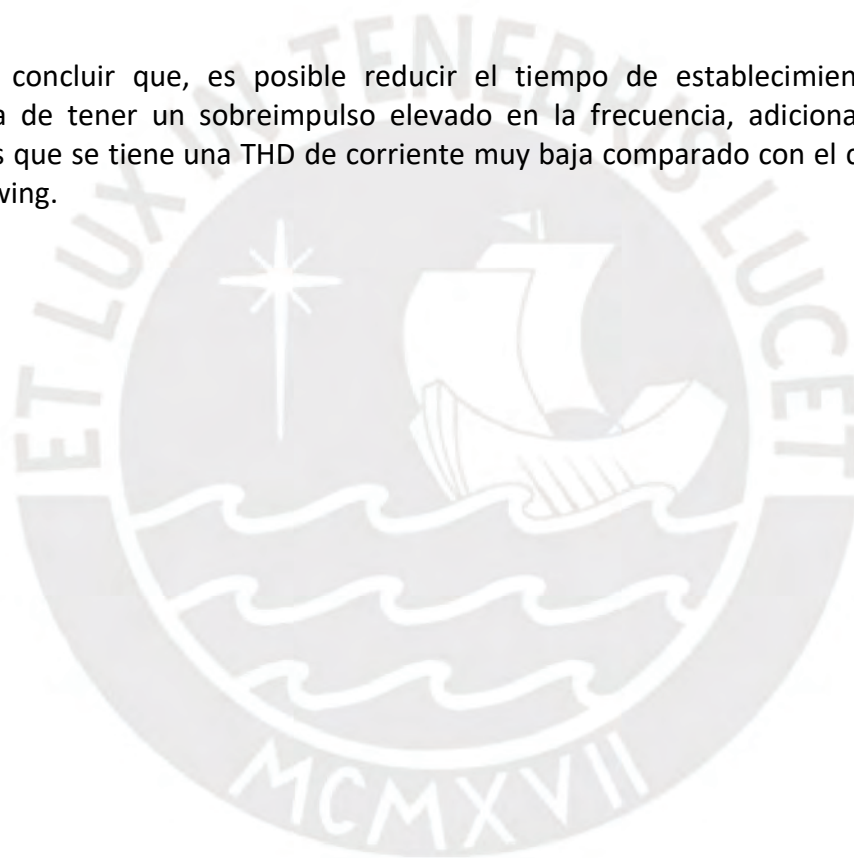


a) Respuesta de Grid-forming
 b) Respuesta de Grid-following
 Figura 6.11 Respuesta de los convertidores ante caída de freq. de 0.3 Hz Grid-forming ($H=0.4 \text{ seg}$) y Grid-following ($H=5.04 \text{ seg}$)

Parámetro	Grid-forming	Grid-following
Corriente inicial	3.36 <i>Amp</i>	3.3 <i>Amp</i>
Potencia inicial	0.9 <i>kW</i>	0.9 <i>kW</i>
Escalón de frecuencia	-0.3 <i>Hz</i>	-0.3 <i>Hz</i>
Sobreimpulso de frecuencia	33.33 %	6.66 %
Frecuencia Nadir	59.6 <i>Hz</i>	59.68 <i>Hz</i>
Tiempo de establecimiento	$t_s = 0.05 \text{ seg}$	$t_s = 0.05 \text{ seg}$
Corriente pico	6.18 <i>Amp</i>	11.47 <i>Amp</i>
Potencia pico	1.50 <i>kW</i>	3.235 <i>kW</i>
Corriente final	3.3 <i>Amp</i> – 3.36 <i>Amp</i>	3.3 <i>Amp</i> – 4.1 <i>Amp</i>
Potencia final	0.87 <i>kW</i> – 0.93 <i>kW</i>	0.78 <i>kW</i> – 1.02 <i>kW</i>
THD de corriente	1.71 %	12.8 %

Tabla 6.6 Resumen de parámetros de los controles de Grid-forming (H=0.4 seg) y Grid-following (H=5.04 seg)

Se puede concluir que, es posible reducir el tiempo de establecimiento, con la desventaja de tener un sobreimpulso elevado en la frecuencia, adicionalmente, lo positivo es que se tiene una THD de corriente muy baja comparado con el convertidor Grid-following.



Capítulo 7 Conclusiones

- El convertidor Grid-forming diseñado es capaz de generar voltaje constante en el punto de acople a la red eléctrica, para ello se usó el control tipo Droop de potencia reactiva, el voltaje en el terminal del convertidor se mantuvo alrededor del valor pico ideal, ante variaciones de carga, variaciones de impedancia, variaciones de frecuencia de la red eléctrica y finalmente ante un corte total de la red eléctrica. Además, es capaz de seguir las variaciones de frecuencia de la red eléctrica con mucha precisión, y es capaz de generar un voltaje de frecuencia constante ante un corte total de la energía de la red eléctrica.
- Para el de control de corriente y voltaje en el filtro LCL se empleó controladores PI en cascada y se empleó el método de ubicación de polos en base a un factor de amortiguamiento y ancho de banda deseados. Se trabajó en el marco de referencia dq0, y en el sistema Por Unidad [pu].
- La fase y frecuencia de la red se estimó a partir del control de potencia activa, donde, sin emplear PLL ni FLL. El tiempo de establecimiento del control de potencia es de 0.5 s, esto asegura una transición segura en la frecuencia del convertidor. La emulación de inercia forma parte del sistema control de potencia activa, se trabajó con $H = 5.04$ s, que es un valor común de generadores síncronos. La ventaja de emular inercia a través del bucle de control de potencia activa es que se pueden fijar valores arbitrarios, y el convertidor emulará una nueva inercia.
- Ante perturbaciones como variaciones de carga, variaciones de impedancia de red y variaciones de frecuencia de red, el desempeño del controlador de potencia ha sido satisfactorio, inicialmente se genera picos de potencia y en 0.5 seg vuelve a establecerse en el valor de referencia.
- Se realiza simulaciones de variaciones de frecuencia de red de ± 0.3 Hz y el desempeño del convertidor Grid-forming ha sido superior al convertidor Grid-following en lo que respecta a picos de corriente/potencia, e inferior en tiempo de establecimiento. En lo que respecta a formas de onda, el convertidor Grid-forming tiene una THD de corriente que es inferior al 2%, comparado con el convertidor Grid-following que es superior al 12%.

Anexos

Anexo 1: Sistema por unidad y parámetros base

Durante el proceso de diseño del convertidor se hace necesario realizar modelado, cálculos numéricos y simulaciones, siendo así, para realizar cálculos y caracterizar sistemas eléctricos es conveniente trabajar en sistema por unidad [pu], y para ello es necesario definir lo que es un sistema por unidad.

El valor por unidad de una magnitud eléctrica está definido como una relación entre la magnitud eléctrica en unidades físicas y una magnitud de referencia conocida como base. La magnitud de referencia base tiene la misma magnitud en unidades físicas que el parámetro inicial.

Las magnitudes eléctricas como la potencia, corriente, tensión e impedancia puede ser expresadas en *p. u.* (por unidad).

El valor por unidad matemáticamente es definido como sigue:

$$p. u. = \frac{\text{Magnitud en unidades físicas}}{\text{Magnitud Base en unidades físicas}} \quad (0-1)$$

Por lo tanto, también se hace necesario conocer o definir el sistema base. Para definir sistemas eléctricos se emplean las magnitudes mostradas en la Tabla 0.1.

Magnitud	Símbolo	Unidad
Tensión	U	V
Corriente	I	A
Potencia	$S = P + jQ$	VA
Impedancia	$Z = R + jX$	Ω
Angulo de fase	φ, θ	rad

Tabla 0.1 Parámetros base para definir sistemas eléctricos

Magnitudes como la corriente, tensión, potencia e impedancia están relacionadas entre sí, de manera que la selección de valores base de dos ellos permite determinar los valores base de los demás. Usualmente, la tensión y potencia se eligen como magnitudes base independientes, debido a que generalmente la tensión nominal y potencia nominal de los equipos eléctricos son definidos.

Los parámetros base que se definen para un sistema trifásico equilibrado son:

Potencia base:

$$S_{b3\phi} = P_b = P_n \quad (0-2)$$

Tensión base L-L:

$$U_{b_{L-L}} = \sqrt{3}U_{b_{L-N}} \quad (0-3)$$

Tensión base L-N:

$$U_{b_{L-N}} = \frac{U_{b_{L-L}}}{\sqrt{3}} \quad (0-4)$$

Conociendo la tensión y potencia base se puede calcular la corriente base e impedancia base:

Corriente base:

$$I_b = \frac{S_{b3\phi}}{\sqrt{3}U_{b_{L-L}}} = \frac{S_{b3\phi}}{3U_{b_{L-N}}} \quad (0-5)$$

Impedancia base:

$$Z_b = \frac{U_{b_{L-N}}}{I_b} = \frac{U_{b_{L-L}}^2}{S_{b3\phi}} \quad (0-6)$$

Y finalmente se define la relación entre frecuencia base y velocidad angular base:

$$\omega_b = 2\pi * f_b \quad (0-7)$$

Anexo 2: Cálculo de parámetros de controlador PI por ubicación de polos

Se va a diseñar un controlador PI para un proceso de primer orden:

$$G_p(s) = \frac{1}{\tau s + a} \quad (0-8)$$

Función de transferencia del controlador PI:

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (0-9)$$

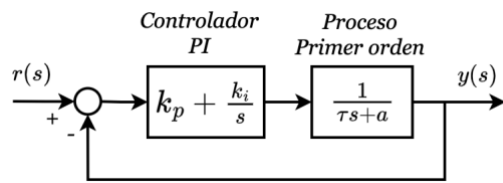


Figura 0.1 Control PI para un proceso de primer orden

Se obtiene la función de transferencia en lazo cerrado:

$$M(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{k_p s + k_i}{\tau s^2 + (k_p + a)s + k_i} \quad (0-10)$$

Cuyo polinomio característico es:

$$p(s) = s^2 + \frac{(k_p + a)}{\tau} s + \frac{k_i}{\tau} \quad (0-11)$$

El polinomio característico de la función de transferencia en lazo cerrado se iguala al polinomio característico de una función de transferencia típica de segundo orden:

$$p(s) = s^2 + 2\omega_n \zeta s + \omega_n^2 \quad (0-12)$$

De manera que los polos en lazo cerrado se ubiquen en:

$$\lambda_{1,2} = -\omega_n \zeta \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (0-13)$$

Igualando (0-11) y (0-12) término a término se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{k_p + a}{\tau} &= 2\omega_n \zeta \Rightarrow k_p = 2\omega_n \zeta \tau - a \\ \frac{k_i}{\tau} &= \omega_n^2 \Rightarrow k_i = \omega_n^2 \tau \end{aligned}$$

(0-14)

Con los parámetros obtenidos para el controlador, la función de transferencia resultante en lazo cerrado es:

$$M(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{(2\omega_n\zeta\tau - a)s + \omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n\zeta s + \omega_n^2} \quad (0-15)$$

El sistema en lazo cerrado tiene los polos en la posición deseada y tiene también un cero en:

$$s = \frac{-\omega_n^2\tau}{2\omega_n\zeta\tau - a} \quad (0-16)$$

La presencia del cero tiene una influencia directa sobre el ancho de banda del sistema, ya que la ganancia de la respuesta en frecuencia de un cero, ubicado en el semiplano izquierdo del plano complejo, tiene una pendiente positiva.



Anexo 3: Principio de inversión de modelo para control de corriente y voltaje

Reescribiendo las ecuaciones (3-10):

$$\begin{aligned}
 i_{sd}(s) &= \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} v_{md}(s) + \frac{\omega^* \frac{L_f}{\omega_n}}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} i_{sq}(s) - \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} e_{gd}(s) \\
 i_{sq}(s) &= \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} v_{mq}(s) - \frac{\omega^* \frac{L_f}{\omega_n}}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} i_{sd}(s) - \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} e_{gq}(s) \\
 e_{gd}(s) &= \frac{1}{\frac{C_f}{\omega_n} s} i_{sd}(s) + \frac{\omega^* \frac{C_f}{\omega_n}}{\frac{C_f}{\omega_n} s} e_{gq}(s) - \frac{1}{\frac{C_f}{\omega_n} s} i_{gd}(s) \\
 e_{gq}(s) &= \frac{1}{\frac{C_f}{\omega_n} s} i_{sq}(s) - \frac{\omega^* \frac{C_f}{\omega_n}}{\frac{C_f}{\omega_n} s} e_{gd}(s) - \frac{1}{\frac{C_f}{\omega_n} s} i_{gq}(s)
 \end{aligned} \tag{0-17}$$

Se trabaja con la primera ecuación:

$$i_{sd}(s) = \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} v_{md}(s) + \frac{\omega^* \frac{L_f}{\omega_n}}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} i_{sq}(s) - \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} e_{gd}(s) \tag{0-18}$$

La salida i_{sd} es el resultado de la superposición de 3 cantidades influyentes, de las cuales v_{md} es la entrada e i_{sq} y e_{gd} son considerados perturbaciones. Las perturbaciones se pueden compensar mediante ganancias feedforward, es decir, estas ganancias serán las que anulen la influencia de las perturbaciones.

La ecuación (0-19) describe al Proceso:

$$i_{sd}(s) = R_1 v_{md}(s) + R_2 i_{sq}(s) + R_3 e_{gd}(s) \tag{0-19}$$

Donde:

$$R_1 = \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f}, \quad R_2 = \frac{\omega^* \frac{L_f}{\omega_n}}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f} \quad \text{y} \quad R_3 = -\frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f}$$

Por el principio de inversión de modelo, para el proceso descrito en (0-19) se tiene el siguiente controlador:

$$v_{md}^*(s) = R_c (i_{sd}^*(s) - i_{sd}(s)) - \frac{R_2}{R_1} i_{sq}(s) - \frac{R_3}{R_1} e_{gd}(s) \tag{0-20}$$

Donde R_c es una ganancia o estrategia de control, $-\frac{R_2}{R_1}$ es la ganancia feedforward para $i_{sq}(s)$ y $-\frac{R_3}{R_1}$ es la ganancia feedforward para $e_{gd}(s)$.

Siendo así, se reemplaza R_1 , R_2 y R_3 en (0-20) y se tiene:

$$\mathbf{v}_{md}^*(s) = \mathbf{R}_c (\mathbf{i}_{sd}^*(s) - \mathbf{i}_{sd}(s)) - \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} \mathbf{i}_{sq}(s) + \mathbf{e}_{gd}(s)$$

(0-21)

Bajo la misma premisa, se obtiene las otras 3 ecuaciones:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{mq}^*(s) &= \mathbf{R}_c (\mathbf{i}_{sq}^*(s) - \mathbf{i}_{sq}(s)) + \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} \mathbf{i}_{sd}(s) + \mathbf{e}_{gq}(s) \\ \mathbf{i}_{sd}^*(s) &= \mathbf{R}_v (\mathbf{e}_{gd}^*(s) - \mathbf{e}_{gd}(s)) - \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} \mathbf{e}_{gq}(s) + \mathbf{i}_{gd}(s) \\ \mathbf{i}_{sq}^*(s) &= \mathbf{R}_v (\mathbf{e}_{gq}^*(s) - \mathbf{e}_{gq}(s)) + \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} \mathbf{e}_{gd}(s) + \mathbf{i}_{gq}(s) \end{aligned}$$

(0-22)



Anexo 4: Diagrama de bloques de control de corriente y voltaje

Controladores de corriente:

Del Anexo 2, en la ecuación (0-21), cuando el voltaje de salida v_{md} siga a su referencia v_{md}^* , es decir:

$$v_{md}(s) = \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} v_{md}^*(s) \quad (0-23)$$

Reemplazando (0-21) en (0-23):

$$v_{md} = \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} \left(R_c(i_{sd}^*(s) - i_{sd}(s)) - \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sq}(s) + e_{gd}(s) \right) \quad (0-24)$$

Reemplazando (0-24) en la primera ecuación del conjunto (3-10) se tiene:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f \right) i_{sd}(s) - \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sq}(s) \\ &= \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} R_c(i_{sd}^*(s) - i_{sd}(s)) - \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sq}(s) + \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} e_{gd}(s) - e_{gd}(s) \end{aligned} \quad (0-25)$$

Reordenando:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{L_f}{\omega_n} s + R_f \right) i_{sd}(s) \\ &= \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} R_c(i_{sd}^*(s) - i_{sd}(s)) - \left(\frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} - 1 \right) \omega^* \frac{L_f}{\omega_n} i_{sq}(s) + \left(\frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} - 1 \right) e_{gd}(s) \end{aligned} \quad (0-26)$$

Como la frecuencia de conmutación es elevada, la función de transferencia del modulador PWM será aproximadamente 1, es decir, $\frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} \approx 1$, por lo tanto

$\frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} - 1 \approx 0$ y con ello se tiene la siguiente ecuación:

$$i_{sd}(s) = \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} R_c \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n}s+R_f} (i_{sd}^*(s) - i_{sd}(s)) \quad (0-27)$$

De manera similar se trabaja para $i_{sq}(s)$ y se obtiene:

$$i_{sq}(s) = \frac{1}{\frac{1}{2f_{sw}}s+1} R_c \frac{1}{\frac{L_f}{\omega_n}s+R_f} (i_{sq}^*(s) - i_{sq}(s)) \quad (0-28)$$

Representando las ecuaciones (0-27) y (0-28) en diagrama de bloques se tiene:

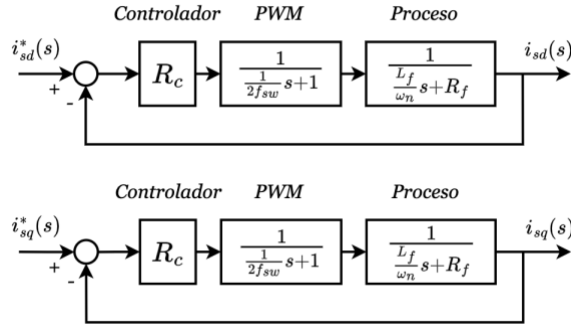


Figura 0.2 Control de lazos de corriente

El diagrama de bloques de la Figura 0.2 muestra que $i_{sd}(s)$ e $i_{sq}(s)$ será capaces de igualar a sus referencias $i_{sd}^*(s)$ e $i_{sq}^*(s)$, de acuerdo a la ley de control R_c .

Controladores de voltaje:

En el Anexo 2, en la ecuación (0-22), cuando $i_{sd}(s)$ siga a su referencia $i_{sd}^*(s)$, es decir:

$$i_{sd}(s) = G_c(s)i_{sd}^*(s) \quad (0-29)$$

Siendo $G_c(s)$ la función de transferencia del lazo de corriente.

Reemplazando (0-22) en (0-29) se tiene:

$$i_{sd}(s) = G_c(s)i_{sd}^*(s) = G_c(s) \left(R_v \left(e_{gd}^*(s) - e_{gd}(s) \right) - \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gq}(s) + i_{gd}(s) \right) \quad (0-30)$$

Reemplazando (0-30) en la tercera ecuación del conjunto (3-10) se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{C_f}{\omega_n} s e_{gd}(s) - \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gq}(s) \\ = G_c(s) R_v \left(e_{gd}^*(s) - e_{gd}(s) \right) - G_c(s) \omega^* \frac{C_f}{\omega_n} e_{gq}(s) + G_c(s) i_{gd}(s) - i_{gd}(s) \end{aligned} \quad (0-31)$$

Reordenando se tiene:

$$\frac{C_f}{\omega_n} s e_{gd}(s) = G_c(s) R_v \left(e_{gd}^*(s) - e_{gd}(s) \right) - (G_c(s) - 1) \frac{C_f}{\omega_n} e_{gq}(s) + (G_c(s) - 1) i_{gd}(s) \quad (0-32)$$

Si se considera $G_c(s) \approx 1$, debido a que es un lazo interno de control del sistema en cascada, entonces $G_c(s) - 1 \approx 0$, y finalmente se tiene:

$$e_{gd}(s) = G_c(s) R_v \frac{1}{\frac{C_f}{\omega_n} s} \left(e_{gd}^*(s) - e_{gd}(s) \right) \quad (0-33)$$

De manera similar se trabaja para $e_{gq}(s)$ y se obtiene:

$$e_{gq}(s) = G_c(s) R_v \frac{1}{\frac{C_f}{\omega_n} s} (e_{gq}^*(s) - e_{gq}(s))$$

(0-34)

Representando las ecuaciones (0-33) y (0-34) en diagrama de bloques se tiene:

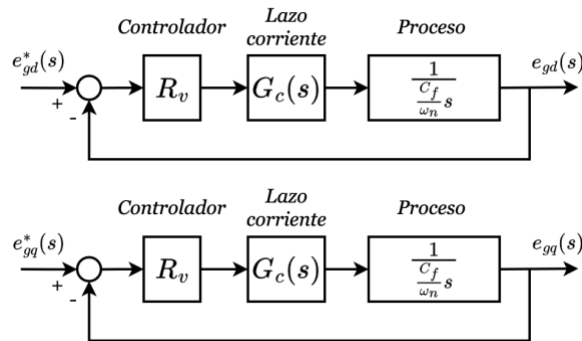


Figura 0.3 Control de lazos de voltaje

El diagrama de bloques de la Figura 0.3 muestra que $e_{gd}(s)$ y $e_{gq}(s)$ serán capaces de igualar o seguir a sus referencias $e_{gd}^*(s)$ y $e_{gq}^*(s)$ de acuerdo a la ley de control R_v .

Bibliografía

- [1] K. Y. Yap, C. R. Sarimuthu, and J. M.-Y. Lim, "Virtual Inertia-Based Inverters for Mitigating Frequency Instability in Grid-Connected Renewable Energy System: A Review," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 24, p. 5300, Dec. 2019, doi: 10.3390/app9245300.
- [2] A. Gkountaras, "Modeling Techniques and Control Strategies for Inverter Dominated Microgrids," Technische Universität Berlin, Berlín, 2017.
- [3] D. B. Rathnayake *et al.*, "Grid Forming Inverter Modeling, Control, and Applications," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 114781–114807, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3104617.
- [4] J. Fang, H. Li, Y. Tang, and F. Blaabjerg, "On the Inertia of Future More-Electronics Power Systems," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 7, no. 4, pp. 2130–2146, Dec. 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2877766.
- [5] J. Fang, H. Li, Y. Tang, and F. Blaabjerg, "Distributed Power System Virtual Inertia Implemented by Grid-Connected Power Converters," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 33, no. 10, pp. 8488–8499, Oct. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2785218.
- [6] J. Fang, Y. Tang, H. Li, and X. Li, "A Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System for Implementing the Power Management of Virtual Synchronous Generators," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 33, no. 4, pp. 2820–2824, Apr. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2759256.
- [7] Y. Li *et al.*, "Model Predictive Control of Grid-connected Converter Based on Virtual Synchronous Machine," in *2019 IEEE 8th International Conference on Advanced Power System Automation and Protection (APAP)*, IEEE, Oct. 2019, pp. 1294–1298. doi: 10.1109/APAP47170.2019.9224930.
- [8] J. Fang, X. Li, Y. Tang, and H. Li, "Design of virtual synchronous generators with enhanced frequency regulation and reduced voltage distortions," in *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, IEEE, Mar. 2018, pp. 1412–1419. doi: 10.1109/APEC.2018.8341202.
- [9] M. Ashabani, F. D. Freijedo, S. Golestan, and J. M. Guerrero, "Inducverters: PLL-Less Converters With Auto-Synchronization and Emulated Inertia Capability," *IEEE Trans Smart Grid*, vol. 7, no. 3, pp. 1660–1674, May 2016, doi: 10.1109/TSG.2015.2468600.
- [10] D. Han, J. Fang, J. Yu, Y. Tang, and V. Debusschere, "Small-Signal Modeling, Stability Analysis, and Controller Design of Grid-Friendly Power Converters with Virtual Inertia and Grid-Forming Capability," in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, IEEE, Sep. 2019, pp. 27–33. doi: 10.1109/ECCE.2019.8912534.
- [11] E. F. Novoa Oliveros, "Diseño de una estrategia de control para que un convertidor electrónico dc/ac trifásico suministre inercial virtual de una fuente de energía renovable a la red eléctrica.," Pontificia Universidad Católica del Perú, Lima, 2022.
- [12] Q.-C. Zhong and T. Hornik, *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*. West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2013.

- [13] D. Guillaume, "From grid-following to grid-forming: The new strategy to build 100 % power-electronics interfaced transmission system with enhanced transient behavior," PHD Thesis, Ecole Centrale de Lille, Lille, 2017.
- [14] Cypress, "Coordinate Transform in Motor Control - AN205345," *Document No. 002-05345 Rev. *B*, San Jose.
- [15] Y. Levron, J. Belikov, and D. Baimel, "A Tutorial on Dynamics and Control of Power Systems with Distributed and Renewable Energy Sources Based on the DQO Transformation," *Applied Sciences*, vol. 8, no. 9, p. 1661, Sep. 2018, doi: 10.3390/app8091661.
- [16] A. Reznik, M. G. Simoes, A. Al-Durra, and S. M. Muyeen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, Mar. 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2274612.
- [17] T. Qoria, E. Rokrok, A. Bruyere, B. Francois, and X. Guillaud, "A PLL-Free Grid-Forming Control with Decoupled Functionalities for High-Power Transmission System Applications," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 197363–197378, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3034149.
- [18] M. Karimi-Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. Piya, and M. Ebrahimi, "Universal Controller for Three-Phase Inverters in a Microgrid," *IEEE J Emerg Sel Top Power Electron*, vol. 4, no. 4, pp. 1342–1353, Dec. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2614956.
- [19] J. Hautier and J. Faucher, "LE GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL Un outil de modélisation et de synthèse des commandes de processus électromécaniques," *BULLETIN DE L'UNION DES PHYSICIENS*, vol. 90, pp. 167–189, Jun. 1996.
- [20] T. Qoria, F. Gruson, F. Colas, X. Guillaud, M.-S. Debry, and T. Prevost, "Tuning of Cascaded Controllers for Robust Grid-Forming Voltage Source Converter," in *2018 Power Systems Computation Conference (PSCC)*, IEEE, Jun. 2018, pp. 1–7. doi: 10.23919/PSCC.2018.8443018.
- [21] D. Sal y Rosas, "Grid Forming Control Strategy for Embedded Electric Vehicle Charging," Mar. 2022.
- [22] X. Ruan, X. Wang, D. Pan, D. Yang, W. Li, and C. Bao, *Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters*. Singapore: Springer Singapore, 2018. doi: 10.1007/978-981-10-4277-5.
- [23] D. Hart, *Power Electronics*, 1st Edition. New York: McGraw-Hill, 2010.