

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

Escuela de Posgrado



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.

Tesis para obtener el grado académico de Magíster en
Ingeniería Mecatrónica que presenta:

Erland Fernando Novoa Oliveros

Asesor:

Julio Cesar Tafur Sotelo

Co-asesor:

Damian Eleazar Sal Y Rosas Celi

Lima, 2022

RESUMEN

La creciente tendencia de utilizar vehículos eléctricos, conlleva a reemplazar los grifos de vehículos de combustibles fósiles por electrolineras. Una electrolinera puede utilizar una fuente de energía renovable (ej. Solar o eólico) para cargar un vehículo; además, el excedente de energía podría ser suministrado a la red eléctrica trifásica, haciendo uso de un convertidor electrónico dc/ac (o inversor). Sin embargo, conectar un convertidor tradicional reduce la estabilidad relativa de la frecuencia eléctrica de la red, porque no ofrece oposición ante un cambio de frecuencia, tal como lo hace un generador síncrono debido a la inercia de su rotor. Las variaciones de frecuencia son producto del desequilibrio entre la potencia generada y las cargas en la red. Si la frecuencia se aleja mucho de su valor nominal o si la rapidez de cambio de la frecuencia es elevada, puede afectar el sincronismo de los generadores que alimentan la red. Por lo tanto, se procede a cortes de energía en sectores de la red, para evitar que la inestabilidad se propague en otros sectores de la red, lo cual se traduce en grandes pérdidas económicas.

La presente tesis busca establecer una estrategia de control para que un convertidor tradicional permita la conexión de una fuente de energía renovable a la red eléctrica, con el objetivo de mejorar la estabilidad de la red, mediante el suministro de inercia virtual (o emulación de inercia). La estrategia de control no requiere la utilización de elementos adicionales complejos o costosos en el convertidor o la modificación de este, lo cual constituye una solución económica y sin complejidad constructiva. Al final de la tesis se realiza simulaciones en Matlab para probar los diseños de los lazos de control y se valida resultados en PSIM (simulador de electrónica de potencia), logrando un convertidor con inercia virtual, que puede suministrar a la red, igual o mejor inercia que un generador síncrono hidroeléctrico de grandes dimensiones.

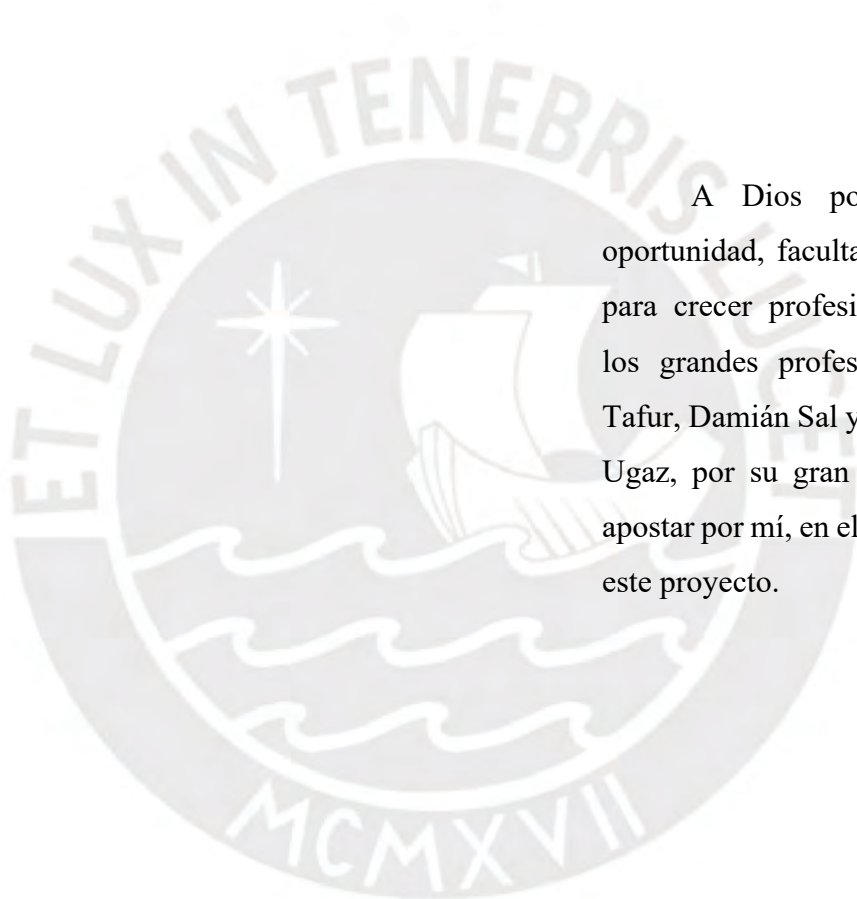
DEDICATORIA

A mi esposa Diana, por su comprensión y apoyo en mis proyectos; a mi hijita Bianca por incrementar mi motivación para salir adelante.



AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado por CONCYTEC-FONDECYT dentro de la convocatoria de proyectos E041-01 [Número de contrato 096-2018]



A Dios por darme la oportunidad, facultades y deseos para crecer profesionalmente; a los grandes profesionales Julio Tafur, Damián Sal y Rosas y José Ugaz, por su gran apoyo y por apostar por mí, en el desarrollo de este proyecto.

TABLA DE CONTENIDO

RESUMEN	i
DEDICATORIA	ii
AGRADECIMIENTOS	iii
TABLA DE CONTENIDO.....	iv
LISTA DE FIGURAS.....	vii
CAPÍTULO 1. MOTIVACIÓN Y MARCO DE LA TESIS	1
1.1. Introducción	1
1.2. Contribución de la tesis.....	2
1.2.1. Estabilidad de la red.....	3
1.2.2. Importancia de la estabilidad de la frecuencia.....	4
1.2.3. Inercia de un generador síncrono.....	6
1.3. Solución propuesta	9
1.4. Objetivos	12
1.4.1. Objetivo principal	12
1.4.2. Objetivos específicos	12
CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE.....	13
2.1. Estado de la tecnología.....	13
2.1.1. Tecnologías existentes	13
2.1.2. Tecnologías emergentes.....	16
2.2. Técnicas de control para emulación de inercia	18
2.2.1. Técnicas de control de inercia en tecnologías existentes.....	20
2.2.2. Técnicas de control de inercia en tecnologías emergentes	21
CAPÍTULO 3. MARCO TEÓRICO.....	26
3.1. Descripción de componentes de un inversor trifásico.....	26
3.2. Estrategia de control para un inversor tradicional conectado a la red.....	27

3.2.1.	Lazo de seguimiento de fase (PLL)	30
3.2.2.	Lazo de control de corriente trifásica.....	34
3.2.3.	Lazo de control de voltaje dc	37
3.3.	Estrategia de control para un inversor con emulación de inercia.....	41
3.3.1.	Lazo de seguimiento de frecuencia (FLL).....	42
3.3.2.	Lazo de suministro de inercia virtual.....	54
CAPÍTULO 4. ESTRATEGIA DE CONTROL DEL INVERSOR SIN INERCIA		59
4.1.	Lazo de seguimiento de fase	59
4.1.1.	Circuito de potencia del inversor	60
4.1.2.	Circuito de control del inversor	61
4.1.3.	Diseño del PLL	64
4.2.	Control de corriente trifásica.....	70
4.2.1.	Diseño del control de la corriente trifásica inyectada a la red con Matlab	72
4.2.2.	Validando el control de la corriente trifásica inyectada a la red con PSIM.....	75
4.3.	Control de voltaje del bus dc.....	78
4.3.1.	Diseño del controlador de voltaje dc con Matlab	80
4.3.2.	Validando el control de voltaje del bus dc con PSIM.....	83
CAPÍTULO 5. ESTRATEGIA DE CONTROL DEL INVERSOR CON INERCIA		85
5.1.	Estimación de frecuencia	85
5.1.1.	Diseño del AF	86
5.1.2.	Diseño del FLL	89
5.1.3.	Validando el FLL en PSIM.....	92
5.2.	Suministro de inercia virtual del inversor	93
5.2.1.	Circuito de potencia del inversor con inercia virtual	93
5.2.2.	Circuito de comando para variar la frecuencia de la red	95
5.2.3.	Circuito de control del inversor para emulación de inercia	97

5.3. Resultados del suministro de inercia virtual en PSIM	98
5.3.1. Comparación de estimación de frecuencia entre FLL y PLL	98
5.3.2. Validación del suministro de inercia virtual	99
5.3.3. Mejora en la inercia de la red.....	103
5.3.4. Limitaciones.....	105
5.3.5. Estudios futuros	105
CONCLUSIONES	106
ANEXOS	107
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	118



LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1. Electrolinera (Enel, 2018).....	1
Fig. 1.2. Diagrama general de la integración de una fuente de energía renovable a la red (Energía Limpia XXI, 2019).....	2
Fig. 1.3. Ángulo interno y potencia transferida por un generador síncrono	3
Fig. 1.4. Caída de frecuencia debido al incremento de carga en la red.	5
Fig. 1.5: Gráfica en tiempo real de frecuencia y rango permitido en Perú. (COES, 2021)	6
Fig. 1.6. Esquemático comparativo entre un generador síncrono y una fuente de energía renovable.....	7
Fig. 1.7: Comparación de la dinámica de frecuencia según la inercia.....	7
Fig. 1.8. Diagrama de bloques simplificado de un FLL trifásico. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	8
Fig. 1.9. Estructura de control de frecuencia para la emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	8
Fig. 1.10: Componentes principales para conectar una fuente de energía renovable a la red. ..	9
Fig. 1.11: Dinámica de la frecuencia, rpm y potencia de un generador síncrono hidroeléctrico, debido a un incremento de carga en la red.....	10
Fig. 1.12: Dinámica de la frecuencia, rpm y potencia de un inversor con emulación de inercia, debido a un incremento de carga en la red.....	11
Fig. 2.1. Condensador síncrono marca Siemens (Siemens, 2020).....	13
Fig. 2.2. Condensador síncrono Siemens agregado a una red acoplada a generadores eólicos (Siemens, 2020)	14
Fig. 2.3. Turbina de viento DFIG (ABB, 2014).....	15
Fig. 2.4. Turbina de viento PMSG (González, 2017)	15
Fig. 2.5. Tecnologías emergentes en base a la emulación de la inercia (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	16
Fig. 2.6. Respuesta en frecuencia que caracteriza la inercia de un generador síncrono (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	18

Fig. 2.7: SCADA de potencia generada a la red. (COES, 2021)	19
Fig. 2.8. Arquitectura de control para emulación de inercia. (a) Estructura de control del lado del generador. (b) Estructura de control para emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	20
Fig. 2.9. Respuesta en frecuencia con y sin emulación de inercia en turbinas eólicas. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	21
Fig. 2.10. Arquitectura de control utilizando fuente con convertidores de potencia utilizando capacitores de enlace de corriente directa. (a) Estructura de control de voltaje y corriente. (b) Estructura de control para emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)	21
Fig. 2.11. Frecuencia y voltaje del bus dc, ante un incremento de 3% de carga, con y sin inercia virtual. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	22
Fig. 2.12. Energía ΔE_{c_pu} (arriba) and potencia ΔP_{c_pu} (abajo), inyectada a la red. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	22
Fig. 2.13. Arquitectura de control utilizando fuente con ultracapacitor con emulación de inercia. (a) Estructura de control del inversor. (b) Estructura de control del convertidor dc-dc. (c) Estructura de control para la emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)	23
Fig. 2.14. Arquitectura de control utilizando un sistema de batería con emulación de inercia. (a) Estructura de control del inversor. (b) Estructura de control del convertidor dc-dc. (c) Estructura de control para la emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019) .	24
Fig. 2.15. Resultados experimentales de sistemas de potencia con y sin emulación de inercia utilizando un sistema de baterías. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).....	25
Fig. 3.1. Circuito de potencia de un inversor trifásico conectado a una carga resistiva	27
Fig. 3.2. Generador de PWM, para obtener un voltaje trifásico en la salida del inversor	27
Fig. 3.3. Circuito de potencia de un inversor conectado a la red.....	28
Fig. 3.4. Esquema completo de un inversor, para conectar una fuente de energía renovable a la red.....	28
Fig. 3.5. Transformada de Clarke (o transformada $\alpha\beta$)	29
Fig. 3.6. Transformada de Park (o transformada dq).....	29

Fig. 3.7. Esquema del bloque PLL.....	30
Fig. 3.8. Voltaje de la red expresado en el sistema dq.....	30
Fig. 3.9. Reestructuración del diagrama de bloques del PLL	31
Fig. 3.10. Diagrama de bloques de PLL completo	31
Fig. 3.11. Lazo de control PI para el PLL.....	32
Fig. 3.12. Diagrama de Bode del sistema en lazo abierto del PLL.....	33
Fig. 3.13. El filtro LCL es la planta del sistema	34
Fig. 3.14. Diagrama de bloques del filtro LCL, en el sistema dq0.	35
Fig. 3.15. Diagrama de bloques simplificado para la componente “d” del filtro LCL.....	35
Fig. 3.16. Lazos de control para el control de corriente trifásica, en sus componentes dq.....	36
Fig. 3.17: Inversor conectado a una fuente de energía renovable.....	37
Fig. 3.18 Representación en bloque de la función de transferencia del bus de enlace dc.	37
Fig. 3.19 Índices de modulación expresados en las coordenadas dq	38
Fig. 3.20. Diagrama de bloques para el control del voltaje del bus dc.	40
Fig. 3.21: Esquema completo de un inversor con emulación de inercia.....	42
Fig. 3.22. Uso de un PLL, para estimar la frecuencia y emular inercia en un inversor. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018).....	43
Fig. 3.23: Esquema SOGI-FLL para señal monofásica	44
Fig. 3.24: Filtro adaptativo (Widrow, y otros, 1975).....	44
Fig. 3.25: Cancelador de ruido para una única frecuencia. (Rodríguez, y otros, 2012)	45
Fig. 3.26: Diagrama de bloques del cancelador adaptativo reducido	45
Fig. 3.27: Diagrama de bode de $D(j\omega)$	46
Fig. 3.28: Filtro adaptativo basado en SOGI (Rodríguez, y otros, 2012)	47
Fig. 3.29: Lazos de control del SOGI-FLL.(Rodríguez, y otros, 2012)	49
Fig. 3.30: Diagrama de bode de las entradas al FLL. (Rodríguez, y otros, 2012).....	49
Fig. 3.31: Diagrama de bloques simplificado del FLL. (Rodríguez, Luna, Candela, Teodorescu, & Blaabjerg, 2008).....	51

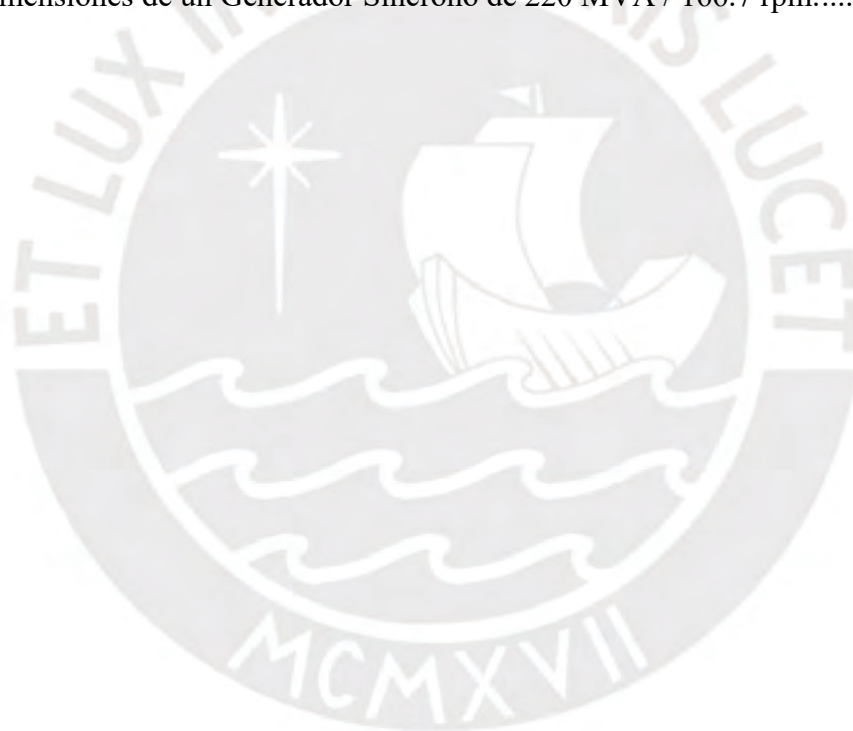
Fig. 3.32: SOGI-FLL con ganancia normalizada del FLL. (Rodríguez, Luna, Candela, Teodorescu, & Blaabjerg, 2008).....	52
Fig. 3.33: Diagrama de bloques del DSOGI-FLL. (Rodríguez, y otros, 2011).....	53
Fig. 3.34. Esquema simplificado del DSOGI-FLL. (Fang, Zhang, Li, & Tang, 2019).....	53
Fig. 3.35: Esquema simplificado de un sistema de potencia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018).....	54
Fig. 3.36: Diagrama de bloques de la red sin el inversor con inercia virtual. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018).....	55
Fig. 3.37: Mapeo de polos y ceros de $G_{PL \rightarrow \omega_r}(s)$ y respuesta ante perturbación, para $H=5, 10, 20$ y 50 . (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018).....	56
Fig. 3.38: Analogía entre un generador síncrono y capacitores dc-link. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018).....	56
Fig. 3.39: Regulación de frecuencia en una red con un CCG con inercia virtual. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018).....	57
Fig. 4.1. Esquemático de un inversor conectado a una carga resistiva trifásica.	60
Fig. 4.2 Circuito de potencia de un inversor conectado a una carga resistiva, en PSIM.....	60
Fig. 4.3 Circuito de control de un inversor conectado a una carga resistiva, en PSIM.....	61
Fig. 4.4. Transformada de Clarke-Park (o transformada dq).....	62
Fig. 4.5 Lazo de control del PLL en PSIM.....	64
Fig. 4.6: Diagrama de Bode del lazo abierto del PLL.....	66
Fig. 4.7: Respuesta dinámica del PLL a una entrada rampa.....	67
Fig. 4.8: Error de la fase instantánea obtenido del PLL.....	67
Fig. 4.9: Validación del PLL con PSIM.....	68
Fig. 4.10: Circuito completo del inversor conectado a carga resistiva.....	69
Fig. 4.11: Señales de referencia y salida del inversor para un periodo de onda.....	70
Fig. 4.12. Esquemático completo de un inversor que conecta una batería a la red trifásica ...	70
Fig. 4.13: Circuito de potencia de un inversor conectado a la red en PSIM.....	71

Fig. 4.14: Lugar geométrico de raíces de la función de transferencia del filtro LCL.....	72
Fig. 4.15: Respuesta al escalón unitario, para un control P con $k_p=0.5$	73
Fig. 4.16: Determinación de la ganancia crítica, a partir del LGR	73
Fig. 4.17: Determinación del periodo crítico.	74
Fig. 4.18: Respuesta a una entrada escalón para el sistema con control PI	74
Fig. 4.19. Esquema para control de corriente trifásica de un inversor conectado a la red.....	75
Fig. 4.20. Circuito de control de corriente del Inversor, con control proporcional ($k_p=5.01$)	75
Fig. 4.21: Respuesta del control de corriente (componente d), utilizando control proporcional	76
Fig. 4.22: Circuito de control de corriente del Inversor, con control PI.....	77
Fig. 4.23: Respuesta del control de corriente (componente d), utilizando control PI.....	77
Fig. 4.24: Respuesta del control de corriente trifásica, utilizando control PI.....	78
Fig. 4.25. Inversor que conecta una fuente de energía renovable a la red.	78
Fig. 4.26: Circuito de potencia, en PSIM, de un inversor que conecta una fuente de energía renovable a la red.	79
Fig. 4.27: Comparando anchos de banda mediante diagrama de Bode	81
Fig. 4.28. Lazos de control de voltaje del bus dc.....	82
Fig. 4.29: Respuesta del voltaje del bus dc, ante variaciones de corriente de la fuente de energía renovable, en Simulink.....	82
Fig. 4.30: Circuito en PSIM, para un inversor que conecta una fuente de energía renovable a la red.....	83
Fig. 4.31. Respuesta del voltaje del bus dc, ante variaciones de corriente de la fuente de energía renovable, en PSIM.	84
Fig. 5.1. Filtro adaptativo y FLL.....	86
Fig. 5.2: Simulink del cancelador de ruido basado en GI.	86
Fig. 5.3: Respuesta del cancelador de ruido basado en GI para una señal senoidal ruidosa ...	87
Fig. 5.4: Simulink del cancelador de ruido basado en SOGI.....	88

Fig. 5.5: Respuesta del cancelador de ruido basado en SOGI para una señal senoidal ruidosa	88
Fig. 5.6: Simulink de DSOGI-FLL para una señal trifásica que cambia de 60 Hz a 50 Hz. ...	89
Fig. 5.7: Simulink del subsistema SOGI.....	90
Fig. 5.8: Respuestas del FLL para un escalón de frecuencia de 60 Hz a 50 Hz	90
Fig. 5.9: Simulink de DSOGI-FLL para una señal trifásica que cambia de 60Hz a 50Hz, con ruido en la salida y obtención del RoCoF derivando	91
Fig. 5.10: Respuestas del FLL para un escalón de frecuencia de 60 Hz a 50 Hz, sin y con ruido.	91
Fig. 5.11: PSIM del DSOGI-FLL para una señal trifásica.	92
Fig. 5.12: PSIM para validar la estimación de frecuencia.	92
Fig. 5.13: Respuesta del FLL para un escalón de 60 Hz a 58 Hz con ruido.	93
Fig. 5.14: Circuito de potencia del inversor que suministra inercia virtual a la red	94
Fig. 5.15: Circuito de comando para la fuente dependiente	96
Fig. 5.16: Bloques PLL y FLL para estimar fase, frecuencia y RoCoF de la red.....	96
Fig. 5.17. Esquema completo de un inversor con inercia virtual conectado a la red.....	97
Fig. 5.18: Circuito de control en PSIM para un inversor con emulación de inercia conectado a la red.....	97
Fig. 5.19: Comparación de estimación de frecuencia entre FLL y PLL.....	98
Fig. 5.20. Caída de la frecuencia nominal de la red en 0.3 Hz.	99
Fig. 5.21: Comparación entre un inversor sin y con inercia virtual, ante una caída de frecuencia	99
Fig. 5.22. Alza de la frecuencia nominal de la red en 0.3 Hz.	100
Fig. 5.23: Comparación entre un Convertidor sin y con Inercia Virtual, para un alza de frecuencia.....	100
Fig. 5.24: Corriente inyectada a la red para distintas caídas de frecuencia	102
Fig. 5.25: Corriente inyectada a la red para distintas alzas de frecuencia	103

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1. Comparación de tecnologías de control de inercia (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)	17
Tabla 4.1. Parámetros de un inversor para una potencia de 4.5 kW.....	61
Tabla 4.2 Señales del circuito de control del Inversor.....	63
Tabla 4.3 Código Matlab para diseño del controlador PI del PLL	65
Tabla 4.4 Código Matlab para obtener la función de transferencia del filtro LCL	72
Tabla 4.5: Código Matlab para obtener la función de transferencia del bus de enlace dc.....	80
Tabla 5.1: Parámetros del inversor con inercia virtual conectado a la red	95
Tabla 5.2: Dimensiones de un Generador Síncrono de 220 MVA / 166.7 rpm.....	104



CAPÍTULO 1. MOTIVACIÓN Y MARCO DE LA TESIS

Este primer capítulo trata la introducción, la contribución de la tesis, solución propuesta y objetivos.

1.1. Introducción

La creciente tendencia a utilizar vehículos eléctricos es inminente por la gran eficiencia y el cuidado ambiental que los caracteriza, frente a los vehículos de combustión; sin embargo, ello requiere un futuro reemplazo de grifos de combustibles por grifos de recarga eléctrica para vehículos eléctricos (o electrolinerías).



Fig. 1.1. Electrolinería (Enel, 2018)

La Fig. 1.1 muestra una electrolinería que carga a un vehículo eléctrico, cuya energía es obtenida de la red de eléctrica de la empresa Enel. Existe la posibilidad de que una electrolinería tenga su propia fuente de energía renovable (eólica o solar) y que tal fuente también esté conectada a la red, mediante un inversor, para proveerle su excedente de energía. La Fig. 1.2 muestra cómo se conecta una fuente de energía renovable a la red.

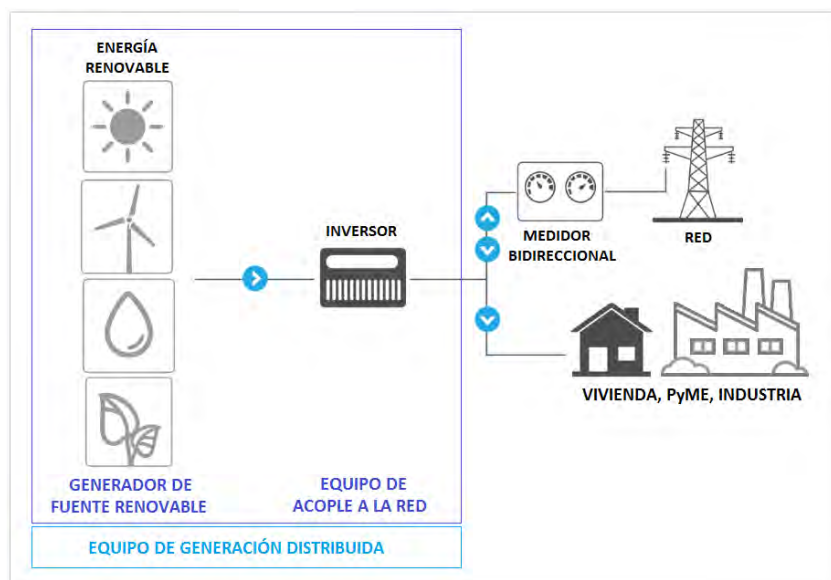


Fig. 1.2. Diagrama general de la integración de una fuente de energía renovable a la red (Energía Limpia XXI, 2019)

El problema es que acoplar un inversor a la red, en vez de utilizar un generador síncrono como los que utiliza una central hidroeléctrica, disminuye la estabilidad de la red (por motivos que se explicarán en lo que continúa de este capítulo). Para solucionar este inconveniente, existen soluciones costosas y de complejidad constructiva, las cuales se describen en la sección 2.2.1 (Técnicas de control de inercia en tecnologías existentes).

Este capítulo 1 y el capítulo 2 (Estado del Arte), tratan con mayor detalle la problemática y soluciones actuales; el capítulo 3 (Marco teórico) hace demostraciones y análisis de las ecuaciones de los modelos matemáticos y lazos de control, que son utilizados en los capítulos 4 y 5; en el capítulo 4 se diseña un convertidor tradicional (sin inercia); finalmente en el capítulo 5, se diseña un FLL (lazo de seguimiento de frecuencia) para estimar la frecuencia de la red y con ello se diseña un convertidor con suministro de inercia virtual.

1.2. Contribución de la tesis

La presente tesis busca establecer una estrategia de control de un inversor trifásico que permita la conexión de una fuente de energía renovable a la red eléctrica, con el objetivo de mejorar la estabilidad de la red, mediante el suministro de inercia virtual (o emulación de inercia). La estrategia de control no requiere la utilización de elementos adicionales en el convertidor o la modificación de este, lo cual constituye una solución económica y sin complejidad

constructiva, para lo cual se ha investigado el estado del arte en distintas técnicas que son resumidas en la sección 2.2.1 (Técnicas de control).

Para explicar el detalle de la contribución de la tesis, es necesario tratar estos 3 puntos:

- Estabilidad de la red
- Importancia de la estabilidad de la frecuencia
- Inercia de un generador síncrono

1.2.1. Estabilidad de la red

Para la estabilidad de una red que es alimentada principalmente por generadores síncronos, los generadores deben mantener su frecuencia nominal. A continuación, se justifica lo mencionado.

La Fig. 1.3 (a) muestra un esquema simplificado de un generador síncrono, donde el rotor se ha representado como un imán que gira con una rapidez angular n_r y el campo magnético resultante producido por las bobinas del estator se ha representado como un imán imaginario que gira con una rapidez angular n_s . En estado estable n_r es igual a n_s (sincronismo), a pesar que el campo magnético del rotor se encuentre adelantado un ángulo δ al campo magnético del estator. El ángulo δ es mayor si la carga que el generador alimenta, es mayor; por lo tanto, si el generador no alimenta ninguna carga, δ es igual a cero.

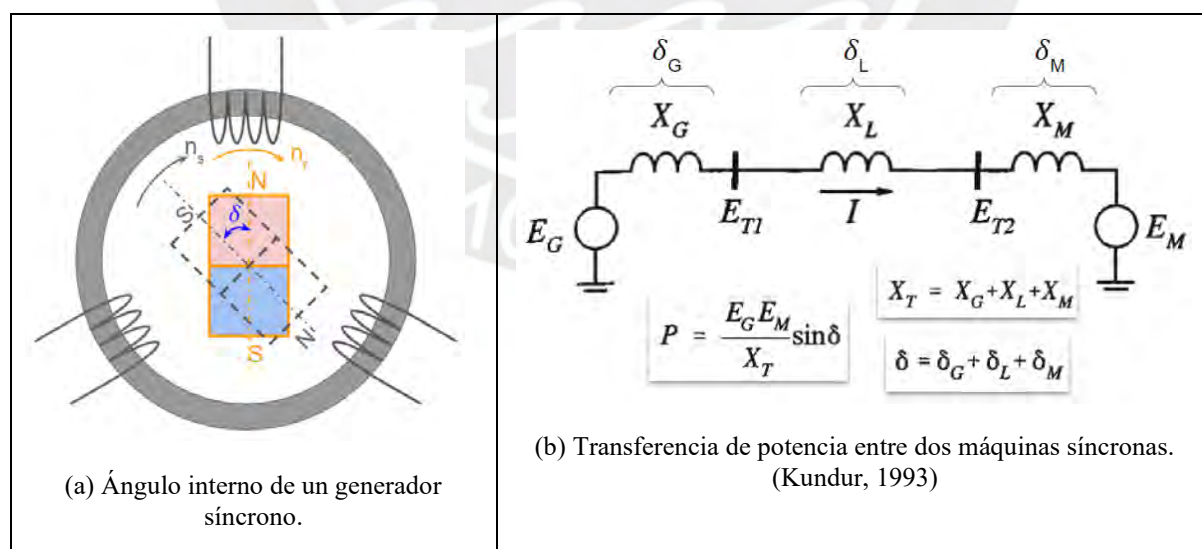


Fig. 1.3. Ángulo interno y potencia transferida por un generador síncrono

En el capítulo 2 de (Kundur, 1993) se analiza un sistema simple de un generador síncrono que alimenta a un motor síncrono, mostrado en la Fig. 1.3 (b), donde se ha modelado al generador como una fuente de voltaje E_G en serie con una reactancia X_G , cuyo desfase es igual al ángulo interno del generador δ_G . Las líneas de transmisión tienen una reactancia inductiva X_L , que ocasiona un desfase δ_L entre E_{T1} y E_{T2} . Por otro lado, el motor síncrono es modelado como una reactancia X_M cuyo desfase es igual al ángulo interno del motor δ_M (al contrario de un generador, el campo magnético del estator está adelantado al del rotor).

La potencia P transferida del generador al motor, es una función senoidal del ángulo entre el rotor del generador y del estator ($\delta = \delta_G + \delta_G + \delta_G$); por lo tanto, es altamente no lineal. Además, la potencia es máxima si el ángulo es 90° ; y si la separación angular es mayor o menor de 90° , la potencia puede disminuir considerablemente e incluso ser negativa.

Una red eléctrica es mucho más compleja que el sistema mostrado en la Fig. 1.3 (b); por ende, la potencia transferencia no tiene exactamente una relación senoidal con el ángulo δ . Sin embargo, para la estabilidad de la red, los ángulos δ entre generadores y motores se deben mantener cerca a su posición de equilibrio para tener un balance apropiado entre la potencia que suministran los generadores y la potencia que reciben las cargas. Si por algún desbalance de generación y carga, alguno de los δ de los generadores se aleja mucho de su posición de equilibrio, tal δ puede volverse inestable, alterando considerablemente la potencia que suministra el generador. Para evitar un efecto dominó en los demás generadores de la red, se activan relés que aíslan al sector de la red con inestabilidad.

1.2.2. Importancia de la estabilidad de la frecuencia

Un incremento de carga en la red, debido a una mayor conexión de motores, luminarias, equipos eléctricos, etc; produce un δ mayor en los generadores. Además, ello viene acompañado de una caída de frecuencia¹ en toda la red, debido a que ahora los generadores que alimentan la red encuentran una mayor restricción para girar. Las organizaciones que regulan la estabilidad de la red en su país, establecen un rango de frecuencias, para asegurar que los δ de las máquinas síncronas de la red permanezcan estable, a fin de no perder la sincronización.

¹ La caída de frecuencia en la red posteriormente puede ser regresado a su valor nominal mediante un sistema de control accionado por un gobernador que varía regula la velocidad del rotor del generador síncrono hidroeléctrico; a ello se le conoce como control secundario y su transición demora en el orden de los minutos y no es motivo de análisis de la presente tesis.

La Fig. 1.4 (a) muestra una de las tres fases del voltaje trifásico de la red que ha sido sometida a un incremento de carga, en la cual se observa la dinámica de la disminución de frecuencia. Cabe mencionar que la transición demora en el orden de los segundos.

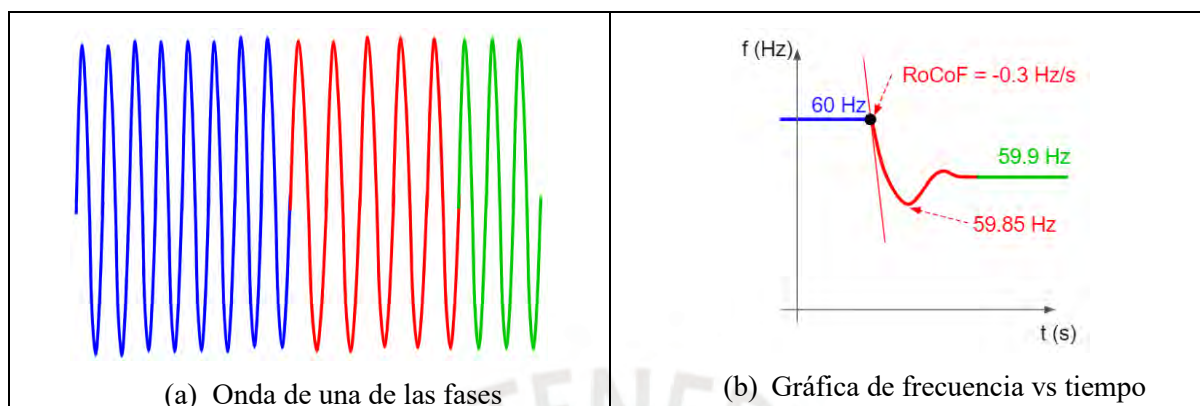


Fig. 1.4. Caída de frecuencia debido al incremento de carga en la red.

En la Fig. 1.4 (b) se observa mejor la dinámica de la caída de frecuencia por el incremento de la carga en la red. Notar que la frecuencia en la red ha disminuido de 60 Hz a 59.9 Hz y en el estado transitorio hay un valle de frecuencia (o frecuencia nadir), cuyo valor (para el ejemplo) es de 59.85 Hz. Además, el valor absoluto de la rapidez de cambio de la frecuencia (RoCoF) tiene un valor máximo al inicio de la transición, cuyo valor (para el ejemplo) es de 0.3 Hz/s. En adelante, se asumirá que se habla del valor absoluto del RoCoF y es medido al inicio de la transición; a menos que se especifique lo contrario.

Existen 2 situaciones en las que se puede perder la estabilidad de la red.

- Si la frecuencia de la red se aleja mucho de su valor nominal, lo cual se explicó anteriormente
- Si el RoCoF es muy grande puede ocasionar deslizamiento en los polos de alguno de los generadores haciéndolo perder sincronismo; ya que un cambio brusco de frecuencia, incrementa considerablemente el δ llevándolo a la inestabilidad. En (Eirgrid, 2013) se hace un estudio de la inestabilidad de un RoCoF de 1.5 a 2 Hz/s durante 0.5 s.

Debido a la importancia de la frecuencia en la red eléctrica, existen estándares en cada país para los rangos de frecuencia permitidos y que las empresas proveedoras de energía eléctrica deben ceñirse. En el caso de Perú la frecuencia permitida por el COES (Comité de Operación Económica del Sistema) está entre 59.64 Hz y 60.36 Hz.

La Fig. 1.5 muestra en tiempo real la frecuencia del SEIN (Sistema Eléctrico Interconectado Nacional), la cual debe estar dentro del rango permitido por el COES (entre 59.64 Hz y 60.36 Hz), caso contrario se activan relés de protección que aíslan de la red, al generador y las cargas, evitando la propagación de la inestabilidad.

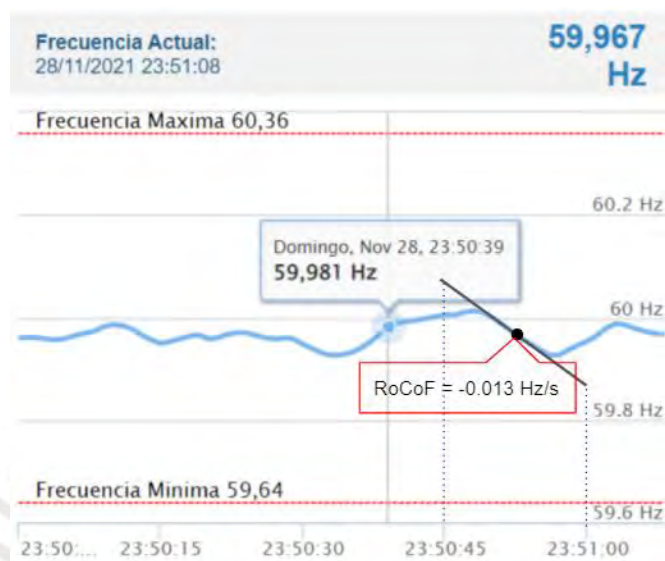


Fig. 1.5: Gráfica en tiempo real de frecuencia y rango permitido en Perú. (COES, 2021)

Adicionalmente en la Fig. 1.5 se ha aproximado la pendiente en un punto de la gráfica utilizando una recta entre 2 puntos cuya distancia de abscisas es de 15 s y de ordenadas es de 0.2 Hz, por lo que resulta un RoCoF de 0.013 Hz/s. Según (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019) un valor mayor a 0.5 Hz/s se considera alto; por lo tanto, se comprueba que el RoCoF es apropiado en el instante medido.

La importancia del control de frecuencia es tal que la National Grid de Gran Bretaña gasta alrededor de 160-170 millones de libras anualmente para controlar la frecuencia de la red (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019).

1.2.3. Inercia de un generador síncrono

Agregar a la red un generador síncrono de grandes dimensiones, incrementa la estabilidad de la red, debido a que la inercia de su rotor ofrece una resistencia a los cambios de frecuencia. Una fuente de energía renovable que se conecta a la red por un inversor tradicional, no ofrece una oposición a los cambios de frecuencia; por lo tanto, disminuye la estabilidad relativa de la

red (también, se dice que disminuye la inercia de la red). A continuación, se explica más a detalle con un ejemplo.

La Fig. 1.6 muestra un esquemático simplificado de un generador síncrono hidroeléctrico, la red eléctrica trifásica y una fuente de energía renovable (celdas fotovoltaicas) con su respectivo convertidor dc/ac (o inversor). Si en tal esquemático se asumen 3 situaciones, ante una variación de carga, la cual ocasiona que la frecuencia de la red cambie de 60 Hz a 59.9 Hz:

- Caso 1: A la red no se ha conectado nada adicional
- Caso 2: A la red se ha adicionado solamente el generador síncrono hidroeléctrico
- Caso 3: A la red se ha adicionado solamente la fuente de energía con su inversor.

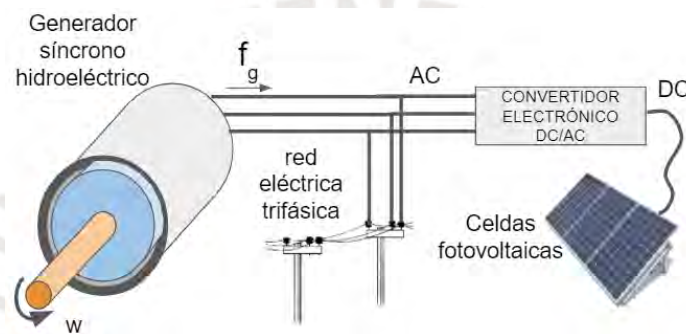


Fig. 1.6. Esquemático comparativo entre un generador síncrono y una fuente de energía renovable.

La Fig. 1.7 muestra que para el caso 1, el nadir de frecuencia es 59.85 Hz. Para el caso 2, el nadir de frecuencia es 59.87 Hz, con lo cual se tiene una mejor estabilidad relativa, ya que un generador síncrono hidroeléctrico de grandes dimensiones aporta una gran inercia a la red. En el caso 3, la frecuencia nadir es 59.7 Hz y se acerca mucho a los 59.64 Hz mínimos permitidos por el COES, debido a que una fuente de energía con su respectivo inversor tradicional no ofrece oposición a los cambios de frecuencia; por lo tanto, disminuye la inercia de la red.

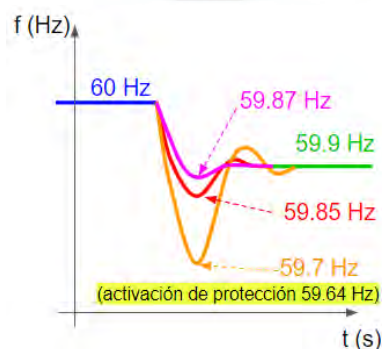


Fig. 1.7: Comparación de la dinámica de frecuencia según la inercia.

Finalmente, es importante notar que el incremento de inercia no solo evita que la frecuencia nadir supere el límite de frecuencia permitido, sino que también disminuye el RoCoF.

Las estrategias encontradas en la literatura se centran en estos 2 aspectos:

- Detección de variaciones de frecuencia de la red, mediante un algoritmo FLL. La Fig. 1.5. muestra como a partir de la lectura de los voltajes de la red, es posible obtener la rapidez de cambio de la frecuencia o RoCoF ($d\omega_g/dt$). En (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019) el RoCoF es utilizado para medir la mejora de la inercia al agregar a la red un inversor con inercia virtual.

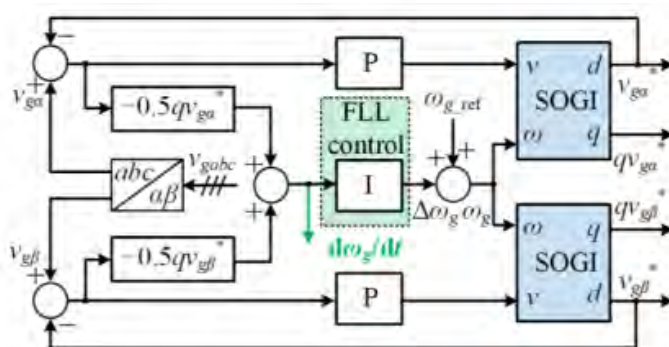


Fig. 1.8. Diagrama de bloques simplificado de un FLL trifásico. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

- Entrega de inercia virtual mediante el control de la tensión del bus DC; tal como muestra la Fig. 1.6.

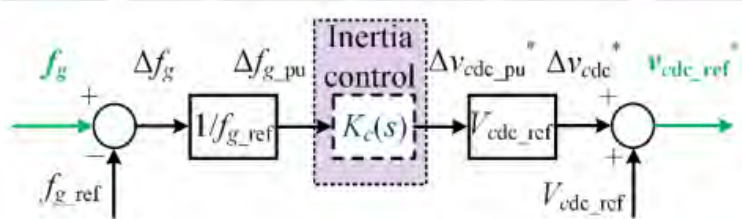


Fig. 1.9. Estructura de control de frecuencia para la emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

La presente tesis hace uso de estos y otros estudios científicos, para lograr que una fuente de energía renovable cuya potencia nominal es de 0.9 kW, se acople a una red trifásica de 220 Vac / 60 Hz y le suministre inercia virtual cuando haya variaciones de carga, logrando con ello mejorar la estabilidad de la frecuencia y estar en el rango de frecuencias de 59.64 Hz y 60.36 Hz, designado por el COES.

A diferencia del trabajo de (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019), esta tesis utiliza el FLL dentro de la estrategia de control del inversor para estimar la frecuencia de la red, con lo cual se prueba que el FLL no solo es bueno para estimar el RoCoF, sino que también estima muy bien la frecuencia.

1.3. Solución propuesta

La Fig. 1.10 muestra un esquema general de los componentes necesarios para acoplar una fuente de energía renovable a la red. Se observa que el circuito de la fuente de energía renovable se puede representar como una fuente de corriente. La capacitancia (C) une al inversor con la fuente de energía renovable, a tal unión se le conoce como bus dc. El dispositivo controlador electrónico recibe el voltaje y la corriente de la red (V_{ac} e I_{ac} , respectivamente) y también recibe el voltaje del bus dc (V_{dc}). Luego de aplicar la ley de control se envía señales de control hacia los IGBTs (transistores bipolares de puerta aislada) del inversor.

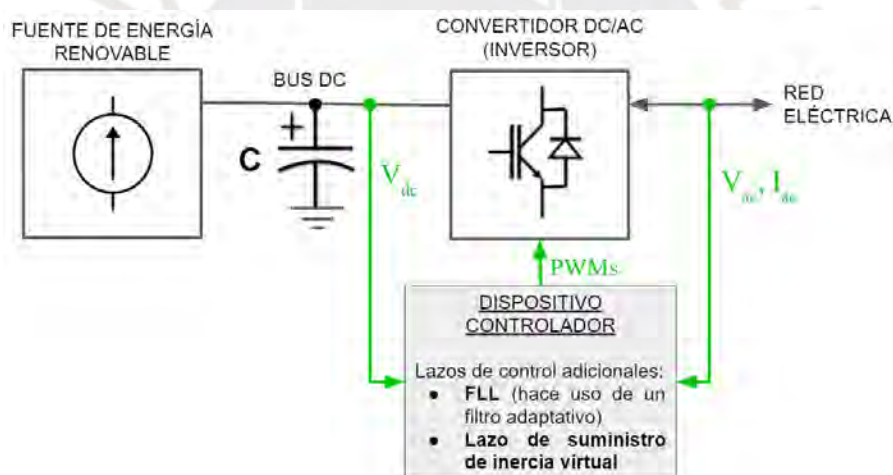


Fig. 1.10: Componentes principales para conectar una fuente de energía renovable a la red.

La tesis propone las siguientes 3 modificaciones respecto a un inversor tradicional, para suministrar inercia virtual a la red.

- Dimensionar la capacitancia (C) del bus DC para tener la energía necesaria para el suministro de inercia virtual
- Estimar la frecuencia de la red haciendo uso de un FLL (lazo de seguimiento de frecuencia), el cual hace uso de un filtro adaptativo
- Con la frecuencia estimada de la red, realizar un lazo de control de frecuencia para el suministro de inercia virtual.

Para explicar el proceso de suministro de inercia virtual de un generador síncrono conectado a la red, debido a un incremento de carga; se analiza la dinámica de la frecuencia, las revoluciones por minuto (rpm) del rotor del generador y la potencia inyectada a la red.

La Fig. 1.11 (a) muestra la dinámica de la caída de frecuencia de la red, debido al incremento de la carga de la red. Si los generadores no pierden su estabilidad absoluta, se mantiene el sincronismo entre la frecuencia de la red y las rpm del rotor del generador; por ello, la dinámica de la Fig. 1.11 (b) es similar al de la Fig. 1.11 (a). Durante la transición, el generador síncrono pierde rpm, transfiriendo dicha energía cinética a la red, lo cual se observa en el pico de potencia de la Fig. 1.11 (c). La potencia inyectada a la red luego se estabiliza a su potencia nominal, ya que ello es atributo de la potencia hidráulica que recibe las turbinas del rotor del generador. La energía cinética transferida a la red, durante la transición, es proporcional a la inercia de la red, según $E = \frac{1}{2}J\omega^2$; donde, E es la energía cinética transferida del generador a la red, J es el momento de inercia del rotor y ω es la rapidez angular del rotor.

Si el pico de potencia mostrado en la Fig. 1.11 (c) es mayor, es decir se transfiere más energía cinemática durante la transición, entonces la dinámica de la frecuencia mostrada en la Fig. 1.11 (a) es menos subamortiguada; por lo tanto, se mejora la estabilidad de la red.

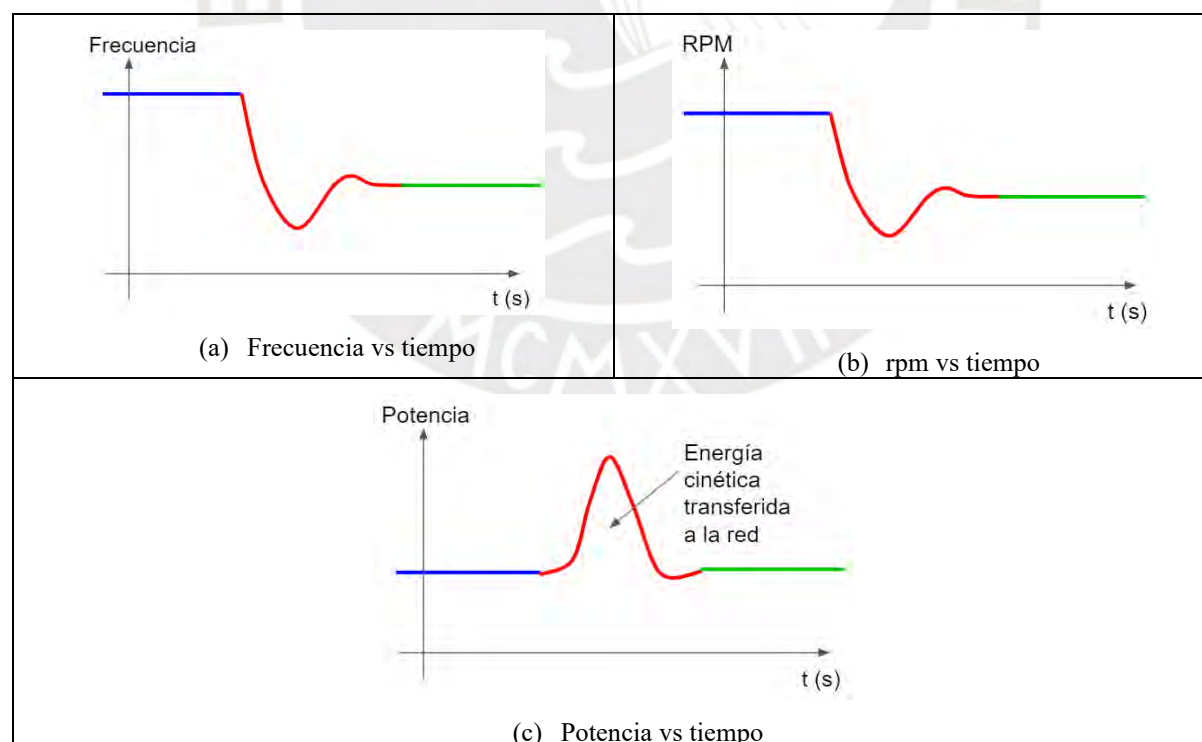


Fig. 1.11: Dinámica de la frecuencia, rpm y potencia de un generador síncrono hidroeléctrico, debido a un incremento de carga en la red.

Si un inversor suministra inercia virtual, debe lograr una dinámica similar a la de un generador síncrono hidroeléctrico, frente a una variación de carga en la red; tal como muestra la Fig. 1.12. Para ello se propone utilizar la energía del campo electrostático de la capacitancia del bus dc, según $E = \frac{1}{2}CV^2$; donde E es la energía del capacitor transferida a la red, C es la capacitancia de los capacitores del bus dc y V es el voltaje del bus dc.

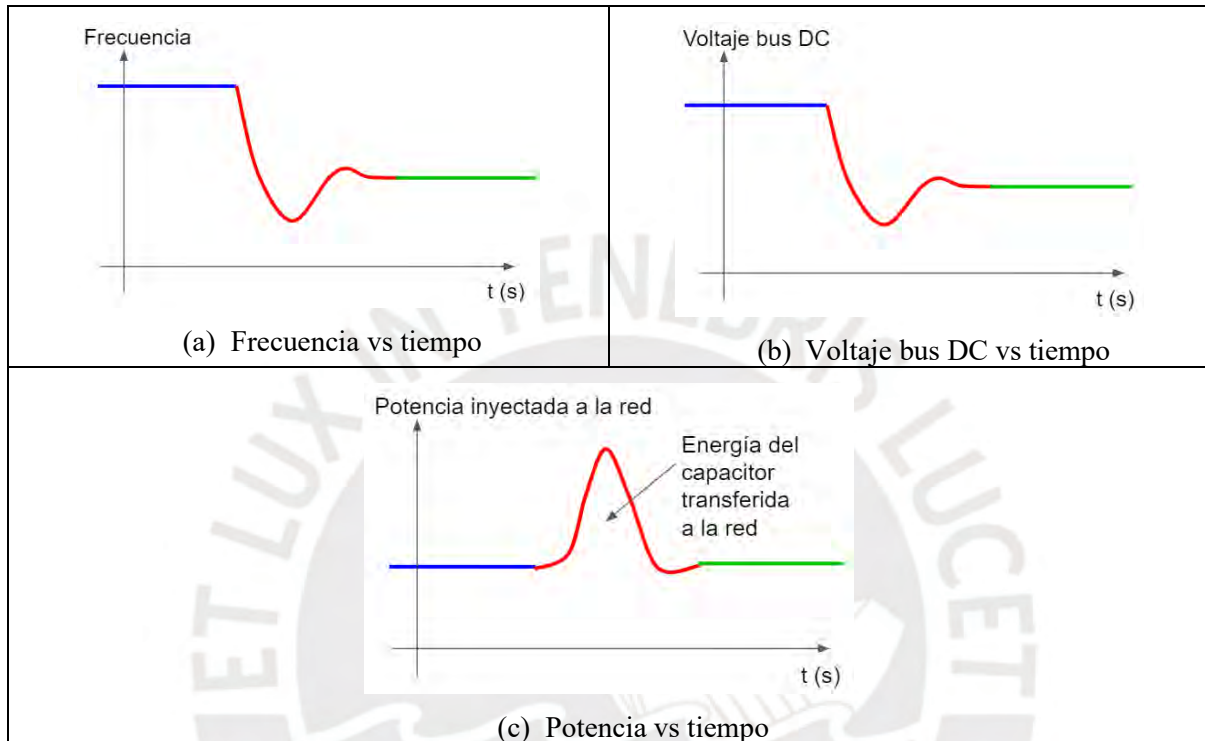


Fig. 1.12: Dinámica de la frecuencia, rpm y potencia de un inversor con emulación de inercia, debido a un incremento de carga en la red.

La filosofía de control de un inversor con emulación de inercia es la siguiente: El inversor debe estimar la frecuencia de la red y compararla con la frecuencia nominal (consigna). Si la frecuencia disminuye (debido a un incremento de carga en la red), entonces se establece disminuir el voltaje de los capacitores del bus dc. La energía electrostática de la descarga de los capacitores del bus dc, es la que se inyecta a la red durante la transición.

Si el pico de potencia mostrado en la Fig. 1.12 (c) es mayor, es decir se transfiere más energía electrostática durante la transición, entonces la dinámica de la frecuencia mostrada en la Fig. 1.12 (a) es menos subamortiguada; por lo tanto, se mejora la estabilidad de la red. Además, en la Fig. 1.12 (c) se muestra que después de la transición, la potencia se estabiliza en su valor nominal, ya que ello es atributo de la potencia que entrega la fuente de energía renovable.

1.4. Objetivos

Se presentan el objetivo principal y los objetivos específicos.

1.4.1. Objetivo principal

Diseñar una estrategia de control para un convertidor electrónico dc/ac trifásico que permita el suministro de la inercia virtual, para la integración de fuentes de energía renovables (ejemplo: Solar o eólica) a la red eléctrica trifásica.

1.4.2. Objetivos específicos

- Establecer la estrategia de control de un convertidor dc/ac trifásico sin inercia
- Implementar el sistema de sincronismo con la red eléctrica trifásica que determine la frecuencia de la red y la rapidez de cambio de la frecuencia, haciendo uso de un FLL (lazo del seguimiento de frecuencia).
- Modificar la estrategia tradicional de control de un convertidor dc/ac trifásico sin inercia, para la integración del suministro de inercia virtual en la estrategia de control
- Validar a la dinámica de inercia virtual, mediante un proceso de simulación en software que evidencie la respuesta transitoria y la respuesta en régimen permanente.

CAPÍTULO 2. ESTADO DEL ARTE

Para hacer frente a la problemática del debilitamiento de la inercia al agregar a la red una nueva fuente de energía se ha investigado tanto el estado de la tecnología como el estado de la técnica.

2.1. Estado de la tecnología

En esta sección se trata en una primera parte las tecnologías existentes y que actualmente están en el mercado, seguido de las tecnologías emergentes, que aún no están en el mercado, pero que ya cuenta con diversos estudios y publicaciones en distintas partes del mundo.

2.1.1. Tecnologías existentes

Actualmente se emplean 2 tecnologías, por un lado, están los condensadores síncronos que estabilizan la energía en una región en cuya red se ha agregado fuentes de energía renovable y por otro lado están el control de giro de turbinas eólicas, la cuales utilizan generadores de doble alimentación de campo o generadores de campo permanente.

A. *Condensadores síncronos*: La Fig. 2.1 muestra un condensador síncrono o compensador síncrono, el cual es una máquina síncrona que hace más estable la red, gracias a sus grandes dimensiones y características mecánicas que proveen de inercia a la red. Además, también proveen potencia frente a un cortocircuito y controlan la potencia reactiva inyectada a la red, debido a que la corriente en su rotor es controlada electrónicamente.



Fig. 2.1. Condensador síncrono marca Siemens (Siemens, 2020)

En la Fig. 2.2 se observa que un condensador síncrono es agregado a una red a la cual también tiene fuentes de energía renovable. La disminución de la inercia de la red debido a la integración de fuentes de energía renovables, con su respectivo inversor; es contrarrestado con el condensador síncrono.

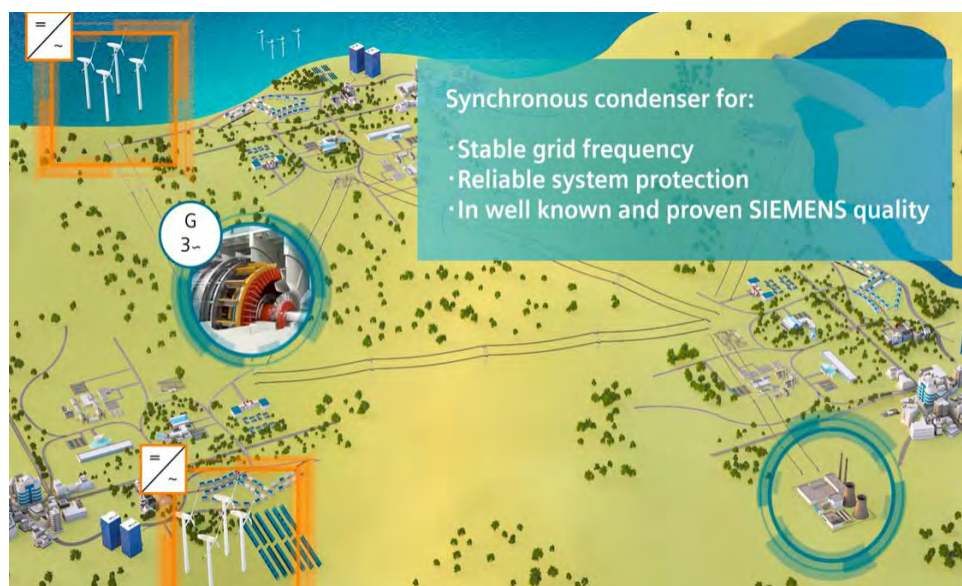


Fig. 2.2. Condensador síncrono Siemens agregado a una red acoplada a generadores eólicos (Siemens, 2020)

Un generador síncrono es un equipo de costo elevado y de grandes dimensiones, ya que está orientado a estabilizar la red de toda una población.

- B. *Turbinas eólicas conectadas a la red:* Las turbinas eólicas que se acoplan a la red, hacen uso 2 convertidores: Un convertidor por el lado de su generador síncrono y otro convertidor por el lado de la red. Conectar una turbina eólica a la red, implica estrategias de control para ambos convertidores de la turbina.

Se hace uso de 2 tipos de tecnologías para turbinas eólicas conectadas a la red.

- Una tecnología hace uso de un generador síncrono con doble campo de inducción (DFIG), el cual hace uso de un convertidor por el lado del generador y otro convertidor por el lado de la red, tal como muestra la Fig. 2.3.

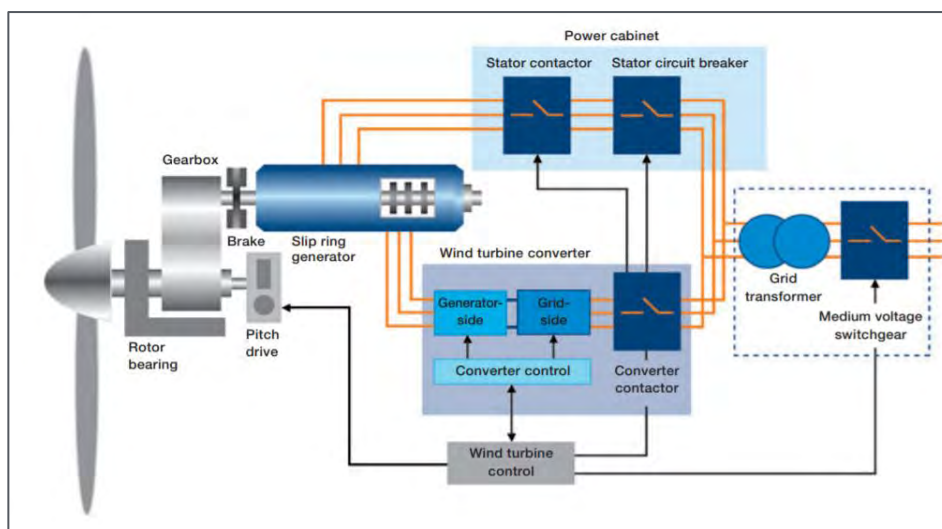


Fig. 2.3. Turbina de viento DFIG (ABB, 2014)

- Otra tecnología es utilizada es el generador síncrono de campo permanente (PMSG), tal como muestra la Fig. 2.4. A diferencia de un DFIG, el convertidor del lado del generador de un PMSG se conecta a las bobinas del estator del generador, mientras que el DFIG se conecta a las bobinas del rotor.

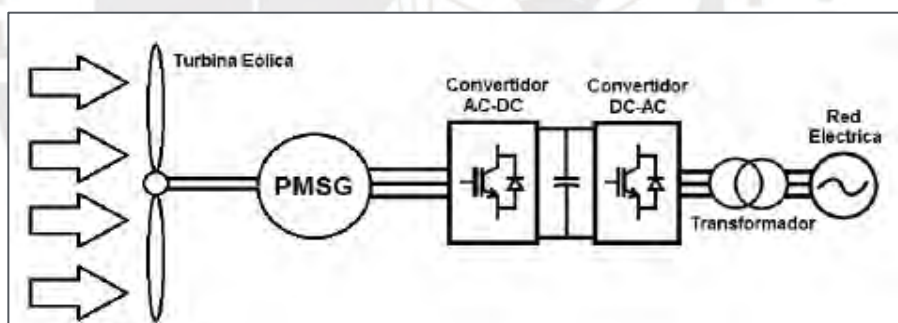


Fig. 2.4. Turbina de viento PMSG (González, 2017)

Actualmente ambas tecnologías usan estrategias de control para conectar fuentes de energía eólica a la red; sin embargo, la emulación de inercia en turbinas eólicas presenta problemas debido a sus características no lineales, lo cual se describe en la 2.2 (Técnicas de control para emulación de inercia).

2.1.2. Tecnologías emergentes

Fuentes de energía renovable que proveen voltaje continuo (como la solar), hacen uso de filtros y electrónica de potencia para convertir el voltaje continuo a voltaje alterno trifásico, con circuitos basados en IGBTs. Existen 3 métodos para emular inercia y que son tratados por (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019) y que se muestran en la Fig. 2.5.

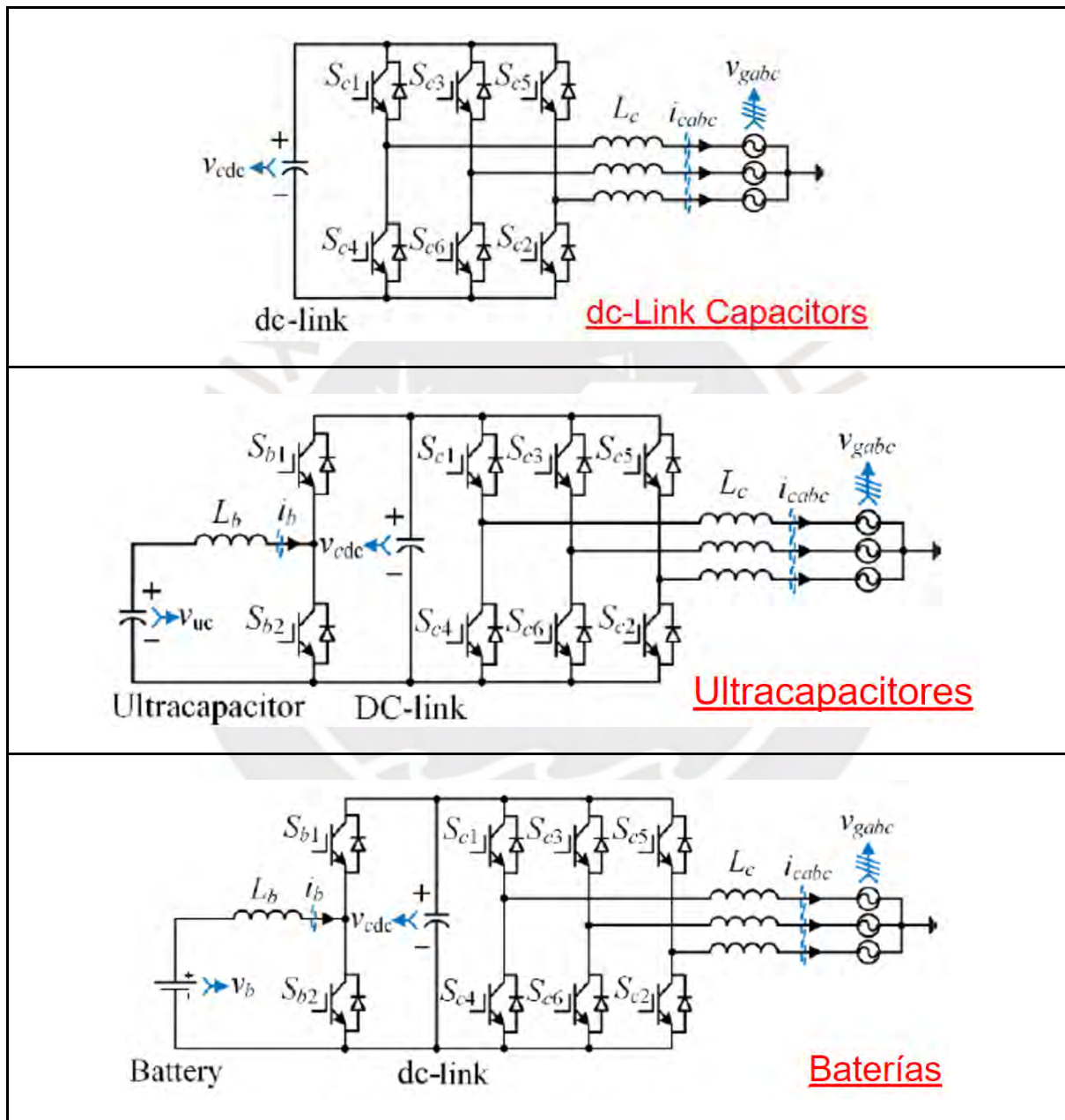


Fig. 2.5. Tecnologías emergentes en base a la emulación de la inercia (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

El primer método para suministrar inercia, es aprovechar la energía de los capacitores del bus dc (dc-link), para ello solo se debe considerar adicionar más capacitores al bus dc del inversor. El segundo método es utilizar un ultracapacitores; sin embargo, estos no soportan la cantidad de voltaje que comúnmente tiene el bus dc (orden de los kilovoltios), por ello es necesario agregar un circuito basado en control de 2 IGBTs para incrementar el voltaje hacia el bus dc. El tercer método es utilizar baterías; sin embargo, similar a los ultracapacitores las baterías comercialmente tienen valores mucho menores a los kilovoltios, por lo que también necesitan un circuito elevador de voltaje. Además, variar bruscamente el voltaje de una batería afecta su vida útil, por ello las estrategias de emulación de inercia en este caso, hacen uso del RoCoF (rapidez de cambio de frecuencia).

La Tabla 2.1 muestra en sus dos primeras filas las tecnologías existentes y en sus siguientes tres filas las tecnologías emergentes, descritas en esta sección. En la sexta fila se observa una tecnología que es la emulación de un generador síncrono (VSM), el cual hace uso de una fuente dependiente, en (Fang J. , Li, Tang , & Hongchang, 2018) se trata tal estudio.

Tabla 2.1. Comparación de tecnologías de control de inercia (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

Inertia enhancement technique	Form of energy	Proven	Cost	Other function	Special concern
Synchronous condensers	Kinetic energy	✓	High	Reactive power compensation and voltage control	–
Wind turbines	Kinetic energy	✓	Low	Renewable integration	Nonlinear inertia emulation
DC-link capacitors	Electrical energy	×	Low	DC-link voltage support and harmonic filtering	Sizing of DC-link capacitors
Ultracapacitors	Electrical energy	×	High	Frequency control	Sizing and placement of ultracapacitors
Batteries	Electrochemical energy	×	High	Frequency control	RoCoF measurement, sizing and placement of batteries
VSMs	Source-dependent	×	High	Grid forming and frequency control	Sizing of energy storage

La tecnología a emplear en la presente tesis es proveer inercia mediante capacitores del bus dc. En (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, Distributed Power System Virtual Inertia Implemented by Grid-Connected Power Converters, 2018) hacen tal estudio, utilizando un algoritmo PLL (lazo de seguimiento de fase) para estimar la frecuencia. En la presente tesis se hace uso de un algoritmo FLL (lazo de seguimiento de frecuencia), para estimar la frecuencia. Si bien Fang hace uso del FLL, pero solo para obtener el RoCoF (rapidez de cambio de la frecuencia). La tesis mostrará que utilizar un FLL es mejor estimador de frecuencia que un PLL en la de emulación de inercia.

2.2. Técnicas de control para emulación de inercia

En la sección 1.2 se explicó que si una red eléctrica trifásica, alimentada principalmente por generadores síncronos, presenta un desequilibrio entre la potencia generada y la carga absorbida por la red, ello se ve reflejado en una variación de frecuencia. Es importante que esta variación de frecuencia no se aleje mucho de su valor nominal y también que la rapidez de cambio de frecuencia (RoCoF) no sea alta. Si la frecuencia o el RoCoF no está dentro del rango apropiado, los generadores de la red con menor inercia (tendencia a permanecer en su rpm nominal) pierden sincronización y se inestabilizan, ocasionando la activación de relés de protección para aislar el sector de la red que entra en inestabilidad evitando un efecto dominó en los demás sectores de la red.

La Fig. 2.6 muestra la dinámica de la variación de frecuencia de un generador síncrono ante un incremento de carga en la red, lo cual se ve reflejado inicialmente en una caída de frecuencia. La dinámica inicial mostrada como control primario, es porque un generador síncrono hidroeléctrico es controlado por un dispositivo denominado gobernador, para proveer una potencia nominal a una frecuencia constante. Sin embargo, cuando hay una mayor carga el generador tiene mayor dificultad para girar, lo cual explica la pequeña caída de frecuencia (escala de las centésimas de Hz). La estabilidad relativa durante el control primario es mejor (menos subamortiguada) si el generador posee gran inercia y su dinámica es en la escala de los segundos. Los parámetros para medir la estabilidad relativa de la frecuencia durante el control primario son la frecuencia nadir (mínima frecuencia alejada de la nominal) y el RoCoF (rapidez de cambio de la frecuencia) medido al inicio de la transición.

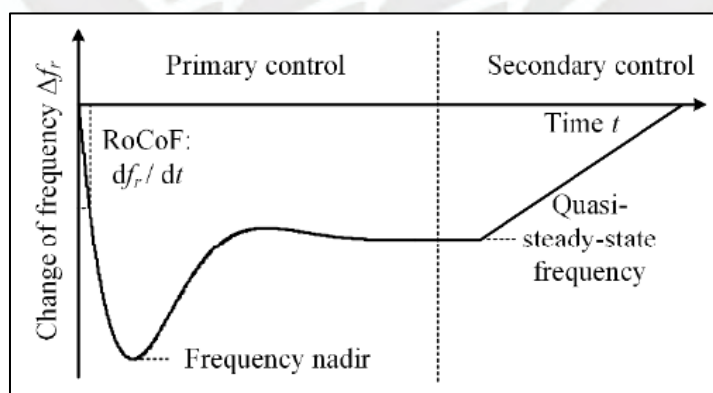


Fig. 2.6. Respuesta en frecuencia que caracteriza la inercia de un generador síncrono (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

La inercia de la red es la contribución de la inercia de todos los generadores síncronos que alimentan la red; por lo tanto, agregar a la red generadores de grandes dimensiones mejora la estabilidad de la red (o la inercia de la red).

La etapa de control secundario, cuya dinámica también se muestra en la Fig. 2.6, es debido a que se establece una nueva consigna de potencia al generador para retornar al equilibrio entre la potencia generada y la potencia consumida por las cargas. La Fig. 2.7 muestra la consigna de potencia es establecida por organismos como el COES (Comité Económico del Sistema), para distintas fuentes generadoras del SEIN (Sistema Eléctrico Interconectado Nacional) en Perú, quienes monitorean y tienen una planificación de oferta y demanda de potencia según horarios.

La dinámica durante el control secundario es del orden de décimas de minutos, por lo que no se precisa una acción de control rápida y en la mayoría de generadores actuales la consigna es manipulada sin un control automático, sino mediante un control SCADA (Supervisión, Control y Adquisición de Datos). Es decir, se establece la consigna en base al monitoreo.

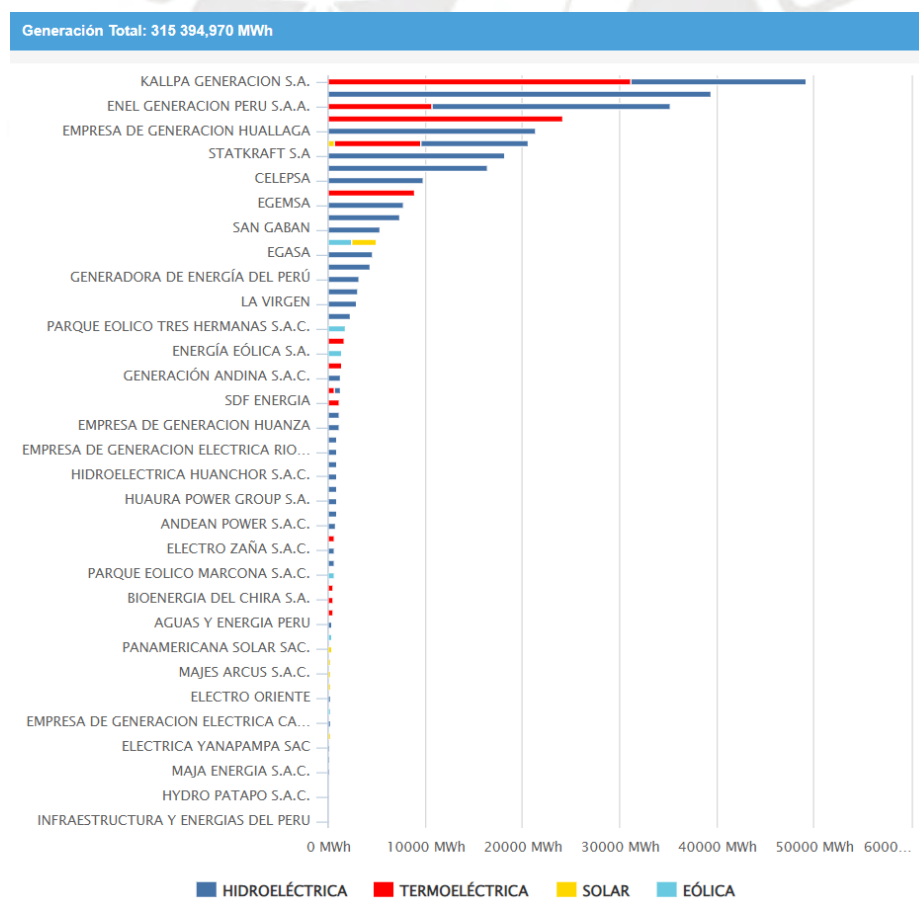


Fig. 2.7: SCADA de potencia generada a la red. (COES, 2021)

Los estudios de emulación de inercia, se concentran solo en la dinámica del control primario y por ende es el estudio de la presente tesis.

2.2.1. Técnicas de control de inercia en tecnologías existentes

Debido a que un condensador síncrono es una máquina síncrona, no requiere emulación de inercia. Por ello, en esta sección se trata la estrategia de control para emulación de inercia en turbinas eólicas.

Como se trató en 2.1.1 las turbinas eólicas pueden utilizar generadores tipo DFIG o PMSG y en ambos casos se hace uso de dos convertidores para acoplarse a la red. Por otro lado, en ambos casos el convertidor que está del lado de la red realiza un control de corriente trifásica en cascada con un control de voltaje del bus dc. El convertidor del lado del generador realiza un control de corriente trifásica del generador (para el rotor en el DFIG y para el estator en el PMSG) en cascada con un control de potencia.

Para la emulación de inercia se modifica la estrategia de control del convertidor del lado del generador (para DFIG o PMSG), en la cual se establece la consigna de torque en el lazo de control de potencia (Fig. 2.8a), a partir del lazo de control de frecuencia (Fig. 2.8b).

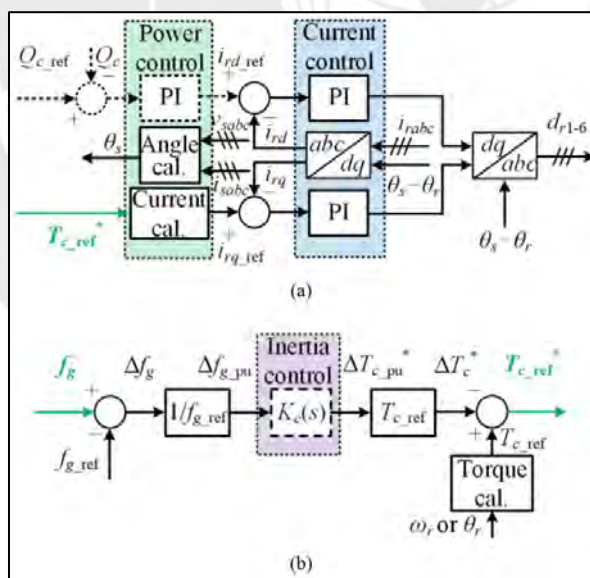


Fig. 2.8. Arquitectura de control para emulación de inercia. (a) Estructura de control del lado del generador. (b) Estructura de control para emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

La estrategia de control para emulación de inercia ya es aplicada en turbinas eólicas comerciales, el gran problema que aún sigue en estudio es su no linealidad, la cual se observa

en la Fig. 2.9. Si bien la dinámica con emulación de inercia muestra una mejora en la frecuencia nadir, la no linealidad muestra una dinámica distinta al que la red presenta, lo cual perturba al sistema. En (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019) se mencionan distintos estudios en mejorar esta característica; sin embargo, aún no tienen éxito en lograr la misma dinámica de un generador síncrono. Además, recomiendan reemplazar el término “emulación de inercia” por “soporte de frecuencia”.

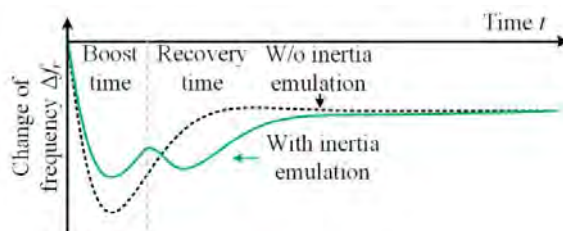


Fig. 2.9. Respuesta en frecuencia con y sin emulación de inercia en turbinas eólicas. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

2.2.2. Técnicas de control de inercia en tecnologías emergentes

En esta sección se trata las técnicas de control para la emulación de la inercia en capacitores de del bus dc (dc-link), ultracapacitores y baterías.

A. *Capacitores electrolíticos en el BUS DC*: Para conectar el inversor a la red, mediante este método, se establece un lazo de control de la corriente trifásica inyectada a la red en cascada con un lazo de control del voltaje del bus dc, tal como muestra la Fig. 2.10a. Para emular inercia se agrega un lazo de control de frecuencia (Fig. 2.10b), cuya acción de control modifica la consigna del lazo de control del bus dc.

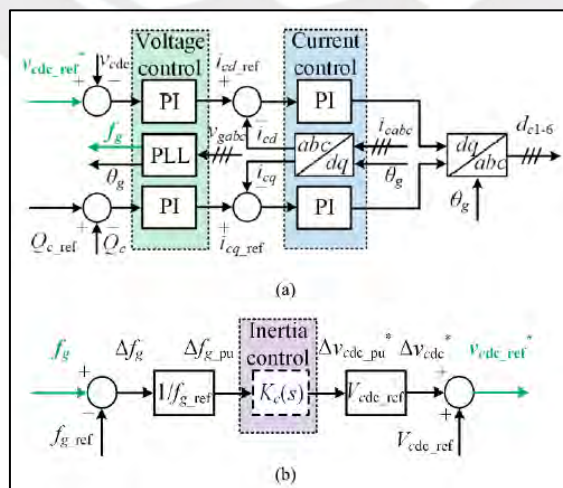


Fig. 2.10. Arquitectura de control utilizando fuente con convertidores de potencia utilizando capacitores de enlace de corriente directa. (a) Estructura de control de voltaje y corriente. (b) Estructura de control para emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

Los resultados obtenidos por (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019), mediante este método, son mostrados en la Fig. 2.11, donde se observa una mejora en la frecuencia nadir y en el RoCoF. Puede observarse que la frecuencia nadir decrece en 0.03Hz y el RoCoF disminuye en 50%, es decir mejora la estabilidad relativa. También se observa que, para emular inercia, los capacitores del bus dc descargaron parte de su energía electrostática al notar que el voltaje cambió de 400 V a 387 V, lo cual no ocurre en un inversor tradicional (sin inercia virtual).

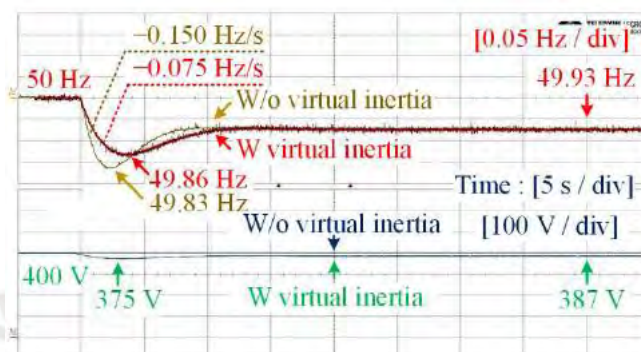


Fig. 2.11. Frecuencia y voltaje del bus dc, ante un incremento de 3% de carga, con y sin inercia virtual. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

La Fig. 2.12 evidencia que cuando se suministra inercia virtual, los capacitores inyectan energía a la red, lo cual no ocurre en un inversor tradicional. Lo anterior también se muestra como un pico en la potencia que se inyecta a la red, lo cual refleja que durante el suministro de inercia virtual, se adiciona la potencia de los capacitores del bus dc.

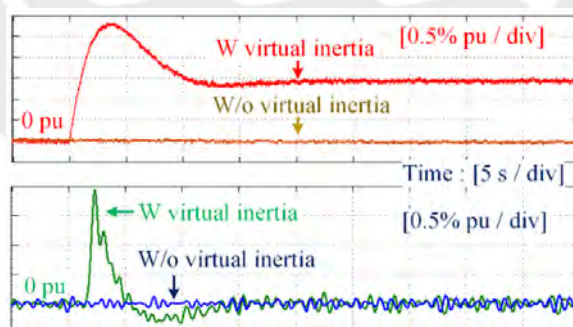


Fig. 2.12. Energía ΔE_c _pu (arriba) and potencia ΔP_c _pu (abajo), inyectada a la red. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

Tal como se mencionó en 2.1.2, la presente tesis hace uso de este método para emular inercia, pero a diferencia de (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019) que hace uso de un PLL para estimar la frecuencia de la red, se propone el uso de un FLL.

B. *Ultracapacitores*: Para conectar el inversor a la red, mediante este método, la estrategia para controlar el bus dc es la misma que el método anterior (Fig. 2.13a) y es similar para emular inercia (Fig. 2.13c). La diferencia es que se necesita agregar una estrategia de control para incrementar el voltaje de los ultracapacitores hasta el voltaje del bus dc (Fig. 2.13b), mediante un convertidor dc-dc. Además, en este caso la señal de control del lazo de inercia modifica la consigna del lazo del convertidor dc-dc.

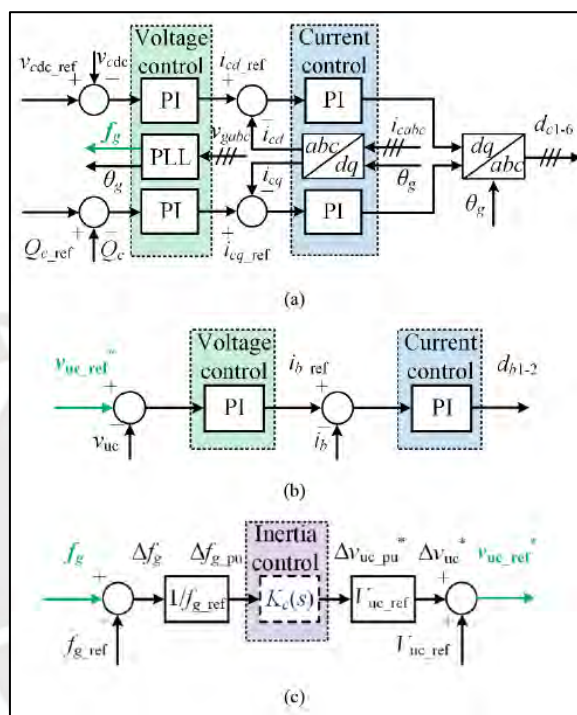


Fig. 2.13. Arquitectura de control utilizando fuente con ultracapacitor con emulación de inercia. (a) Estructura de control del inversor. (b) Estructura de control del convertidor dc-dc. (c) Estructura de control para la emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

C. *Baterías*: Para conectar el inversor a la red, mediante este método, es necesario un control de la corriente trifásica inyectada a la red, en cascada con un control de potencia activa y reactiva que las baterías inyectan a la red (Fig. 2.14a). Además, como en el caso de ultracapacitores, es necesario una estrategia de control para incrementar el voltaje de las baterías al voltaje del bus dc (Fig. 2.14b).

En cuanto al lazo de inercia (Fig. 2.14c), la señal de control de este lazo modifica la potencia activa que las baterías inyectan a la red. Además, importante que la carga y/o descarga brusca de una batería, afecta su vida útil, por ello esta estrategia plantea que $K_c(s)$ sea un

controlador derivativo, a diferencia de los casos anteriores que proponen un controlador proporcional.

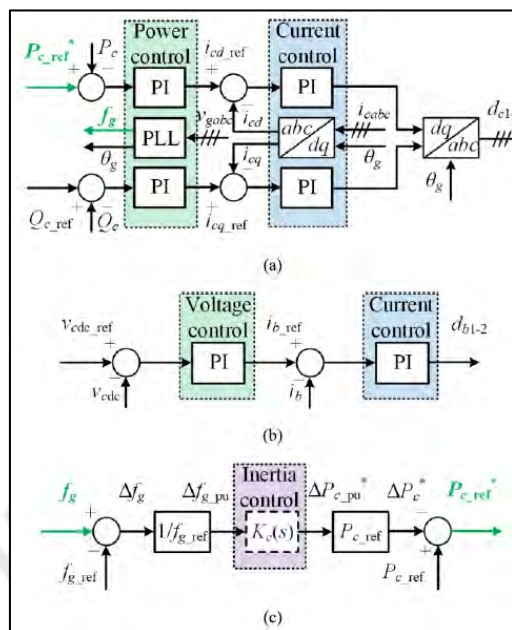


Fig. 2.14. Arquitectura de control utilizando un sistema de batería con emulación de inercia. (a) Estructura de control del inversor. (b) Estructura de control del convertidor dc-dc. (c) Estructura de control para la emulación de inercia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

Los resultados obtenidos por (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019), mediante este método, son mostrados en la Fig. 2.15, donde similar a los métodos emergentes anteriores se observa una mejora en la estabilidad relativa de la frecuencia, al suministrar inercia virtual. Así mismo, se observa la inyección de potencia durante la emulación de inercia y en la curva del RoCoF (df_r/dt) se observa un menor pico al suministrar inercia virtual.

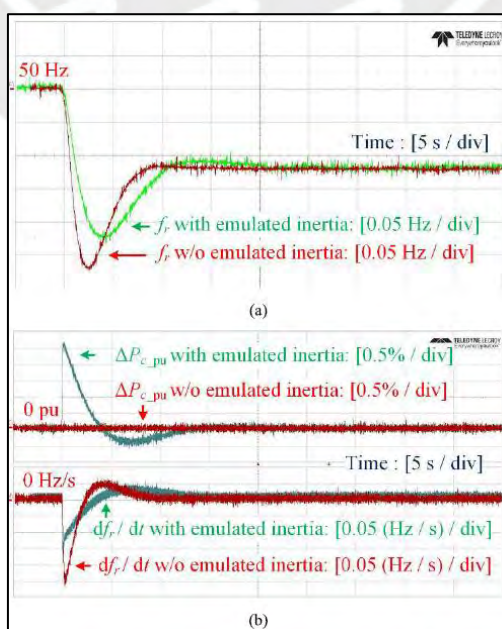


Fig. 2.15. Resultados experimentales de sistemas de potencia con y sin emulación de inercia utilizando un sistema de baterías. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019)

Es preciso mencionar que las estrategias y resultados mostrados en esta sección han sido obtenidas de la publicación de (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019). En tal publicación se describe varios trabajos publicados por el autor junto a otros científicos, en cuanto a mejoramiento de la estabilidad de la red por emulación de inercia. Para la presente tesis se ha hecho una investigación exhaustiva de la gran cantidad de referencias de la publicación de (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019) y se ha adaptado a los estándares de Perú. Además, a diferencia de Fang que utiliza un algoritmo FLL para obtener el RoCoF, en esta tesis se utiliza para estimar la frecuencia.



CAPÍTULO 3.

MARCO TEÓRICO

El presente capítulo trata los fundamentos para el diseño de un convertidor dc/ac (o inversor) que es utilizado por una fuente de energía renovable para conectarse a la red eléctrica trifásica. En un inicio se trata los criterios de diseño de un inversor sin conectar a la red, luego la estrategia de control para conectarlo a la red y finalmente la estrategia de control para emular inercia virtual.

El capítulo está dividido en las siguientes secciones y subsecciones:

- Descripción de componentes de un inversor trifásico
- Estrategia de control para un inversor tradicional conectado a la red
 - Lazo de seguimiento de fase (PLL)
 - Lazo de control de corriente trifásica
 - Lazo de control de voltaje del bus dc
- Estrategia de control para un inversor con emulación de inercia
 - Lazo de seguimiento de frecuencia (FLL)
 - Lazo para suministro de inercia virtual

Los siguientes capítulos hacen uso de las ecuaciones tratadas en este capítulo para el diseño de los lazos de control según los requerimientos del inversor, la fuente de energía renovable y la red.

3.1. Descripción de componentes de un inversor trifásico

El inversor trifásico mostrado en la Fig. 3.1 está conectado a una carga resistiva y hace uso de 6 IGBTs que son activados y desactivados mediante señal PWM de alta frecuencia, generado por el circuito esquematizado en la Fig. 3.2. Un filtro LCL es necesario para filtrar la alta frecuencia de la señal PWM y así obtener la señal trifásica deseada.

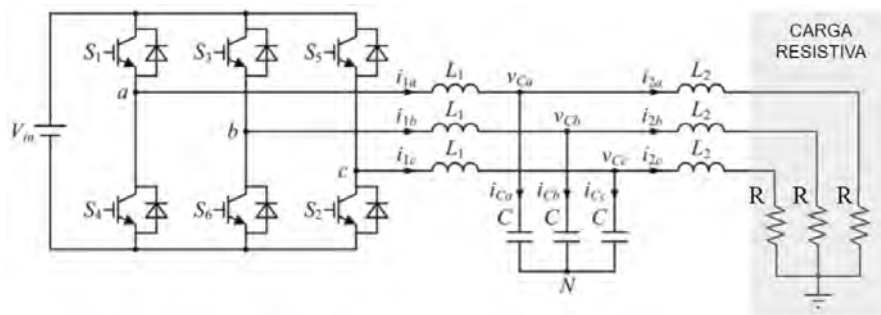


Fig. 3.1. Circuito de potencia de un inversor trifásico conectado a una carga resistiva

Los IGBTs del inversor son disparados por señales PWM generadas por un circuito generador de señal PWM (Fig. 3.2) el cual cuenta con 2 generadores de onda. Un generador produce el patrón de la señal trifásica deseada. El otro generador produce una señal periódica triangular de alta frecuencia y que es la señal portadora para la modulación PWM. El Anexo C describe el proceso de modulación PWM utilizando un generador de onda triangular.

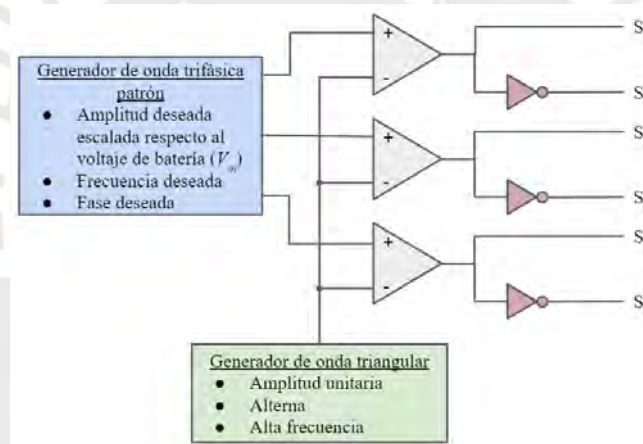


Fig. 3.2. Generador de PWM, para obtener un voltaje trifásico en la salida del inversor

3.2. Estrategia de control para un inversor tradicional conectado a la red

Un inversor conectado a una carga resistiva utiliza un generador de onda trifásica como patrón de referencia, para que la fuente de voltaje dc (en este caso una batería ideal, con voltaje V_{in}) se convierta, mediante el inversor, en un voltaje trifásico deseado. Un inversor conectado a la red, ya tiene como referencia el voltaje trifásico de la red. Por lo tanto, ya no se usa un generador de onda trifásica patrón; en su lugar, se establece una estrategia de control para que la corriente dc generada por la fuente de voltaje se convierta en corriente trifásica con la misma frecuencia de la red.

La Fig. 3.3 muestra un inversor conectado a una red eléctrica trifásica ideal. Se dice que es una representación ideal de la red, porque permanece siempre con sus valores nominales exactos.

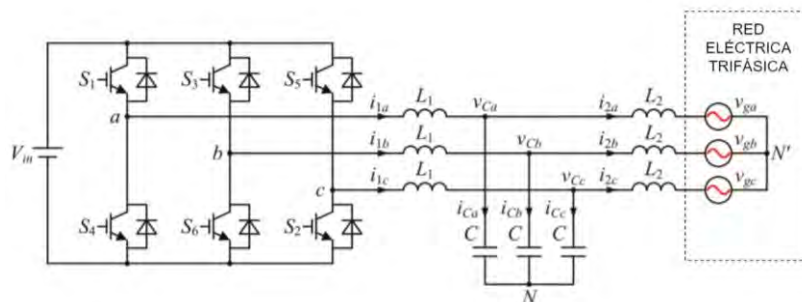


Fig. 3.3. Circuito de potencia de un inversor conectado a la red.

La Fig. 3.4 muestra que adicional al control de la corriente trifásica inyectada a la red, se tiene en cascada un lazo de control del voltaje del bus dc (V_{dc}); ya que, a diferencia de una batería, una fuente de energía renovable tiene un voltaje variable. Por lo tanto, se controla la corriente que se inyecta a la red para regular el voltaje del bus. Además, más adelante se aprovecha el control del voltaje de los capacitores del bus dc para suministrar inercia virtual.

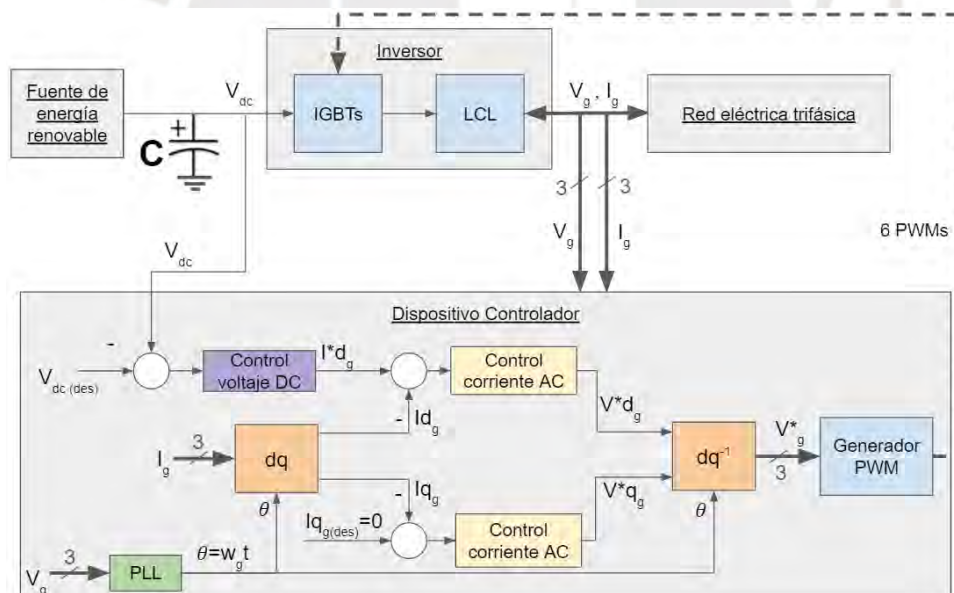


Fig. 3.4. Esquema completo de un inversor, para conectar una fuente de energía renovable a la red.

El dispositivo controlador de la Fig. 3.4, hace uso de los siguientes lazos de control:

- Lazo de seguimiento de fase (PLL): Para estimar la fase de la red; tal que si se tiene una señal senoidal $V_g \text{sen}(w_g t)$, entonces su fase es $\theta = w_g t$
- Lazo de control de corriente trifásica: Para controlar la corriente inyectada a la red
- Lazo de control de voltaje dc: Para regular el voltaje del bus dc.

En la Fig. 3.4 también se observa el uso de la transformada dq (o transformada de Clarke-Park), la cual simplifica el análisis de una señal trifásica alterna (ac) al convertirla en dos señales continuas (dc). Mientras su respectiva transformada inversa dq^{-1} hace el proceso inverso.

La transformada de Clarke convierte una señal trifásica (para el ejemplo voltaje trifásico) en dos ondas senoidales, tal como muestra Fig. 3.5a. Se inicia fijando un sistema de coordenadas estacionario ($\alpha\beta$), para representar vectorialmente el voltaje trifásico (V_a , V_b y V_c), cuyo vector resultante (V_g) es mostrado en la Fig. 3.5b. Las componentes de V_g en los ejes α y β , son las dos ondas senoidales (V_α y V_β) representadas en el tiempo (Fig. 3.5a). El ángulo θ_g es la fase de la red; por lo tanto, V_g es un vector que gira en el centro del sistema $\alpha\beta$ con la frecuencia de la señal trifásica. A la transformada de Clarke, también se le conoce como transformada $\alpha\beta$.

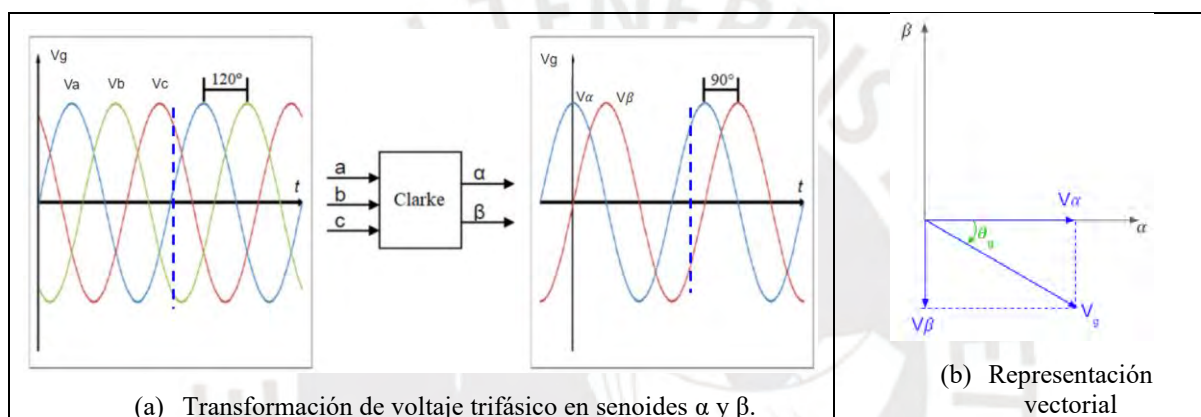


Fig. 3.5. Transformada de Clarke (o transformada $\alpha\beta$)

Si se establece un sistema de coordenadas rotatorio dq que gira con la misma velocidad angular del vector V_g . Entonces, la descomposición de V_g en los ejes d y q, mostrados en la Fig. 3.6b, son los voltajes continuos V_d y V_q , mostrados en la Fig. 3.6a.

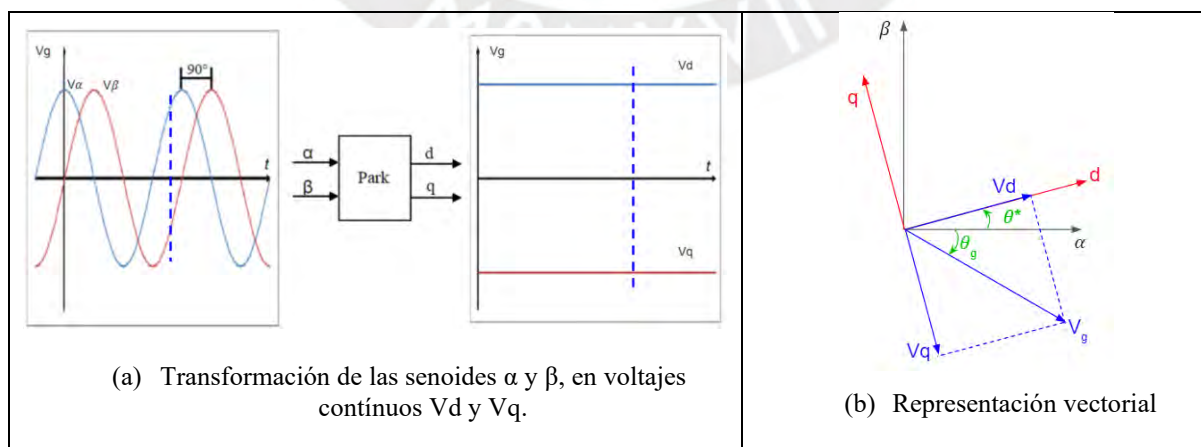


Fig. 3.6. Transformada de Park (o transformada dq)

3.2.1. Lazo de seguimiento de fase (PLL)

La Fig. 3.7 muestra que el bloque PLL tiene un lazo de control interno, con lo cual se estima la fase (θ^*) de la red, a partir del voltaje sentido de la red (V_g). Notar que internamente el PLL también hace uso de la transformada dq.

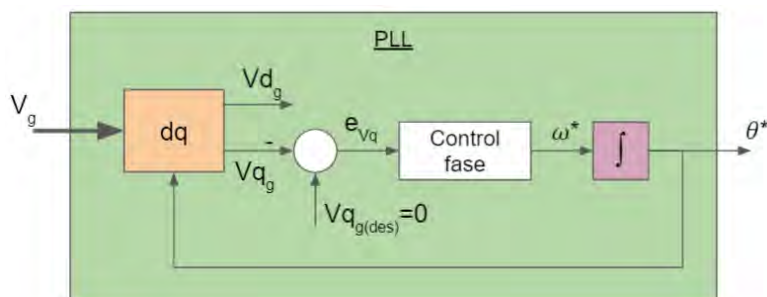


Fig. 3.7. Esquema del bloque PLL

La estrategia de control del PLL considera los siguientes aspectos:

- Se establece como planta a un integrador que recibe una velocidad angular (ω^*) y la transforma en posición angular (θ^*). Debido a que, en lazo abierto, modificando ω^* se intenta lograr un ángulo θ deseado
- Siendo θ^* la posición angular de las coordenadas dq y θ_g la fase de la red, tal como se muestra en la Fig. 3.8; entonces, lograr que ambos ángulos sean iguales, es lo que se denomina “sincronismo”. Notar que para este análisis la dirección elegida de la componente q es opuesta a la mostrada en la Fig. 3.6b
- La Fig. 3.8 muestra que para el sincronismo ($\theta^* = \theta_g$), es necesario que la componente q de la red sea cero ($V_{qg} = 0$), lo cual explica porque en la Fig. 3.7 se ha colocado como consigna $V_{qg(des)} = 0$.

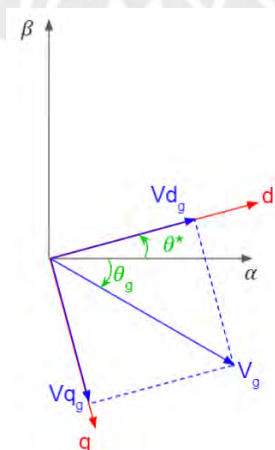


Fig. 3.8. Voltaje de la red expresado en el sistema dq.

- La Fig. 3.7 muestra que el error de sincronismo se calcula como: $e_{Vq} = V_{qg(des)} - V_{qg}$ y al ser $V_{qg(des)} = 0$, entonces $e_{Vq} = -V_{qg}$. Por otro lado, de la Fig. 3.8 se observa que $V_{qg} = V_g \sin(\theta^* - \theta_g)$; por lo tanto, el error de sincronismo es: $e_{Vq} = -V_g \sin(\theta^* - \theta_g)$
- Para linealizar el error de sincronismo se considera que $\theta^* \rightarrow \theta_g$, obteniendo la siguiente expresión: $e_{Vq} = -V_g(\theta^* - \theta_g)$. Con esto último se reestructura el diagrama de bloques del PLL tal como muestra la Fig. 3.9.

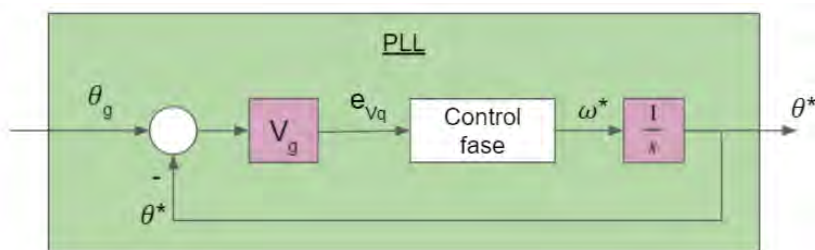


Fig. 3.9. Reestructuración del diagrama de bloques del PLL

- Debido a que el PLL será programado en un microcontrolador, se considera un tiempo de retardo (T_r), debido al procesamiento digital de la señal de voltaje trifásico sentido. Sin embargo, este tiempo de retardo es relativamente pequeño que al aproximar por series de Taylor se puede linealizar a:

$$e^{-T_r s} \cong \frac{1}{1 + T_r s} \quad (3-1)$$

- Finalmente, la Fig. 3.10 muestra el diagrama de bloques completo del PLL, en el que se ha redefinido la planta para el diseño del controlador, que será tratado en la siguiente sección.

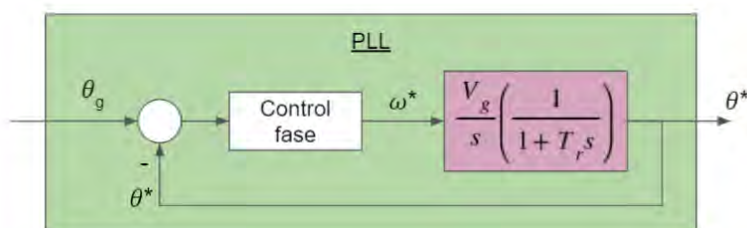


Fig. 3.10. Diagrama de bloques de PLL completo

3.2.1.1. Método del Óptimo Simétrico

Como la planta tiene un integrador más un componente de primer orden, se opta por un control PI (proporcional integral) ² mediante el “Método del Óptimo Simétrico”. Por lo tanto, el sistema en lazo cerrado del PLL se puede representar como muestra la Fig. 3.11, donde K es la constante proporcional y T_i es la constante de tiempo integral. Además, por simplicidad en notaciones, se ha omitido los subíndices g a la fase y al voltaje de la red.

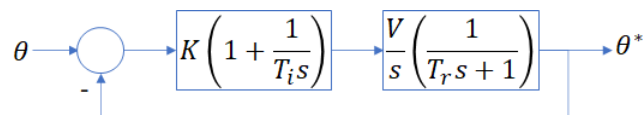


Fig. 3.11. Lazo de control PI para el PLL

La función de transferencia de lazo abierto es:

$$L(s) = \frac{KV}{T_i s^2} \left(\frac{T_i s + 1}{T_r s + 1} \right). \quad (3-2)$$

Por otro lado, se define el parámetro a que relaciona los valores de T_i y T_r como:

$$a = \sqrt{\frac{T_i}{T_r}}. \quad (3-3)$$

Cabe mencionar que el valor de a debe ser mayor a 1, es decir $T_i > T_r$, para que el sistema en lazo cerrado sea estable. Ello es justificado al graficar el lugar geométrico de raíces del sistema.

La Fig. 3.12 muestra el diagrama de Bode; notando que, por la simetría, la fase mínima se da en la frecuencia media (ω_m) que es el punto central en escala logarítmica entre los puntos de corte $1/T_i$ y $1/T_r$.

² Un control PI es apropiado, porque la consigna (θ) es una señal tipo rampa, debido a que la frecuencia de la red en estado estable, es constante. Por lo tanto, es necesario un doble integrador en el lazo de control.

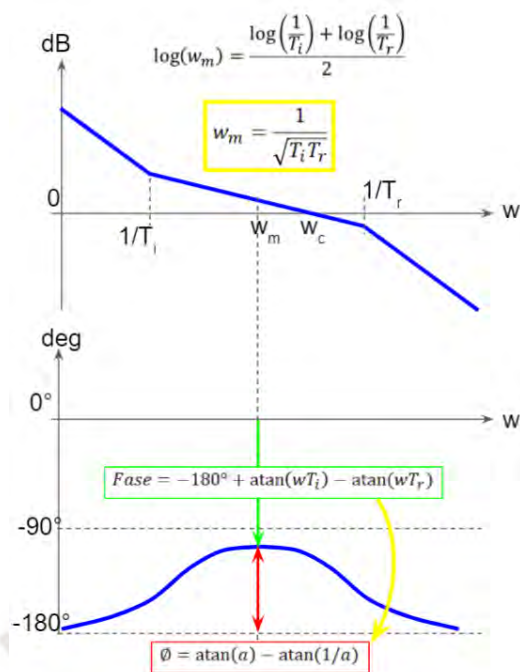


Fig. 3.12. Diagrama de Bode del sistema en lazo abierto del PLL

Debido a la simetría del diagrama de Bode y para que el margen de fase (ϕ) sea máximo, la frecuencia media (w_m) y la frecuencia de cruce por 0 db (w_c) deben ser iguales:

$$w_c = w_m = \frac{1}{\sqrt{T_i T_r}}. \quad (3-4)$$

Por tal motivo, a este método se le conoce como el “Método del Óptimo Simétrico”.

A partir de las expresiones (3-3) y (3-4), se puede determinar el valor de a :

$$a = \frac{1}{w_c T_r}. \quad (3-5)$$

Como el valor de w_c (frecuencia de cruce por 0 db) y T_r (tiempo de retardo del procesamiento digital), son parámetros especificados por el diseñador. Entonces, el valor de a se define por la expresión (3-5).

Despejando en la expresión (3-3) se obtiene el valor de T_i :

$$T_i = a^2 T_r. \quad (3-6)$$

Por otro lado, al aplicar la condición de magnitud en la expresión (3-2) para ganancia unitaria $|L(jw_c)|=1$, se obtiene:

$$K = \frac{1}{aVT_r}. \quad (3-7)$$

Finalmente, las expresiones (3-6) y (3-7) definen los parámetros del controlador PI (proporcional integral).

3.2.2. Lazo de control de corriente trifásica

Para el diseño del controlador de la corriente trifásica, se considera el caso de tener como fuente de energía constante (una batería ideal) que mediante el disparo de los IGBTs se genera un voltaje que ingresa al filtro LCL, que luego produce una corriente trifásica que es inyectada a la red. Tal esquema se muestra en la Fig. 3.13

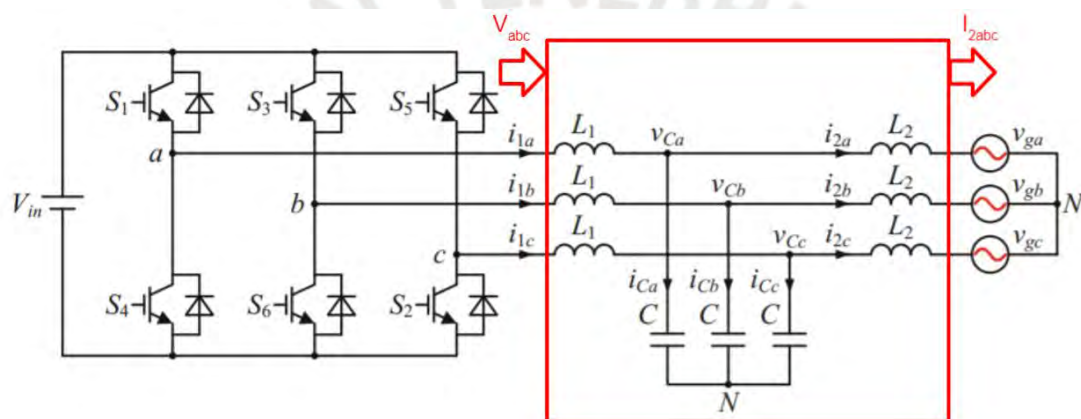


Fig. 3.13. El filtro LCL es la planta del sistema

Como el objetivo es inyectar a la red una corriente trifásica deseada (I_{2abc}), a partir del voltaje (V_{abc}) generado por la conmutación de los IGBTs, entonces la planta del sistema a controlar es el filtro LCL.

3.2.2.1. Modelo matemático del filtro LCL

En el Anexo A, se demuestra que el modelo matemático del filtro LCL luego de realizar la transformada dq, se expresa como el diagrama de bloques de la Fig. 3.14.

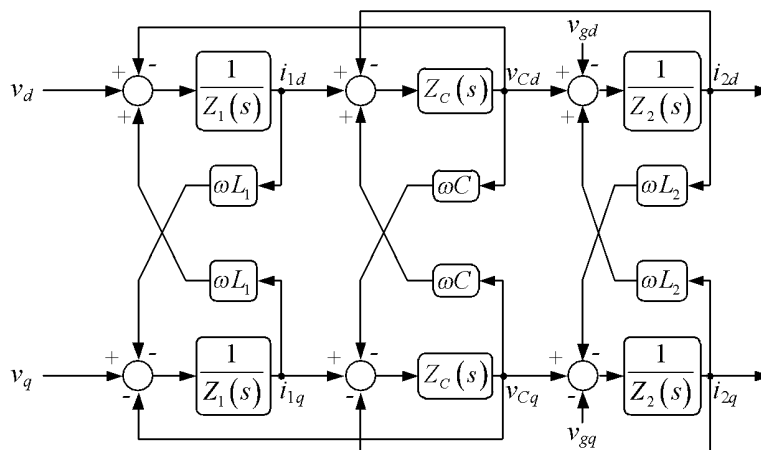


Fig. 3.14. Diagrama de bloques del filtro LCL, en el sistema dq0.

En el diagrama de bloques se ha considerado las resistencias R_1 y R_2 de las bobinas L_1 y L_2 , motivo por el que se expresa como impedancias Z_1 y Z_2 en la notación de Laplace. Así mismo, se considera la resistencia R_d en serie al condensador C , para amortiguar la resonancia que produce el filtro LCL, debido a que es un sistema de 3er orden.

El modelo matemático del filtro LCL, es complejo por ser no lineal y acoplado. Se considera simplificar el modelo, al despreciar los acoplamientos cruzados y al considerar el voltaje de la red (V_g) como una entrada externa. La Fig. 3.15 muestra el resultado de esta simplificación en la componente d .

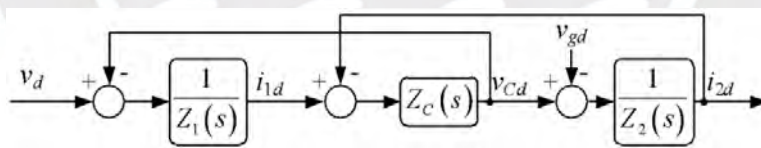


Fig. 3.15. Diagrama de bloques simplificado para la componente “d” del filtro LCL.

Al aplicar la fórmula de Mason, se obtiene la función de transferencia en la componente d :

$$G_{LCL}(s) = \frac{I_{2d}}{V_d} = \frac{Z_C}{Z_1 Z_2 + Z_C Z_2 + Z_C Z_1}. \quad (3-8)$$

Siendo: $Z_1 = sL_1 + R_1$, $Z_C = 1/(sC) + R_d$ y $Z_2 = sL_2 + R_2$, es apropiado aproximar a cero los valores de las resistencias de las bobinas ($R_1 \approx 0$ y $R_2 \approx 0$), por lo que (3-8) se simplifica a:

$$G_{LCL}(s) = \frac{R_d C s + 1}{C L_1 L_2 s^3 + R_d C (L_1 + L_2) s^2 + (L_1 + L_2) s}. \quad (3-9)$$

La expresión (3-9) es la función de transferencia del modelo matemático simplificado y aproximado del filtro LCL (la planta) que será utilizado en la siguiente sección para el diseño del controlador.

3.2.2.2. Método de Ziegler-Nichols

Al tener 2 componentes de la corriente inyectada a la red (I_{2d} e I_{2q}), se debe establecer 2 lazos de control como muestra la Fig. 3.16. Además, al no incluir los acoplamientos cruzados, la función de transferencia del filtro LCL (3-9), es la misma en la componente en d como en la componente q , por ende el controlador a diseñar será el mismo para ambas componentes.

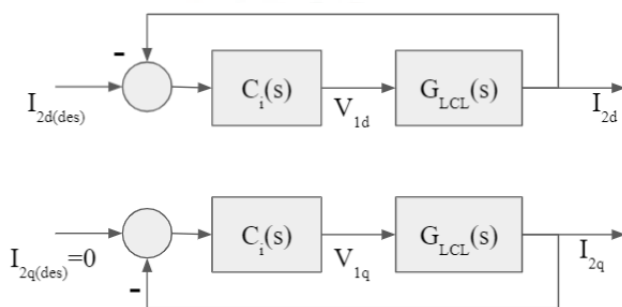


Fig. 3.16. Lazos de control para el control de corriente trifásica, en sus componentes dq.

Se establece que la corriente en la componente q sea cero ($I_{2q(des)}=0$), debido a que se desea transmitir solo potencia activa a la red. Además, se ha agregado el subíndice 1 al voltaje de entrada del filtro LCL (V_{1d}), lo cual anteriormente se había despreciado por simplicidad en las expresiones matemáticas.

Para el diseño del controlador de corriente trifásica $C_i(s)$, se puede optar entre un control P, PI o PID, utilizando sintonización el segundo método de Ziegler-Nichols (Z-N). En (Ogata, 2010) describe que el primer método de Z-N se utiliza, si la curva dinámica en lazo abierto es estable y en forma de "S". Sin embargo, al tener un integrador en el lazo abierto de $G_{LCL}(s)$ da como resultado una dinámica inestable, justifica el uso del segundo método de Z-N.

Finalmente, se debe considerar en la etapa de diseño del controlador, que $G_{LCL}(s)$ es un modelo simplificado, el cual ha sido linealizado y se ha despreciado los acoplamientos cruzados. Por lo tanto, un control P podría aparentar ser suficiente; sin embargo, al validar el diseño se observaría que realmente no es suficiente. En el capítulo 4, se demuestra lo mencionado, al diseñar el inversor bajo ciertos requerimientos y especificaciones.

3.2.3. Lazo de control de voltaje dc

En la sección anterior se define la estrategia de control para la corriente trifásica inyectada a la red (i_{2abc}) cuando la fuente de energía es una batería ideal (su voltaje dc es constante, en cualquier situación). Sin embargo, al tener una fuente de energía renovable como la solar, que hace uso de paneles fotovoltaicos (denominado como Generador de energía renovable en la Fig. 3.17) el voltaje generado (v_{dc}) puede ser variable. Para estabilizar tal voltaje, se coloca capacitancias (cuya capacitancia equivalente es C_{dc}), entre el generador de energía renovable y la entrada del inversor, a tal unión se conoce como bus de enlace dc. Además, se establece una estrategia de control para regular el voltaje del bus dc, a partir del control de corriente de la sección anterior.

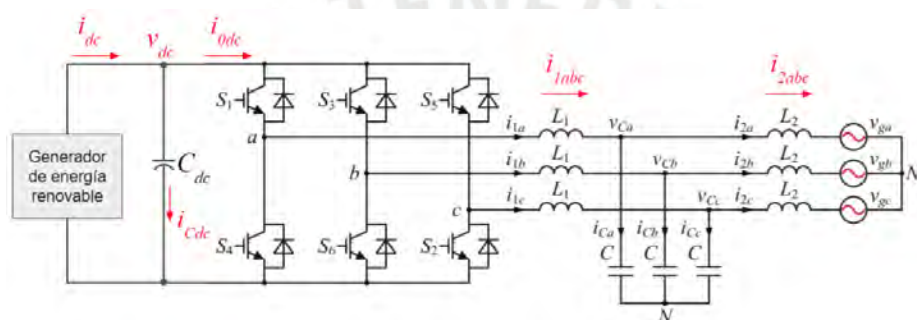


Fig. 3.17: Inversor conectado a una fuente de energía renovable

3.2.3.1. Modelo matemático del bus de enlace dc

Para controlar el voltaje v_{dc} es necesario determinar el modelo matemático de la planta, para ello se tiene en cuenta lo siguiente:

- Como v_{dc} es la variable que se desea controlar, entonces es la salida de la planta
- El inversor debería variar i_{2abc} para controlar v_{dc} , entonces i_{2abc} es señal de entrada
- La corriente del generador de energía renovable (i_{dc}) es una entrada externa.

La Fig. 3.18 muestra una representación en bloque de la función de transferencia de la planta, según las consideraciones anteriores y su estructura se explica a continuación:

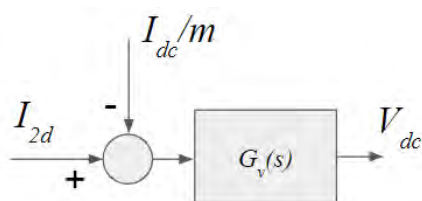


Fig. 3.18 Representación en bloque de la función de transferencia del bus de enlace dc.

Se plantea la primera ley de Kirchoff en el bus de enlace dc (Fig. 3.17):

$$i_{dc} = i_{Cdc} + i_{0dc} . \quad (3-10)$$

Donde:

- $i_{Cdc} = C_{dc} dv_{dc}/dt$ (ecuación diferencial de un capacitor)
- i_{0dc} se puede expresar en función de la corriente trifásica que genera el puente de IGBTs, mediante sus parámetros dq :

$$i_{0dc} = i_{1d}S_{1d} + i_{1q}S_{1q} . \quad (3-11)$$

En la expresión (3-11) i_{1d} e i_{1q} son las corrientes en las componentes d y q , respectivamente, luego de haber utilizado la transformada dq a i_{1abc} (corrientes trifásica de salida de los IGBTs). S_{1d} y S_{1q} son los índices de modulación de i_{1d} e i_{1q} , respectivamente (se explican en la Fig. 3.19). Con ello, la corriente trifásica que ingresa al inversor se expresa como una corriente dc.

Por otro lado, se debe considerar que para el filtro LCL, la corriente de entrada (i_{1abc}) y la corriente de salida (i_{2abc}), son aproximadamente iguales al expresarlas como corriente dc. Por lo tanto, la expresión (3-11) se reescribe como:

$$i_{0dc} = i_{2d}S_{2d} + i_{2q}S_{2q} . \quad (3-12)$$

Reemplazando en (3-10), se obtiene:

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{2d}S_{2d} + i_{2q}S_{2q} . \quad (3-13)$$

La Fig. 3.19 muestra que el índice de modulación (m) de la corriente inyectada a la red, se descompone en sus respectivas componente d y q , como S_{2d} y S_{2q} .

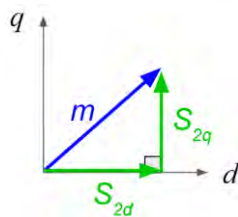


Fig. 3.19 Índices de modulación expresados en las coordenadas dq

El índice de modulación m , se determina como la relación entre el voltaje pico-pico (entre una fase y neutro) de salida del inversor y el voltaje dc de entrada al inversor:

$$m = \frac{V_{pico-pico}}{V_{dc}}. \quad (3-14)$$

En la práctica se recomienda un índice de modulación de 0.8, lo cual significa que el ancho del pulso del PWM es 80% para que una de las fases llegue a su voltaje pico. Si se diseña con un índice de modulación unitario, se tendría el inconveniente que en un estado transitorio no se podría tener el sobreimpulso característico de una dinámica subamortiguada, esto último ocasiona una no linealidad conocida como “sobremodulación”.

Para que el inversor solo inyecte potencia activa a la red, la componente q de la corriente inyectada debe ser cero, es decir $i_{2q}=0$ y $S_{2q}=0$. Por lo tanto, $m=S_{2d}$, entonces (3-13) se reescribe como:

$$i_{dc} = C_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{2d}m. \quad (3-15)$$

Aplicando la transformada de Laplace en (3-15) y reordenando, se obtiene:

$$V_{dc} = -\frac{m}{sC_{dc}} \left(I_{2d} - \frac{I_{dc}}{m} \right). \quad (3-16)$$

Lo anterior demuestra el diagrama de bloques de la Fig. 3.18, donde la función de transferencia de la planta para el control del voltaje del bus dc es:

$$G_v(s) = -\frac{m}{sC_{dc}}. \quad (3-17)$$

3.2.3.2. Análisis de la frecuencia para un control en cascada

Para el diseño del controlador $C_v(s)$, se debe tener en cuenta que el control de voltaje del bus de enlace dc (V_{dc}) depende de la corriente trifásica inyectada a la red (I_{2abc}); es decir, se debe establecer un control en cascada al lazo de corriente de la sección anterior.

La Fig. 3.20 muestra el diagrama de bloques para el control de voltaje del bus dc (V_{dc}). Se observa que los internos de las componentes d y q , son para el control de corriente del filtro LCL, esquematizados en la Fig. 3.16. Por otro lado, si se considera que , mediante la función de transferencia $G_v(s)$. Finalmente, la salida del controlador $C_v(s)$, establece la consigna para la componente d de la corriente inyectada a la red $I_{2d(des)}$.

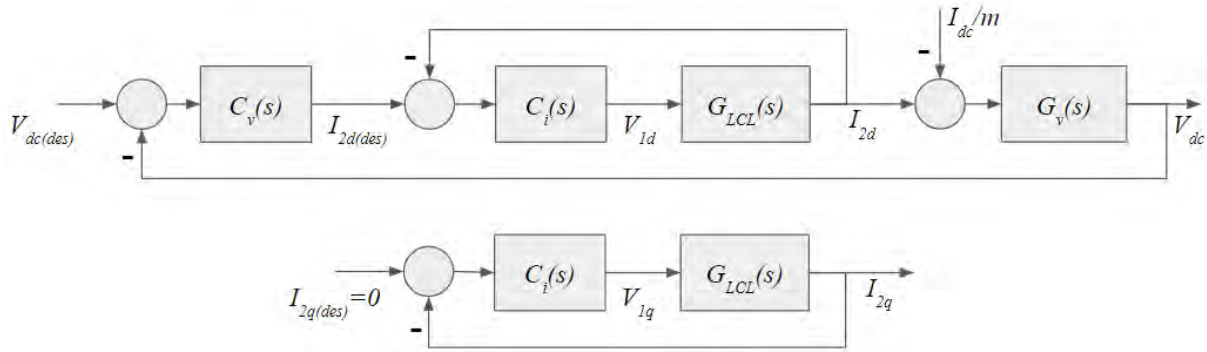


Fig. 3.20. Diagrama de bloques para el control del voltaje del bus dc.

Teniendo en cuenta que la componente q de la corriente inyectada a la red (I_{2q}) es cero, con el objetivo de inyectar solo potencia activa. Entonces, para el diseño del controlador de V_{dc} , se analiza solo en la componente en d .

Como la corriente de la fuente de energía renovable (I_{dc}) es una entrada externa, es necesario tener una acción integral en el lazo de control, motivo por el que se opta por un control PI:

$$C_v(s) = k_p + \frac{k_i}{s}. \quad (3-18)$$

Si se define el parámetro a como:

$$a = \frac{k_i}{k_p}. \quad (3-19)$$

Entonces la función de transferencia del controlador se reescribe como (3-20), notando que tiene un polo en el origen y un cero en $-a$:

$$C_v(s) = k_p \frac{(s + a)}{s}. \quad (3-20)$$

En esta notación, los parámetros que definen el controlador del bus dc, son k_p y a .

Para diseñar los parámetros del controlador, se plantea la ecuación característica del sistema en lazo cerrado mostrado en la Fig. 3.20. Para lo cual, la función de transferencia del lazo de corriente se aproxima a uno porque debe ser más veloz, que el lazo externo:

$$C_v(s)G_v(s) + 1 = 0. \quad (3-21)$$

Para determinar la frecuencia de cruce por cero (ω_c) se reemplaza (3-20) en (3-21) y se hace $s=j\omega_c$:

$$k_p \frac{(j\omega_c + a)}{j\omega_c} G_v(j\omega_c) = -1. \quad (3-22)$$

Como es necesario que la dinámica del controlador se encuentre dentro del ancho de banda, se especifica que $a \ll \omega_c$ (la centésima parte):

$$a = 0.01\omega_c. \quad (3-23)$$

Entonces, (3-22) se puede aproximar a:

$$k_p G_v(j\omega_c) = -1. \quad (3-24)$$

Aplicando el criterio de magnitud:

$$k_p = \frac{1}{|G_v(j\omega_c)|}. \quad (3-25)$$

Cabe mencionar que por diseño el valor de ω_c se especifica debe estar dentro del ancho de banda del lazo abierto para el control de la corriente trifásica inyectada a la red (BW_i), ya que la dinámica del lazo de corriente trifásica debe ser más veloz que la de voltaje dc:

$$\omega_c < BW_i. \quad (3-26)$$

Como BW_i se puede determinar a partir del diagrama de Bode del lazo de corriente, entonces los parámetros del control PI quedan definidos por las expresiones (3-23) y (3-25).

3.3. Estrategia de control para un inversor con emulación de inercia

La Fig. 3.21 muestra que para la emulación de inercia (o suministro de inercia virtual), es necesario estimar la frecuencia f_r de la red, para luego comparar con la frecuencia nominal f_{ref} . Si la frecuencia estimada es menor que la frecuencia nominal, entonces se debe disminuir un ΔV_{dc} el voltaje nominal del bus dc $V_{dc(ref)}$. En el proceso en el que se disminuye el voltaje del bus dc, los capacitores del bus dc se descargan, inyectando su energía a la red, durante la transición.

Notar que para la emulación de inercia se ha agregado, el bloque FLL (en inglés *Frequency locked loop*) para estimar la frecuencia y el bloque de control de frecuencia, a la estrategia de control diseñada en la Fig. 3.4, para conectar un inversor a la red.

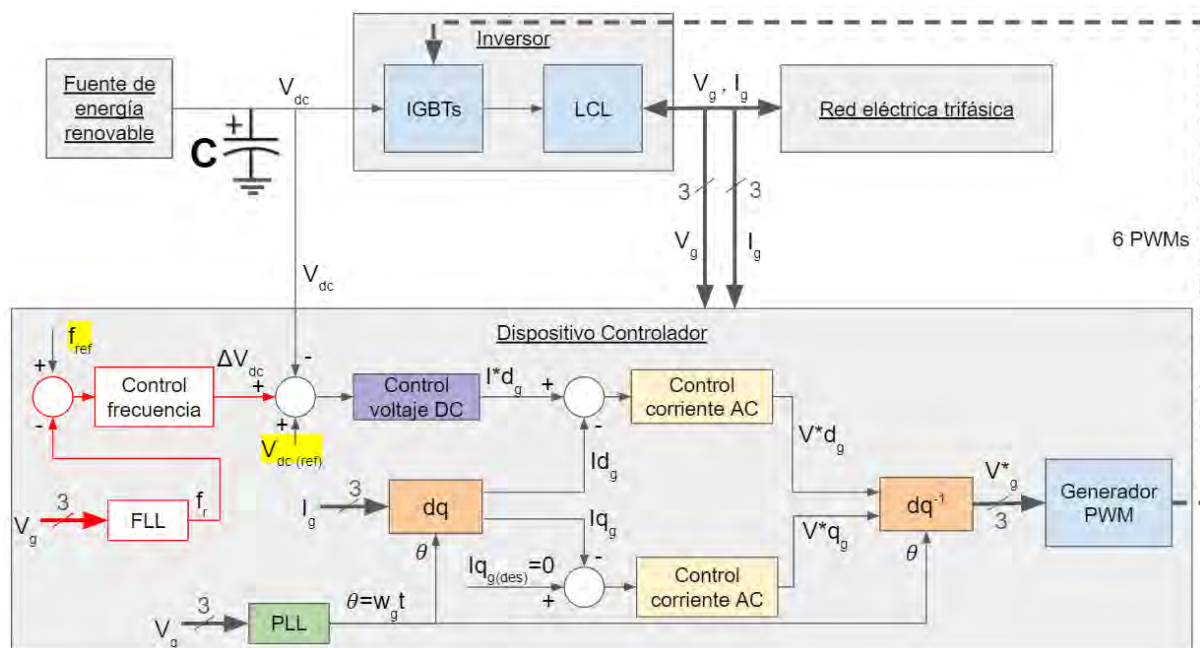


Fig. 3.21: Esquema completo de un inversor con emulación de inercia

En las siguientes secciones se trata los criterios de diseño del FLL y del lazo de control de frecuencia para suministro de inercia virtual.

3.3.1. Lazo de seguimiento de frecuencia (FLL)

En (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, Distributed Power System Virtual Inertia Implemented by Grid-Connected Power Converters, 2018) hacen uso de un PLL (Lazo de seguimiento de fase o *Phase locked loop*) para estimar la frecuencia de la red y con ello emular inercia, tal como muestra la Fig. 3.22. Obtener la frecuencia desde un PLL es posible al extraer la frecuencia antes del integrador mostrado en la Fig. 3.7. En la sección 5.3.1 (Comparación de estimación de frecuencia entre FLL y PLL) se demuestra que utilizar un FLL (Lazo de Seguimiento de Frecuencia o *Frequency locked loop*) es mejor que un PLL, por ser más inmune a ruidos o armónicos en el proceso de estimación de frecuencia.

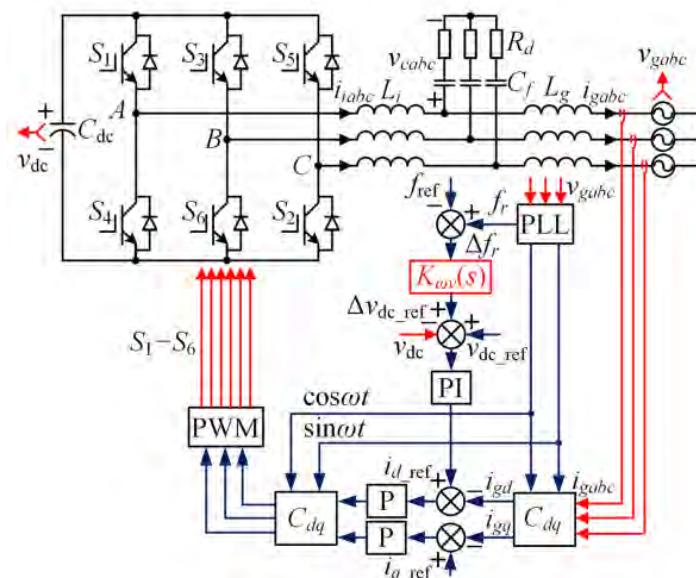


Fig. 3.22. Uso de un PLL, para estimar la frecuencia y emular inercia en un inversor. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018)

Un motivo adicional para utilizar el FLL es la obtención del RoCoF (Rapidez de cambio de la frecuencia o *Rate of change of frequency*). En (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2019) hacen uso del FLL para medir la mejora del RoCoF en la red y en (Fang, Zhang, Li, & Tang, 2019) vuelven a hacer uso del FLL para obtener el RoCoF y utilizarlo en la emulación de inercia utilizando baterías. La presente tesis propone la emulación de inercia con las capacitancias del bus dc y hace uso del FLL para estimar la frecuencia, dejando a estudios posteriores el aprovechamiento del RoCoF para medir el mejoramiento de la red al integrar el inversor con inercia virtual a la red.

En (Rodríguez, Luna, Candela, Teodorescu, & Blaabjerg, 2008), (Rodríguez, y otros, 2011) y (Rodríguez, y otros, 2012) se detalla el diseño de un FLL junto a un SOGI (Integrador de segundo orden generalizado o *Second-order generalized integrator*), este último cumple la función de filtro adaptativo. La Fig. 3.23 muestra el esquema SOGI-FLL para una señal senoidal monofásica, en el esquema el SOGI filtra perturbaciones (o interferencia) a la señal senoidal y el FLL estima la frecuencia (ω') y el RoCoF ($d\omega'/dt$) de la señal senoidal.



Fig. 3.23: Esquema SOGI-FLL para señal monofásica

En lo siguiente se trata los fundamentos del filtro adaptativo basado en SOGI, el diseño del FLL, sintonización del SOGI-FLL, y finalmente el diseño de un DSOGI-FLL para trifásico.

3.3.1.1. Filtro adaptativo basado en SOGI

En (Widrow, y otros, 1975) se muestra varios casos aplicativos haciendo uso de un filtro adaptativo, mediante un algoritmo de optimización LMS (Raíz cuadrática media o *Least Mean Square*), el cual actualmente es uno de los algoritmos más utilizado en aprendizaje automático. Una aplicación del filtro de Widrow se muestra en la Fig. 3.24a, en la cual se cancela la interferencia eléctrica de 60 Hz durante un procedimiento de electrocardiografía. La utilización del filtro adaptativo de Widrow requiere dos entradas; por un lado, la señal de los electrodos para sensar los latidos del corazón del paciente y por otro lado la fuente de interferencia de 60 Hz que es tomada de un tomacorriente. En la Fig. 3.24b se observa el diagrama de Bode de magnitud del filtro adaptativo, notando que en la frecuencia de interferencia se atenúa dicha interferencia.

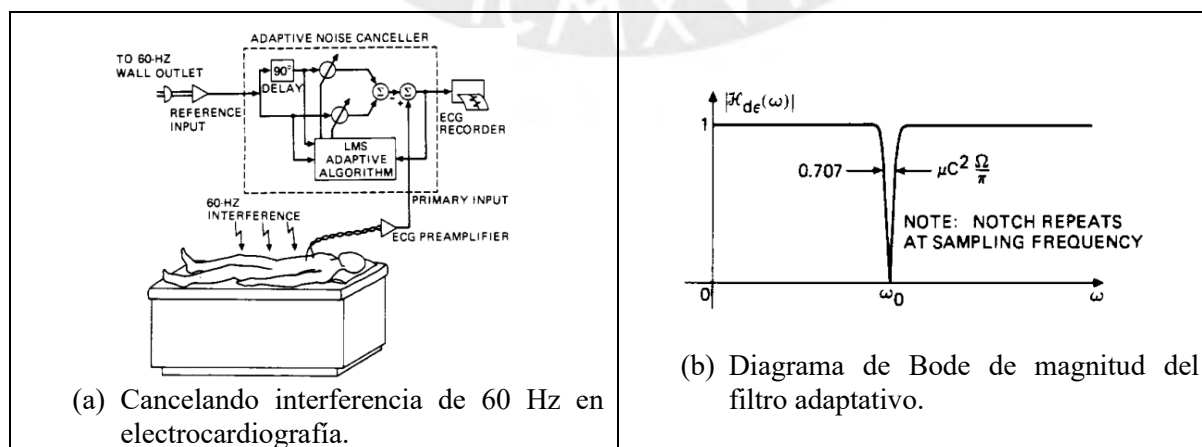


Fig. 3.24: Filtro adaptativo (Widrow, y otros, 1975)

Una versión modificada del filtro adaptativo de Widrow, es el cancelador de ruido de (Rodríguez, y otros, 2012) mostrado en la Fig. 3.25, el cual es capaz de cancelar las interferencias de una señal senoidal contaminada con ruido (v). Al contrario de un filtro de Widrow, se atenúan todas las frecuencias distintas a la frecuencia (ω') de la señal senoidal, resultando la señal filtrada v' . El esquema es similar al filtro de Widrow, pero en vez de utilizar un algoritmo LMS, se utiliza un FLL para estimar la frecuencia ω' de la señal senoidal. El FLL será tratado más adelante.

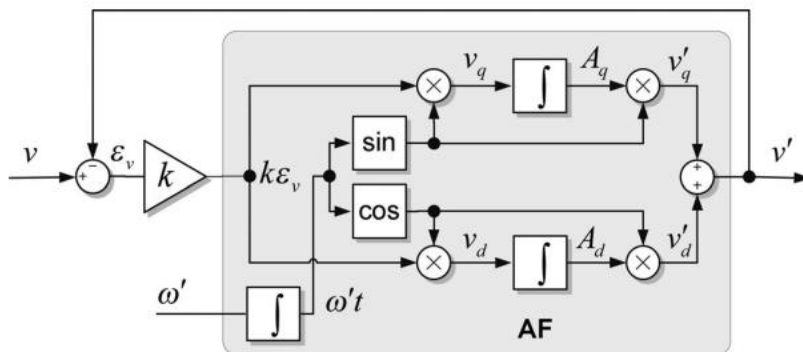


Fig. 3.25: Cancelador de ruido para una única frecuencia. (Rodríguez, y otros, 2012)

En (Rodríguez, y otros, 2012) se menciona que el diagrama de bloques del AF (Filtro adaptativo o *Adaptive Filter*) de la Fig. 3.25 es equivalente a los diagramas de bloques de la Fig. 3.26. En el Anexo B, se demuestra lo mencionado.

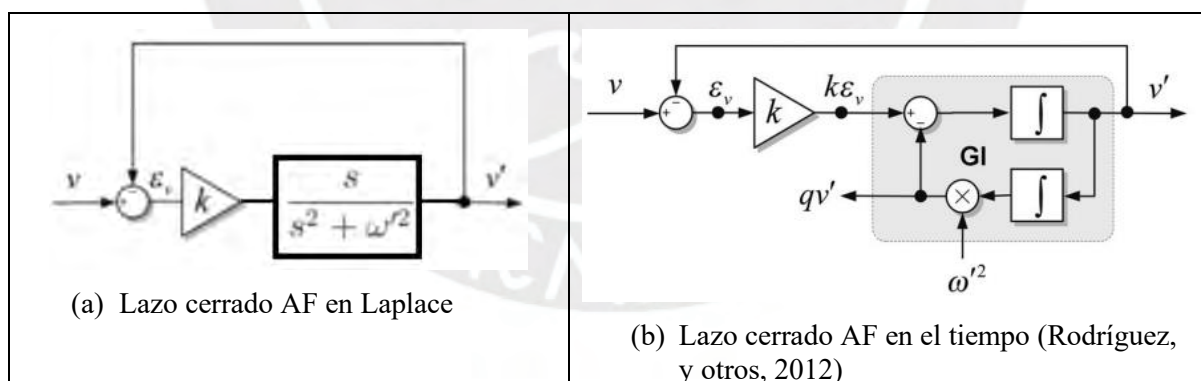


Fig. 3.26: Diagrama de bloques del cancelador adaptativo reducido

En (Zmood & Holmes, 1999) se demuestra (3-27), la cual expresa la equivalencia entre una función de transferencia en ac (corriente alterna) con su respectiva función de transferencia en dc (corriente continua) al aplicar la transformada dq:

$$G_{ac}(s) = \frac{G_{dc}(s + j\omega') + G_{dc}(s - j\omega')}{2}. \tag{3-27}$$

Al aplicar (3-27):

$$G_{dc}(s) = \frac{1}{s}. \quad (3-28)$$

Se obtiene (3-28):

$$G_{ac}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega'^2}. \quad (3-29)$$

La equivalencia entre (3-28) y (3-29) justifica que al AF de la Fig. 3.26 se le conozca como GI (Integrador generalizado).

Por otro lado, de la Fig. 3.26b, se obtiene las siguientes funciones de transferencia:

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k s}{s^2 + k s + \omega'^2}, \quad (3-30)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k \omega'^2}{s^2 + k s + \omega'^2}. \quad (3-31)$$

La función de transferencia $D(s)$ establece la relación entre la señal senoidal contaminada v y su respectiva señal filtrada v' . La función de transferencia $Q(s)$, difiere de $D(s)$, en que tiene como salida la señal filtrada qv' , la cual es una señal desfasada en 90° (o en cuadratura) de v' .

La Fig. 3.27 muestra el diagrama de Bode de $D(j\omega)$, en el cual se aprecia que la magnitud de $D(j\omega)$ es un filtro pasa banda con una frecuencia de resonancia ($\omega = \omega'$).

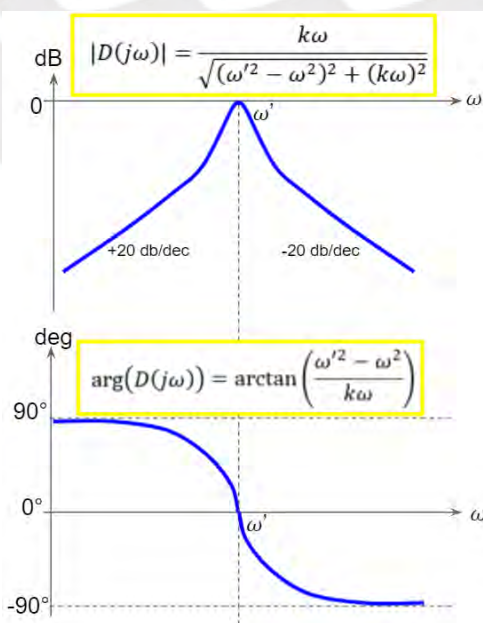


Fig. 3.27: Diagrama de bode de $D(j\omega)$

El ancho de banda de $D(j\omega)$ es angosto y depende del factor de amortiguamiento $\zeta=k/(2\omega')$. Además, en la frecuencia de resonancia la fase es igual a cero (la salida está sincronizada con la misma fase de la entrada). Por lo tanto, una entrada $v=A.\sin(\omega t+\phi)+ruido(t)$, da como resultado $v'=A.\sin(\omega t+\phi)$; es decir, el AF atenúa el ruido que esté en cualquier frecuencia distinta a la frecuencia de la señal.

El GI entonces cumple su propósito de filtrar ruido; sin embargo, tiene los siguientes 2 inconvenientes, al lograr su estado estable:

- El ancho de banda depende del factor de amortiguamiento $\zeta=k/(2\omega')$, que a su vez es dependiente la frecuencia (ω') de la señal senoidal
- La amplitud de v' no es igual a la amplitud de su señal en cuadratura qv' .

La Fig. 3.28 muestra un SOGI (Integrador generalizado de segundo orden), el cual es una mejora al AF basado en GI y supera los 2 inconvenientes del GI.

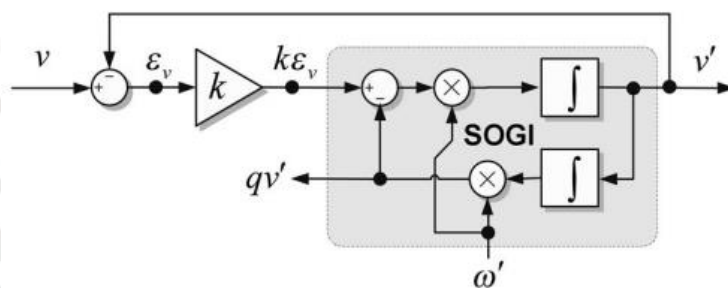


Fig. 3.28: Filtro adaptativo basado en SOGI (Rodríguez, y otros, 2012)

La función de transferencia del SOGI, se determina de la Fig. 3.28, y es igual a:

$$SOGI(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{\omega's}{s^2 + \omega'^2}. \quad (3-32)$$

En este caso, las funciones de transferencia respecto a las 2 salidas de deseadas (v' y qv') son:

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}, \quad (3-33)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2}. \quad (3-34)$$

El utilizar un SOGI (en vez de un GI) como AF se justifica por resolver los 2 inconvenientes del GI en el estado estable:

- El factor de amortiguamiento de $D(j\omega)$ es $\zeta=k/2$, con lo cual el ancho de banda solo depende de k y ya no de la frecuencia ω'
- La magnitud de $D(j\omega=j\omega') = Q(j\omega=j\omega') = 1$, es decir v' y qv' tienen la misma amplitud. Esta última característica es apropiada para el diseño del FLL.

De (3-33) y (3-34), se obtiene la salida en el tiempo v' y su señal en cuadratura qv' , para una señal de entrada senoidal con frecuencia constante $v=V\sin(\omega t)$:

$$v' = -\frac{V}{\lambda} \sin(\lambda\omega t) \cdot e^{-\left(\frac{k\omega'}{2}\right)t} + V \sin(\omega t), \quad (3-35)$$

$$qv' = V \left[\cos(\lambda\omega t) + \frac{k}{2\lambda} \sin(\lambda\omega t) \right] e^{-\left(\frac{k\omega'}{2}\right)t} - V \cos(\omega t). \quad (3-36)$$

- Donde: $\lambda = \sqrt{4 - k^2}/2$ y $k < 2$.

De (3-35) y (3-36) se observa que v' y qv' en estado estable son $V\sin(\omega t)$ y $-V\cos(\omega t)$, lo cual se da cuando el exponente del exponencial es aproximadamente -5. Por lo tanto, el tiempo de establecimiento es:

$$t_{s(SOGI)} = \frac{10}{k\omega'}. \quad (3-37)$$

Según (3-37) el AF basado en SOGI se diseña solo con la ganancia k para una frecuencia de red especificada (como 50 Hz o 60 Hz). Si k es grande, hace rápida la respuesta del AF; sin embargo, es menos inmune al ruido por tener más ancho de banda. Además, en el diseño del FLL también se verá la dependencia de k . Lo cual es evidente ya que, al tener una señal más contaminada de ruido, dificulta su estimación de frecuencia.

3.3.1.2. Criterio de diseño del FLL

Debido a que el sistema en lazo cerrado del SOGI tiene como entradas v (señal senoidal contaminada) y ω' (frecuencia de la señal senoidal), es necesario conocer la frecuencia de la señal senoidal, para filtrar cualquier frecuencia distinta. Si la frecuencia de la señal es siempre constante, no es problema. Sin embargo, si la señal senoidal tiene una frecuencia variable, entonces es necesario un estimador de frecuencia, para lo cual se hace uso de un FLL.

La Fig. 3.29 muestra con más detalle la estructura del SOGI-FLL mostrado en la Fig. 3.23. Se observa que el lazo cerrado del SOGI es el AF y que el FLL aprovecha la señal de error del AF

(ε_v) y su señal de salida en cuadratura (qv') para estimar la frecuencia ω' . Dicha frecuencia es aprovechada por el AF, lo cual muestra la interdependencia entre el SOGI y el FLL.

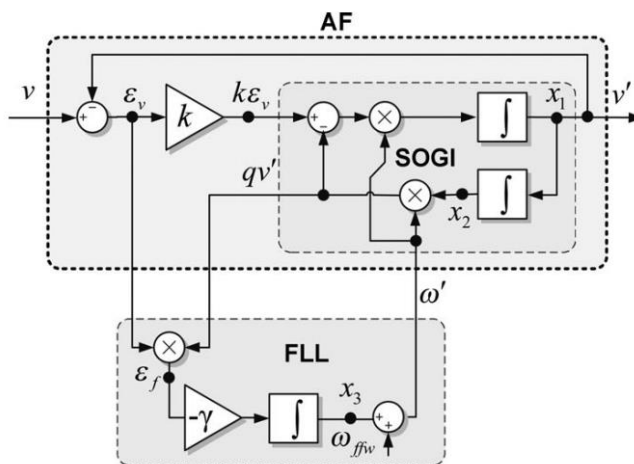


Fig. 3.29: Lazos de control del SOGI-FLL. (Rodríguez, y otros, 2012)

Para comprobar que el error de frecuencia (ε_f) está relacionado con el producto de ε_v y qv' :

$$\varepsilon_f = (\varepsilon_v)(qv'). \tag{3-38}$$

Es apropiado observar los diagramas de Bode de ε_v y qv' cuando el AF recibe una entrada senoidal v_{in} , tal como muestra la Fig. 3.30. En tal ejemplo, v_{in} tiene una frecuencia $\omega=50$ Hz y ω' es la frecuencia estimada por el FLL (para el instante mostrado $\omega=\omega'$).

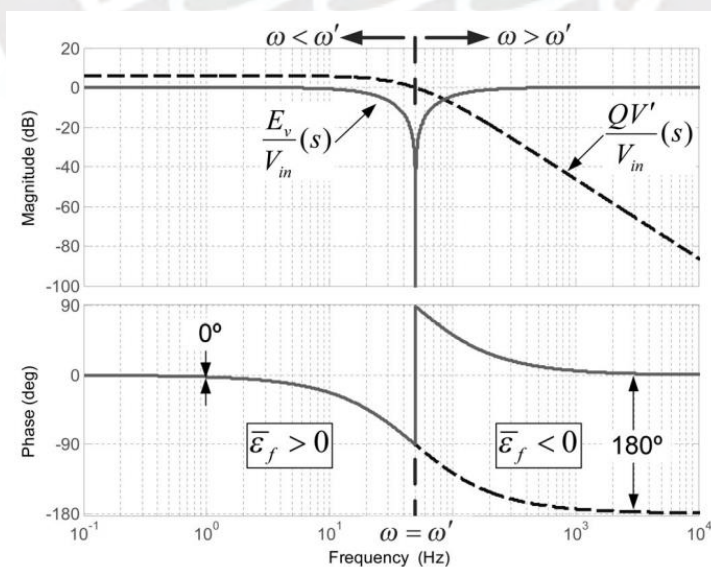


Fig. 3.30: Diagrama de bode de las entradas al FLL. (Rodríguez, y otros, 2012)

De los diagramas de Bode se deduce:

- Si $\omega < \omega'$, entonces ε_v y qv' son señales senoidales con amplitud unitaria y con la misma frecuencia y fase de v_{in} . Por lo tanto, de (3-38) $\varepsilon_f = \sin^2(\omega t)$; es decir $\varepsilon_f > 0$
- Si $\omega = \omega'$, entonces ε_v es atenuado. Por lo tanto, de (3-38) $\varepsilon_f = 0$
- Si $\omega > \omega'$, entonces ε_v y qv' son señales senoidales con un desfase de 180° . Por lo tanto, de (3-38) $\varepsilon_f = -A \sin^2(\omega t)$, tal que $A > 0$; es decir $\varepsilon_f < 0$.

Cuando se alcanza el estado estable (3-38) se expresa como:

$$\bar{\varepsilon}_f = (\bar{\varepsilon}_v)(\overline{qv'}) . \quad (3-39)$$

En (Rodríguez, y otros, 2012) se demuestra que (3-39) se convierte en:

$$\bar{\varepsilon}_f = \frac{\overline{qv'^2}}{k\omega'^2} (\omega'^2 - \omega^2) . \quad (3-40)$$

Con (3-40) se comprueba formalmente que ε_f está directamente relacionado con $\omega' - \omega$.

De la Fig. 3.29, se deduce la ecuación diferencial para el FLL.

$$\dot{\omega}' = -\gamma \varepsilon_f \quad (3-41)$$

Para estado estable, se reemplaza (3-40) en (3-41), obteniendo:

$$\dot{\omega}' = -\gamma \frac{\overline{qv'^2}}{k\omega'^2} (\omega'^2 - \omega^2) . \quad (3-42)$$

Se observa que a diferencia del SOGI, el FLL es fuertemente no lineal. Para lograr una estabilidad local del FLL ε_f debe aproximarse a cero y ello es posible si $\omega' \approx \omega$ (punto de equilibrio, para estabilidad local). Por lo tanto, si se linealiza el término $(\omega'^2 - \omega^2)$ respecto al punto de equilibrio, dicho término no lineal se aproxima a $2(\omega' - \omega)\omega'$, ya que ω es constante; con lo cual se obtiene:

$$\dot{\omega}' = -2\gamma \frac{\overline{qv'^2}}{k\omega'^2} (\omega' - \omega)\omega' . \quad (3-43)$$

Si bien en (Rodríguez, y otros, 2012) se analiza en espacio estado, a partir de ello se deduce que la salida en cuadratura del AF en estado estacionario y elevado al cuadrado es:

$$\overline{qv'^2} = V^2 |D(j\omega)|^2 \frac{\omega'^2}{\omega^2} \left[\frac{1 + \cos(2(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)))}{2} \right]. \quad (3-44)$$

En (3-44) se observa una componente dc más una componente ac con el doble de frecuencia. Sin embargo, si se considera una dinámica promedio³ se puede despreciar la componente AC, obteniendo:

$$\overline{qv'^2} = V^2 |D(j\omega)|^2 \frac{\overline{\omega'^2}}{2\omega^2}. \quad (3-45)$$

Reemplazando (3-45) en (3-43), se obtiene:

$$\dot{\overline{\omega'}} = -2\gamma \frac{\overline{qv'^2}}{k\omega'^2} (\overline{\omega'} - \omega)\omega' \quad (3-46)$$

De (3-33) se deduce que la vecindad del estado estable, es decir cuando $\omega' \approx \omega$, entonces $|D(j\omega)|=1$. Por lo tanto, al reemplazar (3-45) en (3-46), se obtiene:

$$\dot{\overline{\omega'}} = -\frac{\gamma V^2}{k\omega'} (\overline{\omega'} - \omega). \quad (3-47)$$

La ecuación (3-47) es interesante, porque revela la relación entre la dinámica del FLL, las variables de red y la ganancia del SOGI (k), la cual se expresa como:

$$\Gamma = \frac{\gamma V^2}{k\omega'}. \quad (3-48)$$

Entonces, la ecuación diferencial de la dinámica promedio linealizada del FLL, se puede expresar como muestra la Fig. 3.31.

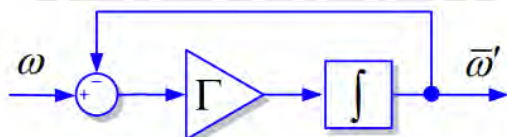


Fig. 3.31: Diagrama de bloques simplificado del FLL. (Rodríguez, Luna, Candela, Teodorescu, & Blaabjerg, 2008)

La función de transferencia de lazo cerrado de la Fig. 3.31 es:

³ Notar que la barra arriba de ω' indica dinámica promedio.

$$\frac{\overline{\omega'}}{\omega} = \frac{\Gamma}{s + \Gamma} \quad (3-49)$$

Por lo tanto, se observa una dinámica de primer orden, en la cual el tiempo de establecimiento con criterio de error de 2% se aproxima a:

$$t_{s(FLL)} \approx \frac{5}{\Gamma} \quad (3-50)$$

Con las expresiones (3-37) y (3-50), se determina los parámetros k y Γ de los lazos del SOGI-FLL bajo los requerimientos de dinámica de respuesta deseada.

Por otro lado, en estado estacionario, la salida del AF (v') es un seno y su señal en cuadratura (qv') es un coseno, y tienen la misma magnitud V . Por lo tanto:

$$V^2 = v'^2 + qv'^2. \quad (3-51)$$

Entonces al reemplazar (3-51) en (3-48) y despejando γ , se normaliza la ganancia del FLL.

$$\gamma = \frac{k\omega'}{v'^2 + qv'^2} \Gamma \quad (3-52)$$

Teniendo en cuenta (3-41) y (3-52) el SOGI-FLL de la Fig. 3.29 se redibuja como el esquema de la Fig. 3.32.

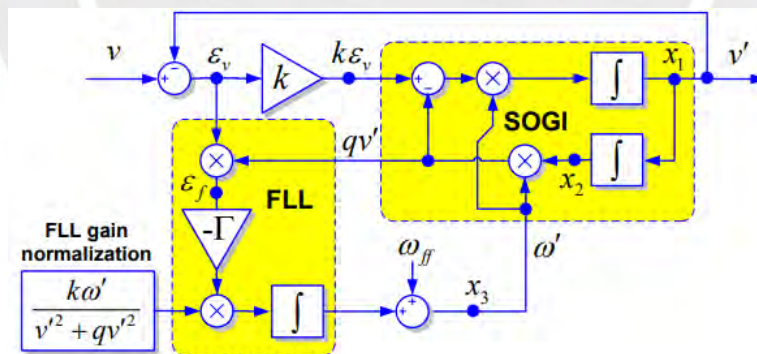


Fig. 3.32: SOGI-FLL con ganancia normalizada del FLL. (Rodríguez, Luna, Candela, Teodorescu, & Blaabjerg, 2008)

3.3.1.3. DSOGI-FLL para sistema trifásico

En (Rodríguez, y otros, 2011) se demuestra que, para un voltaje trifásico \mathbf{v}_{abc} , se hace realiza transformada de Clarke (ver Fig. 3.5) y se emplea un SOGI para cada componente (v_α y v_β). En cuanto al cálculo de la ganancia normalizada γ , se mantiene igual, pero el error de frecuencia

se obtiene de la composición promedio, de las señales de salida de v'_α y v'_β con sus respectivas señales de cuadratura qv'_α y qv'_β . Tal esquema se muestra en la Fig. 3.33.

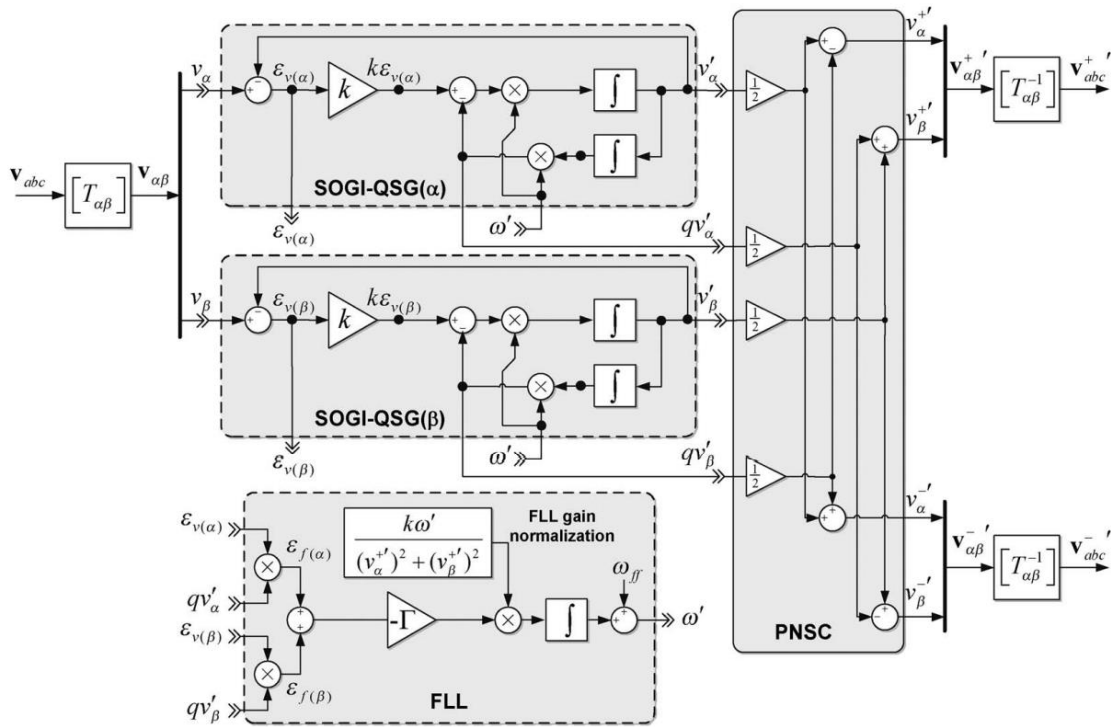


Fig. 3.33: Diagrama de bloques del DSOGI-FLL. (Rodríguez, y otros, 2011)

En (Fang, Zhang, Li, & Tang, 2019) se muestra un esquema simplificado del DSOGI-FLL mostrado en la Fig. 3.33. Tal esquema se muestra en la Fig. 3.34, donde los SOGIs son cajas negras y la ganancia integral del FLL (K_{FLL_i}) es la ganancia normalizada del FLL (γ), la cual se determinó en la ecuación (3-52). Notar que en rojo se resalta el aprovechamiento del FLL para estimar el RoCoF ($d\Delta f_g/dt$).

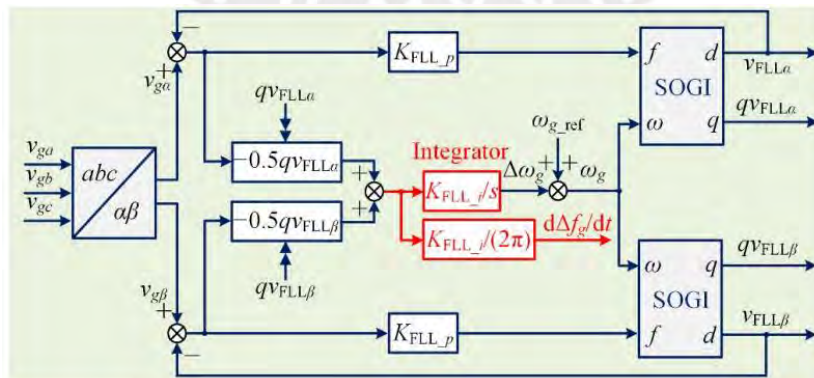


Fig. 3.34. Esquema simplificado del DSOGI-FLL. (Fang, Zhang, Li, & Tang, 2019)

3.3.2. Lazo de suministro de inercia virtual

En (Fang J. , Li, Tang , & Hongchang, 2018) se diseña un inversor con emulación de inercia (o suministro de inercia virtual), el cual se mostró en la Fig. 3.22. En tal esquema se hace uso de un PLL para estimar la frecuencia de la red. En la presente tesis se utilizará el FLL para estimar la frecuencia de la red (ω_g) y utilizarlo dentro de la estrategia de emulación de inercia.

3.3.2.1. Inercia de un generador síncrono que alimenta una red

El análisis tratado en (Fang J. , Li, Tang , & Hongchang, 2018) inicia con la explicación de una red simplificada mostrada en la Fig. 3.35. En tal esquema se observa que un Generador Síncrono (GS), del tipo hidroeléctrico, entrega una potencia P_m a 3 tipos de elementos de la red:

- Un inversor con inercia virtual, recibe (o entrega) una potencia P_{dc} (potencia consumida por el rectificador ac/dc menos la potencia generada por los IGBTs dc/ac)
- Una carga independiente de la frecuencia (carga resistiva) recibe una potencia P_L
- Una carga dependiente de la frecuencia (ej. Motor de inducción) recibe P_D .

Notar el uso del sistema por unidad (pu) ⁴ en las ecuaciones mostradas en la Fig. 3.35.

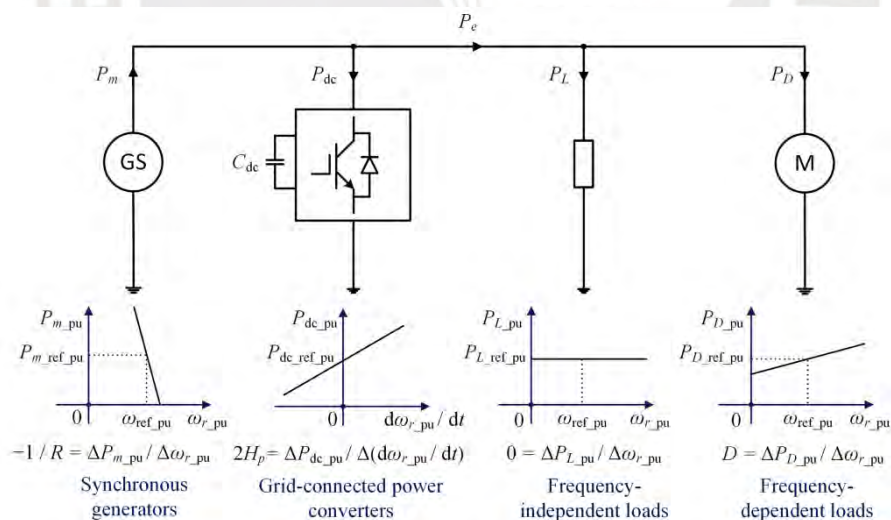


Fig. 3.35: Esquema simplificado de un sistema de potencia. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018)

⁴ El sistema por unidad (pu) permite un análisis adimensional y normalizado, al dividir las magnitudes por sus cantidades nominales. Por ejemplo, dividir una frecuencia medida (f) entre su frecuencia nominal 60 Hz resulta $f_{pu}=f/60$, con ello es posible diseñar para un sistema independiente de la magnitud de su potencia o dimensiones.

Al observar la ecuación y curva característica del GS, se deduce que, si la carga en la red es mayor a la potencia nominal del GS, su frecuencia disminuye respecto su frecuencia nominal (lo cual es lógico, porque el GS tendrá más dificultad para girar). En 1.2.2 (Importancia de la estabilidad de la frecuencia) se justificó que una caída de frecuencia lejos de su valor nominal, puede causar pérdida de sincronización del GS, y por ende inestabilidad del mismo.

La Fig. 3.36 muestra el sistema de control del GS linealizado a su frecuencia nominal y que alimenta las cargas mostradas en la Fig. 3.35, pero sin el inversor con inercia virtual.

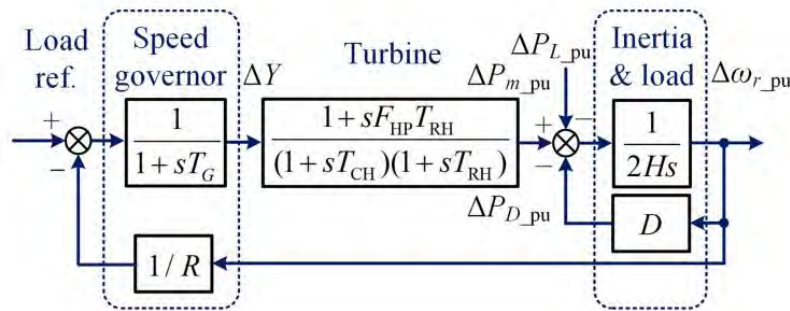


Fig. 3.36: Diagrama de bloques de la red sin el inversor con inercia virtual. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018)

Se observa que al sistema del GS se le establece una consigna de carga (potencia que debe alimentar), un sistema gobernador (*Speed governor*) se encarga que la potencia hidráulica mueva la turbina (*Turbine*) del GS, para variar su potencia eléctrica ΔP_{m_pu} . Además, se muestra que ΔP_{m_pu} abastece a las variaciones de cargas resistivas (ΔP_{L_pu}) y a las variaciones de cargas dependientes de la frecuencia (ΔP_{D_pu}). Finalmente, se observa un pequeño lazo cerrado, que tiene una acción integral está entre el desequilibrio de potencia generada y la carga ($\Delta P_{pu} = \Delta P_{m_pu} - \Delta P_{L_pu} - \Delta P_{D_pu}$) y la variación de frecuencia de la red ($\Delta \omega_{r_pu}$). Por lo tanto, si en la red hay equilibrio entre la potencia generada y la carga ($\Delta P_{pu} = 0$), entonces no hay variación de frecuencia ($\Delta \omega_{r_pu} = 0$).

El coeficiente de inercia por unidad (H) del GS, es la relación entre la energía cinética del rotor ($E_{gen} = 1/2 J \omega_{ref}^2$) entre la potencia eléctrica nominal ($V A_{rated}$). Es decir, es la razón entre energía y potencia.

$$H = \frac{J \omega_{ref}^2}{2 V A_{rated}} \quad (3-53)$$

De (3-53) se observa que para incrementar H es necesario incrementar el momento de inercia del rotor (J) o incrementar las rpm nominales del GS (ω_{ref}). Por lo tanto, un valor alto de H implica un GS de grandes dimensiones o una alta velocidad de rotación.

Para observar cómo un cambio de potencia nominal en la red varía la frecuencia nominal de la red, se obtiene tal función de transferencia de la Fig. 3.36.

$$G_{PL \rightarrow \omega r}(s) = \frac{\Delta \omega_{r_{pu}}}{\Delta P_{L_{pu}}} = \frac{-R(1 + sT_G)(1 + sT_{CH})(1 + sT_{RH})}{(2Hs + D)(1 + sT_G)(1 + sT_{CH})(1 + sT_{RH})R + sF_{HPT_{RH}} + 1} \quad (3-54)$$

La Fig. 3.37 muestra el LGR y la dinámica de la frecuencia para un $\Delta P_{L_{pu}} = 3\%$, para la función de transferencia de (3-35), para distintos coeficientes de inercia, notando que a mayor H, mejora la estabilidad relativa de la frecuencia. Además, los polos P_3 y P_4 son cancelados con los zeros Z_2 y Z_3 , respectivamente; con lo cual se simplifica la función de transferencia y la dinámica se aproxima bien a la dinámica sin simplificar.

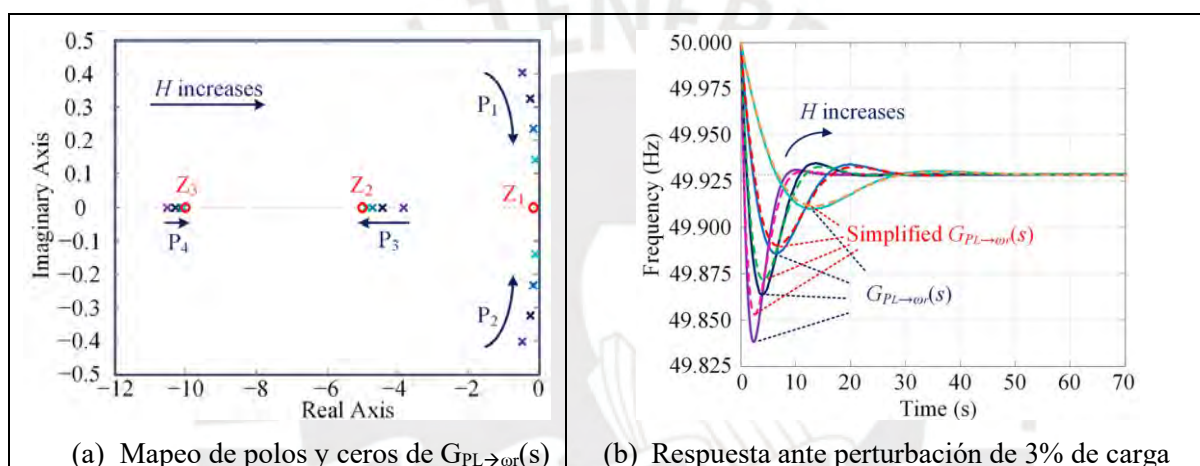


Fig. 3.37: Mapeo de polos y ceros de $G_{PL \rightarrow \omega r}(s)$ y respuesta ante perturbación, para $H=5, 10, 20$ y 50 . (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018)

3.3.2.2. Agregando a la red un inversor con inercia virtual

La solución propuesta en la sección 1.3 se basa principalmente en el estudio de (Fang J. , Li, Tang , & Hongchang, 2018), emulando la inercia de un GS, a partir de los capacitores del bus dc del inversor. La analogía se muestra en la Fig. 3.38.

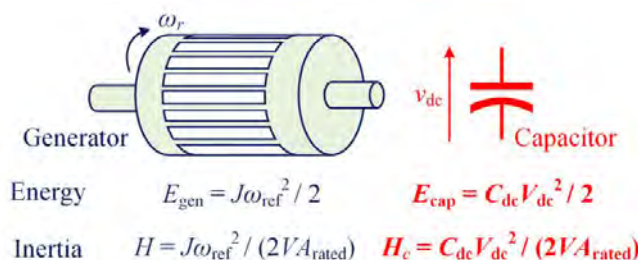


Fig. 3.38: Analogía entre un generador síncrono y capacitores dc-link. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018)

Siendo el coeficiente de inercia la relación entre energía potencia, el coeficiente de inercia de la capacitancia del bus dc es:

$$H_c = \frac{E_{cap}}{VA_{rated}} = \frac{C_{dc}V_{dc}^2}{2VA_{rated}}. \quad (3-55)$$

Al observar en la Fig. 3.36 la relación entre frecuencia, potencia y coeficiente de inercia del GS, se deduce por la analogía de la Fig. 3.38 que la relación entre $\Delta v_{dc_ref_pu}$, ΔP_{dc_pu} y H_c es:

$$\Delta P_{dc_pu} = 2H_c \left(\frac{d\Delta v_{dc_pu}}{dt} \right). \quad (3-56)$$

Además, la relación entre la frecuencia y el voltaje del bus dc, se expresa como un controlador proporcional:

$$K_{\omega v_pu} = \frac{\Delta v_{dc_ref_pu}}{\Delta \omega_r_pu}. \quad (3-57)$$

Por otro lado, el lazo cerrado del inversor conectado a la red diseñado en 3.2 (Estrategia de control para un inversor tradicional conectado a la red), se plantea como:

$$G_{clv}(s) = \frac{\Delta v_{dc_pu}}{\Delta v_{dc_ref_pu}}. \quad (3-58)$$

De (3-56), (3-57) y (3-58) la Fig. 3.36 se transforma en la Fig. 3.39, donde el lazo rojo representa al inversor con inercia virtual agregado a la red.

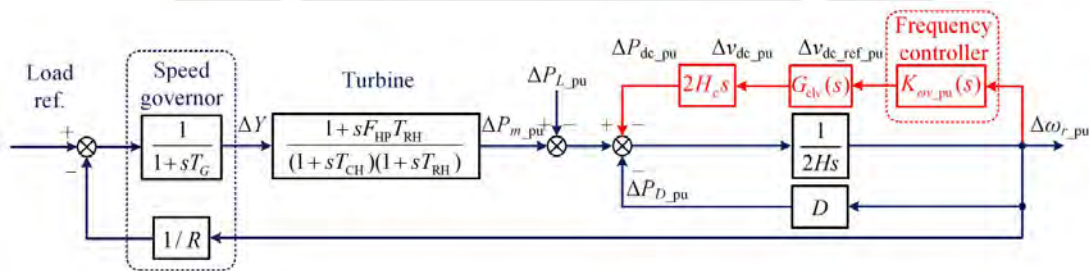


Fig. 3.39: Regulación de frecuencia en una red con un CCG con inercia virtual. (Fang J. , Li, Tang, & Blaabjerg, 2018)

Cabe mencionar que esta tesis se centra en el diseño del lazo rojo y se deja para futuras investigaciones todos los demás lazos mostrados de la Fig. 3.39. Un análisis de todos los lazos permitiría ver la mejora en la frecuencia nadir y el RoCoF, antes y después de agregar el inversor con inercia virtual.

Del lazo rojo se puede deducir que el coeficiente de inercia virtual del inversor es:

$$H_p = H_c G_{clv}(s) K_{\omega v_pu} . \quad (3-59)$$

Como la dinámica del control de voltaje del bus dc es más rápida que la dinámica del control de frecuencia, entonces $G_{clv}(s)$ se puede aproximar a uno. Por lo tanto, el coeficiente de inercia virtual se reduce a:

$$H_p = H_c K_{\omega v_pu} . \quad (3-60)$$

Con (3-60) se puede comparar la inercia virtual de un inversor con emulación de inercia respecto la inercia de un GS. La tesis propone lograr un inversor que suministre igual o mejor inercia que un GS de grandes dimensiones. Por lo tanto, la expresión (3-60) es utilizada al final del capítulo 5.



CAPÍTULO 4.

ESTRATEGIA DE CONTROL DEL INVERSOR SIN INERCIA

El presente capítulo trata el diseño de los lazos de control involucrados para que un convertidor dc/ac (o inversor) que conecta una fuente de energía dc de 4.5 kW con una red eléctrica trifásica de 220 V (entre líneas) y 60 Hz. En la estrategia de control no se considera el efecto negativo en la estabilidad de la frecuencia ante perturbaciones en la red; es decir, no se considera la emulación de inercia.

El capítulo está dividido en las siguientes secciones:

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

4.1. Lazo de seguimiento de fase

El lazo de seguimiento de fase o PLL (del inglés *phase-locked loop*), es un sistema de control con el que se obtiene la fase instantánea (y la frecuencia instantánea, si se desea) de una señal trifásica. Esta sección trata el diseño del PLL para un inversor dc/ac con especificaciones y características dadas. Además, se analiza los resultados obtenidos, utilizando Matlab para el diseño del controlador y se valida con PSIM (software de electrónica de potencia) para poner a prueba el diseño del controlador mediante simulaciones que se acerquen en la mayor medida posible a las condiciones reales.

La Fig. 4.1a muestra el esquemático completo de un inversor que convierte la energía de baterías en un voltaje trifásico que alimenta una carga resistiva. La Fig. 4.1b se muestra las características de los componentes Generador PWM y Generador de onda trifásica patrón, es en este último donde se hará uso del PLL.

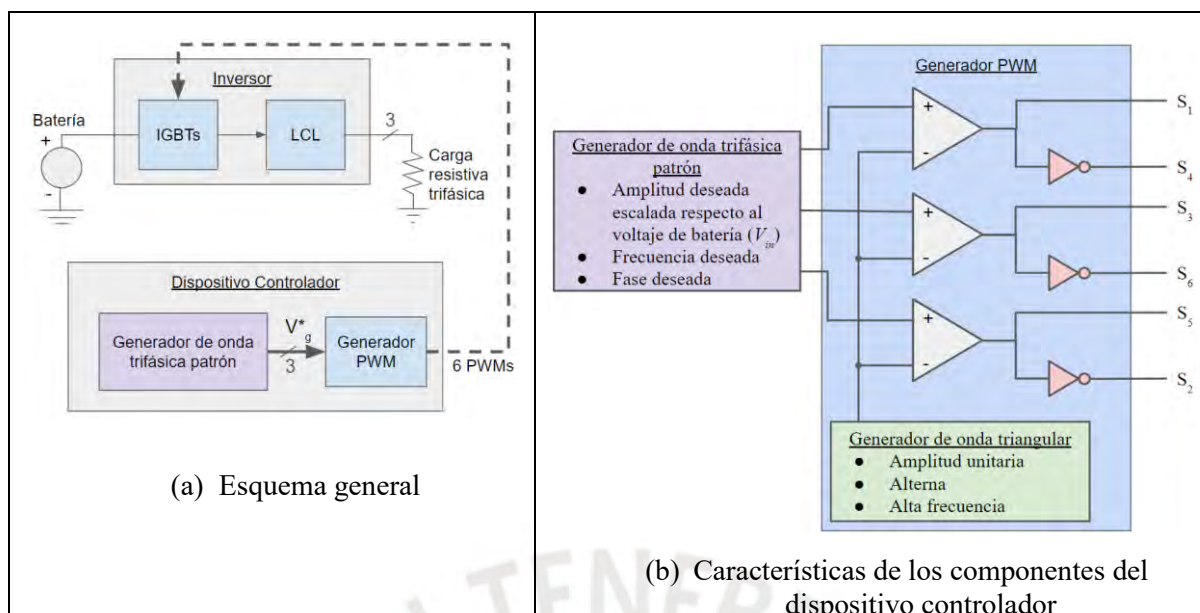


Fig. 4.1. Esquemático de un inversor conectado a una carga resistiva trifásica.

4.1.1. Circuito de potencia del inversor

El circuito de potencia del inversor es el compuesto por IGBTs (o mosfets de potencia) y el filtro LCL, tal como muestra la Fig. 4.1a. En la Fig. 4.2 se muestra el circuito de potencia en PSIM; donde se observa la batería, el puente de mosfets⁵, el filtro LCL⁶ y una carga resistiva.

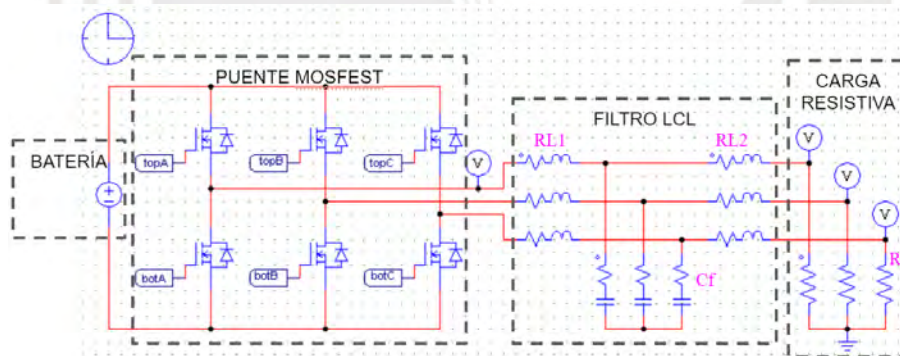


Fig. 4.2 Circuito de potencia de un inversor conectado a una carga resistiva, en PSIM

La elección de un filtro LCL, en vez de un filtro L o LC, es debido a que un filtro LCL tiene una función de transferencia de 3er orden, por lo que su atenuación es de 60 db/dec (el triple que un filtro L y 1.5 veces que un filtro LC). Lo anterior es conveniente, ya que permite utilizar

⁵ En vez de utilizar IGBTs, se ha optado por utilizar mosfets de potencia, ya que tecnológicamente los mosfets están mostrando mejores características y son más utilizados en temas de investigación.

⁶ Se ha considerado colocar resistencias a las inductancias del filtro LCL, para acercarse a las condiciones reales.

bobinas más pequeñas y por ende un menor costo. Sin embargo, un filtro LCL es resonante a cierta frecuencia, por ello se adiciona una resistencia de amortiguamiento (R) en serie a cada capacitancia (C_f), tal como se analizó en la sección 3.2.2.1 (Modelo matemático del filtro LCL). En (Ruan, y otros, 2018) se diseña un filtro LCL bajo ciertos requerimientos. Basado en ello, la Tabla 4.1 muestra los parámetros de un inversor diseñado para una potencia nominal de 4.5 kW. El voltaje de la batería se justifica al analizar la Fig. 4.3.

Tabla 4.1. Parámetros de un inversor para una potencia de 4.5 kW.

RL1	Resistencia de bobina 20 m Ω	Inductancia de bobina 1000 μ H
Cf	Capacitancia de 15 μ F	
RL2	Resistencia de bobina 5 m Ω	Inductancia de bobina 100 μ H
R	Resistencia de 0.7878 Ω	
Batería	450 V	

4.1.2. Circuito de control del inversor

En la Fig. 4.3 se muestra tales componentes en PSIM, del dispositivo controlador mostrado en la Fig. 4.1b. El Generador trifásico patrón (marcado con líneas punteadas rojas) pudo haber sido una simple fuente trifásica, similar al componente que tiene la etiqueta “Fuente trifásica de 60 Hz”. El motivo de haber complicado el diseño del generador trifásico patrón es para incluir el bloque PLL y con ello su validación después de realizar su diseño.

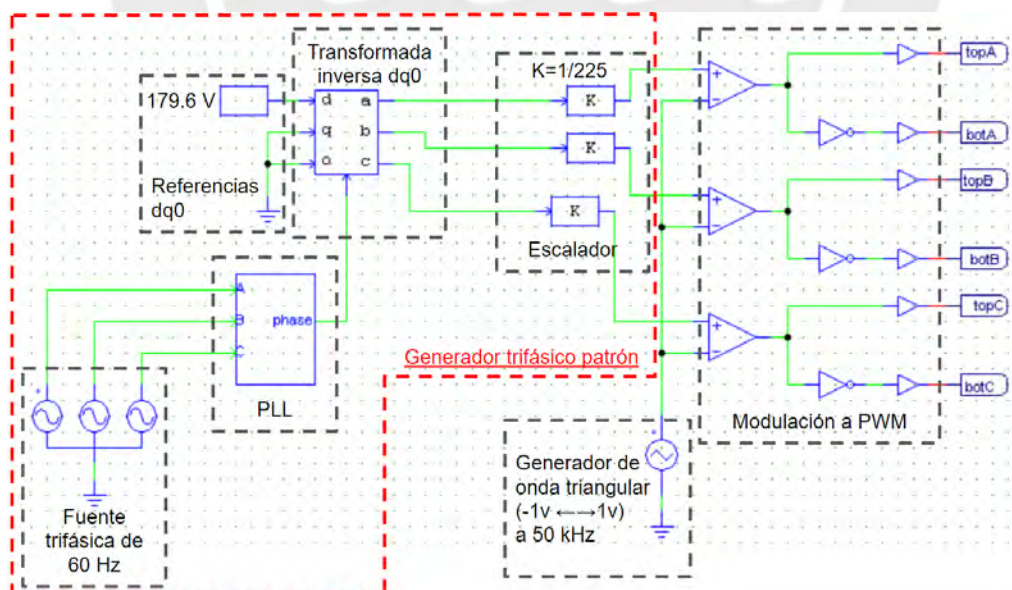


Fig. 4.3 Circuito de control de un inversor conectado a una carga resistiva, en PSIM

Los componentes mostrados en la Fig. 4.3 se describen a continuación:

- Generador trifásico patrón
 - Fuente trifásica de 60 Hz: Genera una señal senoidal trifásica con amplitud constante (su valor no es importante) con 60 Hz de frecuencia. El objetivo es que la salida del inversor tenga la misma frecuencia de la fuente trifásica (sincronismo).
 - PLL: Este bloque mide el voltaje trifásico (mediante sensores de voltaje) del generador trifásico referencial, para obtener su fase (y por ende su frecuencia).
 - Transformada inversa $dq0$: En el capítulo 3 se describió que la transformada dq es utilizada para que una señal trifásica se convierta en dos señales continuas, tal como muestra la Fig. 4.4a. En la Fig. 4.4b se observa el ángulo de rotación θ del sistema $dq0$ (o simplemente dq en dos dimensiones), y el vector resultante V_g del voltaje trifásico (V_a , V_b y V_c). En la Fig. 4.3 se observa que la transformada inversa dq tiene las siguiente entradas y salidas:
 - Ángulo de giro θ del sistema $dq0$: es igual a la fase determinada por el PLL
 - Entradas en las componentes $dq0$: son $V_d=179.6V$, $V_q=0V$ y $V_0=0V$, respectivamente. Es apropiado redibujarlo en la Fig. 4.4b.
 - La salida abc: es una señal trifásica de 220V línea-línea o (179.6V de voltaje pico entre fase y neutro) con 60 Hz (debido al PLL). Notar que al ser la componente q igual 0V, equivale a que no hay desfase entre el voltaje trifásico de referencia y el voltaje trifásico a la salida del inversor.

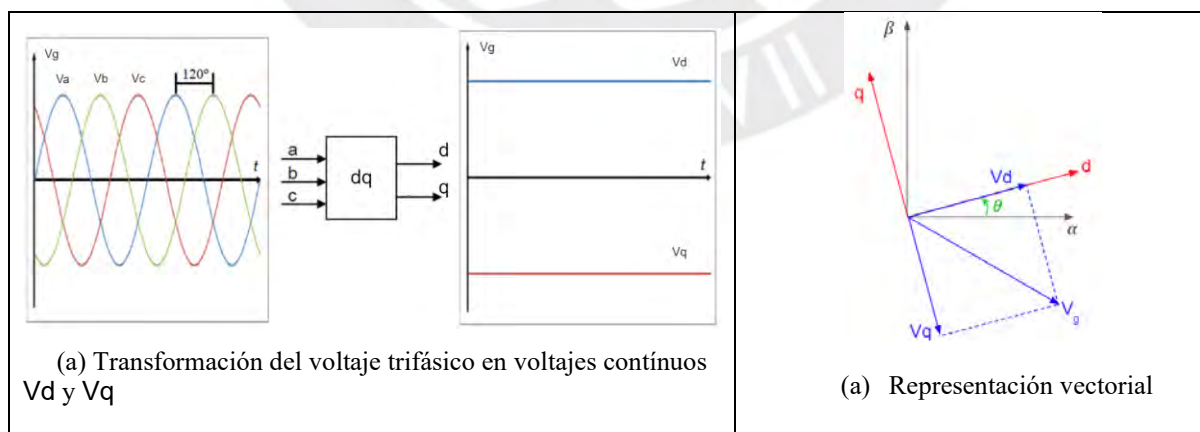


Fig. 4.4. Transformada de Clarke-Park (o transformada dq)

- Escalador: Al utilizar la ecuación (3-14) se establece que el voltaje de batería que alimenta el inversor sea de 450 V (Tabla 4.1), para obtener un índice de modulación de 0.8, debido a que el voltaje pico (entre fase y neutro) a la salida del inversor (la red) es $V_d=179.6V$. Por lo tanto, el escalador debe ser $K=1/225$ (la inversa del voltaje de batería), para que el voltaje pico mencionado se logre cuando el ancho de pulso del PWM sea 80%.
- Generador de onda triangular: Genera una onda triangular que varía entre -1 y 1 voltio, con una frecuencia de 50 kHz (alta frecuencia, respecto a la señal moduladora). Esta es la señal portadora en la modulación PWM
- Modulador de PWM: Recibe las 3 fases del generador trifásico patrón, cuyo voltaje pico es de 0.8 V (señal moduladora) y la onda triangular (señal portadora), y la convierte en las 6 señales PWMs, haciendo uso de OPAMPs y negadores. El Anexo C describe este proceso, analizando una de las 3 fases.

La Tabla 4.2 muestra las características de las señales de cada componente del circuito de control.

Tabla 4.2 Señales del circuito de control del Inversor

Componente	Señales de entrada	Señales de salida
Generador trifásico referencial	---	Senoidal trifásico 220 Vrms (línea-línea) / 60 Hz
PLL	Senoidal trifásico 220Vrms (línea-línea) / 60 Hz	Fase instantánea (en rad)
Referencias $dq0$	---	<ul style="list-style-type: none"> - Componente d: 179.6 v - Componente q: 0 v - Componente 0: 0 v
Transformada inversa $dq0$	<ul style="list-style-type: none"> - Componente d: 179.6 V - Componente q: 0 V - Componente 0: 0 V - Fase instantánea (en rad) 	<ul style="list-style-type: none"> - Señal trifásica deseada: <ul style="list-style-type: none"> • Amplitud: 179.6 v (220 Vrms, línea-línea) • Frecuencia: 60 Hz • En fase con el Generador trifásico referencial
Escalador	<ul style="list-style-type: none"> - Señal trifásica deseada: <ul style="list-style-type: none"> • Amplitud: 179.6 V (220 Vrms, línea-línea) • Frecuencia: 60 Hz • En fase con el Generador trifásico referencial 	<ul style="list-style-type: none"> - Señal trifásica deseada y escalada: <ul style="list-style-type: none"> • Amplitud: 0.8 V (igual al índice de modulación) • Frecuencia: 60 Hz • En fase con el Generador trifásico referencial
Generador de onda triangular	---	Señal triangular entre -1 y 1 voltios a 60 Hz
Modulador a PWM	- Señal trifásica deseada y escalada:	6 señales PWM con índice de modulación de 0.8

	<ul style="list-style-type: none"> • Amplitud: 0.8 v (igual al índice de modulación) • Frecuencia: 60 Hz • En fase con el Generador trifásico referencial <p>- Señal triangular entre -1 y 1 voltios a 60 Hz</p>	
--	---	--

4.1.3. Diseño del PLL

Al ser el PLL un estimador de fase, el requisito principal que debe cumplir es ser más veloz que un periodo de onda trifásica, es decir debe ser más veloz de 60 Hz y menos veloz que la de la frecuencia de retardo por el procesamiento digital, esto último es importante para que el retardo sea considerado dentro de la dinámica del sistema. Por otro lado, para la frecuencia de 60 Hz el error de estimación de fase debe tener un sobreimpulso máximo, menor de 20°. Por lo tanto, los requerimientos del control son:

- Dinámica más veloz de 60 Hz y menos veloz que el retardo del procesamiento digital (esto último se determina y justifica en el código de la Tabla 4.3).
- Sobreimpulso máximo del error de estimación de fase menor a 20°.

La Fig. 4.5 muestra el circuito en PSIM para el PLL, notar que la estructura es la misma a la analizada anteriormente en la Fig. 3.7 (Esquema del bloque PLL).

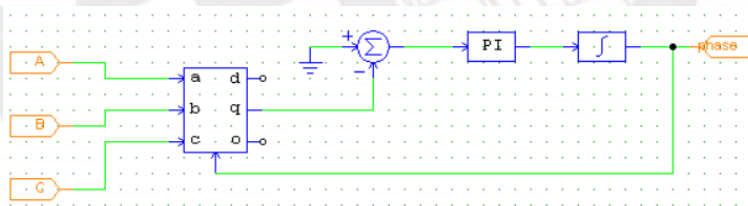


Fig. 4.5 Lazo de control del PLL en PSIM

El lazo de control anterior, luego de ser linealizado y reestructurado se convierte en el lazo determinado en la Fig. 3.11 (Lazo de control PI para el PLL), en el cual se tiene como entrada la fase deseada y la salida sigue siendo fase estimada. En cuanto al controlador PI, es el mismo, pero la planta integral mostrada en la Fig. 4.5, se convierte en:

$$Gp(s) = \frac{V}{s} \left(\frac{1}{T_r s + 1} \right). \quad (4-1)$$

La función de transferencia mostrada en (4-1) es la que se utiliza para el diseño del controlador.

4.1.3.1. Diseño de controlador del PLL con Matlab

El código de Matlab, mostrado en la Tabla 4.3, determina los parámetros del controlador PI, utilizando las características de la planta modificada (4-1) mediante el método del Óptimo Simétrico, tratado en la sección 3.2.1.1.

Como el requisito principal es que la dinámica del PLL sea más veloz que un periodo de onda trifásica (60 Hz), se establece que el ancho de banda del PLL sea 180 Hz (línea 7 de la Tabla 4.3).

Tabla 4.3 Código Matlab para diseño del controlador PI del PLL

1	close all; clear; clc;
2	%% Datos
3	V=220*sqrt(2)/sqrt(3); % Amplitud de un voltaje senoidal trifásico de 220 Vrms línea a línea
4	fs=25e3; %frecuencia de muestreo (mitad de la frecuencia del PWM)
5	%% Datos procesados
6	Tr=10*(1/(fs)) %Tiempo de retardo (se considera 10 veces el tiempo de muestreo)
7	fm=180; % frecuencia media (o de corte para ganancia unitaria)
8	wc=2*pi*fm; %frecuencia de corte en rad/s
9	%% Planta modificada
10	s=tf('s');
11	G=V/s*(1/(Tr*s+1)); %función de transferencia de la planta
12	%% Controlador PI (método del Óptimo Simétrico)
13	a=1/(wc*Tr); %Parámetro
14	Ti=a^2*Tr %Tiempo integral
15	K=1/(a*V*Tr) %Ganancia proporcional
16	C=K*(1+1/(Ti*s)); % función de transferencia del controlador PI
17	%% Diagrama de Bode
18	figure(1);
19	bode(C*G); % grafica bode del lazo abierto
20	margin(C*G); % muestra el margen de fase en el diagrama de Bode
21	grid on;
22	%% Respuesta a entrada tipo rampa
23	GLC=feedback(C*G,1); % lazo cerrado
24	t=0:0.0001:0.016; % tiempo de simulación (hasta completar un periodo de onda de 60 Hz)
25	th_real=2*pi*60*t; % consigna (fase instantánea)
26	th_est=lsim(GLC,th_real,t); % salida (fase obtenida por el PLL)
27	figure(2);
28	plot(t,th_real,t,th_est); grid on; % grafica respuesta a entrada rampa
29	legend('fase real','fase obtenida del PLL')
30	%% Error de fase instantanea
31	figure(3);
32	plot(t,(th_real-th_est)*180/pi); grid on;
33	xlabel('Tiempo (s)');
34	legend('Error de fase instantanea (°)');

Los códigos en Matlab mostrados en la Tabla 4.3 tienen comentarios; sin embargo, se refuerza algunos comentarios:

- Línea 4: La frecuencia de muestreo, en condiciones reales sería definido por procesador a utilizar. En el caso de un DSP es posible lograr una frecuencia de muestreo de 25 kHz
- Línea 6: El tiempo de retardo, es debido al tiempo de procesamiento digital. El tiempo de retardo se considera 10 veces el tiempo de procesamiento digital
- Línea 7: Mediante pruebas se determinó que la frecuencia de corte para ganancia unitaria, sea de 180 Hz. Sin embargo, se tiene como criterio general, que sea mayor a 60 Hz (señal a procesar) y menor a 2.5 kHz (frecuencia de retardo)
- Línea 11: Función de transferencia de la planta modificada (4-1)
- Líneas 14, 15 y 16: Parámetros del controlador obtenidas por el método del Óptimo Simétricos, ver expresiones (3-5), (3-6) y (3-7)

La Fig. 4.6 muestra el diagrama de Bode obtenido, donde es apreciable que el sistema se comporta como un filtro pasa bajo de tercer orden, con un ancho de banda de 180 Hz ($1.13e3$ rad/s) para lo cual se diseñó. Además de tener un margen de fase de 41.3° con pendiente horizontal en dicha frecuencia, lo cual son buenas características en cuanto a robustez y estabilidad del control.

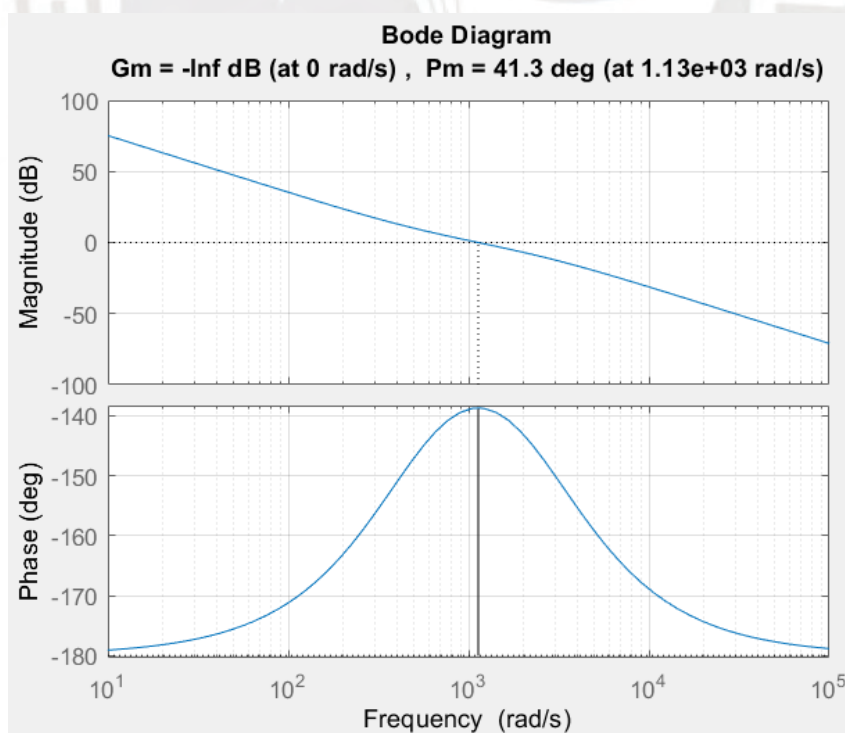


Fig. 4.6: Diagrama de Bode del lazo abierto del PLL

La Fig. 4.7 muestra la respuesta a una entrada rampa con pendiente de 377 rad/s (60 Hz), ya que es la fase instantánea que el PLL debe seguir, notando que logra seguir la consigna sin error de estado estacionario.

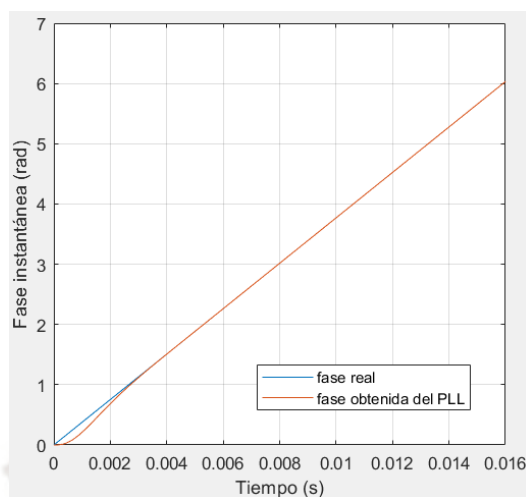


Fig. 4.7: Respuesta dinámica del PLL a una entrada rampa

La Fig. 4.8 muestra el error de la fase instantánea estimado por el PLL en grados sexagesimales, notando que no llega a más de 17° de error en un inicio y se estabiliza antes de los 8 ms. Por lo tanto, el diseño del controlador es apropiado, ya que satisface la dinámica del error es el doble de veloz que un ciclo de 60 Hz (16.6 ms) y tiene un sobreimpulso máximo menor a 20° .

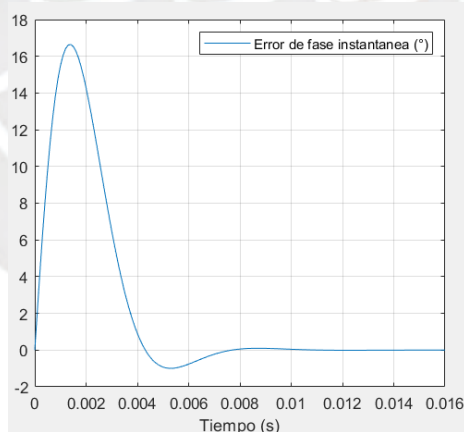


Fig. 4.8: Error de la fase instantánea obtenido del PLL

Finalmente, los parámetros del controlador PI, son obtenidos de las líneas 14 y 15 de código mostrado en la Tabla 4.3:

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

4.1.3.2. Validando el PLL con PSIM

Tal como se mencionó al analizar la Fig. 4.3, el circuito generador trifásico patrón diseñado en PSIM utiliza un bloque PLL, el cual se muestra en la Fig. 4.9a. Internamente el PLL fue mostrado en la Fig. 4.5 y que se vuelve a mostrar en la Fig. 4.9b, con los parámetros del controlador diseñado.

La Fig. 4.9c muestra el error en la estimación de fase del PLL medido en grados sexagesimales, notando un máximo error de estimación de fase de 12.5° y un tiempo de estabilización de 6 ms. Ambos resultados son ligeramente mejores que los obtenidos en el diseño en Matlab (Fig. 4.8), por lo que valida el diseño del PLL.

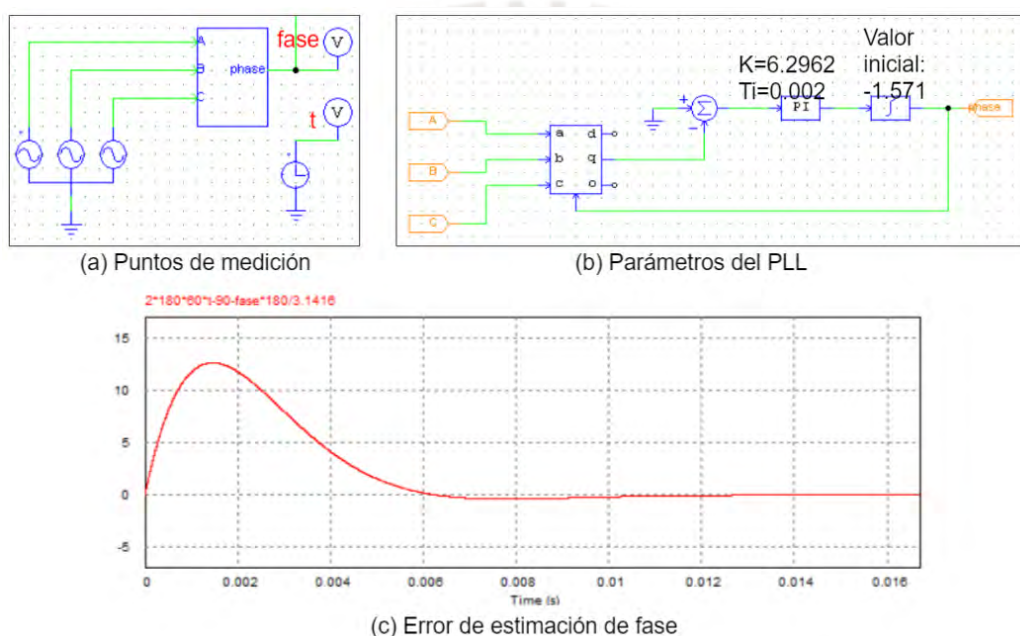


Fig. 4.9: Validación del PLL con PSIM

A continuación, se describe la ecuación para obtener la gráfica de la Fig. 4.9c.

El error de estimación de fase se obtiene mediante:

$$error_{fase} = \theta_{real} - \theta_{est} . \quad (4-2)$$

Al ser la frecuencia requerida de 60 Hz, la fase real se puede obtener midiendo el tiempo (Fig. 4.9a), entonces (4-2) se reescribe como:

$$error_{fase} = 2\pi(60)t - \theta_{est} . \quad (4-3)$$

Sin embargo, la transformada dq utiliza funciones coseno para representar señales trifásicas, lo cual en un tiempo inicial debería tener una fase inicial de -90° (-1.571 rad), para iniciar el voltaje en cero. Por ello es necesario restar este valor a la fase real. La expresión (4-4) muestra este cambio y la transformación a grados sexagesimales de la expresión (4-3).

$$error_{fase} = ((2(180^\circ)(60)t - 90^\circ) - \theta_{est}) \frac{180^\circ}{\pi} \quad (4-4)$$

La expresión (4-4) es la utilizada para graficar el error estimado, además es mostrada en el título de la Fig. 4.9c. Por último, se debe tener en cuenta que, de la misma manera, a la fase inicial estimada también debe restarse 90° (1.571 rad), para ello, se colocó -1.571 rad como condición en la planta, tal como muestra la Fig. 4.9b.

Para observar el funcionamiento del inversor, utilizando el PLL diseñado. La Fig. 4.10 muestra el circuito completo y los puntos de medición de los voltajes de referencia (etiquetas Vg1, Vg2 y Vg3) y de los voltajes de salida del inversor (etiquetas Va, Vb y Vc).

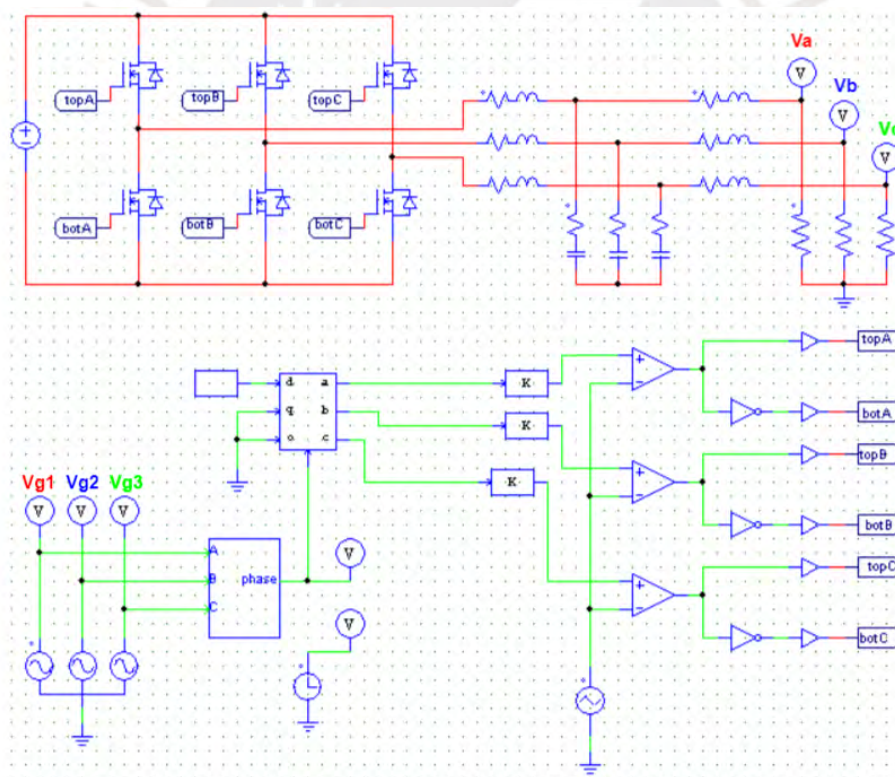


Fig. 4.10: Circuito completo del inversor conectado a carga resistiva

La Fig. 4.11 muestra el resultado de comparar los voltajes de referencias con los voltajes de salida del inversor. Notando que la salida del inversor logra el seguir el voltaje de referencia en menos de un periodo de onda de 60 Hz (16.6 ms).

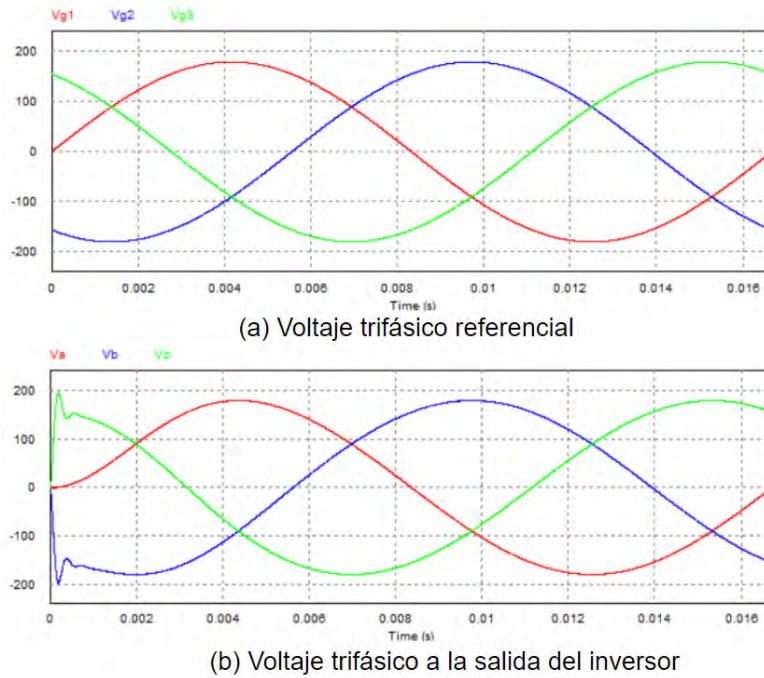


Fig. 4.11: Señales de referencia y salida del inversor para un periodo de onda

4.2. Control de corriente trifásica

Para conectar una batería a la red, es necesario un control de la corriente que se inyecta a la red, tal como muestra la Fig. 4.12. Se observa que las consignas de corriente están con letras azules y en el sistema dq .

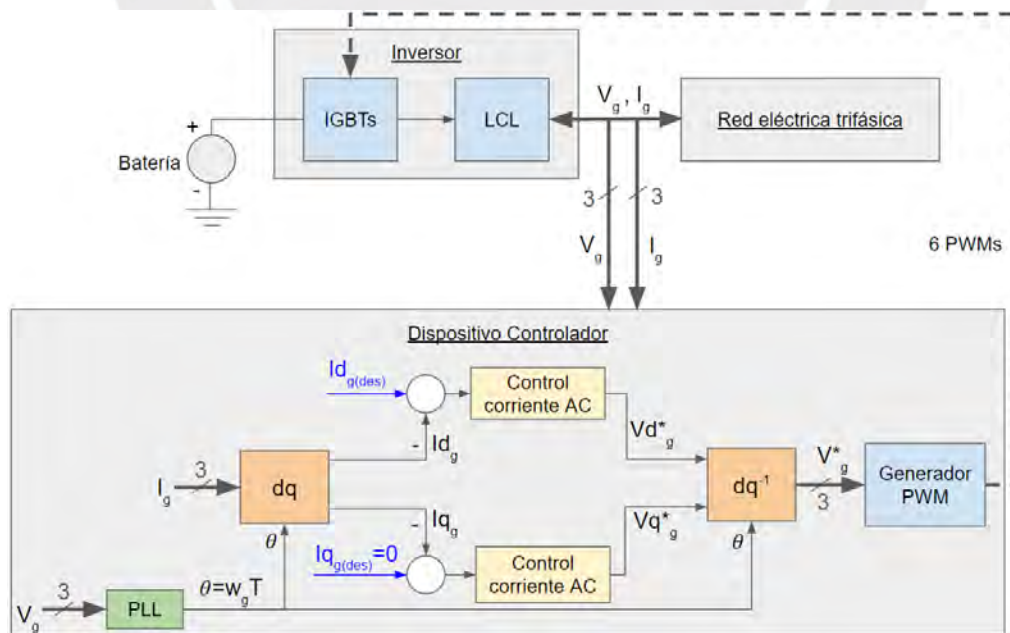


Fig. 4.12. Esquemático completo de un inversor que conecta una batería a la red trifásica

La Fig. 4.13 muestra en PSIM el circuito de potencia del inversor mostrado en la Fig. 4.12. En la sección 3.2.2 (Lazo de control de corriente trifásica) se justifica porqué se simula la red “idealmente” como una fuente de voltaje trifásico. Notar que se utiliza sensores de corriente a la salida del inversor, porque es la variable que se desea controlar. Además, se utiliza sensores de voltaje de la red, para que el PLL diseñado en la sección anterior estime la fase de la red. La fase de la red es necesaria para calcular las transformadas dq en los lazos de control de corriente y de esa manera la corriente esté sincronizada (misma frecuencia) con la red.

Cabe mencionar que el PLL es parte del circuito de control (como muestra la Fig. 4.12), pero en PSIM se ha visto más cómodo colocarlo en el extremo derecho del circuito de potencia.

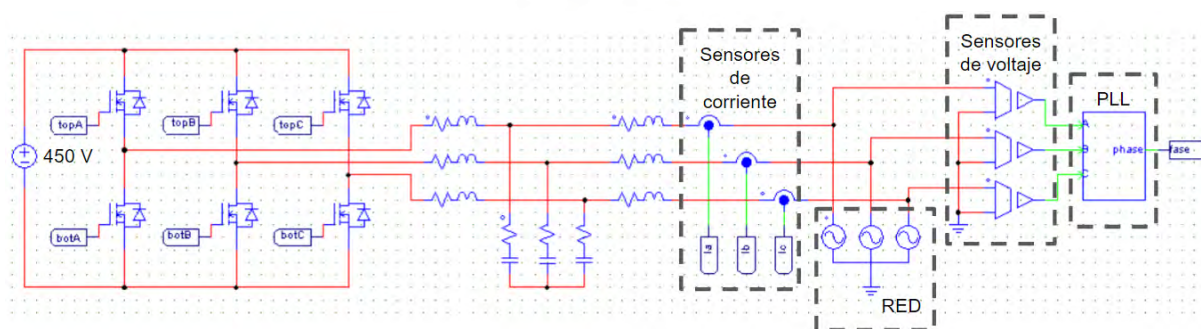


Fig. 4.13: Circuito de potencia de un inversor conectado a la red en PSIM

Debido a que la batería conectada a la entrada del inversor es de 450 V y el inversor está diseñado para una potencia de 4.5 kW, entonces la corriente nominal del inversor es 10 A. El filtro LCL del inversor debe ser capaz de soportar hasta un 20% de su corriente nominal. Sin embargo, se especifica 40% como máximo, porque cuando se diseña el lazo de inercia virtual, se especificará que la fuente de energía renovable tenga una potencia nominal de 0.9 kW (la quinta parte del inversor). En cuanto al tiempo de estabilización, es apropiado que sea cercano a la décima parte de un periodo de onda trifásico (16.6 ms); es decir menor a 1.7 ms. Por lo tanto, los requerimientos del control son:

- Tiempo de estabilización menor a 1.7 ms (décima parte de un periodo de onda trifásica)
- Máximo sobreimpulso de corriente menor a 40% ante una entrada escalón (para no dañar al inversor).

La dinámica veloz en el lazo de corriente, se justificará al diseñar el lazo en cascada para el control de voltaje del bus dc, cuando se reemplaza la batería por una fuente de energía renovable.

4.2.1. Diseño del control de la corriente trifásica inyectada a la red con Matlab

La expresión (3-9) determinó la función de transferencia linealizada y simplificada del filtro LCL y que se muestra en la línea 6 del código de la Tabla 4.4. Por otro lado, los parámetros del filtro LCL (Tabla 4.1) son mostrados de la línea 1 a la línea 5 del código.

Tabla 4.4 Código Matlab para obtener la función de transferencia del filtro LCL

1	L1=1000e-6;
2	L2=100e-6;
3	C=15e-6;
4	Rd=0.7878;
5	s=tf('s');
6	G=(Rd*C*s+1)/(C*L1*L2*s^3+Rd*C*(L1+L2)*s^2+(L1+L2)*s);
7	rlocus(G);

Por lo tanto, la función de transferencia obtenida para el filtro LCL es:

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

La línea 7 del código de la Tabla 4.4 determina el lugar geométrico de raíces (LGR) del sistema en lazo cerrado, el cual se observa en la Fig. 4.14. Se observa que para una ganancia proporcional de 5.01, el sistema en lazo cerrado es estable. Por otro lado, el tener un integrador en la función de transferencia de la planta (4-5), hace pensar que un control proporcional es suficiente.

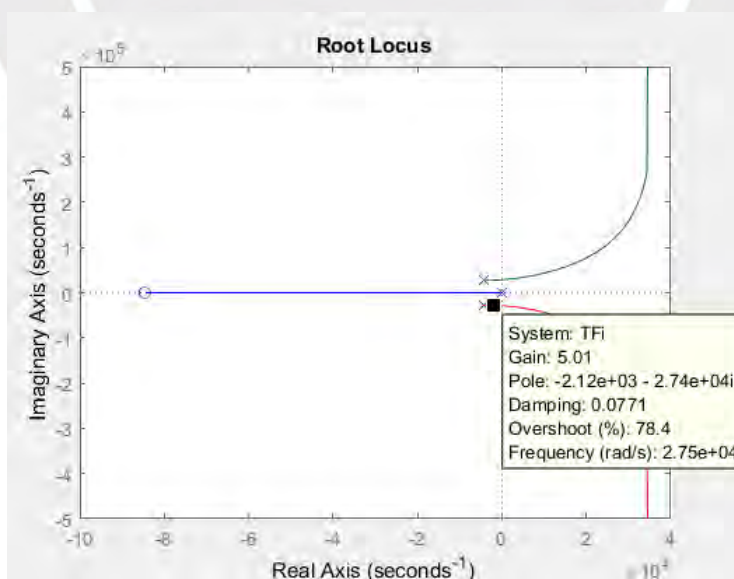


Fig. 4.14: Lugar geométrico de raíces de la función de transferencia del filtro LCL

La Fig. 4.15 muestra la respuesta para una entrada escalón unitario, al aplicar un control proporcional con ganancia de 5.01 (diseñado por el LGR). Se observa que el sistema no tiene error de estado estacionario y que se estabiliza en aproximadamente 1.2 ms, lo cual satisface los requerimientos.

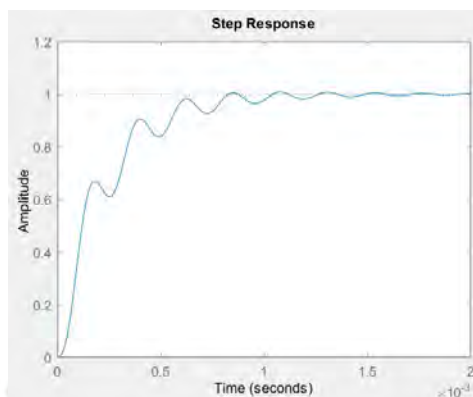


Fig. 4.15: Respuesta al escalón unitario, para un control P con $k_p=0.5$

Si bien un control P aparenta ser suficiente para el control de la corriente trifásica inyectada a la red, se debe recordar que la función de transferencia del filtro LCL es aproximada, ya que fue linealizado, además, que se despreció los acoplamientos cruzados. Por ello, se diseña también un control proporcional integral (PI).

Para el diseño del controlador PI, se hace uso del método de Ziegler-Nichols. Se inicia determinando la ganancia crítica del sistema en lazo cerrado con un control proporcional. Para ello se hace uso del LGR determinado en la Fig. 4.14 y se observa la ganancia en el cruce con el eje $j\omega$, tal como muestra la Fig. 4.16.

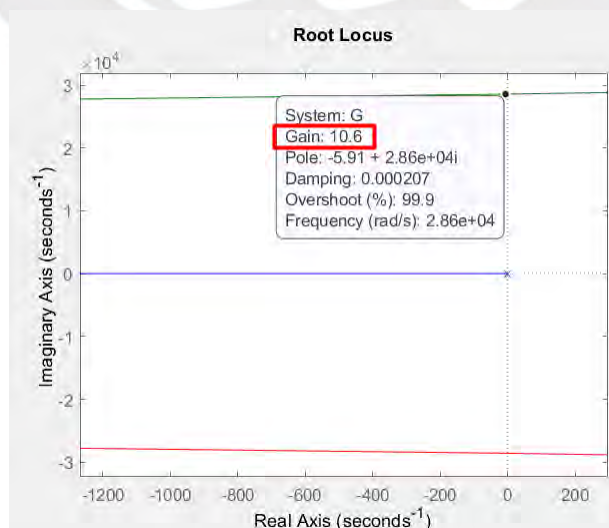


Fig. 4.16: Determinación de la ganancia crítica, a partir del LGR

Se determina el periodo crítico (Fig. 4.17b), al observar la respuesta al escalón unitario para el sistema en lazo cerrado con ganancia crítica ($K_{cr}=10.6$).

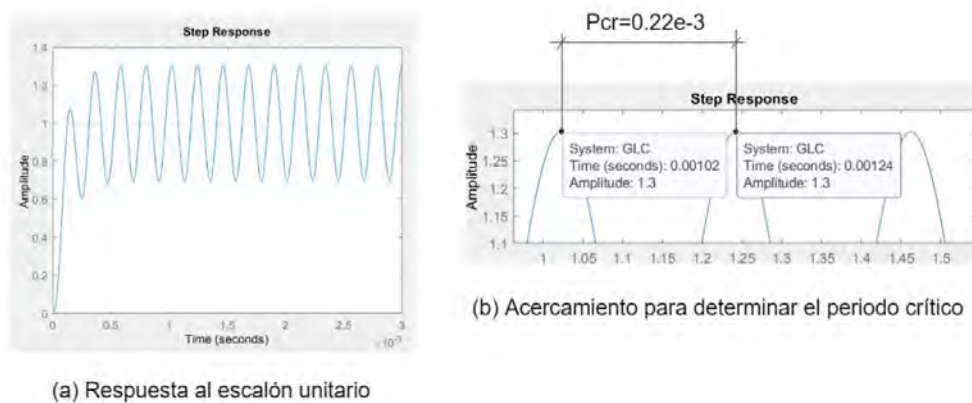


Fig. 4.17: Determinación del periodo crítico.

Teniendo los parámetros de Ziegler-Nichols ($K_{cr}=10.6$ y $P_{cr}=0.22e-3$), se determina las ganancias para un control PI, a partir de la Tabla 8-2 de (Ogata, 2010).

- $k_p=4.77$ (ganancia proporcional)
- $T_i=0.183e-3$ (tiempo integral).

La Fig. 4.18 muestra la respuesta al escalón unitario, lo cual muestra un sobreimpulso menor al 40% y un tiempo de estabilización de 1.5 ms (menor a 1.7 ms); por lo tanto, el diseño satisface los requerimientos.

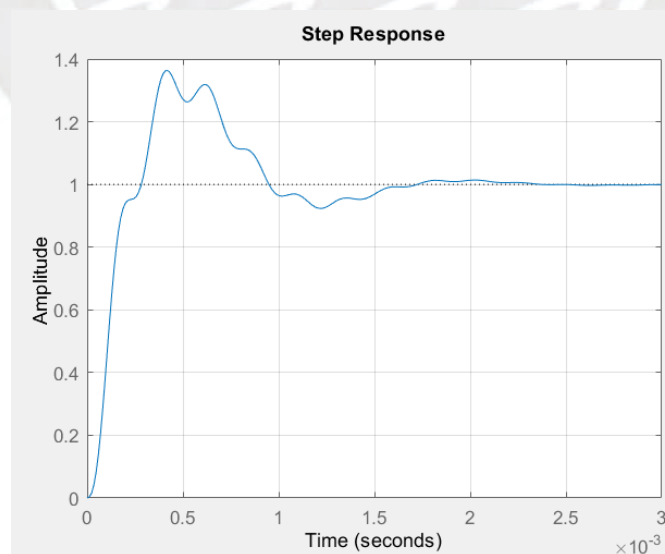


Fig. 4.18: Respuesta a una entrada escalón para el sistema con control PI

4.2.2. Validando el control de la corriente trifásica inyectada a la red con PSIM

La Fig. 4.19a muestra que, en el “Dispositivo controlador”, las consignas $I_{d(g(des))}$ e $I_{q(g(des))}$, se muestran en la Fig. 4.19b (que es igual a la Fig. 3.16) como $I_{2d(des)}$ e $I_{2q(des)}$, respectivamente. La Fig. 4.19b muestra los lazos de control como funciones de transferencia, donde $C_i(s)$ es la función de transferencia del bloque “Control corriente AC” en la Fig. 4.19a, el cual es el controlador diseñado con Matlab en la sección anterior.

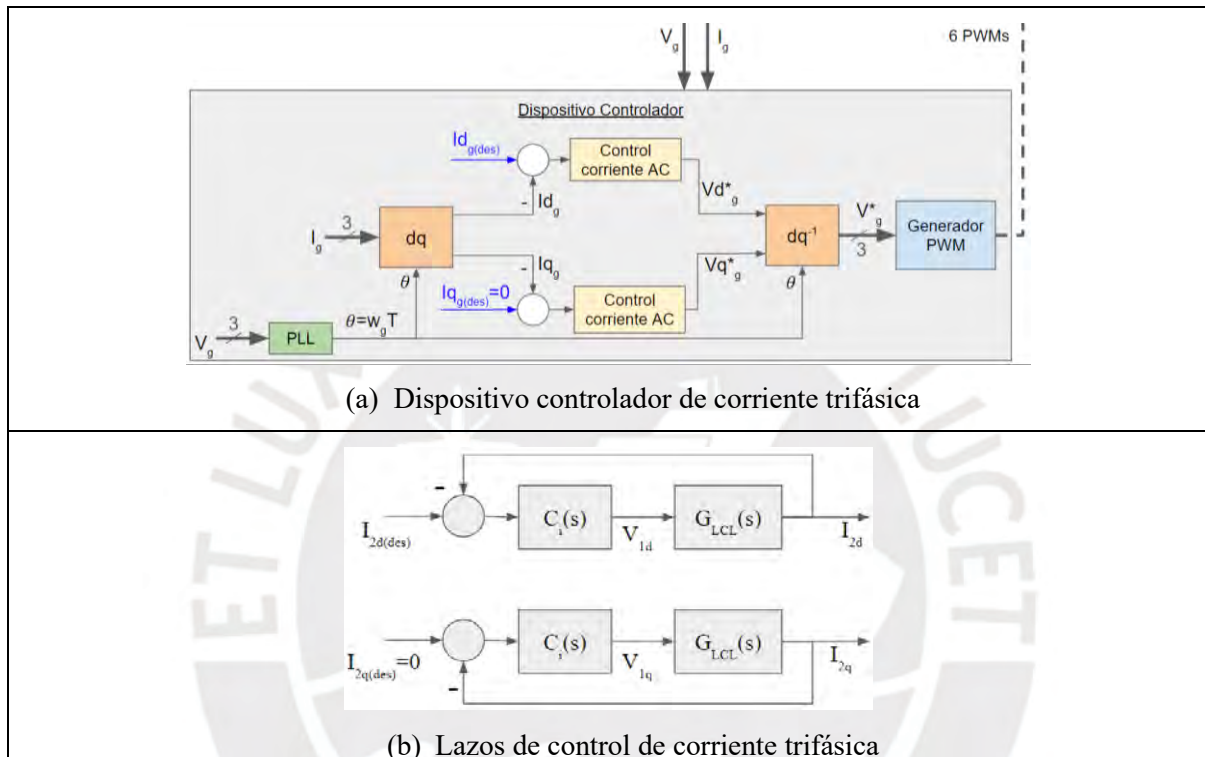


Fig. 4.19. Esquema para control de corriente trifásica de un inversor conectado a la red.

La Fig. 4.20 muestra en PSIM el circuito mostrado en la Fig. 4.19a, aplicando un control P.

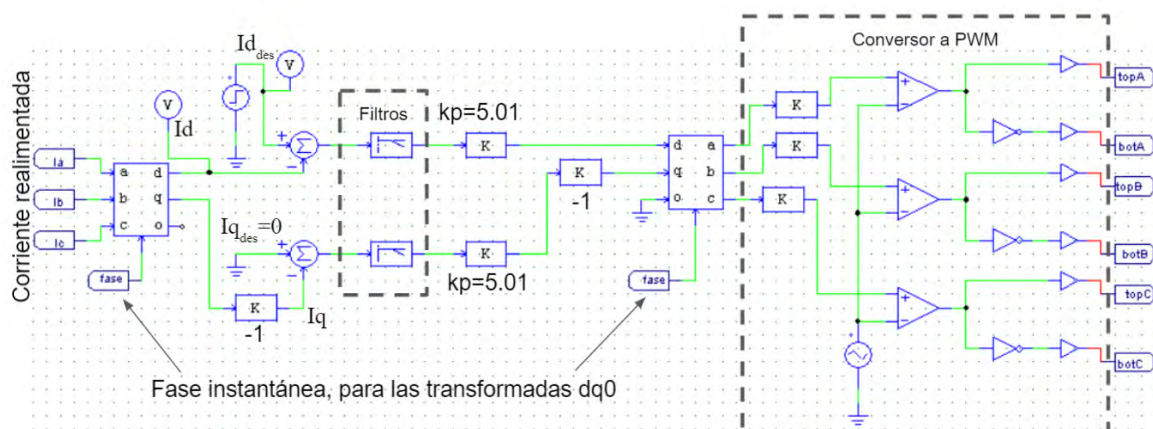


Fig. 4.20. Circuito de control de corriente del Inversor, con control proporcional ($k_p=5.01$)

A continuación, se explica el detalle de cada componente mostrado en la Fig. 4.20.

- La consigna de la componente d ($I_{d_{des}}$) se utiliza una fuente de voltaje dc que establece como referencia un escalón de 10 A a 20 A. Notar que 20 A duplica la corriente nominal del inversor (10 A); sin embargo, se utiliza para efectos de simulación y observar la dinámica
- La consigna de la componente q ($I_{q_{des}}$) es 0 A, ya que se desea inyectar a la red, solo potencia activa. Por ello su terminal es conectado a tierra
- Se utiliza filtros pasa bajo de 20 kHz, en la señal de error, ya que el cableado en un circuito real tiene una ligera reactancia inductiva; sin embargo, su efecto es mínimo por el gran ancho de banda
- Se está utilizando una ganancia proporcional ($k_p=5.01$), que fue probado en simulación en Matlab y mostrado en la Fig. 4.15
- En la componente q , se ha colocado una ganancia negativa después de la transformada $dq0$ y antes de la transformada $dq0$ inversa. Esto debido, a que en el marco teórico se trabajó con la componente q en el sentido opuesto (ver Fig. 3.6) al que trabaja PSIM.

La Fig. 4.21 muestra el resultado de medir la componente $I_{d_{des}}$ e I_d medida de la red, notando que no se llega a controlar el sistema, ya que a pesar que la respuesta transitoria es buena, tiene mucho error de estado estacionario. Este resultado justifica, que un control proporcional no es suficiente, debido a que la función de transferencia del filtro LCL ha sido simplificada según lo explicado en la sección 3.2.2.1.

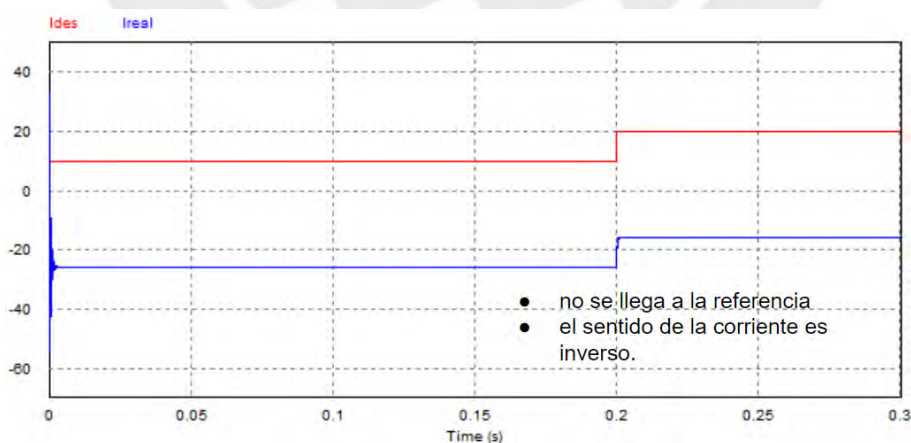


Fig. 4.21: Respuesta del control de corriente (componente d), utilizando control proporcional

Para que el sistema logre controlar, es necesario un control PI. La Fig. 4.22 muestra el circuito de control en PSIM con los parámetros del control PI diseñado en Matlab.

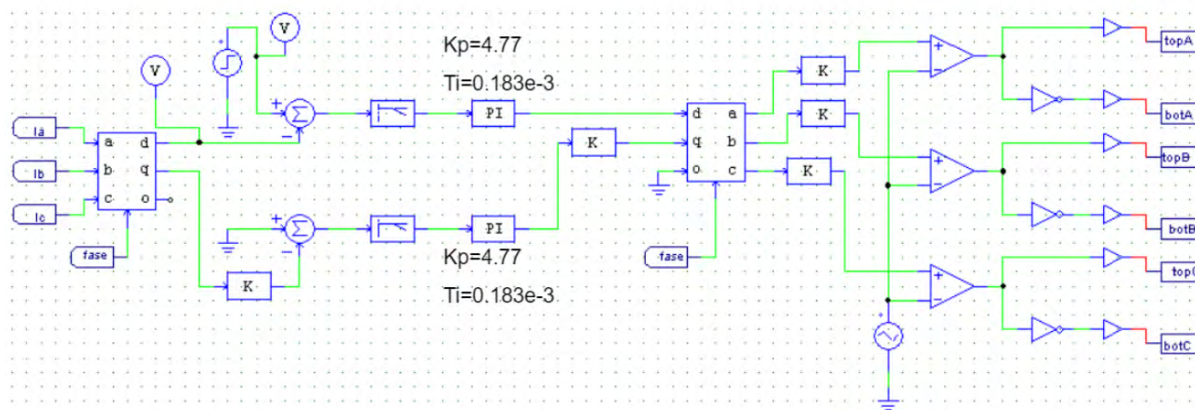


Fig. 4.22: Circuito de control de corriente del Inversor, con control PI

La Fig. 4.23 muestra el resultado de medir la componente $I_{d\text{des}}$ e I_d (real), notando que el sistema llega a controlarse y estabilizarse en la corriente deseada. Además, al observar el acercamiento de la transición de 10 A a 20 A, se verifica que tiene una dinámica muy parecida a la obtenida por Matlab (Fig. 4.18), con tiempo de estabilización de 1.5 ms (menor a 1.7 ms) y máximo sobreimpulso de aproximadamente 40%. Por lo tanto, se valida el diseño.

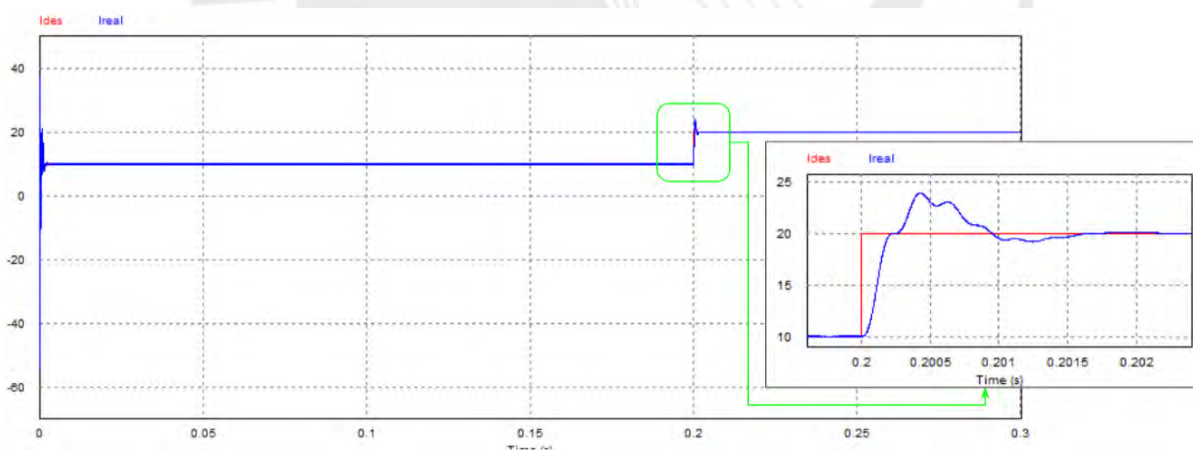


Fig. 4.23: Respuesta del control de corriente (componente d), utilizando control PI

Finalmente, la Fig. 4.24 muestra la respuesta del escalón de 10 A a 20 A, pero como señal trifásica.

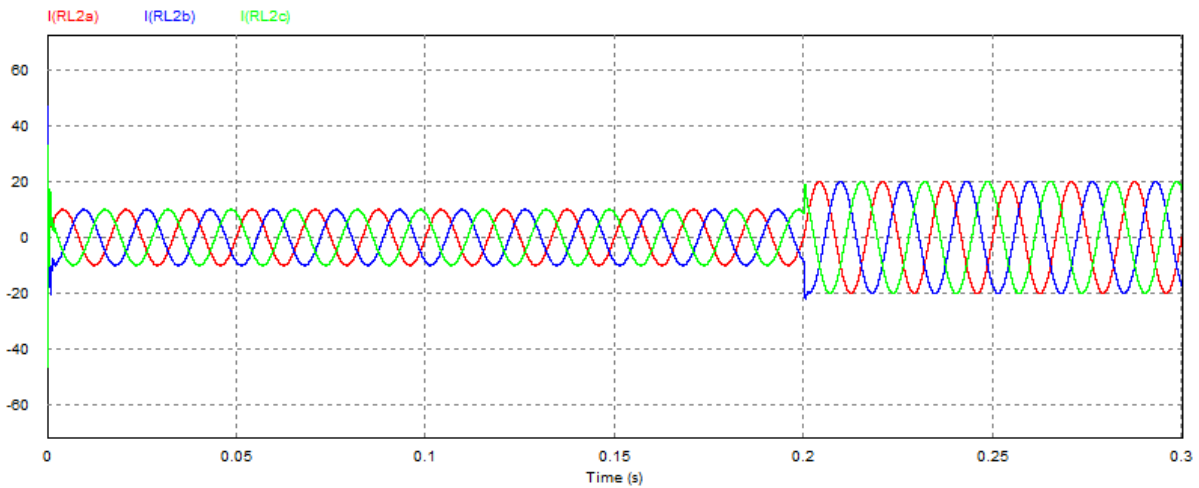


Fig. 4.24: Respuesta del control de corriente trifásica, utilizando control PI

4.3. Control de voltaje del bus dc

Un inversor que en vez de conectar baterías (como en la Fig. 4.12), conecta una fuente de energía renovable, tal como muestra la Fig. 4.25, hace uso de capacitores en el bus de enlace dc ($C=360 \mu\text{F}$) y una estrategia de control para regular el voltaje en dicho bus dc. La estrategia es controlar la corriente inyectada a la red, para regular el voltaje del bus dc, es decir un control en cascada. La consigna del voltaje del bus dc se muestra con letras azules en el “Dispositivo Controlador”.

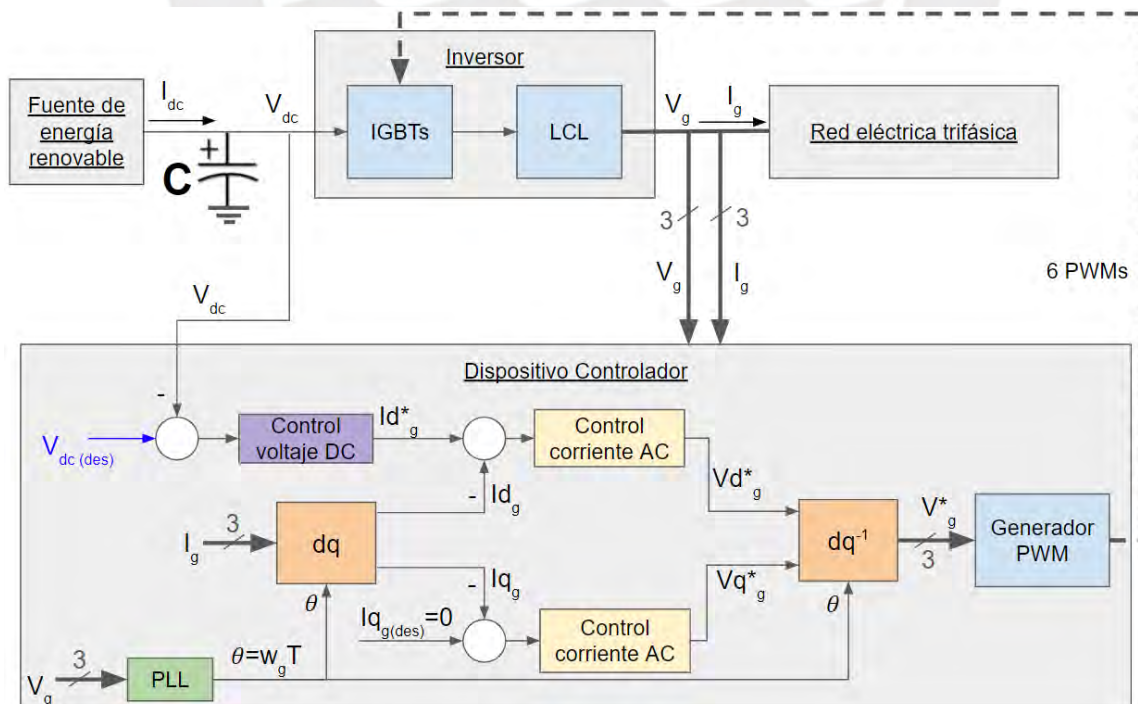


Fig. 4.25. Inversor que conecta una fuente de energía renovable a la red.

La Fig. 4.26 muestra en PSIM el circuito de potencia del inversor mostrado en la Fig. 4.25. En tal circuito se simula la fuente de energía renovable como una fuente de corriente y se sensa el voltaje del bus dc, que es lo que se desea controlar. Notar que la fuente de corriente tiene la forma de escalón, con el objetivo de hacer pruebas en el control.

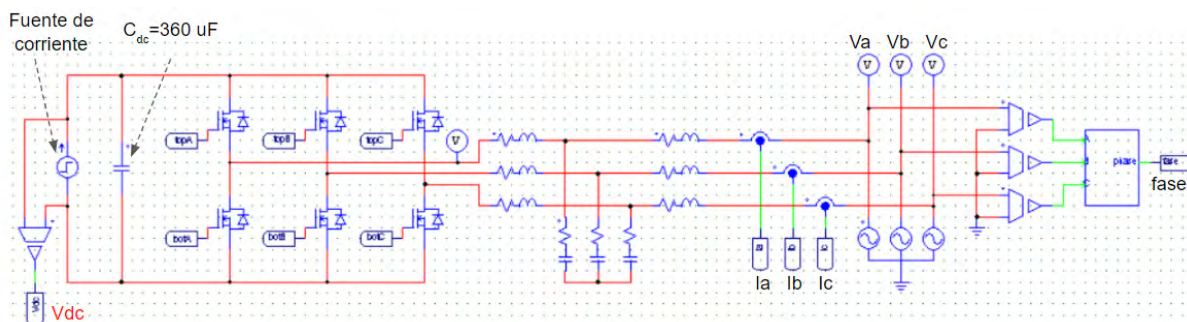


Fig. 4.26: Circuito de potencia, en PSIM, de un inversor que conecta una fuente de energía renovable a la red.

Para conservar un índice de modulación de 0.8, según la ecuación (3-14), el voltaje del bus dc debe seguir siendo de 450 V, esto justifica la necesidad de un control de voltaje en el bus dc. Por otro lado, ante una variación de corriente de la fuente de energía renovable (I_{dc}), el voltaje de bus dc no debe ser mayor a 500 V, para no dañar a los capacitores seleccionados y el voltaje mínimo no debe ser menor a 360V, para evitar acercarse a la sobremodulación (índice de modulación mayor o igual a 1). Aplicar la ecuación (3-14) para demostrar esta última afirmación.

En cuanto al tiempo de estabilización, el lazo de voltaje debe ser más lento que el lazo de corriente; es decir, el ancho de banda del lazo de voltaje debe ser menor al lazo de corriente, porque es un control en cascada. Además, debe durar menos de 0.5 s, debido a que debe ser más veloz que el lazo de inercia virtual (que se diseña en el capítulo 5), el cual está en la escala de los segundos.

Por lo tanto, los requerimientos del control de voltaje del bus dc son:

- El voltaje del bus dc debe regularse a 450 V, y ante una perturbación de corriente I_{dc} , el sobreimpulso máximo no debe ser menor a 360 V (para evitar sobremodulación) ni mayor a 500 V (para no dañar a los capacitores del bus dc)
- El lazo de voltaje debe ser más lento que el lazo de corriente
- El tiempo de estabilización debe ser menor a 0.5 s (dinámica más rápida que el lazo de inercia)

4.3.1. Diseño del controlador de voltaje dc con Matlab

El código de Matlab mostrado en la Tabla 4.5, se utiliza para la sintonización del controlador de voltaje del bus dc. En la línea 18 se establece que el ancho de banda del lazo de voltaje sea la quinta parte del lazo de corriente, con el objetivo de cumplir el primer requerimiento. Los otros 2 requerimientos, se ponen a prueba luego de ejecutar el código y hacer simulaciones.

Tabla 4.5: Código Matlab para obtener la función de transferencia del bus de enlace dc

1	close all; clear; clc;
2	Vdc_des=450; %Voltaje del bus de enlace dc deseado
3	Vg=179.6; %Voltaje pico del voltaje trifásico de la red
4	m=(2*Vg)/Vdc_des; %índice de modulación (aprox 0.8), ecuación (3-14)
5	Cdc=360e-6;%capacitancia del bus dc
6	s=tf('s');
7	Gv=-m/(s*Cdc); %función de transferencia del bus dc
8	%% Bode de lazo de corriente
9	Gi=(1.182e-5*s+1)/(1.5e-12*s^3+1.3e-8*s^2+0.0011*s);% LCL, ecuación (4-5)
10	Kp=4.77; %ganancia proporcional, lazo de corriente
11	Ti=0.183e-3; %ganancia integral, lazo de corriente
12	Ci=Kp*(1+1/(Ti*s)); %control PI corriente
13	subplot(1,2,1);
14	bode(Gi*Ci); grid;%ancho de banda 976 Hz
15	h = gcr;% util para mostrar bode en Hz
16	setoptions(h,'FreqUnits','Hz'); % util para mostrar bode en Hz
17	%% Parámetros del controlador de voltaje dc
18	fc=200;% Aproximadamente la quinta parte de 976 Hz
19	wc=2*pi*fc; %frecuencia de corte en rad/s
20	Gvi=Gv*feedback(Gi*Ci,1);% Lazo abierto del sistema en cascada
21	Kp_vi=-1/(abs(evalfr(Gvi,wc*j))) %Ganancia proporcional, lazo de voltaje
22	a=0.01*wc;
23	Ki_vi=a*Kp_vi %Ganancia integral, lazo de voltaje
24	Ti_vi=Kp_vi/Ki_vi %Tiempo integral, lazo de voltaje
25	Cvi=Kp_vi+Ki_vi*1/s; %Controlador PI voltaje
26	%% Bode del lazo abierto en cascada
27	subplot(1,2,2);
28	bode(Cvi*Gvi); grid;
29	h = gcr; setoptions(h,'FreqUnits','Hz');

El código mostrado tiene varios comentarios; sin embargo, a continuación, se complementa algunos comentarios.

- La línea 2: Se coloca como voltaje dc deseado, igual al voltaje de la batería ideal con el que se trabajó anteriormente, es decir 450 V
- La línea 4: Determina el índice de modulación, según la ecuación (3-14)
- La línea 7: Obtiene la función de transferencia del bus dc, según la ecuación (3-17)
- La línea 9: Es la función de transferencia del filtro LCL, según la ecuación (4-5)

- Línea 10 a 12: Obtiene la función de transferencia del controlador PI diseñado, anteriormente, para el lazo de control de corriente trifásica
- Línea 14 a 16: Muestra el diagrama de bode del lazo de corriente (Fig. 4.27a), donde se observa que la frecuencia de corte es en aproximadamente 976 Hz
- Línea 18: Se elige como ancho de banda del lazo en cascada un valor cercano a la quinta parte, del lazo de corriente
- Línea 21: Se determina la ganancia proporcional del lazo de voltaje dc, utilizando la ecuación (3-25). Además, se ha agregado un signo negativo, para anular el signo negativo de la planta
- Línea 22: Parámetro de diseño del controlador PI, según la ecuación (3-23)
- Línea 23 y 24: Con el parámetro “a”, determinado en la línea 22, se obtiene la ganancia integral y el tiempo integral.
- Línea 27 a 29: Muestra el diagrama de bode del lazo en cascada (Fig. 4.27b), donde se comprueba que la frecuencia es aproximadamente 200 Hz (valor de diseño).

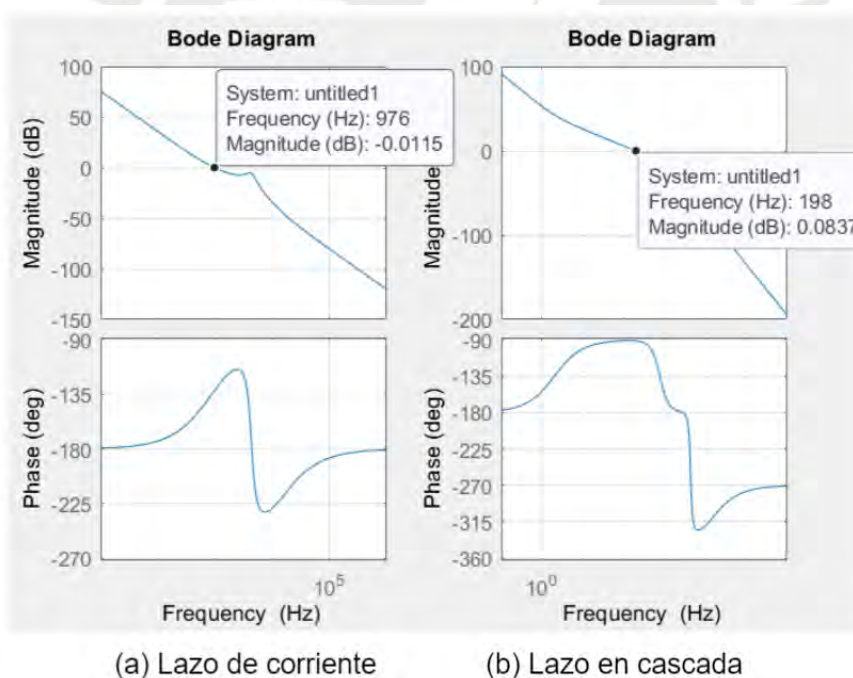


Fig. 4.27: Comparando anchos de banda mediante diagrama de Bode

La Fig. 4.28 muestra el diagrama de bloques en Simulink para el control de voltaje del bus dc, utilizando el esquema de la Fig. 3.20. Notar que solo se establece el lazo en cascada en la componente d , ya que la corriente en la componente en q es cero (para inyectar solo potencia activa). Las funciones de transferencias son mostradas en el código de la Tabla 4.5.

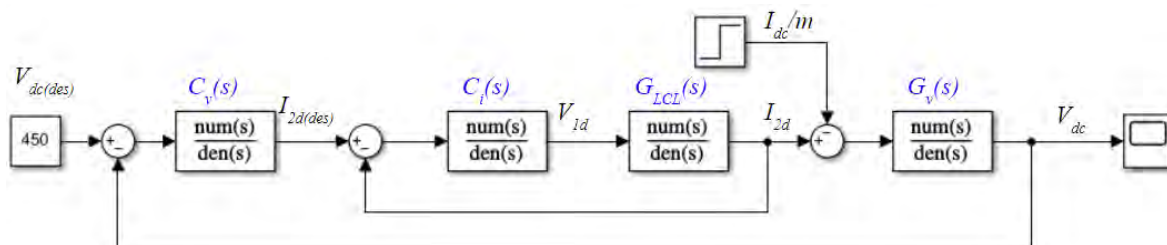


Fig. 4.28. Lazos de control de voltaje del bus dc.

Para probar si el diseño cumple con los requerimientos, se debe recordar que el inversor tiene una potencia nominal de 4.5 kW. Por ello, si el voltaje del bus dc (V_{dc}) se mantiene regulado a 450 V, entonces la corriente de la fuente de energía renovable (I_{dc}) debe ser 10 A, para trabajar a plena carga. Por lo tanto, en el Simulink de la Fig. 4.28, se establece que $V_{dc(des)}=450$ y I_{dc} sea un escalón que inicia en 10 A y cambia a 16 A o -16 A, en este último caso la fuente recibe energía de la red. La respuesta del voltaje del bus dc ante las perturbaciones mencionadas se muestran en la Fig. 4.29.

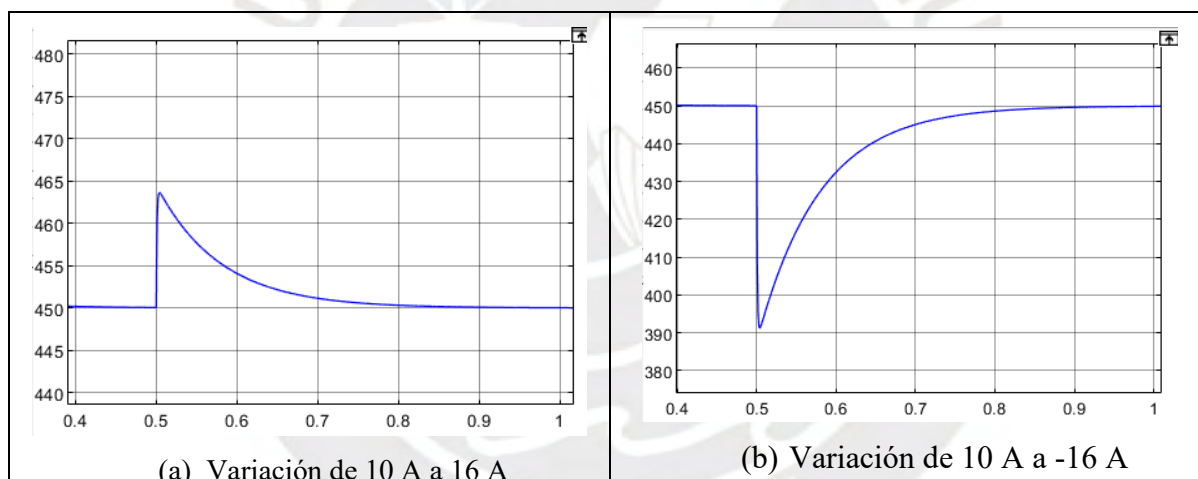


Fig. 4.29: Respuesta del voltaje del bus dc, ante variaciones de corriente de la fuente de energía renovable, en Simulink

Se observa que se cumplen los 2 requerimientos faltantes, ya que siempre el voltaje del bus dc se mantiene entre 360 V y 450 V y el tiempo de establecimiento es menor a 0.5 segundos. A pesar, de haber realizado un escalón a 16 A, lo cual supera en 60% la corriente nominal del inversor, lo cual es demasiado. Por lo tanto, el diseño del control de voltaje del bus dc está garantizado.

Finalmente, de las líneas 21 y 24 del código Matlab de la Tabla 4.5 se obtiene los parámetros del controlador PI, para el voltaje del bus dc.

- $K_p_{vi} = -0.531$ (Ganancia proporcional)
- $Ti_{vi} = 0.0796$ (Tiempo integral)

4.3.2. Validando el control de voltaje del bus dc con PSIM

La Fig. 4.30 muestra el circuito completo en PSIM, para validar el control del voltaje del bus dc. En el circuito se ha puesto con letras rojas las ganancias del controlador PI, diseñado en la sección anterior. Además, se muestra la consigna de 450 V en el circuito de control y la realimentación del voltaje medido en el bus dc (V_{dc}), que se desea controlar.

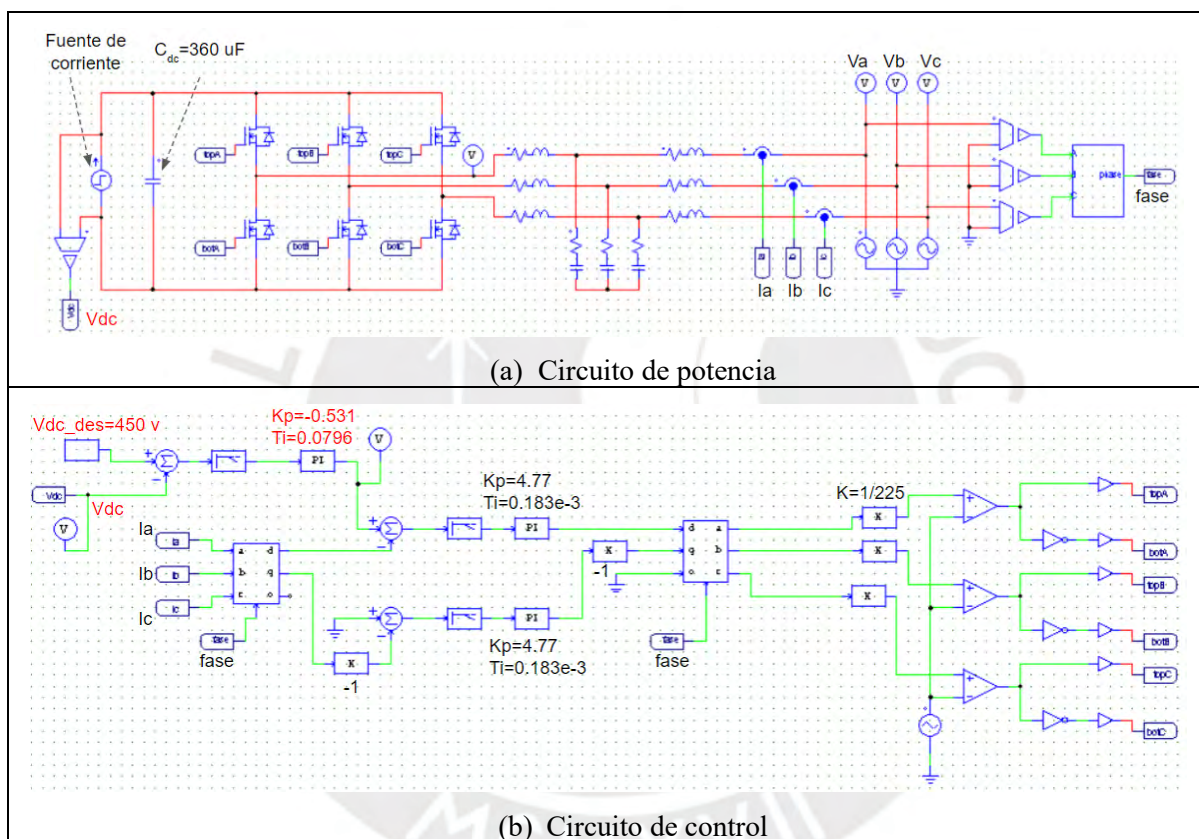


Fig. 4.30: Circuito en PSIM, para un inversor que conecta una fuente de energía renovable a la red.

La fuente de corriente de la Fig. 4.30a es utilizada para generar el escalón de 10A a 16A y -16A, lo cual representa variaciones de corriente de la fuente de energía renovable.

Los resultados de la regulación de voltaje del bus dc, ante los escalones de corriente se muestran en la Fig. 4.31.

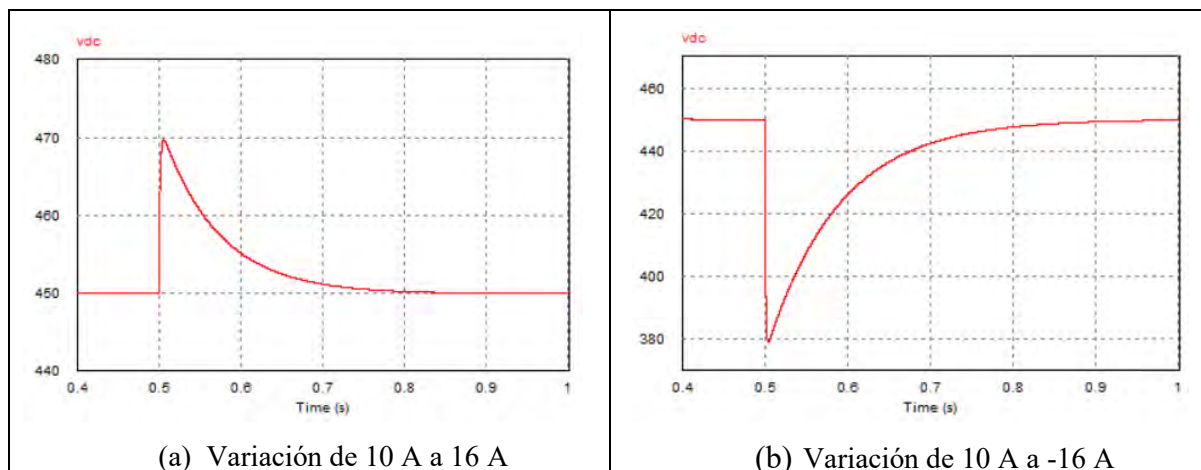


Fig. 4.31. Respuesta del voltaje del bus dc, ante variaciones de corriente de la fuente de energía renovable, en PSIM.

La dinámica obtenida en la Fig. 4.31 es muy similar a la obtenida con Simulink en la Fig. 4.29, notando que se siguen satisfaciendo los requerimientos:

- El voltaje se mantiene dentro del rango de 360 V a 450 V, para perturbaciones fuertes
- El tiempo de estabilización es menor a 0.5 s.

Por lo tanto, se valida el control diseñado para un inversor tradicional, que conecta una fuente de energía renovable con la red. Sin embargo, este diseño no considera la emulación de inercia, lo cual se trata en el siguiente capítulo.

CAPÍTULO 5.

ESTRATEGIA DE CONTROL DEL INVERSOR CON INERCIA

En este último capítulo se modifica la estrategia de control de un inversor tradicional, para que suministre inercia virtual (o emule inercia) igual o mejor que la inercia de un generador síncrono de grandes dimensiones. Cabe mencionar que, la emulación de inercia implica entregar picos de energía durante el suministro de inercia virtual. Por lo tanto, el inversor de 4.5 kW diseñado en el capítulo 4, tendrá que limitarse a una fuente de energía renovable que produzca la quinta parte de la potencia nominal del inversor, es decir 0.9 kW, para evitar destruir los componentes del inversor.

En la primera parte el capítulo trata la estimación de frecuencia de la red utilizando un FLL (*Frequency Locked Loop*). Cabe mencionar que el FLL también estima el RoCoF (*Rate of Change of Frequency*), lo cual no es aprovechado en esta tesis y se deja propuesto para estudios futuros. En la segunda parte, se diseña el lazo de suministro de inercia virtual, utilizando la frecuencia estimada por el FLL. Finalmente, se analizan los resultados obtenidos.

5.1. Estimación de frecuencia

Debido a que en el lazo de inercia se necesita medir la frecuencia de la red, en esta tesis se hace uso del FLL para estimar la frecuencia, a partir de la medición del voltaje trifásico de la red. Es importante que la estimación de frecuencia sea más veloz que la dinámica del lazo de inercia virtual, el cual está en la escala de los segundos.

La desviación máxima de frecuencia, permitida por el COES, es 0.36 Hz. En la práctica lo común es una desviación de 0.1 Hz (ver Fig. 1.5); sin embargo, para pruebas en el control, se considerará una desviación tipo escalón de 0.3 Hz. Si el máximo sobreimpulso en la transición es de 20%, entonces la desviación es de 0.36 Hz en ese instante (lo máximo permitido por el COES). Por lo tanto, se considera los requerimientos para la estimación de la frecuencia son:

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

El FLL trabaja en conjunto con un filtro adaptativo (AF), tal como muestra la Fig. 5.1. El AF recibe una señal senoidal contaminada con ruido (v) y cancela el ruido, obteniendo la señal senoidal (v'). Por otro lado, el FLL recibe información del AF para determinar una variable error de frecuencia (ε_f) y con ello estimar la frecuencia de la red (ω') y el RoCoF ($d\omega'/dt$). Notar que a su vez ω' es utilizada por el AF.



Fig. 5.1. Filtro adaptativo y FLL

Debido a la dependencia entre el AF y el FLL, la dinámica del AF afecta a la dinámica del FLL. Sin embargo, se puede tomar como referencia, que al igual que el FLL, se tenga un tiempo de estabilización menor a 0.5 s. Además, el ancho de banda del FLL debe ser independiente de la frecuencia de la señal senoidal a la que se filtrará el ruido. Por lo tanto, los requerimientos para el AF son:

- Tiempo de estabilización de 0.5 s
- Debe proveer el error de frecuencia (ε_f)
- Ancho de banda independiente de la frecuencia de la señal senoidal.

5.1.1. Diseño del AF

La Fig. 5.2 muestra el Simulink de un cancelador de ruido, utilizando un filtro adaptativo (AF) del tipo Integrador Generalizado (GI) tratado en la Fig. 3.25.

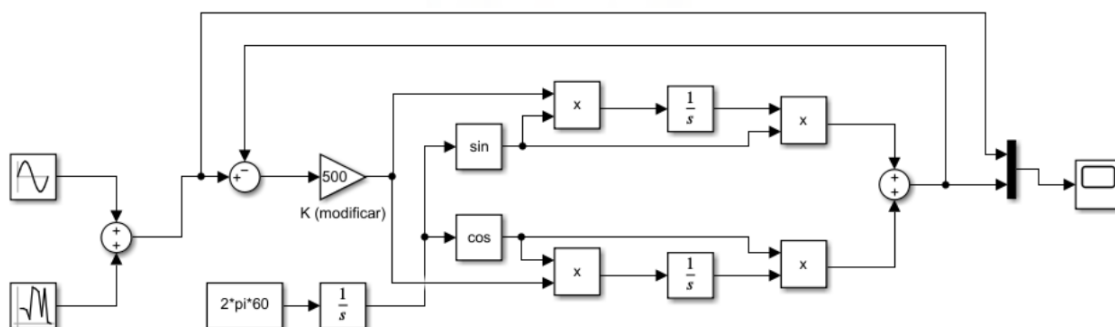


Fig. 5.2: Simulink del cancelador de ruido basado en GI.

La entrada primaria al GI es una señal senoidal de amplitud unitaria y 60 Hz contaminada (cada 1 ms) con ruido blanco de 0.01 de varianza y 0 de media. La otra entrada de referencia es el valor de la frecuencia en “rad/s” ($2\pi \cdot 60$) de la señal senoidal que se desea filtrar el ruido. Se observa que el GI tiene bloques seno y coseno, productos, integradores y una realimentación que se le aplica un control proporcional con ganancia ($K=500$)⁷, cuya estructura se determinó en la sección 3.3.1.1.

La Fig. 5.3 muestra el resultado del Simulink de la Fig. 5.2. La entrada primaria (señal roja), en la cual se observa que el AF cumple su objetivo, ya que la salida (señal de azul) tiene la misma amplitud, fase y frecuencia de la entrada de referencia y atenúa el ruido.

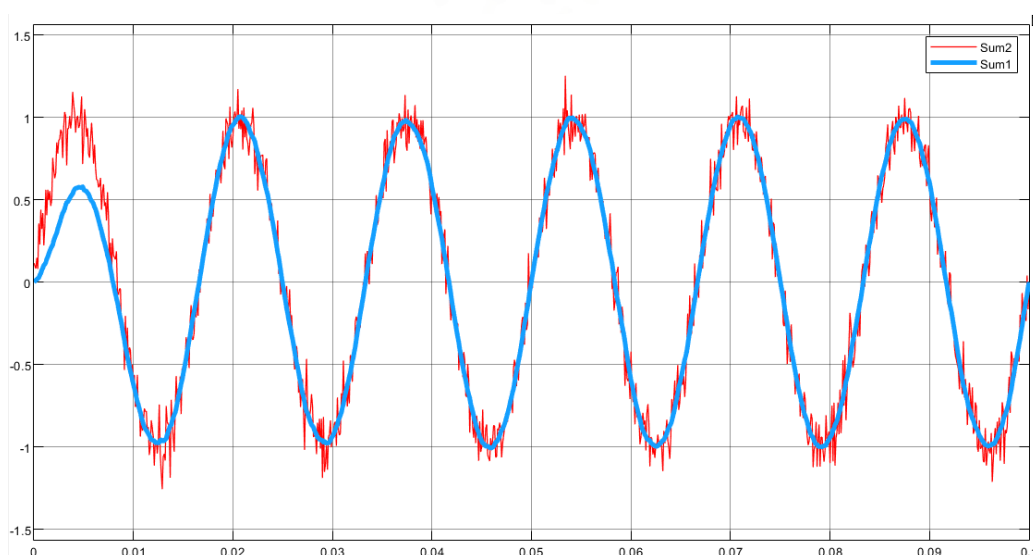


Fig. 5.3: Respuesta del cancelador de ruido basado en GI para una señal senoidal ruidosa

El cancelador de ruido basado en GI tiene 3 limitaciones.

- El ancho de banda y por ende el tiempo de establecimiento depende de K y también de la frecuencia (ver Fig. 3.27)
- Para estimar el error de frecuencia (ϵ_f) se necesita que la señal en cuadratura de la señal de salida, tenga la misma amplitud que la señal de salida, lo cual se justificó en la sección 3.3.1.1. Sin embargo, esto no se cumple en el AF basado en GI.
- Se necesita conocer que la frecuencia de la señal senoidal

⁷ El valor de $K=500$, no tiene mayor análisis que prueba y error, debido a que este GI será modificado posteriormente en un SOGI, al cual si se justificará el valor de su ganancia.

La 2da y 3era limitación, se supera al modificar el GI en una estructura de un Integrador Generalizado de Segundo Orden o SOGI (ver Fig. 3.28), cuyo Simulink se muestra en la Fig. 5.4.

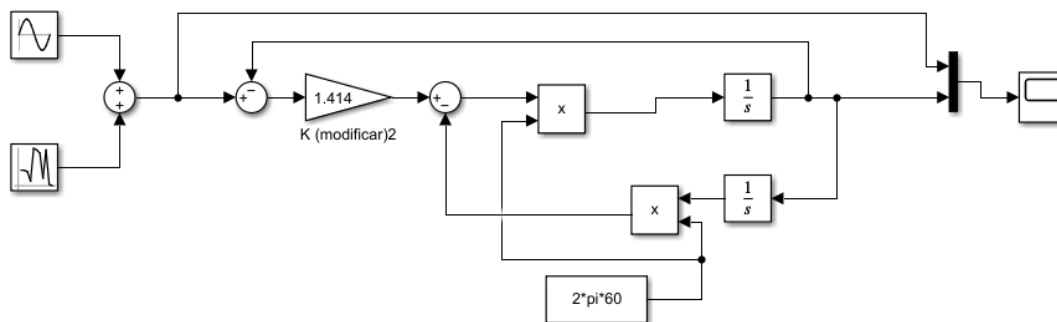


Fig. 5.4: Simulink del cancelador de ruido basado en SOGI

Se observa que en este caso se ha diseñado un $K=1.414$, ya que según la ecuación (3-37) el tiempo de establecimiento para el SOGI es $t_s(\text{SOGI})=10/(k*\omega')$, entonces para una frecuencia de 60 Hz, se tiene un tiempo de establecimiento de aproximadamente 19 ms (menor a los 0.5 s requeridos). En la Fig. 5.5 evidencia que después de 19 ms se logra un buen resultado.

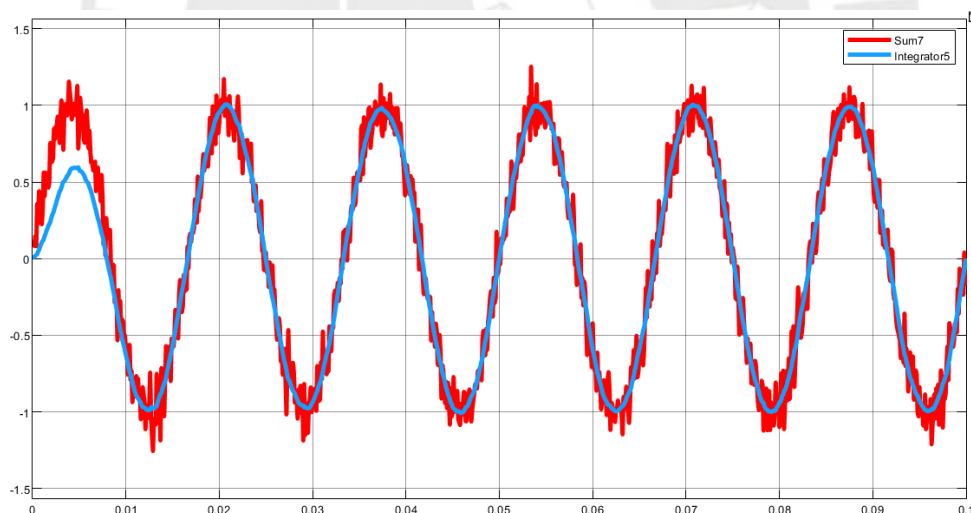


Fig. 5.5: Respuesta del cancelador de ruido basado en SOGI para una señal senoidal ruidosa

Con el SOGI se puede obtener la señal de cuadratura con la misma amplitud, lo cual según (3-38) se utiliza para determinar el error de frecuencia (ϵ_f), que será la señal de entrada al FLL. Además, el ancho de banda solo depende de K (ya no depende de la frecuencia), tales aseveraciones se justifican por las ecuaciones (3-33) y (3-34). Por lo tanto, se supera 2 de las 3 limitaciones del AF basado en GI.

Para superar la 3era limitación (necesidad de conocer la frecuencia de la señal senoidal), se hace uso de un FLL acoplado al SOGI (ver Fig. 3.29).

5.1.2. Diseño del FLL

En la sección 3.3.1.2 se linealiza el FLL (el cual es fuertemente no lineal) respecto a su frecuencia nominal (60 Hz) y que luego de aproximarse a una dinámica promedio, el FLL se representa como un lazo cerrado cuya transferencia es de primer orden (ver Fig. 3.31). Según la ecuación (3-50) su tiempo de establecimiento es $t_s(\text{FLL})=5/\Gamma$, donde Γ es el parámetro constante de la ganancia γ^8 del FLL (3-48). Para el diseño del FLL se ha considerado $\Gamma=50$, con lo cual se tiene un tiempo de establecimiento de 100 ms, lo cual cumple es menor a los 0.5 s requeridos.

El SOGI-FLL diseñado en monofásico, se modifica para un sistema trifásico utilizando una estructura de 2 SOGIs y un FLL (ver Fig. 3.33), cuyo Simulink se muestra en la Fig. 5.6.

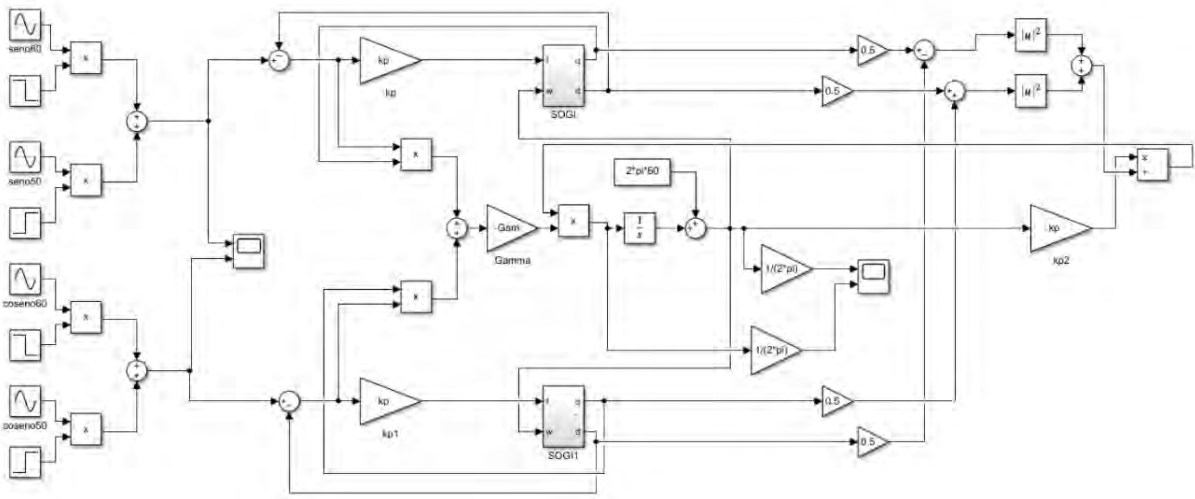


Fig. 5.6: Simulink de DSOGI-FLL para una señal trifásica que cambia de 60 Hz a 50 Hz.

El DSOGI-FLL, recibe como entrada dos señales en cuadratura de amplitud unitaria, las cuales para un sistema trifásico se obtienen por la transformación de Clark. Sin embargo, para la simulación se ha utilizado bloques generadores de onda seno y coseno (cuadratura), de los cuales se ha hecho operaciones con señales escalón unitario, para que en el instante 1 s, la

⁸ La ganancia γ del FLL, es un parámetro que se autoajusta con el tiempo mediante la retroalimentación de las condiciones de funcionamiento de la red.

frecuencia cambie de 60 Hz a 50 Hz. Por otro lado, los valores de los parámetros del lazo del SOGI y del FLL ($k_p=1.414$ y $\Gamma=50$), son los diseñados anteriormente. Además, la normalización de la ganancia del FLL (γ) es fuertemente no lineal y se retroalimenta de las condiciones de funcionamiento del sistema, cuyo cálculo se verifica en la Fig. 3.33. Notar también que se ha creado el subsistema SOGI, cuya estructura interna se observa en la Fig. 5.7.

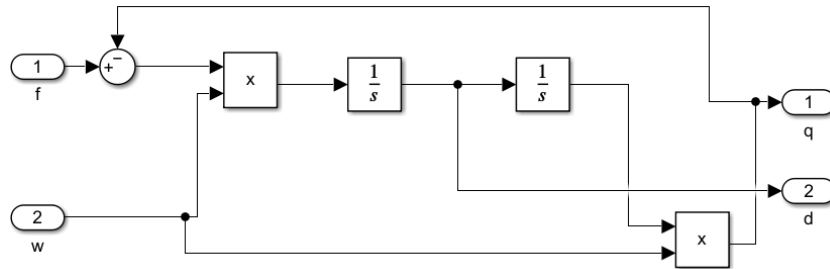


Fig. 5.7: Simulink del subsistema SOGI

La Fig. 5.8 muestra la estimación de la frecuencia (gráfica superior) y del RoCoF (gráfica inferior). Como el objetivo es la estimación de frecuencia, se observa que cumple los requerimientos, ya que el tiempo de estabilización es 0.05 s (menor 0.5 s) y tiene su sobreimpulso máximo es menor al 20%.

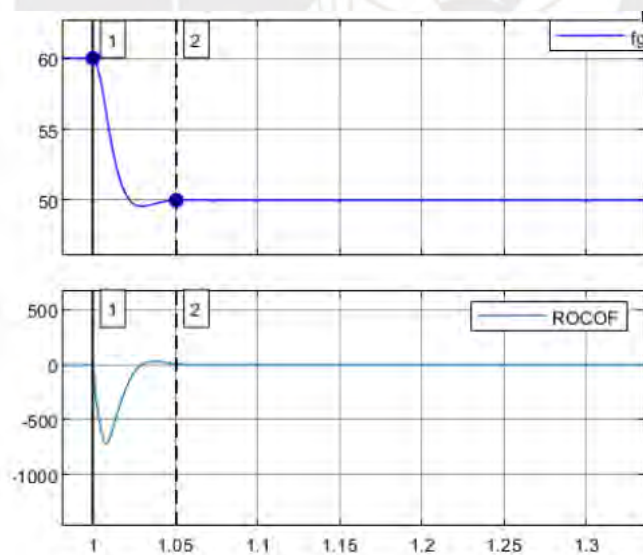


Fig. 5.8: Respuestas del FLL para un escalón de frecuencia de 60 Hz a 50 Hz

Es importante resaltar que en la prueba realizada se ha hecho una desviación de 10 Hz, lo cual es muy alejado a los 0.36 Hz permitidos por el COES. Sin embargo, ello prueba que el FLL linealizado, es robusto incluso para frecuencias alejadas a su frecuencia nominal (60 Hz).

Uno de los motivos de utilizar el FLL frente a un PLL, es la estimación de RoCoF. En la Fig. 5.9 se ha agregado ruido blanco (cada 1ms) de varianza 0.5 y media 0, en la salida de la señal de frecuencia. Por otro lado, se ha utilizado un bloque derivador respecto al tiempo para obtener el RoCoF de la misma forma como se obtendría el RoCoF a partir del PLL.

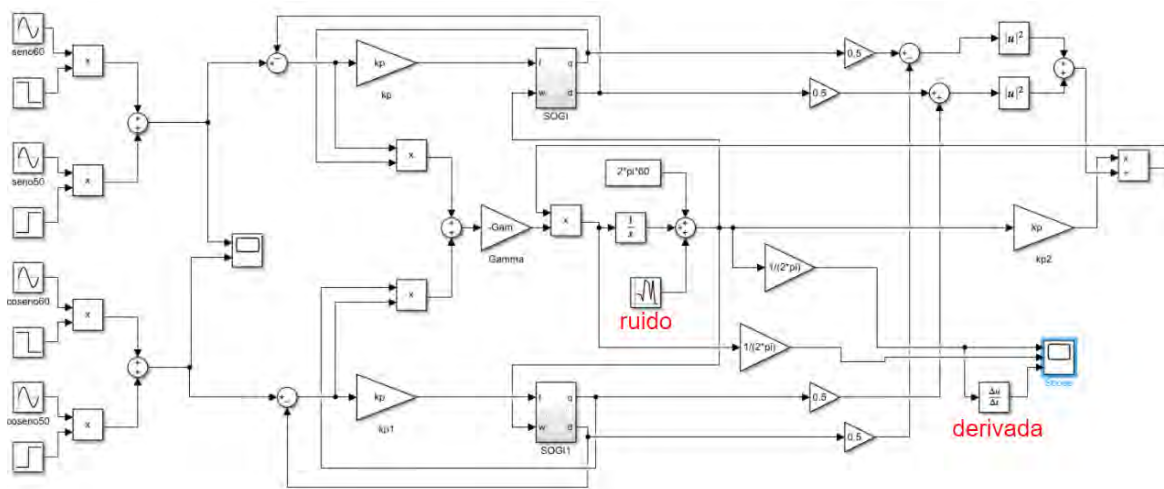


Fig. 5.9: Simulink de DSOGI-FLL para una señal trifásica que cambia de 60Hz a 50Hz, con ruido en la salida y obtención del RoCoF derivando

La Fig. 5.10(a) muestra que obtener el RoCoF desde el mismo FLL, es equivalente a derivar la señal de frecuencia respecto al tiempo, cuando no hay ruido en la señal de frecuencia. La Fig. 5.10(b), muestra que si se agrega ruido a la señal de frecuencia, el RoCoF obtenido del FLL no se ve afectado, en cambio el obtenido al derivar la frecuencia se ve seriamente afectado.

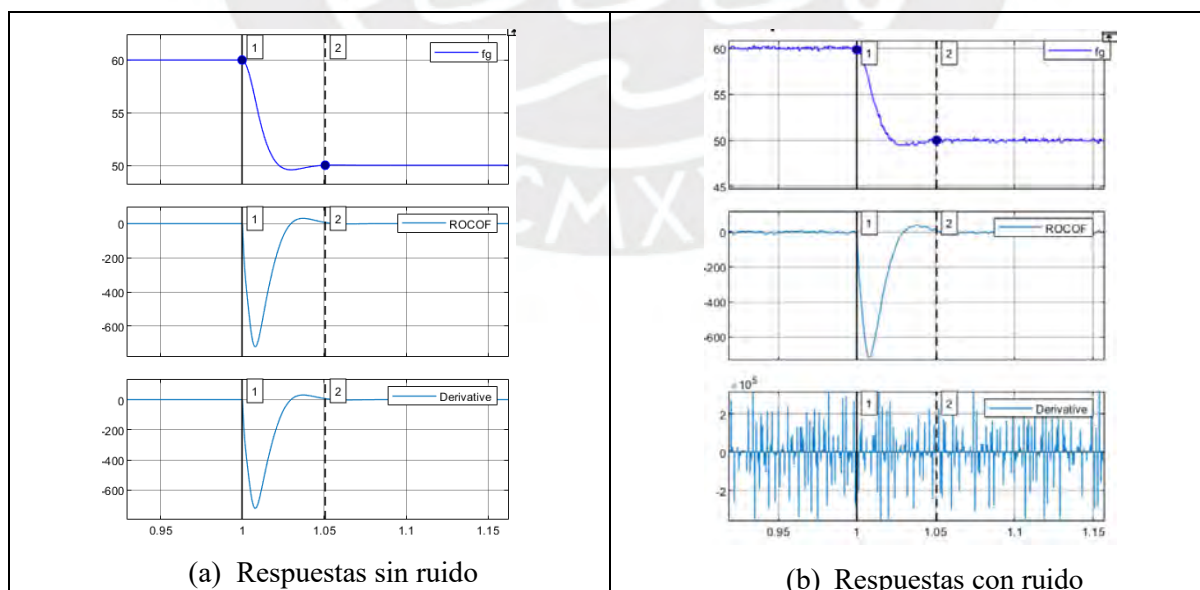


Fig. 5.10: Respuestas del FLL para un escalón de frecuencia de 60 Hz a 50 Hz, sin y con ruido.

5.1.3. Validando el FLL en PSIM

El esquema de la Fig. 5.6 se lleva a PSIM con la diferencia que se coloca como entrada una señal trifásica a la que se aplica la transformada de Clark, tal como muestra en la Fig. 5.11.

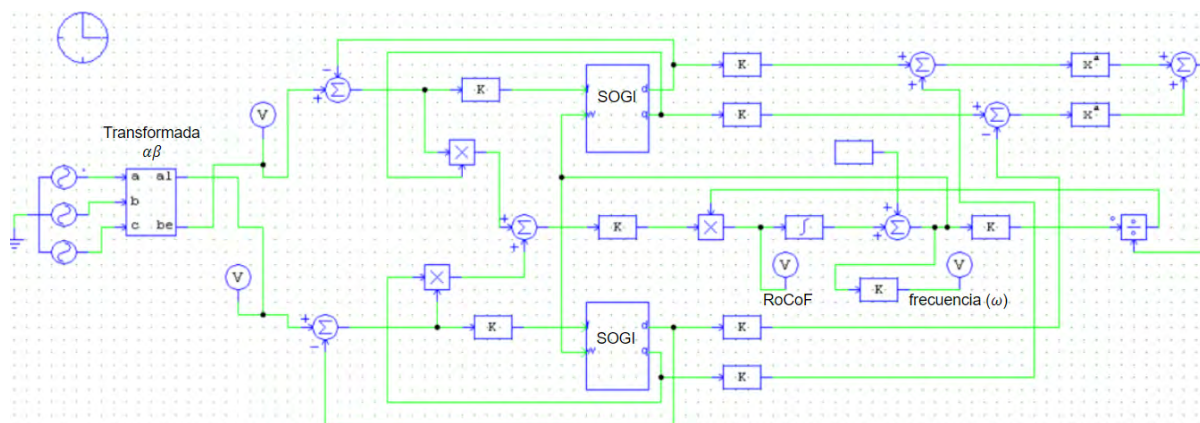


Fig. 5.11: PSIM del DSOGI-FLL para una señal trifásica.

El DSOGI-FLL de la Fig. 5.11 se convierte en el subsistema DSOGI-FLL mostrado en la Fig. 5.12, cuyo circuito es de utilidad para validar la estimación de frecuencia. El circuito sirve para generar un voltaje trifásico en la entrada del DSOGI-FLL, tal que al inicio se tenga 220 V (línea-línea) con frecuencia de 60 Hz con ruido de 0.5 Hz y luego a los 0.2 s la frecuencia tenga un escalón negativo de 2 Hz. En la salida del DSOGI-FLL se estima el RoCoF y la frecuencia.

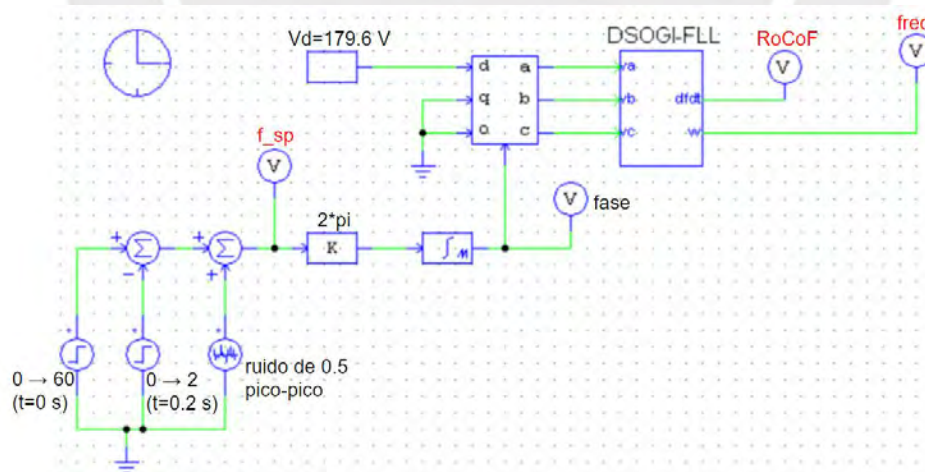


Fig. 5.12: PSIM para validar la estimación de frecuencia.

El circuito la suma de los escalones con el ruido para obtener la consigna de frecuencia (f_{sp}) y luego se multiplica 2π y se integra para obtener la fase que es ingresada a la transformada dq, la cual finalmente produce la señal trifásica con las características mencionadas.

La gráfica superior de la Fig. 5.13 muestra la consigna de frecuencia (f_{sp}) y la frecuencia estimada por el FLL (curva azul). Se aprecia que, a pesar del ruido agregado en f_{sp} , tanto la frecuencia estimada como el RoCoF (gráfica inferior) son inmunes al ruido.

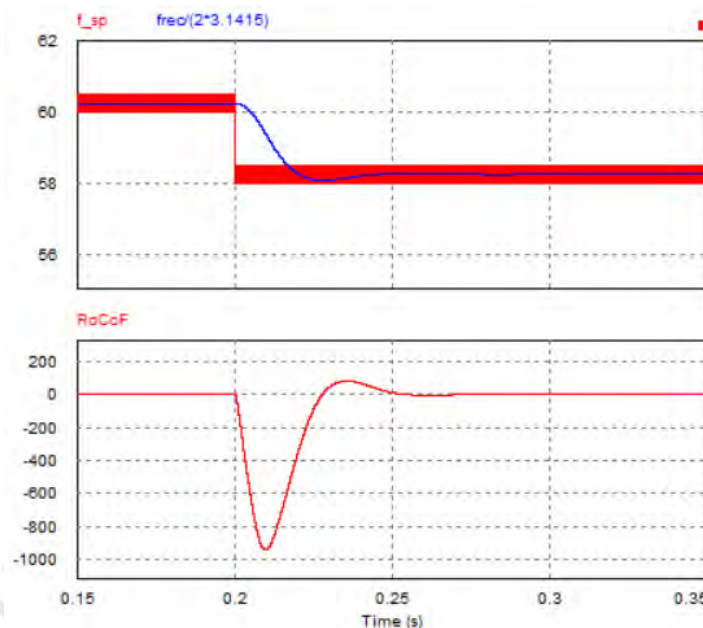


Fig. 5.13: Respuesta del FLL para un escalón de 60 Hz a 58 Hz con ruido.

Finalmente, se observa una dinámica similar a la obtenida en Simulink (Fig. 5.10). Además, se cumplen los requerimientos, ya que se observa que el tiempo de estabilización es 0.05 s (menor a 0.5 s) y la frecuencia estimada tiene un sobreimpulso máximo mucho menor a 20%.

5.2. Suministro de inercia virtual del inversor

Para el suministro de inercia virtual es necesario las siguientes modificaciones al inversor tradicional diseñado en el capítulo 4.

- En el circuito de potencia, la capacitancia del bus dc de 360 μ F (ver Fig. 4.26), se incrementa a 2.2 mF
- En el circuito de control, se debe agregar un lazo de control de frecuencia, para la emulación de inercia.

5.2.1. Circuito de potencia del inversor con inercia virtual

La Fig. 5.14 muestra el circuito de potencia en PSIM del inversor para suministrar inercia virtual a la red, para ello se ha hecho los siguientes cambios respecto al circuito de la Fig. 4.26:

- La fuente de energía renovable (ej. Paneles fotovoltaicos) se simula como una fuente de corriente que provee una corriente constante de 2 A, lo cual es la quinta parte de la corriente nominal (10 A). El motivo de ello, es evitar que el inversor reciba más corriente de la nominal durante el suministro de inercia virtual
- La capacitancia del bus dc (C_{dc}) aumenta a 2.2 mF (antes era 360 μ F), para según (3-55) tener un mayor coeficiente de inercia
- La red que antes se simulaba con una fuente de voltaje trifásico constante, ahora se simula con una fuente de voltaje trifásico dependiente, para modificar la frecuencia de la red, simulando un desequilibrio potencia-carga en la red.

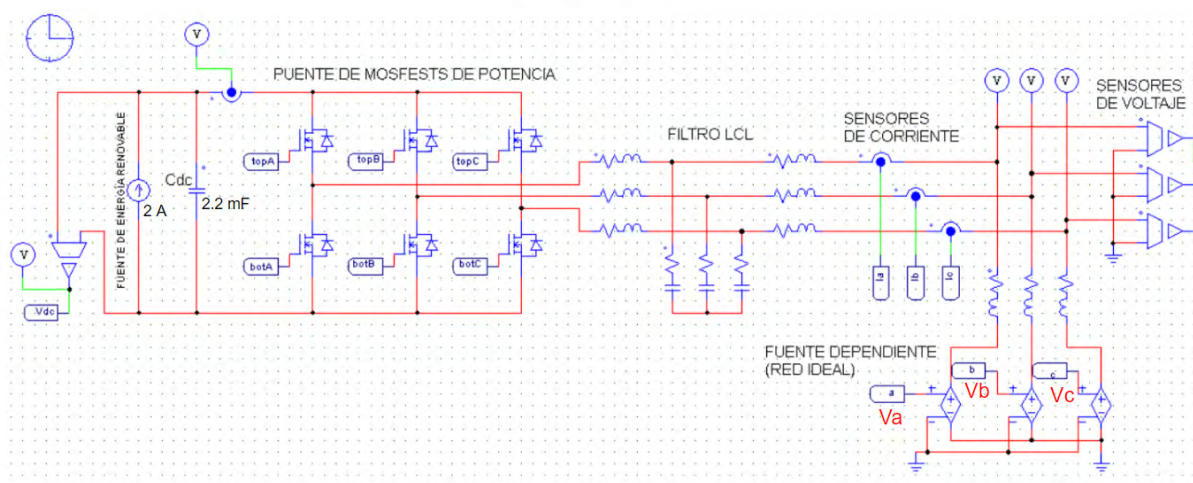


Fig. 5.14: Circuito de potencia del inversor que suministra inercia virtual a la red

Como los componentes eléctricos del inversor son los mismo del diseñado en el capítulo 4, entonces se debe evitar que durante el suministro de inercia virtual la potencia nominal sea mayor a 4.5 kW. Por otro lado, se utilizan más condensadores del mismo tipo para incrementar la capacitancia, lo cual limita a que el voltaje del bus dc siga siendo menor a 500 V. Además, para evitar sobremodulación, el voltaje mínimo debe ser mayor a 360 V. Por lo tanto, los requerimientos del lazo de inercia son:

- Potencia nominal de 0.9 kW y máxima potencia transferida menor a 4.5 kW durante el suministro de inercia virtual
- Voltaje del bus dc entre 360 V y 500 V.

La Tabla 5.1 muestra los parámetros del inversor con emulación de inercia, de los cuales ΔV_{dc_max} y V_{A_rated} han sido considerados para cumplir los requerimientos del control, ante una

desviación máxima de 0.3 Hz de la frecuencia nominal (menor a los 0.36 Hz permitido por el COES).

Tabla 5.1: Parámetros del inversor con inercia virtual conectado a la red

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
VA _{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

La ganancia del controlador de frecuencia (por unidad) se determina a partir de (3-57), que al reemplazar con los valores de la Tabla 5.1 se obtiene K_{ov_pu}=23.33, y para magnitudes nominales se determina como:

$$K_{\omega v} = \frac{\Delta V_{dc_max}}{\Delta f_{r_max}} = 152.78 \quad (5-1)$$

Al aplicar (3-55) se obtiene que el coeficiente de inercia del capacitor del bus dc es H_C=0.2475.

$$H_C = \frac{E_{cap}}{VA_{rated}} = \frac{C_{dc}V_{dc}^2}{2VA_{rated}} = 0.2475 \text{ s} \quad (5-2)$$

Al aplicar (3-60) se obtiene el coeficiente de inercia virtual del inversor.

$$H_p = H_C K_{\omega v_pu} = 5.04 \text{ s} \quad (5-3)$$

Esto último es un buen resultado, ya que como se analizará más adelante es una inercia comparable con un generador síncrono de grandes dimensiones.

5.2.2. Circuito de comando para variar la frecuencia de la red

Para simular una condición en el que la red tiene una variación de frecuencia, se utiliza la fuente dependiente de la Fig. 5.14. En la Fig. 5.15 se muestra el circuito que comanda a dicha fuente dependiente, de tal manera que se tenga un voltaje de 220 V (línea-línea) con una frecuencia

de 60 Hz, pero en el instante 1 s cambia a 59.7 Hz. Notar que se ha agregado ruido a la señal de frecuencia, para acercarse a las condiciones reales.

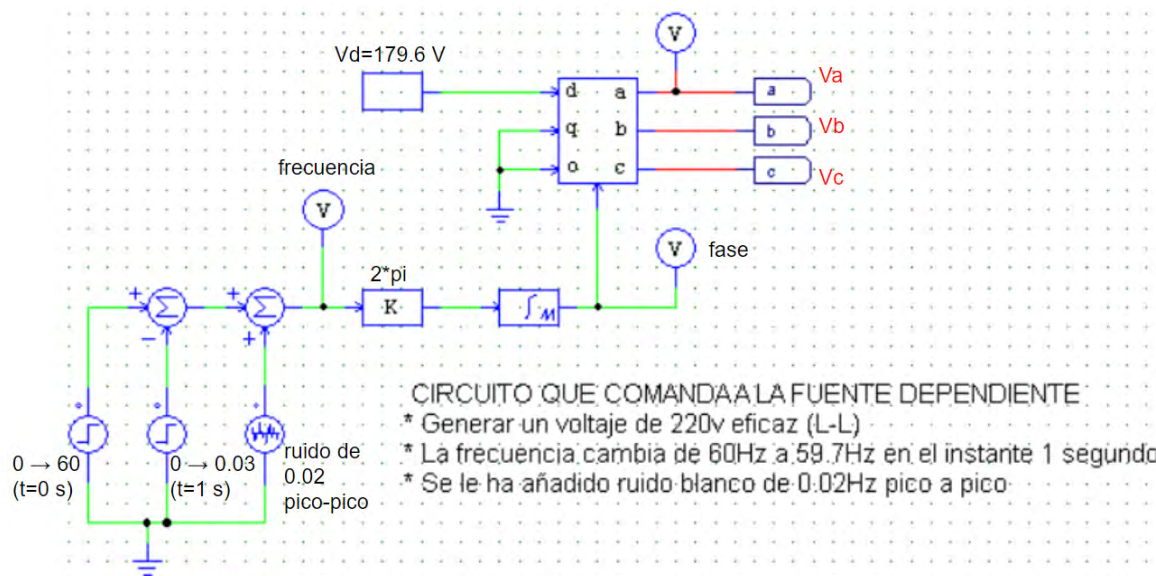


Fig. 5.15: Circuito de comando para la fuente dependiente

Los sensores de voltaje de la Fig. 5.14, son conectados a los bloques PLL y FLL, para obtener la fase, la frecuencia y el RoCoF de la red. Se aprovecha también, para comparar la estimación de frecuencia del PLL y del FLL.

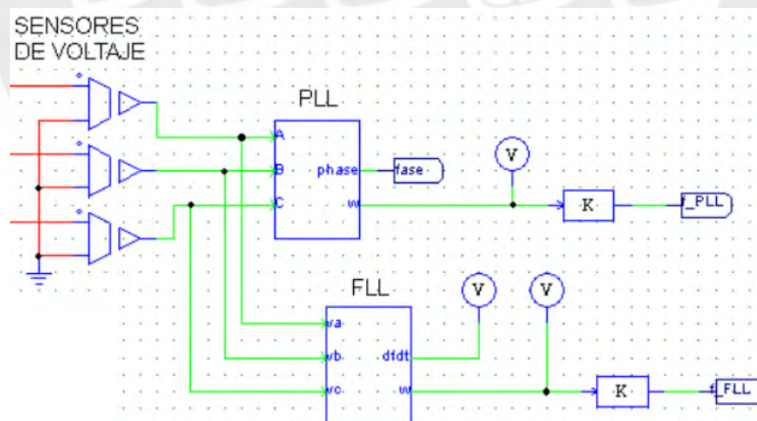


Fig. 5.16: Bloques PLL y FLL para estimar fase, frecuencia y RoCoF de la red

5.2.3. Circuito de control del inversor para emulación de inercia

La Fig. 5.17 muestra el lazo de control de frecuencia que se debe adicionar al inversor tradicional, diseñado en el capítulo 4 (ver Fig. 4.25). Se observa también el uso del FLL para estimar la frecuencia de la red (f_{FLL}), a partir del voltaje medido en la red (V_g). Además, se resalta la frecuencia nominal en el lazo de frecuencia (f_{ref}), la cual es 60 Hz. Por otro lado, el voltaje nominal del bus dc ($V_{dc(ref)}$) que es de 450 V, se ve modificado por la acción del control de frecuencia en ΔV_{dc} . Esto último, sirve para emular inercia ya que variando el voltaje de los capacitores del bus dc, se transfiere energía electrostática durante la transición.

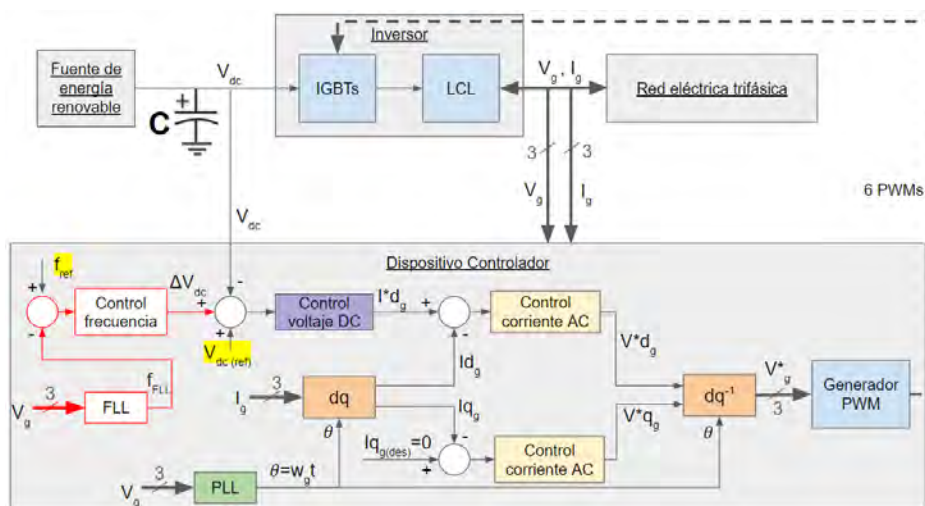


Fig. 5.17. Esquema completo de un inversor con inercia virtual conectado a la red

La Fig. 5.18 muestra en PSIM el circuito de control de la Fig. 5.17, al que se ha agregado un activado de inercia, para activar y desactivar el lazo de frecuencia, en las pruebas de control.

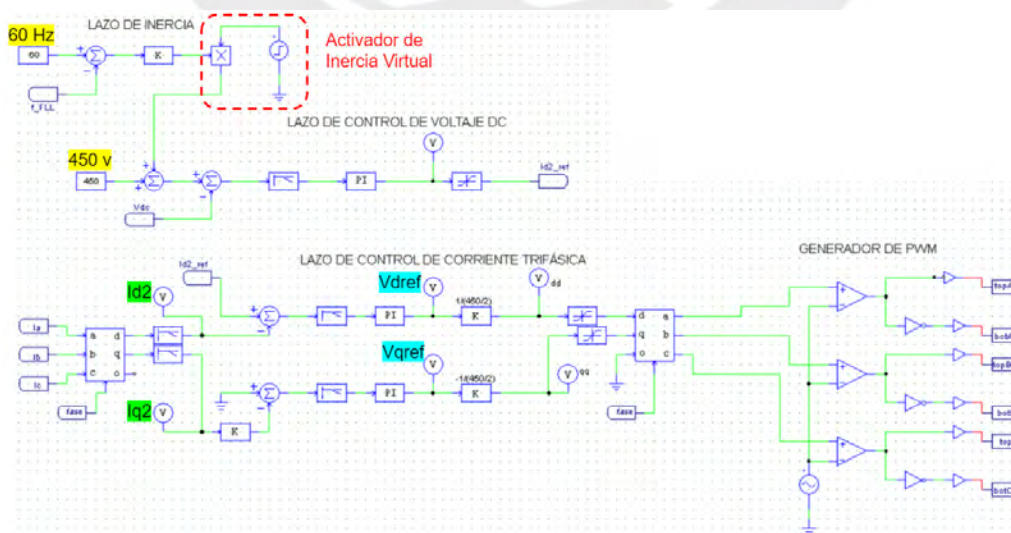


Fig. 5.18: Circuito de control en PSIM para un inversor con emulación de inercia conectado a la red.

5.3. Resultados del suministro de inercia virtual en PSIM

Para la simulación en PSIM se ha configurado los siguientes parámetros:

- Periodo de muestreo de simulación 0.1us
- Ancho de pulso del PWM de los transistores de potencia 20 us
- En el instante 1 s la red tiene una caída de frecuencia ⁹ del tipo escalón 60 Hz a 59.7 Hz (la frecuencia tiene un ruido de 0.02Hz), lo cual se logra con el circuito de la Fig. 5.15.
- El “Activador de Inercia Virtual” (Fig. 5.18) es un escalón unitario con salto en 0.05 s, esto con el objetivo de emular inercia a partir del instante 0.05 s y de esta manera evitar la transición al inicio de la simulación en PSIM.

5.3.1. Comparación de estimación de frecuencia entre FLL y PLL

Luego de correr la simulación en PSIM, la Fig. 5.19 muestra la estimación de la frecuencia en Hz del FLL (curva roja) y del PLL (curva verde), para una caída de frecuencia de tipo escalón de la red (curva azul). Es evidente que el FLL es mucho mejor que el PLL para estimar una frecuencia con ruido (el otro motivo, es la obtención del RoCoF cuya comparación se hizo en la Fig. 5.10). Estas curvas son obtenidas de los bloques PLL y FLL de la Fig. 5.16.

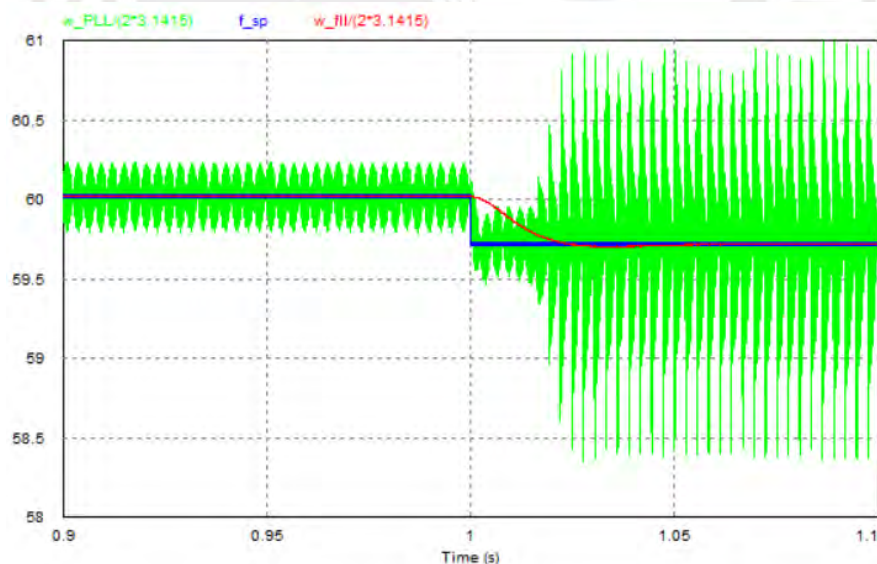


Fig. 5.19: Comparación de estimación de frecuencia entre FLL y PLL

⁹ La caída de 0.3 Hz con ruido de 0.02 Hz está dentro de la desviación máxima de 0.36 Hz designado por el COES. Además, cabe aclarar que la red es ideal, ya que una caída tipo escalón no sería posible en una red real, la cual posee una dinámica debido a su inercia.

5.3.2. Validación del suministro de inercia virtual

La Fig. 5.20 muestra la simulación ante una caída de frecuencia tipo escalón de 60 Hz a 59.7 Hz, notando la eficiencia del FLL al estimar la frecuencia de la red:

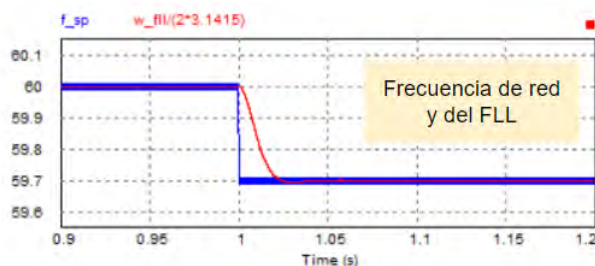


Fig. 5.20. Caída de la frecuencia nominal de la red en 0.3 Hz.

La Fig. 5.21 muestra la comparación de un inversor sin y con emulación de inercia.

- El resultado del inversor sin inercia (Fig. 5.21a) muestra que, ante la caída de frecuencia, el voltaje del bus dc se mantiene en su valor nominal (450 V). Por lo tanto, ante la variación de frecuencia la potencia inyectada a la red se mantiene en 0.9 kW.
- El resultado del inversor con inercia virtual (Fig. 5.21b) muestra que, ante la caída de frecuencia, el voltaje del bus dc disminuye en aproximadamente 45 V. Notando que durante la transición se tiene un pico de potencia cerca a los 3.1 kW, debido a la descarga de energía de los capacitores del bus dc.

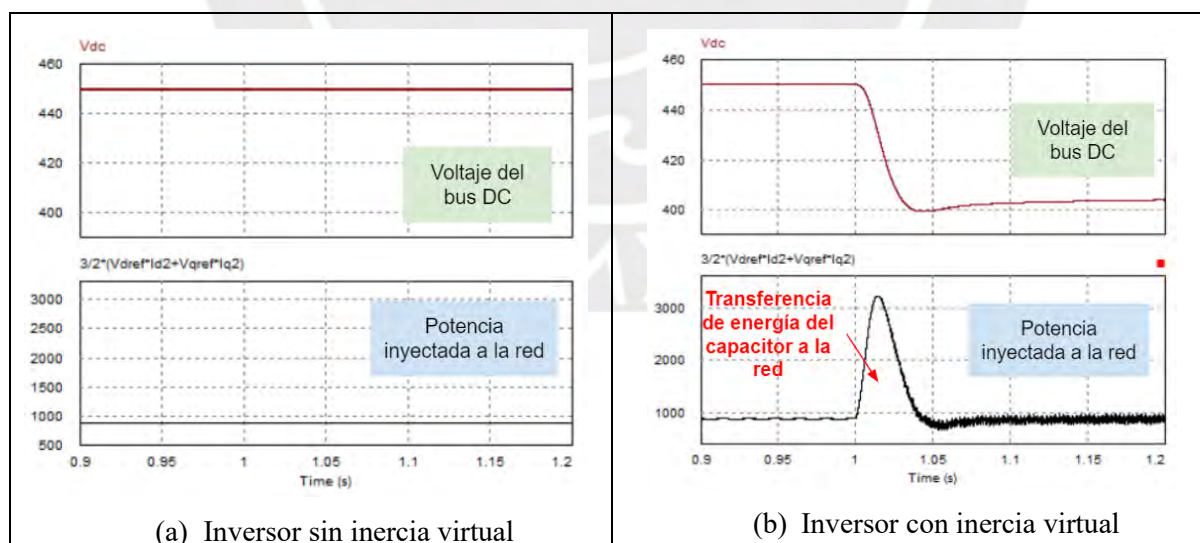


Fig. 5.21: Comparación entre un inversor sin y con inercia virtual, ante una caída de frecuencia

Con la Fig. 5.21 (b) se está consiguiendo la solución propuesta por la tesis y que se esquematizó en la Fig. 1.12.

La Fig. 5.22 muestra la simulación ante un alza de frecuencia tipo escalón de 60 Hz a 60.3 Hz, notando la eficiencia del FLL al estimar la frecuencia de la red:

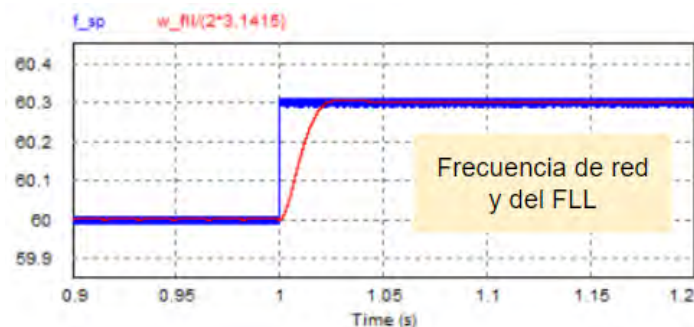


Fig. 5.22. Alza de la frecuencia nominal de la red en 0.3 Hz.

La Fig. 5.23 muestra la comparación de un inversor sin y con emulación de inercia.

- El resultado del inversor sin inercia (Fig. 5.23a) muestra que, ante el alza de frecuencia, el voltaje del bus dc se mantiene en su valor nominal (450 V). Por lo tanto, ante la variación de frecuencia la potencia inyectada a la red se mantiene en 0.9 kW.
- El resultado del inversor con inercia virtual (Fig. 5.23b) muestra que, ante una variación de frecuencia, el voltaje del bus dc aumentó en aproximadamente 45 V. Notando que durante la transición se tiene un valle de potencia cerca a los -1.4 kW, debido a la descarga de energía de los capacitores del bus dc.

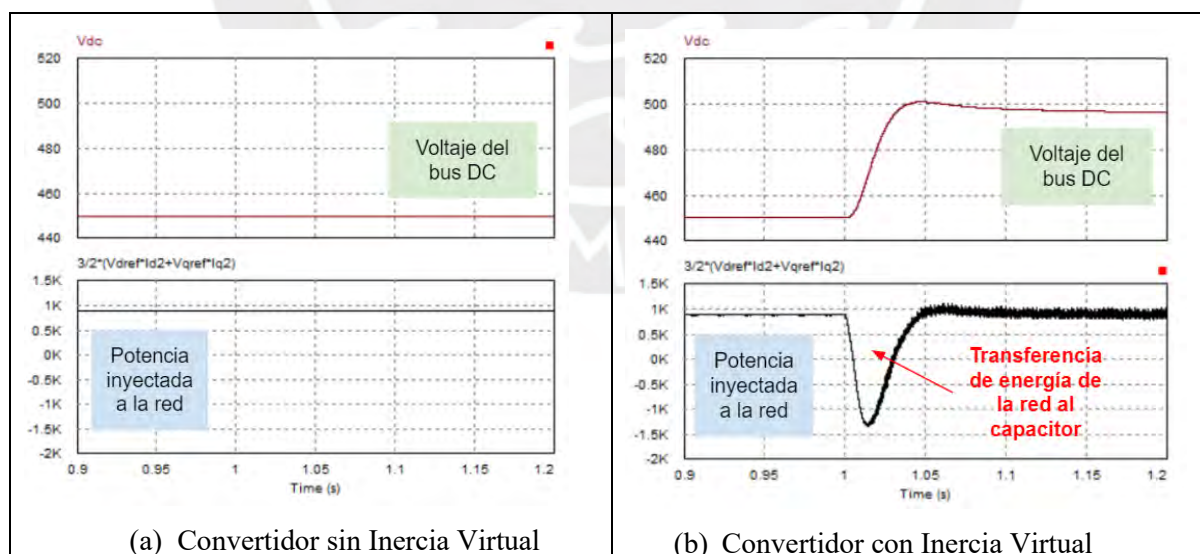


Fig. 5.23: Comparación entre un Convertidor sin y con Inercia Virtual, para un alza de frecuencia

Para el cálculo de la potencia inyectada a la red determinada para la Fig. 5.21 y para la Fig. 5.23, se utiliza la siguiente fórmula:

$$P = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) . \quad (5-4)$$

Donde:

- V_d y V_q son V_{dref} y V_{qref} , respectivamente y que son mostrados en la Fig. 5.18, los cuales son los voltajes de referencia para seguir el voltaje trifásico de la red.
- I_d e I_q son I_{d2} e I_{q2} , respectivamente y que son mostrados en la Fig. 5.18, los cuales se obtienen de aplicar la transformada dq a la medición de los sensores de la corriente que se inyecta a la red (ver Fig. 5.14)

Finalmente se valida el diseño, ya que satisface los requerimientos para la emulación de inercia, ante una variación de frecuencia tipo escalón de 0.3 Hz:

- La máxima potencia transferida, es menor a 4.5 kW durante el suministro de inercia virtual, ya que se obtuvo 3.1 kW para una caída de frecuencia y -1.4 kW para un alza de frecuencia.
- Voltaje del bus dc está entre 360 V y 500 V, ya que se obtuvo un sobrepulso de 400 V para una caída de frecuencia y 500 V para un alza de frecuencia.

Una red real no puede tener una variación de frecuencia tipo escalón, ya que la red tiene una dinámica debido a la inercia de los generadores síncronos que la alimentan. Por lo tanto, una variación de este tipo es equivalente a un RoCoF infinito, lo cual no es posible. Además, un RoCoF alto causa pérdida de sincronismo de los generadores, lo cual se justificó en el primer capítulo. Sin embargo, se utilizó señales escalón por 2 motivos: Primero, para poner a prueba que se cumplan los requerimientos de la emulación de inercia y segundo porque no se cuenta con una red real (con inercia) o la simulación de una red con inercia.

Por otro lado, es importante notar que la emulación de inercia también afecta la calidad de la corriente trifásica inyectada a la red, tal como muestra la Fig. 5.24. Notar que en el caso de un escalón de 0.1 Hz la distorsión de la corriente trifásica inyectada a la red es mínima. Lo cual es un buen resultado, ya que en la práctica la frecuencia de la red varía cerca de 0.1 Hz (ver Fig. 1.5).

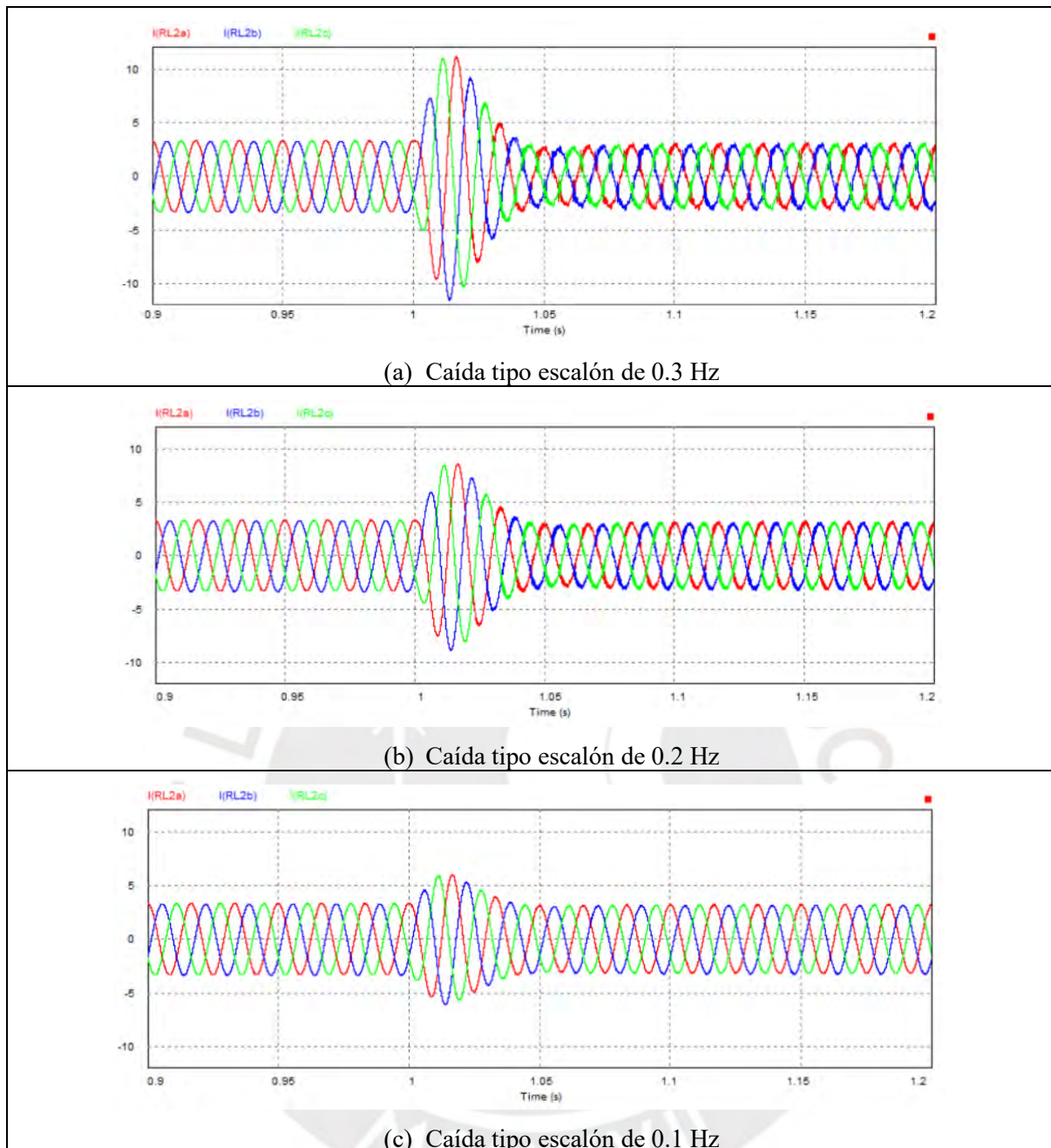


Fig. 5.24: Corriente inyectada a la red para distintas caídas de frecuencia

La Fig. 5.25 muestra que la corriente inyectada a la red para distintas alzas de frecuencias. Similar a lo anterior, para el caso de un escalón de 0.1 Hz la distorsión de la corriente trifásica inyectada a la red es mínima. Por lo tanto, el inversor con emulación de inercia diseñado, es apropiado para ser conectado a la red.

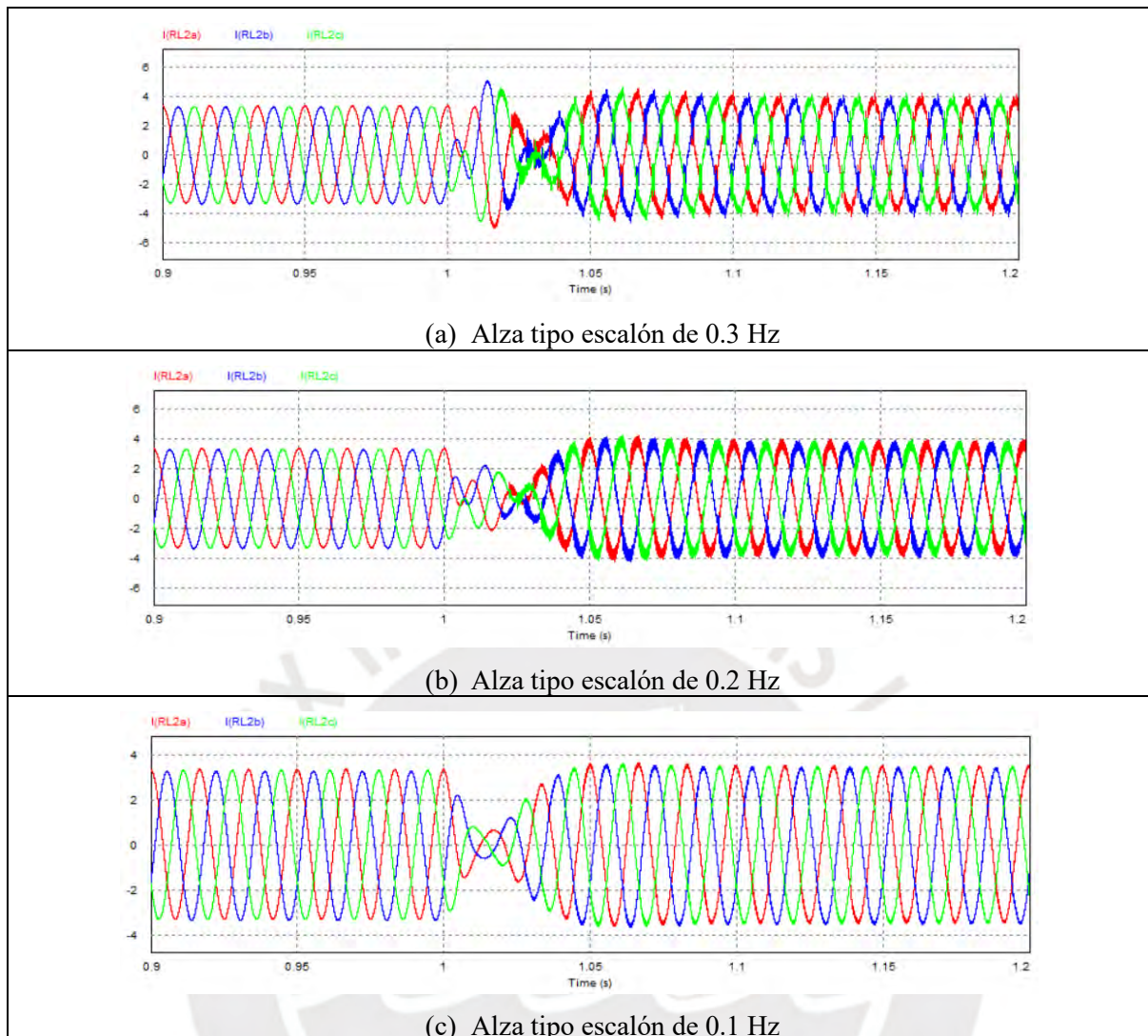


Fig. 5.25: Corriente inyectada a la red para distintas alzas de frecuencia

5.3.3. Mejora en la inercia de la red

El coeficiente de Inercia de manera general se define como:

$$H = \frac{E}{P} . \quad (5-5)$$

Donde: E es energía y P es potencia; por lo tanto, H se expresa en segundos.

Para tener una referencia de mejoramiento de Inercia, se toma como referencia una red alimentada por un generador síncrono hidroeléctrico de 220 MVA / 166.7 rpm, cuyas dimensiones son considerablemente grandes y se muestran en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2: Dimensiones de un Generador Síncrono de 220 MVA / 166.7 rpm.

Diámetro del rotor	9.6 m
Diámetro de la carcasa (D+2.1)	11.7 m
Diámetro del Foso (D + 4.2)	13.8 m
Altura del rotor	2,1 m
Altura entre cubiertas protectoras del estator (L + 2.3)	4,4 m
Peso del rotor sin eje	528 ton.
Efecto volante	GD ² = 27000 ton.m ²

Fuente: (Otto, Dimensionamiento preliminar de Generadores Síncronos de Eje Vertical, 2012).

En Tabla 5.2 se observa el parámetro efecto volante (GD^2), cuyas unidades son ton.m^2 ; el cuál es el producto de G (masa equivalente) por el diámetro del rotor (D); a partir de ello, se obtiene el momento de inercia de rotación (J) como:

$$J = \frac{1}{4} GD^2 . \quad (5-6)$$

La energía cinética del rotor es:

$$E = \frac{1}{2} J \omega^2 . \quad (5-7)$$

La relación entre las rpm (n) y la rapidez angular (ω) del rotor es:

$$\omega = 2\pi \left(\frac{n}{60} \right) . \quad (5-8)$$

Reemplazando (5-6) y (5-8) en (5-7):

$$E = \frac{GD^2 n^2}{729.51} (kJ) . \quad (5-9)$$

Al reemplazar en (5-9), los parámetros $GD^2=27000 \text{ ton.m}^2$ y $n=166.7 \text{ rpm}$:

$$E = 1028.5 \text{ MJ} . \quad (5-10)$$

Siendo la potencia del generador $P=220 \text{ MVA}$, entonces al reemplazar (5-10) en (5-5), se obtiene el coeficiente de inercia del generador:

$$H = 4.67 \text{ s} . \quad (5-11)$$

El coeficiente de inercia de (5-11) es menor que el coeficiente de inercia virtual del inversor diseñado en la presente tesis ($H_p=5.02$ s) y que se determinó en (5-3). Por lo tanto, acoplar a la red el inversor diseñado, provee mejor inercia que un generador síncrono de las dimensiones mostradas en la Tabla 5.2.

5.3.4. Limitaciones

La principal limitación de un inversor con emulación de inercia es que, durante el suministro de inercia, hay un pico de potencia. Por ello es necesario diseñar el inversor con una potencia nominal superior a la de un inversor tradicional (sin emulación de inercia), lo cual incrementa el costo y el tamaño del inversor. En la presente tesis se diseñó el inversor para una potencia nominal de 4.5 kW; sin embargo, para la emulación de inercia se tuvo que restringir a trabajar con la quinta parte de su potencia nominal (0.9 kW). Una segunda limitación es la distorsión de la corriente trifásica inyectada a la red.

5.3.5. Estudios futuros

Uno de los estudios más exhaustivos realizados en la presente tesis fue el diseño del DSOGI-FLL; del cual se aprovechó para estimar la frecuencia de la red, logrando un gran desempeño. Sin embargo, se le puede sacar aún más provecho ya que también se obtiene el RoCoF (rapidez de cambio de la frecuencia) (ver Fig. 5.13), el cual es un parámetro útil para medir cuantitativamente la mejora de inercia de la red cuando ya tiene acoplado el convertidor. Para ello se tiene que medir el RoCoF antes y después acoplar el convertidor a la red, y se tiene 2 opciones, los cuales se pueden considerar como estudios futuros:

- En la Fig. 5.14 reemplazar la fuente dependiente (red ideal), por un generador síncrono hidroeléctrico, el cual debe ser diseñado con controles de potencia y frecuencia, para más detalle se puede revisar (Fang J. , Li, Tang, & Hongchang, 2018)
- Realizar pruebas experimentales; sin embargo, se recomienda antes optar por simulaciones (como se ha realizado en la presente tesis) para evitar el riesgo de trabajar con potencias elevadas y que pueden causar daños considerables.

También se considera como estudios futuros el disminuir la distorsión para el suministro de inercia virtual, cuando las desviaciones de frecuencia son mayores a 0.1 Hz (ver Fig. 5.24 y Fig. 5.25). Finalmente, discretizar la estrategia de control y llevarla a un microcontrolador, es un estudio a futuro que permitirá validar la tesis en una implementación real.

CONCLUSIONES

Se diseñó una estrategia de control para un convertidor electrónico DC-AC trifásico para la integración de una fuente de energía renovable de 0.9 kW y 2A, a la red (220 V/60Hz); proporcionando una inercia virtual de 5.02 s.

- Se diseñó un convertidor tradicional (sin inercia) utilizando lazos de control: para el sincronismo de la fase instantánea de la red, para el control de corriente trifásica en el sistema dq y para el control de voltaje del bus dc.
- Se diseñó un FLL (lazo de seguimiento de frecuencia), para la estimación de la frecuencia de la red, haciendo uso de un doble filtro adaptativo (DSOGI). Con ello se demostró tener un mejor desempeño que la estimación de la frecuencia a partir de un PLL.
- Para el suministro de inercia virtual, se agregó un lazo de control de frecuencia al convertidor tradicional, obteniendo un convertidor que inyecta energía a la red cuando hay una desviación negativa de frecuencia y consume energía de la red cuando hay una desviación positiva de frecuencia.
- Las simulaciones en Matlab ayudaron a determinar las ganancias apropiadas para los lazos de control que fueron validadas con circuitos en PSIM, logrando un inversor con emulación de inercia que suministra mayor inercia que un generador hidroeléctrico de grandes dimensiones.

ANEXOS

Se anexa información complementaria y está dividido en las siguientes secciones.

- Anexo A: Modelo matemático del filtro LCL
- Anexo B: Simplificación del diagrama de bloques del AF basado en GI
- Anexo C: Modulación PWM por onda triangular para una señal monofásica.



Anexo A: Modelo matemático del filtro LCL

La Fig. A.1 muestra el circuito expresado por impedancias para una de las tres fases de un filtro LCL, en el que se ha considerado también las resistencias eléctricas R_1 y R_2 de las bobinas y una resistencia R_d que se debe agregar en serie al condensador, para amortiguar la resonancia que produce el filtro LCL.

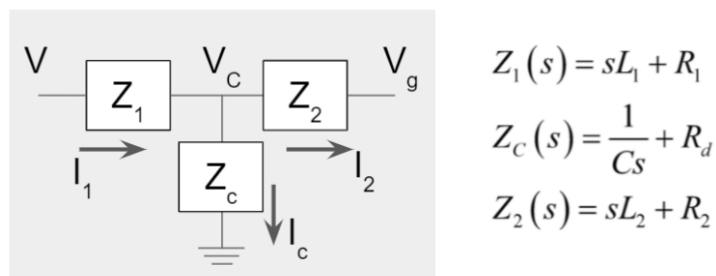


Fig. A.1 Circuito de una fase del filtro LCL

Para obtener el modelo matemático del sistema, se analiza mediante leyes eléctricas en las impedancias Z_1 , Z_2 y Z_c ; utilizando la transformada dq0.

A. Transformada dq0 en la impedancia Z_1

Para Z_1 , se puede establecer la ley de Ohm para una fase, tal como muestra la Fig. A.2.

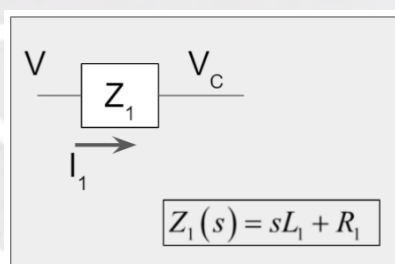


Fig. A.2. Diagrama de bloque para la impedancia Z_1 (una fase).

Por ley de Ohm:

$$V - V_c = I_1 Z_1. \quad (A-1)$$

Reemplazando Z_1 y expresando como una ecuación vectorial de la resultante de las 3 fases “abc”:

$$V_{abc} - V_{Cabc} = I_{1abc}(sL_1 + R_1). \quad (\text{A-2})$$

Aplicando la transformada dq0:

$$K^{-1}V_{dq0} - K^{-1}V_{Cdq0} = K^{-1}I_{1dq0}(sL_1 + R_1). \quad (\text{A-3})$$

Donde K^{-1} es la inversa de la matriz de transformación K :

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (\text{A-4})$$

Se debe tener presente que a diferencia de la referencia dq0 tomada en el diseño del PLL (ver Fig. 3.8); en este caso se ha elegido dirección opuesta para la coordenada q, tal como muestra la Fig. A.3. El motivo de esta elección, es lograr ecuaciones con menor cantidad de signos negativos.

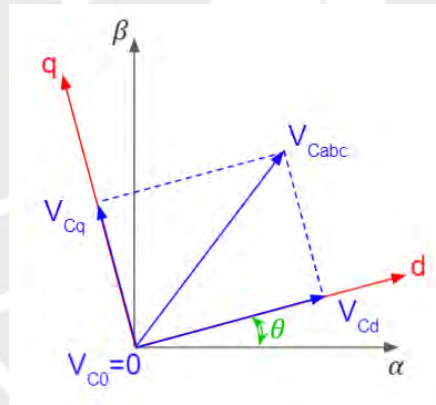


Fig. A.3. Coordenadas de transformación dq para el voltaje en el condensador del filtro LCL

Continuando con el análisis, la ecuación (A-3) se puede expresar como:

$$K^{-1}V_{dq0} - K^{-1}V_{Cdq0} = L_1 s(K^{-1}I_{1dq0}) + R_1 K^{-1}I_{1dq0}. \quad (\text{A-5})$$

Considerando la propiedad de la derivada de un producto.

$$K^{-1}V_{dq0} - K^{-1}V_{Cdq0} = L_1 \left(s(K^{-1})I_{1dq0} + K^{-1}s(I_{1dq0}) \right) + R_1 K^{-1}I_{1dq0}. \quad (\text{A-6})$$

Multiplicando ambos lados de la ecuación por la matriz de transformación K , se obtiene:

$$V_{dq0} - V_{cdq0} = L_1(Ks(K^{-1})I_{1dq0} + s(I_{1dq0})) + R_1 I_{1dq0} \quad (\text{A-7})$$

De (A-4)(A-4) se demuestra, la siguiente igualdad:

$$Ks(K^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (\text{A-8})$$

De (A-8)(A-8) y teniendo en cuenta que $Z_1 = sL_1 + R_1$, (A-7) se puede expresar como:

$$V_{dq0} - V_{cdq0} = L_1 \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} I_{1dq0} + Z_1 I_{1dq0}. \quad (\text{A-9})$$

Si solo se extrae la primera fila de la ecuación (A-9), se puede establecer el diagrama de bloques mostrado en la Fig. A.4.

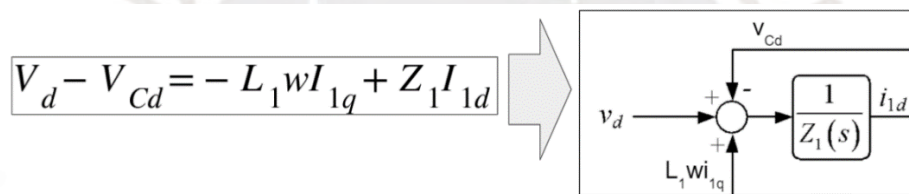


Fig. A.4. Diagrama de bloque para la componente “d” de la impedancia Z_1 .

B. Transformada dq0 en la impedancia Z_c

Para Z_c , se puede establecer la ley de Ohm y la primera ley de Kirchhoff para una fase, tal como muestra la Fig. A.5.

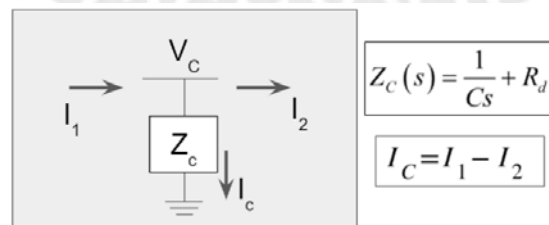


Fig. A.5. Diagrama de bloque para la impedancia Z_c (una fase).

Por la ley de Ohm:

$$V_c = I_c Z_c. \quad (\text{A-10})$$

Reemplazando Z_c y expresando como una ecuación vectorial de la resultante de las 3 fases “abc”.

$$V_{Cabc} = I_{Cabc} \left(R_d + \frac{1}{sC} \right). \quad (\text{A-11})$$

Expresando en las coordenadas dq0, mediante la matriz de transformación inversa (K^{-1}):

$$Cs(K^{-1}V_{Cdq0}) = (K^{-1}I_{Cdq0})(sR_dC + 1). \quad (\text{A-12})$$

Reordenando los términos:

$$Cs(K^{-1}V_{Cdq0}) = R_dCs(K^{-1}I_{Cdq0}) + K^{-1}I_{Cdq0}. \quad (\text{A-13})$$

En (A-13) se aplica la propiedad de la derivada de un producto:

$$\begin{aligned} C(s(K^{-1}V_{Cdq0}) + K^{-1}s(V_{Cdq0})) \\ = R_dC(s(K^{-1}I_{Cdq0}) + K^{-1}s(I_{Cdq0})) + K^{-1}I_{Cdq0}. \end{aligned} \quad (\text{A-14})$$

Multiplicando por la matriz de transformación K :

$$C(Ks(K^{-1}V_{Cdq0}) + s(V_{Cdq0})) = R_dC(Ks(K^{-1}I_{Cdq0}) + s(I_{Cdq0})) + I_{Cdq0}. \quad (\text{A-15})$$

Teniendo en cuenta la equivalencia de $Ks(K^{-1})$ mostrado en (A-9) y que $Z_c = 1/(sC) + R_d$, se obtiene:

$$\frac{V_{Cdq0}}{Z_c} = \frac{C}{R_dCs + 1} \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} (-V_{Cdq0} + R_dI_{Cdq0}) + I_{Cdq0}. \quad (\text{A-16})$$

Si solo se extrae la primera fila de la ecuación (A-16), se obtiene:

$$\frac{V_{Cd}}{Z_c} = \frac{-wC}{R_dCs + 1} (-V_{Cq} + R_dI_{Cq}) + I_{Cd}. \quad (\text{A-17})$$

Teniendo en cuenta que R_d es pequeño ($R_d \approx 0$), entonces (A-17) se simplifica al diagrama de bloques mostrado en la Fig. A.6.



Fig. A.6. Diagrama de bloque para la componente “d” de la impedancia Z_c .

C. Transformada dq0 en la impedancia Z_2

Para Z_2 , se puede establecer la ley de Ohm para una fase, tal como muestra la Fig. A.7.

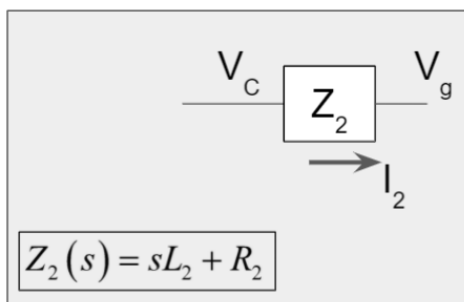


Fig. A.7. Diagrama de bloque para la impedancia Z_2 (una fase).

Debido a que el análisis de Z_2 es análogo al de Z_1 (ver Fig. A.2), entonces se deduce una expresión similar a la ecuación A-9, con las variables correspondientes a Z_2 .

$$V_{Cdq0} - V_{gdq0} = L_2 \begin{bmatrix} 0 & -w & 0 \\ w & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} I_{2dq0} + Z_2 I_{2dq0} \quad (A-18)$$

Al extraer la primera fila de (A-18), se puede expresar como diagrama de bloques de la Fig. A.8.

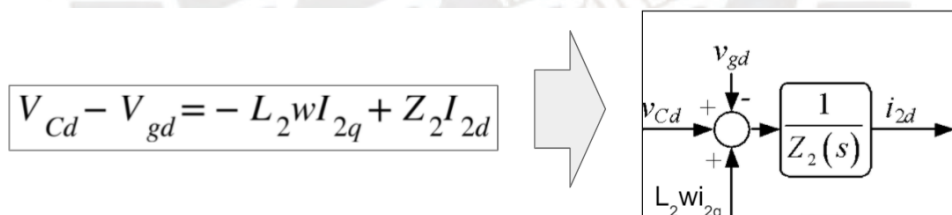


Fig. A.8. Diagrama de bloque para la componente “d” de la impedancia Z_2 .

Al juntar los diagramas de bloques de las Fig. A.4, Fig. A.6 y Fig. A.8, se obtiene:

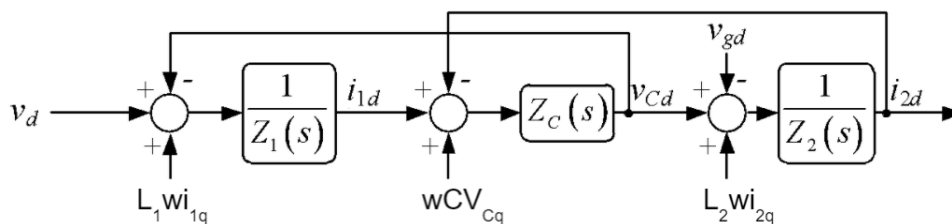


Fig. A.9. Diagrama de bloques para la componente “d” del filtro LCL.

Al tener en cuenta que el diagrama de bloques mostrado en la Fig. A.9, solo es la representación matemática de las primeras filas extraídas de las ecuaciones (A-9), (A-16) y (A-18). Entonces, al extraer las segundas filas de dichas ecuaciones se logra un diagrama de bloques complementario, tal que al unirlos se tiene el diagrama de bloques completo del filtro LCL, tal como muestra la Fig. A.10.

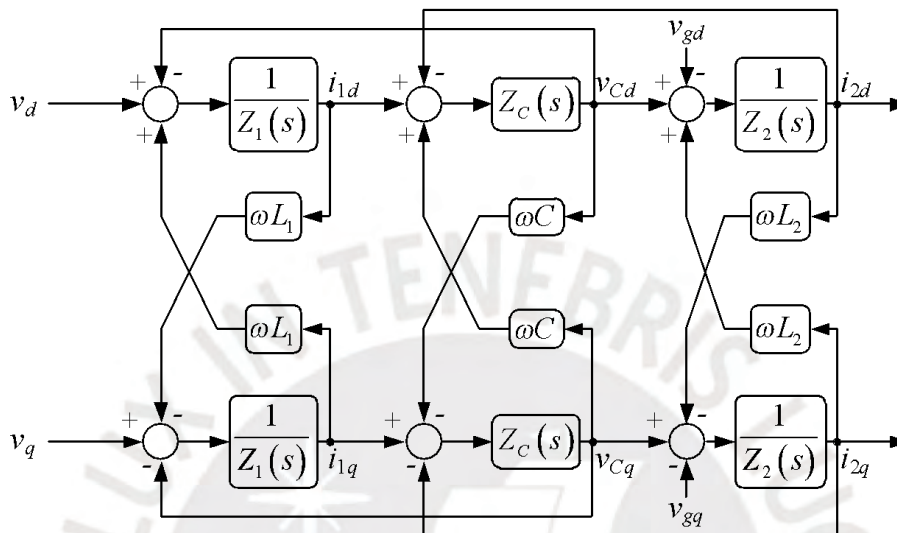


Fig. A.10. Diagrama de bloques del filtro LCL, en el sistema dq0.

Anexo B: Simplificación del diagrama de bloques del AF basado en GI

El presente análisis muestra que el AF (Filtro adaptativo) basado en GI (Integrador generalizado) de la Fig. B.1a es equivalente al mostrado en la Fig. B.1.b.

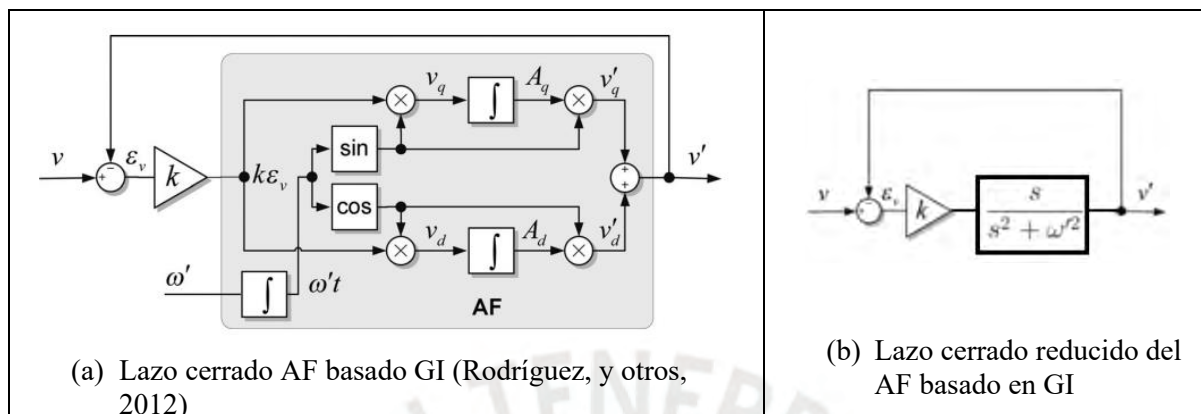


Fig. B.1. Equivalencia de diagramas de bloques del AF basado en GI

Para obtener la función de transferencia del filtro adaptativo (AF) de la Fig. B.1a, se establece la ecuación que relaciona $k\varepsilon_v$ y v' :

$$v' = \left(\int k\varepsilon_v \sin(\omega't) dt \right) \sin(\omega't) + \left(\int k\varepsilon_v \cos(\omega't) dt \right) \cos(\omega't). \quad (\text{B-1})$$

Teniendo en cuenta las siguientes propiedades de Laplace:

$$L[f(t) \cos(\omega't)] = \frac{1}{2} [F(s + j\omega') + F(s - j\omega')], \quad (\text{B-2})$$

$$L[f(t) \sin(\omega't)] = \frac{j}{2} [F(s + j\omega') - F(s - j\omega')], \quad (\text{B-3})$$

$$L[\int f(t) dt] = \frac{F(s)}{s} \text{ (condiciones iniciales cero)}. \quad (\text{B-4})$$

De la Fig. B.1a, se observa que la señal de ruido amplificado ($k\varepsilon_v$) se desdobra en dos componentes en cuadratura:

$$v_q = k\varepsilon_v \sin(\omega't), \quad (\text{B-5})$$

$$v_d = k\varepsilon_v \cos(\omega't). \quad (\text{B-6})$$

Como dichas señales de ruido amplificado es un error que se desea atenuar, se le aplica una acción integral, resultando:

$$A_q = \int v_q dt , \quad (\text{B-7})$$

$$A_d = \int v_d dt . \quad (\text{B-8})$$

Al aplicar (B-3) en (B-5) y (B-2) en (B-6), se obtiene:

$$V_q(s) = \frac{j}{2} [k\varepsilon_v(s + j\omega') - k\varepsilon_v(s - j\omega')] , \quad (\text{B-9})$$

$$V_d(s) = \frac{1}{2} [k\varepsilon_v(s + j\omega') + k\varepsilon_v(s - j\omega')] . \quad (\text{B-10})$$

Y al aplicar (B-4) en (B-7) y (B-8), se obtiene:

$$A_q(s) = \frac{V_q(s)}{s} , \quad (\text{B-11})$$

$$A_d(s) = \frac{V_d(s)}{s} . \quad (\text{B-12})$$

Al aplicar (B-5) y (B-6) en (B-1) y expresando en función de las variables A_q y A_d :

$$v'(s) = \frac{j}{2} [A_q(s + j\omega') - A_q(s - j\omega')] + \frac{1}{2} [A_d(s + j\omega') - A_d(s - j\omega')] . \quad (\text{B-13})$$

Al utilizar (B-11) y (B-12), se obtiene:

$$v'(s) = \frac{j}{2} \left[\frac{V_q(s + j\omega')}{s + j\omega'} - \frac{V_q(s - j\omega')}{s - j\omega'} \right] + \frac{1}{2} \left[\frac{V_d(s + j\omega')}{s + j\omega'} - \frac{V_d(s - j\omega')}{s - j\omega'} \right] . \quad (\text{B-14})$$

Luego se utiliza (B-9) y (B-10):

$$v'(s) = \frac{j}{2} \left[\frac{\frac{j}{2} [k\varepsilon_v(s + 2j\omega') - k\varepsilon_v(s)]}{s + j\omega'} - \frac{\frac{j}{2} [k\varepsilon_v(s) - k\varepsilon_v(s - 2j\omega')]}{s - j\omega'} \right] + \frac{1}{2} \left[\frac{\frac{1}{2} [k\varepsilon_v(s + 2j\omega') + k\varepsilon_v(s)]}{s + j\omega'} - \frac{\frac{1}{2} [k\varepsilon_v(s) + k\varepsilon_v(s - 2j\omega')]}{s - j\omega'} \right] . \quad (\text{B-15})$$

Al reducir la expresión se obtiene:

$$v'(s) = \left(\frac{s}{s^2 + \omega'^2} \right) k\varepsilon_v(s) . \quad (\text{B-16})$$

Por lo tanto, la función de transferencia del cancelador adaptativo es:

$$AF(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega'^2}. \tag{B-17}$$

Siendo (B-17) la reducción del AF mostrado en la Fig. B.1a; entonces, se prueba la equivalencia entre los diagramas de bloques de la Fig. B.1. Finalmente, al expresar en el tiempo, la Fig. B.1b es equivalente a la Fig. B.2.

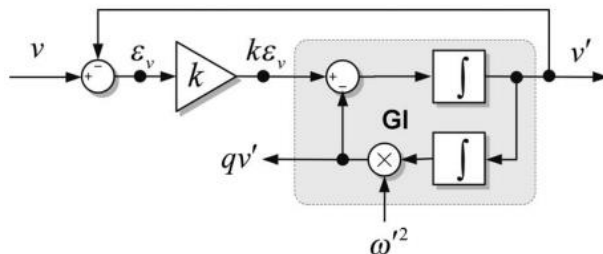
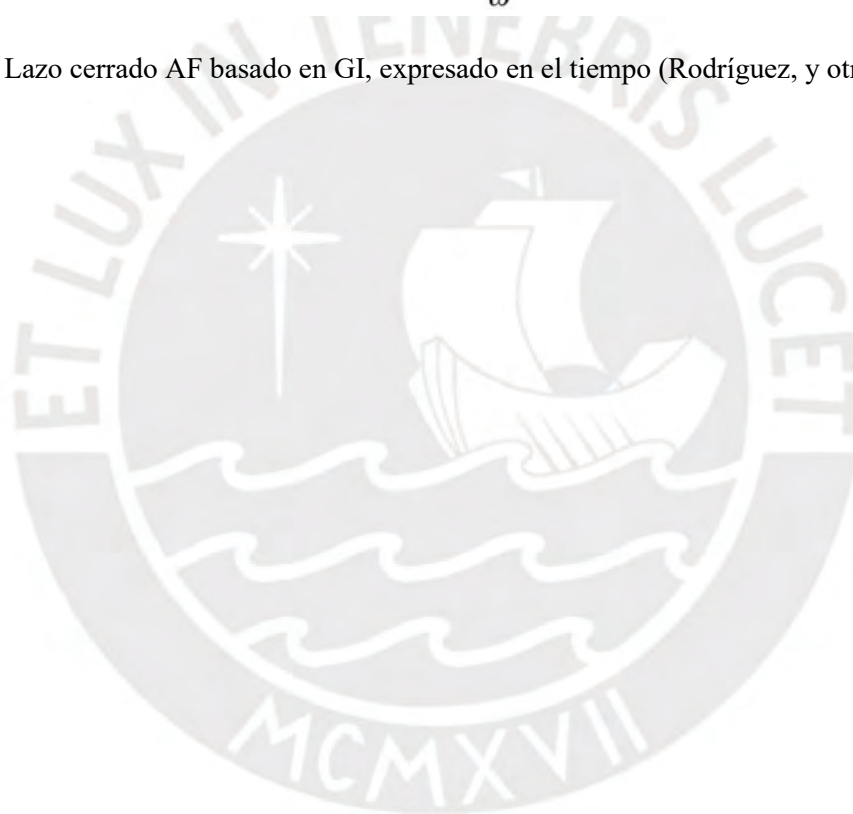


Fig. B.2. Lazo cerrado AF basado en GI, expresado en el tiempo (Rodríguez, y otros, 2012)



Anexo C: Modulación PWM por onda triangular para una señal monofásica

Una señal monofásica puede ser modulada utilizando una señal triangular de alta frecuencia y luego ser recuperada mediante filtrado.

Para entender el proceso de modulación y demodulación, se debe tener en cuenta que la señal triangular (señal portadora) tiene alta frecuencia, por lo que la señal monofásica (señal a modular) se puede aproximar a una señal dc durante un intervalo de tiempo, la Fig. C.1 muestra como ejemplo un intervalo donde la señal monofásica tiene un valor cercano a 0.5 voltios.

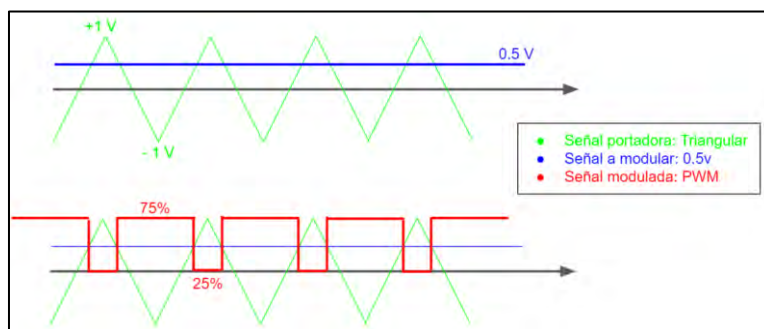


Fig. C.1: Modulación PWM de una fase con muy baja frecuencia

La comparación entre la señal a modular y la señal portadora, se realiza mediante un OPAMP comparador y da como resultado la señal una señal PWM de 75% de ancho de pulso.

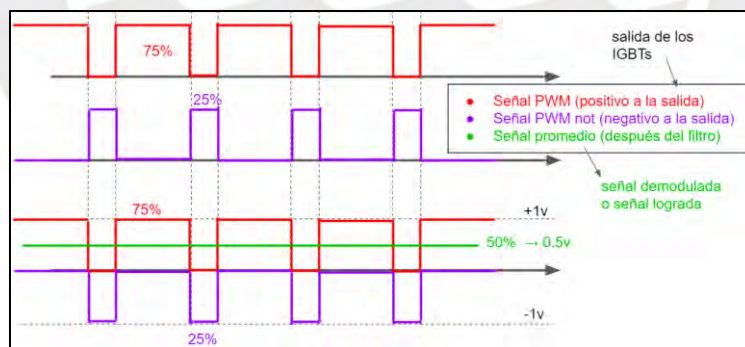


Fig. C.2: Modulación PWM de una fase con muy baja frecuencia

Un negador en la salida del OPAMP obtiene la señal PWM complementaria; dichas señales PWMs son enviadas a los IGBTs que tiene configuración tipo puente, cuya salida genera una señal PWM que alterna entre 75% de pulso positivo (+1 voltio) y 25% de pulso negativo (-1 voltio); que luego de pasar por un filtrado se obtiene el valor promedio de la señal periódica, que es 0.5 voltios, con ello se observa que se ha recuperado la señal original (Fig. C.2.).

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABB. (2014). *New ABB*. Obtenido de <https://new.abb.com/docs/default-source/ewea-doc/generators-for-wind-turbines-standard-slip-ring-generator-series-for-doubly-fed-concept.pdf>
- COES. (29 de 11 de 2021). *COES*. Obtenido de <https://www.coes.org.pe/portal/>
- Eirgrid. (2013). *RoCoF An independent analysis on the ability of Generators to ride through Rate of Change of Frequency values up to 2Hz/s*. Londres: DNV KEMA Energy & Sustainability.
- Enel. (2018). *Enel*. Obtenido de <https://www.enel.pe/es/sostenibilidad/que-es-una-estacion-de-carga-o-electrolinera.html>
- Energía Limpia XXI. (23 de julio de 2019). *energialimpiaparatodos*. Obtenido de <https://energialimpiaparatodos.com/2019/07/23/argentina-15-preguntas-fundamentales-para-instalar-energia-solar-en-casa-o-sistemas-de-generacion-distribuida-2/>
- Fang, J., Li, H., Tang, Y., & Blaabjerg, F. (2018). Distributed Power System Virtual Inertia Implemented by Grid-Connected Power Converters. *IEEE*, 8488-8499.
- Fang, J., Li, H., Tang, Y., & Blaabjerg, F. (2019). On the Inertia of Future More-Electronics. *IEEE*, 2130-2146.
- Fang, J., Li, X., Tang, Y., & Hongchang, L. (2018). Design of Virtual Synchronous Generators with Enhanced Frequency Regulation and Reduced Voltage Distortions. *IEEE*, 1412-1419.
- Fang, J., Zhang, R., Li, H., & Tang, Y. (2019). Frequency Derivative-Based Inertia Enhancement by Grid-Connected Power Converters With a Frequency-Locked-Loop. *IEEE*, 4918-4927.
- Kundur, P. (1993). *Power System Stability and Control*. Palo Alto, California: McGraw-Hill.
- Ogata, K. (2010). *Ingeniería de control moderna*. Madrid: Pearson.
- Otto, A. (2012). Dimensionamiento preliminar de Generadores Síncronos de Eje Vertical. *Trilogía: Ciencia, Tecnología y Sociedad*, 115-122.

- Rodríguez, P., Luna, A., Candela, I., Mujal, R., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (2011). Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions. *IEEE*, 127-138.
- Rodríguez, P., Luna, A., Candela, I., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (2008). Grid Synchronization of Power Converters using Multiple Second Order Generalized Integrators. *IEEE*, 755-760.
- Rodríguez, P., Luna, A., Muñoz, R., Etxeberria-Otadui, I., Teodorescu, R., & Blaabjerg, F. (2012). A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions. *IEEE*, 99-112.
- Ruan, X., Wang, X., Pan, D., Yang, D., Li, W., & Bao, C. (2018). *Control Techniques for LCL-Type Grid Connected Inverters*. Singapore: Springer.
- Siemens. (15 de enero de 2020). *Youtube*. Obtenido de <https://www.youtube.com/watch?v=hWMILvupWac>
- Widrow, B., Glover, J., McCool, J., Kaunitz, J., Williams, C., Hearn, R., . . . Goodlin, R. (1975). Adaptive Noise Cancelling: Principles and Applications. *IEEE*, 1692-1716.
- Zmood, D. N., & Holmes, D. (1999). Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters with Zero Steady State. *IEEE*, 1185-1190.