



Tesis Doctoral

Aportaciones al control de corriente de convertidores VSC de sistemas eólicos conectados a redes eléctricas perturbadas

José Ignacio García Quintanilla

Barcelona, septiembre de 2021

Aportaciones al control de corriente de convertidores VSC de sistemas eólicos conectados a redes eléctricas perturbadas

José Ignacio García Quintanilla

Dissertation submitted to the Doctorate Office of the Universitat Politècnica de Catalunya in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy by the

UNIVERSIDAD DE MALAGA

UNIVERSIDAD DE SEVILLA

UNIVERSIDAD DEL PAÍS VASCO/EUSKAL ERRIKO UNIBERTSITATEA

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

**Joint Doctoral Programme in
Electric Energy Systems**



Barcelona, septiembre de 2021

Aportaciones al control de corriente de convertidores VSC de sistemas
eólicos conectados a redes eléctricas perturbadas

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Escola de Doctorat
Edifici Vertex. Pl. Eusebi Güell, 6
08034 Barcelona.
Web: <http://www.upc.edu>

UNIVERSIDAD DE MALAGA

Escuela de Doctorado
Pabellón de Gobierno - Plaza el Ejido s/n
(29013) Málaga.
Web: <http://www.uma.es>

UNIVERSIDAD DE SEVILLA

Escuela Internacional de Doctorado
Pabellón de México - Paseo de las Delicias, s/n
41013 Sevilla.
Web: <http://www.us.es>

UNIVERSIDAD DEL PAÍS VASCO/EUSKAL ERRIKO UNIBERTSITATEA

Escuela de Master y Doctorado
Edificio Aulario II - Barrio Sarriena, s/n
48940- Leioa (Bizkaia) Spain.
Web: <http://www.ehu.es/es>

A Nerea, Eder y Jon

Agradecimientos

Me gustaría comenzar con mi más sincero agradecimiento al director de esta Tesis, el Dr. José Ignacio Candela. Por su apoyo constante, paciencia y dedicación. He aprendido mucho de todas y cada una de nuestras charlas. Iñaki, ha sido un placer trabajar contigo.

A los investigadores de SEER y en especial a Álvaro Luna, por las facilidades ofrecidas en los primeros pasos, los consejos, los toques de atención y la insistencia en las publicaciones. También al personal administrativo de la Universitat Politècnica de Catalunya por facilitar los trámites desde la distancia.

A INGETEAM, por poner a mi disposición todos los recursos técnicos y humanos que he necesitado. A Javier Chivite, por darme la oportunidad de iniciar este trabajo de investigación, a Eneko Olea y, sobre todo, a Pedro Catalán, por el apoyo técnico en las valiosas reuniones de seguimiento y por su ayuda desinteresada en muchas de las fases del trabajo.

A la Facultad de Ingeniería de la Universidad de Deusto, por su respaldo y confianza durante estos años. A Iñaki, Ana, Zubía, Evaristo, Isabel, Arantza, Asun, Alberto, Nekane, Nacho, Unai... y una larga lista, por sus consejos, sus ánimos y su interés por el progreso de esta Tesis.

Por último, a mi familia. A mis padres y hermana por estar siempre muy cerca, y muy especialmente a mi mujer, Nerea, y a mis niños, Eder y Jon, por su constante apoyo y cariño y por comprender el esfuerzo necesario. Sin vosotros, no hubiera sido capaz de completar este trabajo.

J. Ignacio García

Terrassa, septiembre de 2021

Abstract

With the increasing development of renewable energy sources and their integration into the grid, international standards require next-generation plants to achieve the same levels of reliability and performance as the current generation. As far as the wind power market is concerned, maintaining good growth prospects worldwide in the coming years requires manufacturers, if they want to be competitive, to develop wind power equipment with increasingly advanced grid integration features and be prepared to adapt to future grid regulations, which are becoming more restrictive as grid integration progresses.

Grid-connected power converters are designed with the objective of ensuring correct operation under generic grid voltage conditions and it is particularly important to design control structures that ensure robust and safe operation under transient grid conditions. In this sense, maintaining correct synchronization during disturbances is one of the most important aspects to be considered in the interaction between the converter and the grid.

The main contributions of this thesis focus on two key areas. Firstly, a robust, fast and reliable phase tracking synchronization solution is proposed for voltage source converters with current control loop in grid-connected wind power systems, with the significant contribution of a new pre-filtering structure and the variable dynamics of the phase tracking loop. Secondly, the small-signal analysis of the synchronization system is proposed as a previous step to obtain the converter impedance model, in the frequency domain, which is presented as a highly effective tool for the study of the instability associated with the dynamics of the synchronization system in weak grids.

The proposed synchronization structure has as main blocks the pre-filtering stage, consisting of a quadrature filtered signal generator, and a phase-locked loop based on vector operations on the voltages with an adaptive system that changes the response dynamics of the synchronization system. The system rejects disturbances, such as voltage harmonics or unbalances, and improves transient stability in the case of grid faults, giving stable support to advanced current control techniques operating in conflicting grid scenarios, thereby meeting the transient operation requirements imposed by grid codes. Time-domain simulations of the synchronization structure in different chapters of this thesis represent the prerequisite step to its integration, testing and validation in a high-power test bench under transient grid conditions.

In relation to the contributions to the study of stability in weak grids, this work develops a small-signal impedance model of a commercial voltage source converter with current control in synchronous coordinates which, when implemented as a multiple-input multiple-output system in the d-q domain, characterises the effect of the dynamics of the synchronization system in the current control loop. Stability criteria based on converter passivity, Bode diagrams and the generalized Nyquist criterion are studied and applied to the converter-grid impedance model to identify the negative effect of the conventional synchronization system dynamics, supported by the synchronous reference system, on the converter stability under weak grid conditions. The small-signal model of the different elements of the proposed synchronization structure is developed and incorporated into the converter impedance model. The application of the stability criteria mentioned above shows the reduction of the stability problems.

Resumen

Con el creciente desarrollo de las fuentes de energía renovable y su integración en la red, los estándares internacionales requieren que estas nuevas plantas de generación alcancen los mismos niveles de confiabilidad y desempeño que la generación convencional. En lo que respecta al mercado eólico, el mantenimiento de las buenas perspectivas de crecimiento a nivel mundial en los próximos años, obliga a los fabricantes, si quieren ser competitivos, a desarrollar equipos eólicos con características de integración a red cada vez más avanzadas y preparados para adaptarse a normativas de red futuras, las cuales se van haciendo más restrictivas a medida que la integración en red avanza.

Los convertidores de potencia conectados a red se diseñan con el objetivo de garantizar un correcto funcionamiento bajo condiciones de tensión de red genéricas, siendo especialmente importante el diseño de estructuras de control que garanticen un funcionamiento robusto y seguro bajo condiciones transitorias de red. En ese sentido, mantener una correcta sincronización durante las perturbaciones es uno de los aspectos más importantes a considerar en la interacción entre el convertidor y la red eléctrica.

Las aportaciones de esta tesis se centran en dos líneas principales. Por un lado, se propone una solución de sincronización con seguimiento de fase robusta, rápida y fiable para convertidores de fuente de tensión con lazo de control de corriente en sistemas eólicos conectados a red, con la aportación significativa de una nueva estructura de prefiltrado y la dinámica variable del lazo de seguimiento de fase. Y, por otro lado, se propone el análisis de pequeña señal de los sistemas de

sincronización como paso previo a la obtención del modelo de impedancia del convertidor, en el dominio de la frecuencia, que se presenta como una herramienta muy eficaz para el estudio de la inestabilidad asociada a la dinámica del sistema de sincronización en redes débiles.

La estructura de sincronización propuesta tiene como bloques principales la etapa de prefiltrado, consistente en un generador de señales filtradas en cuadratura, y una PLL (*phase locked loop*) basada en operaciones vectoriales sobre las tensiones con un sistema adaptativo que cambia la dinámica de respuesta del sistema de sincronización. El sistema proporciona rechazo de perturbaciones, como armónicos de tensión o desequilibrios, y mejora la estabilidad transitoria en caso de faltas en la red, dando soporte estable a técnicas de control de corriente avanzadas que operan en escenarios de red conflictivos, cumpliendo los requerimientos de operación en régimen transitorio impuestos por los códigos de red. Las simulaciones en el dominio del tiempo de la estructura de sincronización en diferentes capítulos de este trabajo, son el paso previo a su integración, ensayo y validación en un banco de pruebas de alta potencia bajo condiciones transitorias de red.

En relación a las aportaciones para el estudio de la estabilidad en la conexión a redes débiles, este trabajo desarrolla un modelo de impedancia de pequeña señal de un convertidor comercial de fuente de tensión con control de corriente en coordenadas síncronas que, implementado como un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas en el dominio $d-q$, caracteriza el efecto de la dinámica del sistema de sincronización en el lazo de control de corriente. Se estudian los criterios de estabilidad basados en la pasividad de convertidor, diagramas de Bode y el criterio generalizado de Nyquist y se aplican al modelo de impedancia de convertidor y red para identificar el efecto negativo de la dinámica del sistema de sincronización convencional, apoyado en el sistema de referencia síncrono, en la estabilidad del convertidor en condiciones de red débil. Se desarrolla el modelo de pequeña señal de los diferentes elementos de la estructura de sincronización propuesta y se incorpora al modelo de impedancia del convertidor. La aplicación de los criterios de estabilidad citados anteriormente evidencia la reducción de los problemas de estabilidad.

Índice

Agradecimientos	i
Abstract	iii
Resumen	v
Índice	vii
Lista de figuras	xi
Lista de tablas	xix
Nomenclatura	xxi
1 Introducción y objetivos	1
1.1 Contexto de la investigación.....	1
1.2 Introducción	2
1.3 Sistemas de sincronización	5
1.4 Objetivos.....	9
1.5 Estructura del documento	10
1.6 Lista de publicaciones.....	11

2	Sistemas de sincronización de VSCs conectados a la red eléctrica.....	13
2.1	Introducción	14
2.2	Métodos de sincronización trifásicos en lazo abierto.....	16
2.3	Métodos de sincronización trifásicos en lazo cerrado.....	20
2.3.1	Generador de señal en cuadratura monofásico	23
2.3.2	Técnicas que emplean filtros a la salida del detector de fase.....	24
2.3.3	Técnicas de extracción de secuencias simétricas instantáneas	27
2.4	Comparativa de respuesta ante perturbaciones de red	45
2.4.1	Perturbaciones de red.....	46
2.4.2	Resultados de simulación.....	51
2.4.3	Valoración de los resultados de simulación.....	62
2.5	Conclusiones	62
3	Estructura de sincronización para convertidores conectados a red.....	65
3.1	Sistema de sincronización adaptable para la mejora de la estabilidad transitoria	66
3.2	PLL adaptativa basada en vectores	68
3.2.1	Estructura de la VB-PLL	68
3.2.2	Sintonización de la rama de estimación de fase.....	70
3.2.3	Sintonización de la rama de estimación de módulo.....	73
3.2.4	Respuesta a armónicos de la VB-PLL	75
3.3	Generador de señal filtrada en cuadratura.....	77
3.3.1	Estructura y estimación de secuencias del FQSG.....	79
3.3.2	Estimador de frecuencia del FQSG.....	87
3.3.3	Integración del FQSG en el sistema de sincronización.....	93
3.3.4	Comparativa de respuesta en la estimación de secuencias	95
3.4	Controlador de ganancia	97
3.5	Conclusiones	99

4	Modelo de impedancia del convertidor	101
4.1	Introducción al modelo del convertidor.....	102
4.1.1	Configuración del sistema eólico conectado a red	102
4.1.2	Topología del convertidor de red.....	103
4.1.3	Modelo dinámico de turbina eólica	105
4.2	Descripción general del control	106
4.3	Modelo del control de corriente en el dominio $\alpha\beta$	109
4.3.1	Definición de los elementos del control del convertidor	109
4.3.2	Control de corriente. Modelo $\alpha\beta$	123
4.3.3	Admitancia de salida del convertidor. Modelo $\alpha\beta$	130
4.3.4	Análisis de estabilidad basado en pasividad del convertidor.....	134
4.4	Modelo de impedancia del control de corriente en el dominio $d-q$	137
4.5	Impacto de la dinámica de la PLL en el modelo de impedancia.....	142
4.5.1	Control de corriente. Modelo $d-q$	149
4.5.2	Admitancia de salida del convertidor. Modelo $d-q$	151
4.6	Análisis de estabilidad basado en impedancia en redes débiles.....	153
4.6.1	Análisis de estabilidad con diagramas de Bode (SRF-PLL)	157
4.6.2	Análisis de estabilidad con el método generalizado de Nyquist (SRF-PLL).....	160
4.7	Resultados de simulación.....	161
4.8	Conclusiones.....	163
5	Impacto en la estabilidad del FQSG-PLL	165
5.1	Función de transferencia del prefiltro FQSG en el dominio $d-q$	166
5.1.1	Equivalencia entre el filtrado $\alpha\beta$ y $d-q$	168
5.2	Impacto del FQSG-PLL en el modelo de impedancia	170
5.3	Modelo de pequeña señal del FQSG y su estimador de frecuencia.....	175
5.3.1	Linealización del estimador de frecuencia del FQSG	178

5.4	Análisis de estabilidad basado en impedancia	183
5.4.1	Análisis de estabilidad con diagramas de Bode (FQSG-PLL).....	186
5.4.2	Análisis de estabilidad con el método generalizado de Nyquist (FQSG-PLL).....	187
5.5	Resultados de simulación.....	188
5.6	Resultados de experimentación.....	189
5.6.1	Efecto del pre-filtro en la estabilidad en pequeña señal.....	189
5.7	Conclusiones	191
6	Validación por simulación y ensayos experimentales.....	193
6.1	Resultados de simulación.....	194
6.1.1	Respuesta del sistema de sincronización a una falta trifásica.....	195
6.1.2	Respuesta del sistema de sincronización a una falta fase-fase.....	198
6.2	Evaluación experimental con controlador de corriente dq	201
6.2.1	Configuración de la experimentación	201
6.2.2	Respuesta ante huecos de tensión	204
6.2.3	Respuesta a variaciones de frecuencia de la tensión.....	220
6.2.4	Respuesta en redes de tensión distorsionada.....	223
6.2.5	Respuesta a un escalón de potencia	225
6.3	Conclusiones	227
7	Conclusiones y trabajos futuros	229
7.1	Conclusiones	229
7.2	Trabajos futuros	232
	Referencias bibliográficas.....	235

Lista de figuras

1.1	Capacidad mundial de energía eólica e incrementos anuales 2010-2020	2
1.2	Perspectiva de nuevas instalaciones eólicas 2020-2025	3
2.1	Clasificación de métodos de sincronización en convertidores VSC trifásicos	16
2.2	Filtro adaptativo discreto basado en RFDT	17
2.3	Estimación de fase en lazo abierto basado en filtro pasa-bajos	18
2.4	Detector de secuencia en el sistema de referencia estacionario	18
2.5	Diagrama de bloques básico de la SRF-PLL	21
2.6	Diagrama de bloques LPF-PLL	24
2.7	Diagrama de bloques MAF-PLL	25
2.8	Diagrama de bloques del sistema DDSRF	29
2.9	Diagrama de bloques del sistema EPLL	30
2.10	Generador de señal en cuadratura basado en EPLL	31
2.11	Diagrama de bloques del 3phEPLL	32
2.12	Diagrama de bloques del sistema DCCF-PLL	33
2.13	Diagrama de bloques de la DSC-PLL	35
2.14	Diagrama de bloques del DSC en tiempo continuo	35
2.15	Diagrama de bloques del DSC en tiempo discreto	36
2.16	Esquema del filtro adaptativo basado en SOGI (SOGI-QSG)	38

2.17	Diagrama de bloques de la PLL basada en SOGI (SOGI-PLL)	39
2.18	Diagrama de bloques del DSOGI.....	40
2.19	Diagrama de bloques del SOGI-FLL	43
2.20	Estructura de la FLL	44
2.21	Hueco de tensión tipo A.....	47
2.22	Hueco de tensión tipo B	48
2.23	Hueco de tensión tipo C	49
2.24	Hueco de tensión tipo D.....	49
2.25	Tensión de red. a) THD = 2%, b) THD = 8%	51
2.26	Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (hueco A).....	52
2.27	Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (hueco tipo A)	52
2.28	Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (hueco tipo B)	53
2.29	Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (hueco tipo B)	54
2.30	Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (hueco tipo C)	55
2.31	Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (hueco tipo C)	55
2.32	Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (hueco D).....	56
2.33	Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (hueco tipo D)	57
2.34	Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (salto de frecuencia)	58
2.35	Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (salto frecuencia).....	58
2.36	Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (THD=2%)	59
2.37	Estimación de frecuencia y ángulo (THD=2%)	60
2.38	Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (THD=8%)	61
2.39	Estimación de frecuencia y ángulo (THD=8%)	61
3.1	Representación básica del VSC conectado a la red y su sistema de sincronización	67
3.2	Diagrama de bloques básico de la VB-PLL	68
3.3	Vectores de la PLL en el dominio α - β	69

3.4	Esquema de la rama de estimación de fase.....	70
3.5	Rama de estimación de fase como estructura convencional.....	71
3.6	Cambio de dinámica y respuesta a una perturbación de frecuencia	73
3.7	Esquema de la rama de estimación de módulo	74
3.8	Respuesta de la VB-PLL a perturbaciones	75
3.9	Estructura del DSOGL.....	78
3.10	Estructura básica del FQSG.....	80
3.11	Diagrama de Bode de la función $FQSG_{11+}$ en función de k_{FQSG}	81
3.12	Diagrama de Bode de la función $FQSG_{21+}$ en función de k_{FQSG}	82
3.13	Diagrama de Bode de la función $FQSG_{11+}$ en función de f'	83
3.14	Diagrama de Bode de la función $FQSG_{21+}$ en función de f'	83
3.15	Estructura mejorada del FQSG.....	84
3.16	Diagrama de Bode del filtro FQSG para la secuencia positiva ($K_{FQSG +}$)	86
3.17	Diagrama de Bode del filtro FQSG para la secuencia negativa ($K_{FQSG -}$)	86
3.18	Estimador de frecuencia del filtro FQSG	88
3.19	Respuesta del FQSG ante salto de frecuencia	90
3.20	Respuesta del FQSG a salto de frecuencia con secuencia inversa en entrada	92
3.21	Integración del FQSG en el sistema de sincronización	94
3.22	Integración del FQSG con estimación de fase exacta en las dos secuencias	94
3.23	Comparativa de Bodes (magnitud) para diferentes posibilidades de filtrado	95
3.24	Respuesta del filtro FQSG en presencia de un hueco de tensión tipo C. (a) Tensión de red, (b) (c) Amplitudes estimadas para las tres estructuras, (d) Señales de secuencia positiva $\alpha\beta$ detectadas, (e) Señales de secuencia negativa $\alpha\beta$ detectadas ..	96
3.25	Zonas de operación de la PLL con dinámica variable	98
4.1	Soluciones de conversión de potencia para sistemas eólicos de velocidad variable....	102
4.2	Esquema de una turbina eólica PMSG con un full converter	103
4.3	Convertidor VSC conectado a red	104

4.4	Controlador de corriente del convertidor	108
4.5	Esquema general del control del convertidor	110
4.6	Esquema simplificado del control de corriente (I)	111
4.7	Esquema simplificado del control de corriente (II)	112
4.8	Bode de la función de medida de tensión K_{vmed}	113
4.9	Bloques de la estructura de medida de corriente y de tensión	114
4.10	Diagrama de Bode del filtro equivalente de medida con y sin compensación	115
4.11	Bloques de las compensaciones del retardo para el control de secuencia positiva....	116
4.12	Bloques de los separadores de secuencia DSC	118
4.13	Diagrama de Bode del filtro DSC de secuencia positiva/negativa	118
4.14	Bloques del inversor con compensación de retardo	119
4.15	Diagrama de Bode del inversor con compensación de retardo	120
4.16	Diagrama de Bode de los controladores PI en coordenada síncronas para secuencia positiva y negativa	121
4.17	Esquema del inversor simplificado a dos funciones de transferencia	123
4.18	Diagrama de bloques completo del control de corriente (dominio α - β)	125
4.19	Diagrama de Bode de los lazos de control de corriente por secuencias en paralelo..	127
4.20	Diagrama de Bode del control de corriente (i_{L1}/i^*). Lazo abierto	128
4.21	Diagrama de Bode del control de corriente (i_{L1}/i^*). Lazo cerrado	128
4.22	Diagrama de Bode del control de corriente en función de SCR. Lazo abierto	129
4.23	Diagrama de Bode del control de corriente en función de SCR. Lazo cerrado	130
4.24	Esquema simplificado del convertidor y la red	131
4.25	Diagrama de bloques para el cálculo de la admitancia de salida del convertidor $Y_{CL}(s)$	132
4.26	Diagrama de Bode de la función admitancia del convertidor $Y_{CL}(s)$	133
4.27	Diagramas de Bode de la función admitancia del convertidor $Y_{CL}(s)$ con damping activo	135
4.28	Diagramas de Bode de la función admitancia vista desde el PCC, $Y_{PCC}(s)$	136

4.29	Diagrama unifilar simplificado del VSC conectado a red	137
4.30	Esquema de un VSC conectado a red en el dominio $d-q$	138
4.31	Modelo de impedancia simplificado de un VSC conectado a red	139
4.32	Diagrama de bloques del convertidor de corriente (dominio $d-q$)	140
4.33	(a) Diagrama de bloques del sistema SRF-PLL (b) Modelo de pequeña señal	143
4.34	Influencia del error de estimación de ángulo en la referencia de corriente	144
4.35	Influencia del error de estimación de ángulo en la tensión de referencia del modulador	145
4.36	Diagrama de bloques de matrices de transferencia (dominio $d-q$) con efecto de la PLL incluido	147
4.37	Diagrama de Bode del control de corriente $G_{OLm}(s)$. Lazo abierto	150
4.38	Diagrama de Bode del control de corriente $G_{CLm}(s)$. Lazo cerrado	151
4.39	Admitancia del inversor Y_{CLm} y efecto de la PLL, $f_{PLL BW} = 20, 150$ and 300 Hz	152
4.40	Modelo de impedancia de un VSC conectado a red ideal y con efecto de la PLL incluido	154
4.41	Modelo de impedancia de un VSC con la impedancia equivalente de red	154
4.42	Lazo de realimentación con la admitancia del convertidor y la impedancia equivalente de la red	155
4.43	Respuesta en frecuencia de los valores propios en el dominio $d-q$, sin efecto de la dinámica de la PLL	158
4.44	Respuesta en frecuencia de los valores propios en el dominio $d-q$, con efecto de la dinámica de la PLL	159
4.45	Diagramas de Nyquist para los valores propios del ratio de impedancias. (a) sin efecto de la dinámica de la PLL, (b) con efecto de la dinámica de la PLL.	160
4.46	Tensión en el PCC y corriente en el VSC para un control de corriente en el dominio $d-q$ con un sistema de sincronización SRF-PLL. (a) $f_{PLL BW} = 20$ Hz, (b) $f_{PLL BW} = 150$ Hz, (c) $f_{PLL BW} = 200$ Hz	162
4.47	Espectro armónico de las formas de onda simuladas ($f_{PLL BW} = 150$ Hz)	163
5.1	Estructura de sincronización con pre-filtro FQSG	166
5.2	Diagrama de bloques del pre-filtro DDSRF	168

5.3	Diagrama de bloques de matrices de transferencia (dominio $d-q$) con efecto del sistema FQSG-PLL incluido	172
5.4	Bodes de admitancias de convertidor con efecto del pre-filtro, $f_{PLLW}=80$ Hz	175
5.5	Estructura simplificada del estimador de frecuencia del FQSG.....	178
5.6	Bodes de admitancias de convertidor con efecto del estimador de frecuencia.....	182
5.7	Modelo de impedancia de un VSC conectado a red ideal y con efecto de la estructura FQSG-PLL incluido.....	183
5.8	Modelo de impedancia del VSC+FQSG-PLL con impedancia de red.....	184
5.9	Lazo de realimentación con admitancia del VSC+FQSG-PLL e impedancia de red..	185
5.10	Respuesta en frecuencia de los valores propios en el dominio $d-q$, con efecto de la dinámica de FQSG-PLL	187
5.11	Diagramas de Nyquist para los valores propios del ratio de impedancias. (a) SRF-PLL, (b) FQSG-PLL.....	188
5.12	Tensión en el PCC y corriente en el VSC (FQSG-PLL).....	189
5.13	Formas de onda con efecto FQSG. (a) Corrientes VSC, (b) Tensiones PCC.....	190
5.14	Espectro armónico de registros con SRF-PLL.....	191
6.1	Simulación de hueco trifásico. Estimación de amplitudes de tensión de secuencias. (a) Tensiones en el PCC, (b) Secuencia positiva, (c) Secuencia negativa	196
6.2	Simulación de hueco trifásico. (a) Estimación de componentes simétricas de tensión de secuencia positiva, (b) Estimación de frecuencia, (c) Estimación de ángulo.....	197
6.3	Simulación de hueco trifásico. Detalle de la acción del controlador de ganancia.....	198
6.4	Simulación de hueco bifásico. Estimación de amplitudes de tensión de secuencias. (a) Tensiones en el PCC, (b) Secuencia positiva, (c) Secuencia negativa	199
6.5	Simulación de hueco bifásico. (a) Estimación de componentes simétricas de tensión de secuencia positiva, (b) Estimación de frecuencia, (c) Estimación de ángulo.....	200
6.6	Simulación de hueco bifásico. Detalle de la acción del controlador de ganancia	200
6.7	Banco de pruebas para tecnología <i>Full Converter</i> . INGETEAM	201
6.8	Registros de tensiones de red para hueco trifásico severo en vacío	205
6.9	Señales del controlador de ganancia para hueco trifásico en vacío. (a) Estimación rápida de amplitud, (b) Constante proporcional del lazo de fase de la VB-PLL	205

6.10	Estimación de frecuencia y fase para hueco trifásico severo en vacío	206
6.11	Estimación de amplitud de tensión para hueco trifásico en vacío. (a) Secuencia positiva, (b) Secuencia negativa.....	207
6.12	Registros de tensiones de red para hueco desequilibrado severo en vacío	207
6.13	Señales del controlador de ganancia para hueco desequilibrado en vacío. (a) Estimación rápida de amplitud, (b) Constante proporcional del lazo de fase de la VB-PLL.....	208
6.14	Estimación de frecuencia y fase para hueco desequilibrado severo en vacío	208
6.15	Estimación de amplitud de tensión para hueco desequilibrado en vacío. (a) Secuencia positiva, (b) Secuencia negativa.....	209
6.16	Formas de onda experimentales con hueco trifásico 20%. (a) Tensiones de red, (b) Corrientes de convertidor	210
6.17	Estimación de amplitudes en hueco trifásico 20%. (a) Secuencia positiva, (b) Secuencia negativa	211
6.18	Hueco trifásico 20%. (a) Estimación de frecuencia, (b) Estimación de fase	211
6.19	Hueco trifásico 20%. (a) Estimación rápida de amplitud, (b) Constante proporcional del regulador del lazo de fase de la VB-PLL	212
6.20	Formas de onda experimentales con hueco desequilibrado 20%. (a) Tensiones de red, (b) Corrientes de convertidor	213
6.21	Estimación de amplitudes en hueco desequilibrado 20%. (a) Secuencia positiva, (b) Secuencia negativa	213
6.22	Hueco desequilibrado. (a) Estimación de frecuencia, (b) Estimación de fase	214
6.23	Hueco desequilibrado 20%. (a) Estimación rápida de amplitud, (b) Constante proporcional del regulador del lazo de fase de la VB-PLL	215
6.24	Formas de onda experimentales con hueco trifásico 0%. (a) Tensiones compuestas de red, (b) Corrientes de convertidor.....	216
6.25	Hueco trifásico 0%. (a) Corriente I_{d+} , (b) Corriente I_{q+}	217
6.26	Hueco trifásico 0%. (a) Estimación de magnitudes de tensiones por secuencias, (b) Potencias de salida del convertidor	217
6.27	Formas de onda experimentales con hueco desequilibrado 0%. (a) Tensiones compuestas de red, (b) Corrientes de convertidor	218

6.28	Hueco desequilibrado 0%. (a)(c) Corriente I_{d+-} , (b)(d) Corriente I_{q+-}	219
6.29	Hueco desequilibrado 0%. (a) Estimación de magnitudes de tensiones por secuencias, (b) Potencias de salida del convertidor	219
6.30	Estimación de frecuencia con un salto de 2 Hz.....	221
6.31	Estimación de frecuencia con diferentes derivas	222
6.32	Tensiones de red distorsionadas (5° y 7° armónico).....	223
6.33	Red distorsionada. Amplitudes de secuencias estimadas y frecuencia detectada.....	224
6.34	Análisis armónico de la respuesta del pre-filtrado	225
6.35	Escalón de potencia activa. Tensión de red y corriente de convertidor.....	226
6.36	Escalón de potencia activa. Potencia de salida y tensión estimada	226

Lista de tablas

2-1	Tensión de red distorsionada. Contenido armónico	50
3-1	Parámetros del FQSG para diferentes dinámicas	90
3-2	Ganancias del regulador PI del estimador para diferentes dinámicas	92
4-1	Parámetros del control, filtro y red para definir el modelo de convertidor	124
4-2	Parámetros del sistema de sincronización SRF-PLL.....	149
4-3	Parámetros de los elementos de red	158
5-1	Parámetros del sistema de sincronización FQSG-PLL.....	174
5-2	Parámetros del FQSG-PLL con estimador de frecuencia.....	181
6-1	Configuración de la simulación para escenarios reales	195
6-2	Parámetros de configuración de la experimentación	202
6-3	Parámetros de configuración de las estructuras de sincronización.....	203

Nomenclatura

ANF	' <i>Adaptive Notch Filter</i> ' (Filtro <i>Notch</i> adaptativo)
AVGS	' <i>Adaptive Vector Grid Synchronization system</i> ' (Sistema vectorial adaptativo de sincronización a red)
CCU	' <i>Converter Control Unit</i> ' (Unidad de control del convertidor)
DDSRF	' <i>Decoupled Double Synchronous Reference Frame</i> ' (Sistema de referencia síncrono doble desacoplado)
DSC	' <i>Delayed Signal Cancellation</i> ' (Cancelación de señal retardada)
DSOGI	' <i>Dual Second Order Generalized Integrator</i> ' (Integrador generalizado de segundo orden dual)
FGS	' <i>Fuzzy Logic Gain Scheduling</i> ' (Control de ganancias basado en lógica difusa)
FQSG	' <i>Filtered Quadrature Signal Generator</i> ' (Generador de señal filtrada en cuadratura)
GNC	' <i>Generalized Nyquist Stability Criterion</i> ' (Criterio de estabilidad generalizado de Nyquist)
ISC	' <i>Instantaneous Symmetrical Components</i> ' (Componentes simétricas instantáneas)
MIMO	' <i>Multiple Input Multiple Output</i> ' (Sistema dinámico de múltiples entradas y salidas)
NPC	' <i>Neutral Point Clamped</i> ' (Convertidor de tres niveles con diodos limitadores)
LPF	' <i>Low-Pass Filter</i> ' (Filtro pasa bajo)
LVRT	' <i>Low Voltage Ride Through</i> '
PCC	' <i>Point of Common Coupling</i> ' (Punto común de conexión)

PI	Controlador proporcional-integral
PLL	' <i>Phase Locked Loop</i> '
PNSC	' <i>Positive-Negative Sequence Calculation block</i> ' (Calculador de secuencias positiva y negativa)
p.u.	' <i>Per Unit</i> ' (Valor por unidad)
PWM	' <i>Pulse Width Modulation</i> ' (Modulación por anchura de pulso)
RCI	' <i>Reactive Current Injection</i> ' (Inyección de corriente reactiva)
SCR	' <i>Short Circuit Ratio</i> ' (Relación de cortocircuito)
SISO	' <i>Single Input Single Output</i> ' (Sistema dinámico de entrada y salida única)
SRF	' <i>Synchronous Reference Frame</i> ' (Sistema de referencia síncrono)
TSO	' <i>Transmission System Operator</i> ' (Operador del sistema eléctrico)
VB-PLL	' <i>Vector Based PLL</i> ' (PLL basada en vectores adaptativos)
VFAE	' <i>Voltage Fast Amplitude Estimation</i> ' (Estimación rápida de amplitud de tensión)
VSC	' <i>Voltage Source Converter</i> ' (Convertidor en fuente de tensión)

Capítulo 1.

Introducción y objetivos

1.1 Contexto de la investigación

Esta Tesis presenta el trabajo realizado en el programa de doctorado “Sistemas de Energía Eléctrica” dentro de un marco de desarrollo de métodos y algoritmos que faciliten la conexión de las fuentes de energía renovable a los sistemas eléctricos.

El trabajo de investigación se ha realizado con la colaboración de investigadores del grupo SEER, el centro de investigación sobre Sistemas de Energía Eléctrica Renovable de la Universitat Politècnica de Catalunya y del equipo de I+D de la unidad eólica de Ingeteam Power Technology S.A. (en adelante INGETEAM).

Este trabajo se inicia dentro de las actividades del proyecto ITERE (RTC-2014-1824-3), *Integración de turbinas eólicas en las redes eléctricas futuras para lograr una economía sostenible y nuevos mercados*, cofinanciado por el Ministerio de Economía y Competitividad, dentro del Plan Nacional de Investigación Científica y Técnica y de Innovación Tecnológica 2013-2016. Este proyecto ha sido una colaboración entre INGETEAM (líder del proyecto) y la Universitat Politècnica de Catalunya, buscando soluciones óptimas que permitan la integración masiva de turbinas eólicas en las redes eléctricas del futuro (redes débiles y de países emergentes) mediante la investigación de las tecnologías necesarias para el

desarrollo de un equipo competitivo y de características avanzadas que permita la integración eólica requerida para lograr una economía sostenible.

1.2 Introducción

La creciente integración de la energía eólica en el sistema eléctrico es indudable. Se calcula que en 2020 se instalaron 93 GW de potencia eólica en todo el mundo, incluidos más de 86,9 GW *on-shore*, el mayor volumen hasta la fecha, y casi 6,1 GW *off-shore*. Este mercado récord superó en un 45% el anterior máximo, en 2015 (63,8 GW), y representa un aumento de casi el 53% en relación con las instalaciones de 2019 [1]. Como muestra la Figura 1.1, a finales del año 2020 la capacidad total de energía eólica mundial aumentó un 14% respecto a 2019 y se acercaba a los 743 GW (707,4 GW *on-shore* y el resto *off-shore*); el doble de la capacidad en funcionamiento en todo el mundo solo seis años antes, a finales de 2014, confirmando las buenas expectativas de futuro realizadas en aquella época [2].

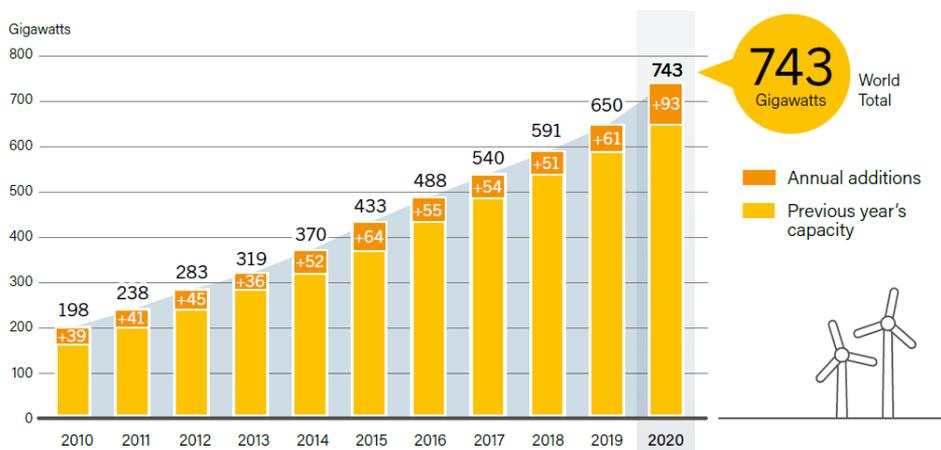


Figura 1.1 Capacidad mundial de energía eólica e incrementos anuales 2010-2020 [1]

Las expectativas de crecimiento eólico a nivel mundial siguen siendo positivas [3]. La Figura 1.2 muestra la perspectiva de nuevas instalaciones eólicas para los próximos 5 años. Aunque la capacidad instalada en 2020 ha marcado un nuevo máximo, la tasa de crecimiento anual compuesto (CAGR, *compound annual growth*

rate) para los próximos cinco años es del 4,0%. Se espera que se añadan casi 94 GW de nuevas instalaciones cada año hasta 2025. Esto supone más de 469 GW de capacidad en los próximos cinco años, entre ellas unos 400 GW *on-shore* y 70 GW *off-shore*, lo que se traduce en un mercado potencial mundial de instalación de turbinas eólicas que deberán ser integradas masivamente en redes principalmente débiles.

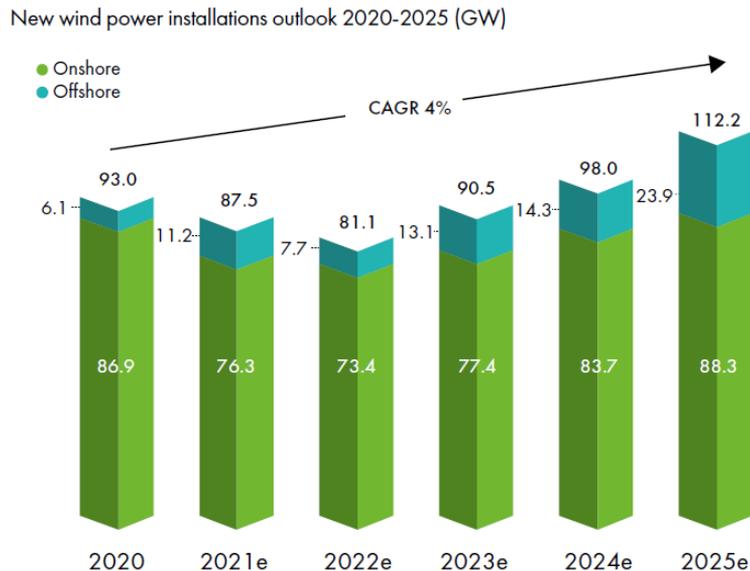


Figura 1.2 Perspectiva de nuevas instalaciones eólicas 2020-2025 [3]

Estos datos ponen de manifiesto las buenas perspectivas de crecimiento en los próximos años, mejores que para cualquier otra fuente de energía renovable, convirtiéndose realmente en un actor importante en el sistema de suministro de energía. Es necesario, por tanto, profundizar en la investigación y el conocimiento de la integración de este tipo de energía en la red eléctrica.

Los códigos de red, desarrollados y aplicados en muchos países, son actualizados periódicamente y proporcionan un marco de trabajo para los fabricantes a la hora de desarrollar sus equipos. Los elementos clave en los diferentes códigos de red siguen siendo similares en todo el mundo ya que su objetivo final es garantizar la operación

segura, confiable y económica del sistema eléctrico [4]-[7]. Se pueden armonizar muchos requisitos entre países, lo que les permite unir sus recursos en áreas como la certificación y facilitar a los fabricantes el acceso a más mercados. Por ejemplo, los códigos ENTSO-E están destinados a armonizar y estandarizar los requisitos técnicos de los códigos de red europeos [8][9].

Estas normativas exigen a las plantas de generación eólica una contribución a la estabilidad del sistema eléctrico, obligándolas a hacerse cargo de tareas de control que tradicionalmente estaban destinadas a las centrales eléctricas convencionales. Los principales elementos de los códigos de red incluyen requerimientos FRT (*fault ride-through*), control de energía activa/reactiva, regulación de frecuencia/tensión, calidad de suministro eléctrico y protección del sistema.

Con respecto a la operación ante faltas de red, en el sistema eólico es necesario el control coordinado de varios subsistemas como los convertidores de lado generador/red, el *chopper* de frenado o el controlador del ángulo de *pitch*. Además, los controles clave del convertidor de red como la regulación de corriente, estabilización de bus de continua y sincronización a la red, tienen que actuar rápidamente.

Los siguientes requisitos son comunes en la mayoría de los códigos de red:

- Operación normal: Rangos de tensión y frecuencia, control de potencia activa y control de potencia reactiva.

Para las operaciones de red normales, el requisito de control de potencia activa se define como el ajuste de la potencia activa con respecto a las desviaciones de frecuencia y las órdenes procedentes del operador del sistema eléctrico (TSO, *transmission system operator*).

Generalmente, el requisito de control de potencia reactiva es en respuesta a las variaciones de tensión en el punto común de conexión (PCC, *point of common coupling*) y está relacionado con características de cada red como la relación entre la potencia de la planta y la potencia de cortocircuito, el *short circuit ratio* (SCR), y el efecto de este en la variación indeseable de la tensión en bornes de la planta. Existen tres opciones diferentes para este requisito; control de la referencia de potencia reactiva, control del factor de potencia y control de la tensión.

- Comportamiento ante perturbaciones de red: *voltage ride through* (VRT) e inyección de corriente reactiva (RCI, *reactive current injection*).

Perturbaciones en la red en forma de huecos o variaciones de tensión pueden provocar desconexiones de la planta de generación eólica causando inestabilidad del resto de la red o desconexiones en cascada. Para evitar esto, los códigos de red requieren una operación continua, incluso si el hueco de tensión alcanza niveles muy bajos (en algunos casos 0 *p.u.*), apoyar la recuperación de la tensión mediante la inyección de corriente reactiva y restaurar la potencia activa una vez despejada la falta con unos valores de rampa limitados.

Este trabajo de tesis aporta mejoras a la estabilidad de un convertidor en fuente de tensión (VSC, *voltage-source converter*) con control de corriente conectado a red para lograr una integración satisfactoria, consiguiendo que el equipo trabaje en redes problemáticas de forma robusta y reaccionando ante las perturbaciones, contribuyendo de forma positiva a la mejora de la red. En lo que a redes eléctricas perturbadas se refiere, se realizan aportaciones en respuesta a huecos de tensión, contenido armónico y redes débiles.

1.3 Sistemas de sincronización

Un aspecto fundamental a considerar en la integración del convertidor en la red eléctrica es la etapa de sincronización, en especial en redes problemáticas, muy perturbadas o débiles. Las soluciones de sincronización más aplicadas al campo de la generación de energía en redes trifásicas se han basado tradicionalmente en sistemas de lazo de seguimiento de fase apoyados en el sistema de referencia síncrono (SRF-PLL, *synchronous reference frame – phase locked loop*), con un funcionamiento satisfactorio en condiciones de equilibrio y de estado estacionario, pero con respuesta deficiente en condiciones de redes desequilibradas o distorsionadas [10][11]. Para resolver los principales inconvenientes de la SRF-PLL, se han publicado y patentado diferentes estructuras de sincronización [12]-[14]. Algunas de estas nuevas estructuras proponen la integración de bloques con capacidades de filtrado que mejoran la inmunidad frente a armónicos de la PLL. Casi todos estos métodos de sincronización de red mejorados y avanzados también se adaptan a la frecuencia, lo que permite una buena sincronización con la frecuencia fundamental, incluso con variaciones de frecuencia [15]. Han surgido una

amplia variedad de alternativas para abordar los problemas de estabilidad de sincronización, inicialmente en condiciones de desequilibrio o saltos de fase en redes distorsionadas y, en los últimos tiempos, enfocándose en la respuesta en escenarios con redes de baja relación de cortocircuito (SCR) o transitorios severos [16]-[18].

La clasificación de las técnicas de análisis de estabilidad se establece según el tipo de ecuaciones empleadas [19]. El estudio de la estabilidad del sistema se puede realizar directamente utilizando las ecuaciones no lineales que representan su dinámica. Este tipo de estudio, denominado "de gran señal", proporciona información sobre todo el rango operativo y está orientado a la estabilidad de sincronización de los VSC ante grandes perturbaciones de la red. La otra alternativa, enfocada a mantener sincronismo con pequeñas perturbaciones de la red, es la linealización de estas ecuaciones en un punto de operación específico, realizando un análisis dinámico de la estabilidad de estos sistemas alrededor del punto de operación en estado estacionario o en "pequeña señal".

El análisis de estabilidad de pequeña señal es uno de los principales problemas relacionados con la estabilidad de los VSC conectados a la red [20], con dos enfoques ampliamente utilizados: el modelo de espacio de estado en el dominio del tiempo y el modelo basado en impedancia en el dominio de frecuencia.

Los modelos en el espacio de estados requieren una definición detallada de las ecuaciones dinámicas de todos los elementos del sistema, tanto los que conforman el convertidor como los de la red, pero proporcionan mucha información sobre los modos de oscilación y la dependencia de sus parámetros. Se trata de un gran desafío para los VSC conectados a red con controladores avanzados [21][22], donde un aumento en el número de variables de estado, entradas y salidas del sistema, complica el análisis matemático. Por otra parte, los modelos en el espacio de estado presentan poca flexibilidad ya que, si se añaden, eliminan o modifican componentes en los controladores o en la red, el modelo debe obtenerse de nuevo.

El segundo enfoque para abordar la estabilidad en pequeña señal es el modelado de todos los elementos mediante impedancias equivalentes utilizando funciones de transferencia en el dominio de la frecuencia. Para obtener el modelo basado en impedancia, el sistema debe linealizarse sobre un punto operativo específico, proporcionando información sobre la respuesta de frecuencia y los márgenes de estabilidad en ese punto [23]. Presenta como principal ventaja que, después de

analizar los elementos de convertidor, el resultado puede dar un modelo de caja negra que permita predecir la dinámica del sistema y en el que no haga falta detallar el modelo completo cuando se conecte a red para analizar la estabilidad. Además, el modelo facilita la ampliación con impedancias adicionales si aumenta la complejidad del control del convertidor o de la red. Posteriormente, el impacto en la estabilidad del convertidor de los lazos de control de corriente, las estructuras de sincronización o el lazo de control de la tensión del bus se analiza en función de criterios de estabilidad basados en modelos de impedancia [24].

La impedancia de entrada de un VSC está influenciada por la dinámica del PLL, con la posibilidad de alcanzar valores de resistencia negativos que pueden facilitar la aparición de resonancias o incrementar la magnitud de estas [25]. Diferentes publicaciones sobre la estabilidad de convertidores conectados a red incorporan avanzados sistemas de sincronización para analizar la influencia de su dinámica [26]-[28]. Existen varios métodos para mejorar la estabilidad de pequeña señal de los VSC conectados a la red mitigando el efecto negativo de la dinámica de la PLL en el control de corriente. Por un lado, limitando el ancho de banda PLL con el ajuste de sus parámetros de control se logra un rango de frecuencia más pequeño para la resistencia negativa [23][27]. Por otro lado, existen propuestas basadas en la alteración de la estructura de control PLL, como en [29] donde el concepto de PLL simétrica permite establecer el modelo de impedancia de pequeña señal con funciones de transferencia compleja de entrada única y salida única (SISO, *single input single output*), o en [30], con métodos de control de *active damping*. Existen otras contribuciones relacionadas con el control basado en *feedforward*, desde la tensión del PCC como impedancia virtual [31] o desde la PLL al control de corriente [32]. Recientemente, se han propuesto algunos métodos para reducir las matrices de impedancia a equivalentes SISO para facilitar el análisis de estabilidad. Algunos autores simplifican las matrices de impedancia obviando los acoplamientos entre ejes, asumiendo implicaciones de estabilidad inexactas [33]-[36]. Otros establecen el equivalente SISO en base a ciertos supuestos que no siempre ocurren en redes con una gran presencia de convertidores [37][38].

Este trabajo de Tesis aborda el efecto dinámico del sistema de sincronización de un convertidor VSC conectado a la red en condiciones de red débil. Muchas de las estructuras de sincronización avanzadas tienen asimetría en el seguimiento de fase de la PLL ya que al estar implementada en el dominio $d-q$ solamente está regulada la componente del eje q . La PLL introduce perturbaciones de pequeña señal en los

lazos de control de corriente y el análisis de su influencia sobre la impedancia de salida se desarrolla en los dominios $d-q$ y $\alpha-\beta$ [39]. Para el estudio de la influencia de esa dinámica asimétrica, el modelo de impedancia debe basarse en matrices de impedancia y se utilizan diferentes criterios para la evaluación de la estabilidad de estos sistemas dinámicos de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, *multiple input multiple output*). Se pueden encontrar en la literatura numerosos estudios analíticos, simulaciones y pruebas experimentales en convertidores de baja potencia mostrando el problema de los sistemas de sincronización rápida [33][34].

La estructura de sincronización propuesta en este trabajo, incorpora un pre-filtro que estima las componentes simétricas instantáneas de la tensión de red en el dominio $\alpha-\beta$, agregando capacidad de filtrado sin necesidad de ningún sistema de referencia síncrono. El impacto del pre-filtro en la estabilidad de un VSC conectado a redes débiles, se aborda con criterios de estabilidad basados en un modelo de impedancia en dominio $d-q$, incorporando funciones de transferencia de pequeña señal de los diferentes elementos de sincronización.

Respecto a la estabilidad transitoria de los VSC sincronizados con PLL bajo grandes perturbaciones de la red, en los últimos años se pueden encontrar varias propuestas [19]. Todos ellos con el objetivo común de evitar el fenómeno de pérdida de sincronización durante las faltas. Algunos métodos de control se basan en modificar la corriente activa inyectada durante la falta [40] pero sobre todo existen muchos métodos que adaptan los parámetros de control del PLL a la situación de la red, congelándola durante la falta [41] o aumentando su relación de amortiguamiento [42]. En [43] se propone una PLL adaptativa que cambia entre la PLL de segundo y primer orden durante la falta. También hay propuestas basadas en la alteración de la estructura de control PLL, como en [44], donde se introduce un método de control de normalización de tensión manteniendo su magnitud del eje d al valor nominal incluso durante fallas de la red.

Con respecto al análisis de gran señal, la estructura de sincronización propuesta en este trabajo se ajusta para mejorar la estabilidad transitoria durante faltas severas de la red proporcionando una buena respuesta considerando la situación más crítica, que es el LVRT (*low voltage ride-through*).

1.4 Objetivos

Los objetivos establecidos en el desarrollo de esta Tesis Doctoral son los siguientes:

- Estudio de las diferentes estructuras de sincronización existentes en la actualidad, realizando análisis comparativos de prestaciones ante perturbaciones de red, con especial dedicación a huecos de tensión y armónicos de tensión, resaltando la problemática de cada una de ellas y extrayendo las características diferenciales.
- Configuración de un sistema de sincronización avanzado, capaz de contribuir a cubrir las necesidades impuestas por los códigos actuales y futuros, que permita la detección rápida y eficaz de las componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión, así como su fase y frecuencia, en la medida que el control de corriente del convertidor lo solicite y en condiciones de red trifásica distorsionada y desequilibrada.
- Desarrollo de un modelo de un convertidor VSC de dos niveles con filtro de conexión a red LCL que permita simular en condiciones transitorias de red, estructuras de control de corriente en el sistema de referencia estacionario y giratorio, basados en el control efectivo de corrientes de secuencia positiva y negativa.
- Desarrollo de un modelo de impedancia de pequeña señal de un convertidor VSC, basado en un sistema MIMO en el sistema de referencia rotativo ($d-q$), que permita caracterizar el efecto de la dinámica de un sistema de sincronización convencional (SRF-PLL) en el lazo de control de corriente, en coordenadas síncronas, de un convertidor conectado a una red débil.
- Estudio de los criterios de estabilidad en pequeña señal basados en modelos de impedancia de convertidores conectados a redes débiles.
- Desarrollo de un modelo de pequeña señal en el dominio $d-q$ de la etapa de prefiltrado propuesta en este trabajo de Tesis e integración en el modelo de impedancia de convertidor de la estructura de sincronización completa.
- Estudio de estabilidad en pequeña señal del convertidor en condiciones de red débil con la estructura de sincronización propuesta.

- Integración y validación de la estructura de sincronización propuesta en una plataforma experimental, a escala real, de alta potencia (en el rango de 2 MW) bajo condiciones transitorias de red.

1.5 Estructura del documento

Además de este primer capítulo de planteamiento general de la Tesis Doctoral, este documento está compuesto por otros seis capítulos. El siguiente resumen incluye los principales aspectos de su contenido:

En el capítulo 2, se realiza una revisión de las estructuras avanzadas de sincronización trifásicas con especial atención a las fundamentadas en el seguimiento de fase. Una vez detectadas las limitaciones de la estructura convencional SRF-PLL en redes perturbadas, se abordan diferentes opciones en la etapa de prefiltrado, sobre la que se centran varias de las aportaciones al control de convertidores conectados a red presentadas en este trabajo.

En el capítulo 3, se propone una estructura avanzada de sincronización de red para aplicación en convertidores VSC controlados por corriente y conectados a la red eléctrica. El sistema propuesto, con una etapa de prefiltrado y una PLL de ganancia programada, permite, por un lado, detectar de manera estable y rápida la magnitud, la frecuencia y la fase de la tensión de red trifásica, y por otro, separar sus componentes de secuencia positiva y negativa de manera precisa y fiable para dar soporte estable a técnicas de control de corriente avanzadas, que operan en entornos de red severamente desequilibrados y distorsionados, con la obligación de cumplir los requisitos de funcionamiento transitorio impuestos por los códigos de red.

En el capítulo 4, se describe la topología del convertidor en estudio y se desarrolla un modelo de impedancia equivalente. Los convertidores conectados a la red en condiciones de red débil pueden presentar inestabilidad asociada con los elementos de sincronización, y no directamente con el lazo de control de corriente. El modelo de impedancia de pequeña señal desarrollado, basado en un sistema MIMO en el sistema de referencia rotativo ($d-q$), permite caracterizar el efecto de la dinámica de la PLL en el lazo de control de corriente del convertidor. Se aplican criterios de estabilidad basados en modelos de impedancia para sistemas MIMO como son el generalizado de Nyquist, los basados en diagramas de Bode o el de pasividad del

convertidor. Estas técnicas ponen de manifiesto los problemas de estabilidad del convertidor para dinámicas rápidas de la PLL.

La estructura de sincronización con pre-filtro presentada en el capítulo 3, basada en un generador de señal filtrada en cuadratura, se propone en el capítulo 5 para mejorar la dinámica del funcionamiento del controlador de corriente del convertidor y solventar los problemas de estabilidad asociados a las PLLs rápidas en redes débiles. Se desarrolla el modelo de pequeña señal de la etapa de prefiltrado que, integrado en el modelo de impedancia del convertidor definido en el capítulo 4, permite caracterizar el efecto de la dinámica de la estructura de sincronización propuesta en el lazo de control de corriente. A partir de él, el análisis basado en el modelo de impedancia muestra la reducción de los problemas de estabilidad del convertidor en redes débiles.

Los resultados obtenidos en las simulaciones con registros reales de tensiones de red, y en la fase experimental en una plataforma de ensayos de alta potencia, se exponen en el capítulo 6, con el propósito de validar el buen comportamiento del sistema de sincronización propuesto, y el del convertidor, ante perturbaciones de tensión de red de acuerdo a los desarrollos teóricos de capítulos anteriores.

Finalmente, en el capítulo 7 se recogen las principales conclusiones de este trabajo de investigación llevado a cabo en esta Tesis doctoral y se identifican aquellas áreas en las que es necesario seguir investigando, proponiendo opciones para el trabajo futuro.

1.6 Lista de publicaciones

Esta tesis ha dado lugar a las publicaciones citadas a continuación. La teoría y los resultados presentados en estos trabajos se analizan en detalle en los capítulos siguientes.

Artículos de revista:

- J. Ignacio García, J. Ignacio Candela and P. Catalán, "Pre-filtered synchronization structure for grid-connected power converters to reduce the stability impact of PLL dynamics," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020.

- J. Ignacio García, J. Ignacio Candela, A. Tarrasso y P. Catalán, "An Adaptive Synchronization Structure for Voltage-Source Converters under Grid Fault Conditions," (en proceso de revisión).
- M. Shahparasti, Mahdi, J.I. Garcia, P. Catalán, J. I. Candela y A. Luna, "Enhanced Performance Controller for High Power Wind Converters Connected to Weak Grids," en *IET Renewable Power Generation*, vol.14, no.12, pp. 2058-2067, sept. 2020.

Artículo de conferencia:

- J. I. Garcia, J. I. Candela, A. Luna and P. Catalan, "Grid synchronization structure for wind converters under grid fault conditions," *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florence, 2016, pp. 2313-2318.

Capítulo

2.

Sistemas de sincronización de VSCs conectados a la red eléctrica

Uno de los aspectos más importantes a considerar en el control de convertidores de potencia conectados a la red eléctrica es la sincronización correcta con la tensión trifásica, con un compromiso ineludible entre la inmunidad a la distorsión armónica y la rapidez de respuesta.

En el campo de los convertidores VSC controlados por corriente y conectados a la red eléctrica, los sistemas basados en PLL siguen siendo el concepto de diseño dominante en la etapa de sincronización.

Las ideas fundamentales sobre las prestaciones que deben tener esas PLLs contemplan, principalmente, restricciones de respuesta dinámica, en amplitud, fase y frecuencia, precisión, capacidad de rechazo a la distorsión armónica, inmunidad al ruido, robustez ante desequilibrios, simplicidad estructural (diseño, adaptación e implementación) o carga computacional.

Este capítulo realiza un recorrido por las estructuras avanzadas de sincronización trifásicas con especial atención a sus etapas de prefiltrado, sobre la que se centran varias de las aportaciones al control de convertidores conectados a red presentadas en este trabajo. En un primer apartado de introducción se presenta una clasificación de métodos de sincronización en convertidores VSC trifásicos. A continuación, se abordan por separado métodos en lazo abierto y en lazo cerrado y, dentro de estos

últimas, con los sistemas con seguimiento de fase como prioridad, se diferencian los métodos con etapas de filtrado en el lazo de control (*in loop*) y métodos con etapas de pre-filtrado con el objetivo principal de detectar la secuencia positiva de la tensión de red. Después de un breve repaso a las técnicas basadas en seguimiento de frecuencia, finalmente se realiza una comparativa de dos de las estructuras presentadas mostrando su comportamiento bajo simulación en presencia de armónicos, huecos de tensión, saltos de fase y variaciones de frecuencia.

2.1 Introducción

Una PLL es un sistema de control no lineal de realimentación negativa que sincroniza su salida en frecuencia y fase con su entrada. Se trata de un método específico de sincronización a red donde el bloque principal está basado en un sistema de seguimiento de fase, aunque no es el único que se puede utilizar. De hecho, actualmente hay varias propuestas, varias de ellas se citan en los siguientes apartados, que se basan en otro tipo de seguimiento.

Los fabricantes de convertidores buscan nuevas soluciones para los sistemas de sincronización cuya evolución ha sido especialmente importante en los últimos años de la mano de los cambios en los códigos de red.

Las diferentes soluciones de sincronización suelen tener 3 bloques principales:

- *Bloques de acondicionamiento:* Incluyen filtrado, generación de señales en cuadratura y separación de secuencias. Son sistemas que sirven para acondicionar la señal de entrada al bloque principal de sincronización contribuyendo a su buen funcionamiento y permitiendo, en muchos casos, ampliar el ancho de banda del control y responder más rápido sin perder estabilidad.
- *Bloque de sincronización:* Puede estar basado en un lazo de seguimiento de fase (PLL) o en un lazo de seguimiento de frecuencia (FLL, *frequency locked loop*). Este bloque es el que realmente permite sincronizar y estimar la amplitud, fase y frecuencia de la tensión de red.
- *Bloque de reconstrucción de señales:* En este bloque se suele adaptar la señal de salida al sistema de referencia que se precise (dq , $\alpha\beta$, abc). Como tal, es un bloque auxiliar de los controles posteriores más que de la PLL. También se

contempla en este bloque, la posibilidad de generar referencias con características particulares que permitan mejorar la dinámica del control de corriente en caso de faltas.

En el caso donde el vector de tensión, en el punto de conexión del convertidor de potencia, está distorsionado por armónicos de orden superior con amplitud razonable, puede reducirse el ancho de banda del sistema de detección para cancelar el efecto de estos armónicos en la salida. A pesar de esta reducción de ancho de banda, el sistema de detección todavía debe funcionar satisfactoriamente en presencia de variaciones lentas de la frecuencia de la señal de entrada. En el caso donde el vector de tensión está desequilibrado, la reducción de ancho de banda, por sí sola, no es una solución aceptable puesto que la presencia de secuencia negativa en la señal de entrada, dificulta la detección de la secuencia positiva de la tensión y empeora la respuesta dinámica del sistema. Los componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión desequilibrada deben ser identificados mediante el uso de técnicas de detección específicas, de forma rápida, precisa y rechazando armónicos de orden superior, para ser la entrada al sistema de control que reaccionará al transitorio de red, siendo esencial en todos los medios de generación de energía con interconexión electrónica.

En dichos sistemas, el ángulo de fase y la magnitud de los componentes de tensión de secuencia positiva y negativa se utilizan generalmente para la sincronización de las variables de salida del convertidor, el cálculo del flujo de energía o transformación de las variables del sistema de referencia estacionario α - β al sistema de referencia síncrono d - q .

Este capítulo presenta las principales técnicas de sincronización y métodos de extracción de componentes simétricas instantáneas (ISC, *instantaneous symmetrical components*). La correcta detección de la componente de secuencia positiva de tensión de red, a frecuencia fundamental, puede considerarse como una de las principales tareas del sistema de sincronización de un convertidor de potencia trifásico [11].

En general, los métodos de sincronización pueden dividirse en soluciones de lazo abierto y lazo cerrado, dependiendo de si el ángulo de fase es realimentado o no [17][45]. Los métodos de lazo abierto directamente estiman la magnitud, la fase y la frecuencia de la señal entrante basándose en un sistema de referencia estacionario α - β . Una característica importante de estos métodos es que, al no tener realimentación

de fase, requieren un módulo externo de estimación de la frecuencia. En los métodos de lazo cerrado, las tensiones en el sistema de referencia síncrono son calculadas a partir de la estimación de la fase que se actualiza constantemente a través de un lazo de realimentación.

En la Figura 2.1 se presenta una clasificación de sistemas de sincronización de sistemas trifásicos.

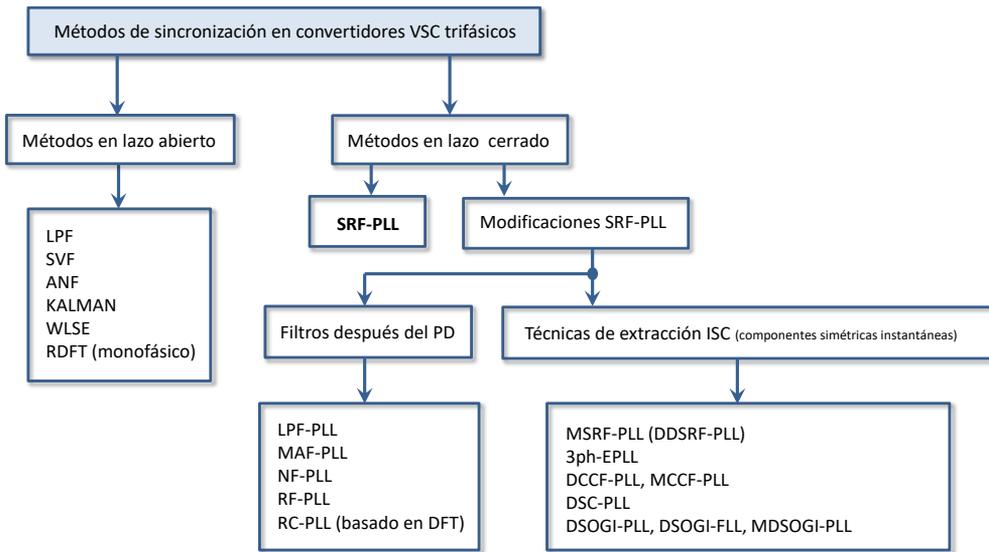


Figura 2.1 Clasificación de métodos de sincronización en convertidores VSC trifásicos

2.2 Métodos de sincronización trifásicos en lazo abierto

Los métodos de lazo abierto se basan principalmente en algún tipo de filtrado aplicado directamente sobre la señal de entrada. Su desempeño depende de la capacidad de filtrar las señales distorsionadas y su adaptabilidad a los cambios de frecuencia y fase de la tensión de red.

Los principales enfoques se basan en: RDFT (*recursive discrete fourier transform*), LPF (*low-pass filter*), SVF (*space vector filter*), ANF (*adaptive notch filter*), KF (*kalman filter*) y WLSE (*weighted-least-square-estimation*).

- **RDFT** (*recursive discrete fourier transform*)

La Figura 2.2 presenta la versión recursiva de la transformada discreta de Fourier (DFT) [46]. Es interesante por su simplicidad, poca carga computacional, rapidez y su buena capacidad de filtrado. El algoritmo RDFT puede aplicarse para implementar un filtro pasa-banda adaptativo discreto para extraer la componente n de frecuencia de la señal de entrada. En este algoritmo recursivo, con un número N de muestras a procesar, la componente n de frecuencia de la señal de entrada en el instante $[k]$ se calcula a partir del valor de la señal de entrada en el instante $[k]$ y del valor de la componente n de frecuencia en el instante $[k - 1]$.

Cuando el muestreo de RDFT no está sincronizado con la frecuencia fundamental de red (por tanto, cuando varía esa frecuencia) se producen errores de fase [15]. Para solucionarlo se propone corregir la ventana de muestreo para que coincida con el período de red [47] o añadir una compensación de fase para cancelar el error producido por el algoritmo RDFT [48]. Sin embargo, no todos los sistemas permiten trabajar con frecuencia de muestreo variable. Es importante tener en cuenta que solo se emplea en sistemas monofásicos.

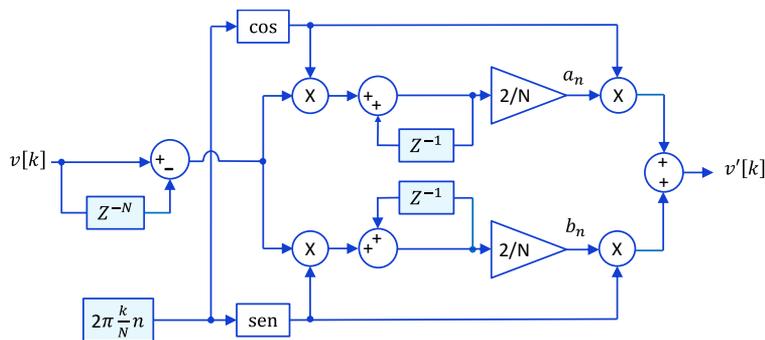


Figura 2.2 Filtro adaptativo discreto basado en RDFT

- **LPF** (*low-pass filter*)

Mediante esta técnica, cuyo esquema básico se presenta en la Figura 2.3, inicialmente las tensiones de red v_{abc} son transformadas al sistema de referencia estacionario $v_{\alpha\beta}$. Después, se emplean filtros ordinarios pasa-bajos (LPF) para

eliminar la distorsión armónica. Las señales filtradas son normalizadas y se les aplica una matriz de rotación para compensar el desfase debido a la etapa de filtrado [49][13].

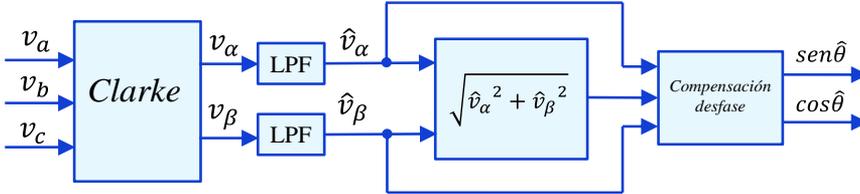


Figura 2.3 Estimación de fase en lazo abierto basado en filtro pasa-bajos

Una frecuencia de corte del filtro inferior garantiza mayor atenuación de la distorsión armónica, pero con una respuesta más lenta. El mayor inconveniente de la solución, sin embargo, es su dependencia con la frecuencia de red (ya que el desplazamiento de fase depende de la frecuencia central) y su sensibilidad al desequilibrio de tensión [17]. Además, este método no es adecuado para aplicaciones donde se producen saltos de fase [48].

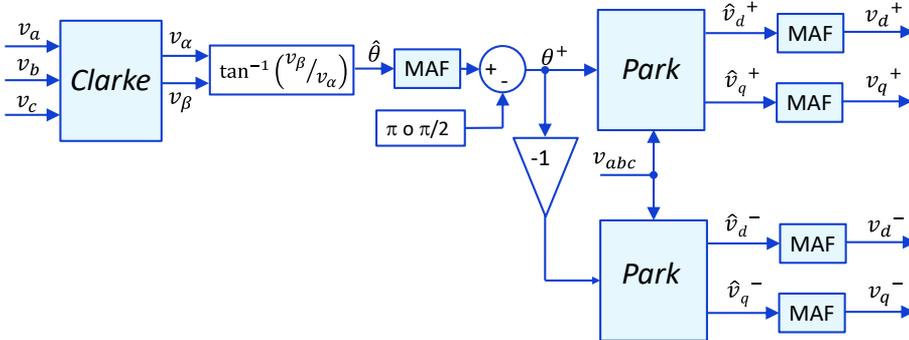


Figura 2.4 Detector de secuencia en el sistema de referencia estacionario [51]

Para superar estos inconvenientes se han propuesto diferentes soluciones, como la basada en dos filtros secuenciales adaptativos en frecuencia [50] o las basadas

en filtros MAF (*moving-average filters*) como la mostrada en la Figura 2.4 [51][52].

- **SVF** (*space vector filter*)

El SVF es un filtro pasa-bajos aplicado sobre las coordenadas en el sistema de referencia estacionario $\alpha\text{-}\beta$ [49] que puede ser ajustado para responder bien a los saltos de fase y la distorsión armónica, pero que introduce un cambio de fase cuando varía la frecuencia de red. Por tanto, los principales inconvenientes de este método son la sensibilidad a las variaciones de la frecuencia de entrada y a tensiones desequilibradas. El SVF extendido (eSVF), está diseñado para ser adaptativo en frecuencia e incorpora un estimador de frecuencia de red. La dificultad en el ajuste de parámetros y la alta sensibilidad al ruido y a los armónicos son otras limitaciones de este método.

- **ANF** (*adaptive notch filter*)

Las técnicas basadas en ANF [53][54] proporcionan los valores instantáneos de los distintos componentes de secuencia estimada además de los valores de sus frecuencias, amplitudes y ángulos de fase. Además, no necesita más carga computacional que el algoritmo recursivo RDFT y no están basados en ventanas. La estructura propuesta presenta más tiempo transitorio que algunos algoritmos digitales rápidos, como aquellos basados en filtrado DFT o Kalman.

- **KF** (*kalman filter*)

Los métodos basados en el filtrado Kalman [48][55][56] han demostrado ser una solución muy precisa en sistemas monofásicos y trifásicos. Estas técnicas de sincronización pueden trabajar en ambientes distorsionados y desequilibrados, pueden hacer frente a saltos de fase y variaciones de frecuencia. Su principal inconveniente es su carga computacional y su mayor tiempo de establecimiento.

- **WLSE** (*weighted-least-square-estimation*)

Para sistemas monofásicos, la técnica de estimación WLSE se presenta como un algoritmo de estimación del ángulo de fase rápido y robusto con buena respuesta, incluso en condiciones de cambios de tensión bruscos y variaciones de frecuencia de red [57][58].

El algoritmo de detección de ángulo estima por separado secuencias positiva y negativa, rechazando esta última, y tiene una respuesta transitoria rápida ante huecos de tensión. Sin embargo, presenta transitorios de larga duración en la detección de cambios de frecuencia, problemas computacionales relacionados con métodos de mínimos cuadrados y sensibilidad al ruido y distorsiones.

Los algoritmos anteriores rinden mejor que las PLL en determinadas condiciones, sobre todo cuando la frecuencia de entrada está cerca de la nominal. Sin embargo, a medida que la frecuencia de entrada se desplaza, su rendimiento tiende a empeorar, por lo que se han ido incluyendo algoritmos de control de frecuencia en los esquemas de lazo abierto para hacerlos adaptables a ella [49][50][56]. Estas soluciones limitan la dinámica del sistema de sincronización y generan un considerable aumento de complejidad en la implementación. Por todo ello, la PLL sigue siendo el método más empleado de sincronización, principalmente por su sencillez, su adaptación a los cambios de frecuencia y su versatilidad.

2.3 Métodos de sincronización trifásicos en lazo cerrado

El primer lazo de fase monofásico fue presentado en el año 1923. Para finales de los años 70, los fundamentos teóricos de las PLLs estaban bien establecidos [59][60], pero sólo llegarían a aplicarse integralmente con el desarrollo de circuitos integrados (IC) [61].

Un gran número de PLLs monofásicas con diferentes estructuras y propiedades se han propuesto en la bibliografía técnica. Independientemente de sus diferencias todas ellas tienen 3 partes básicas. La primera es el detector de fase (PD), que genera una señal que contiene el error entre las fases reales y las estimadas. La segunda parte es el filtro (LF), normalmente compuesta por un controlador proporcional-integral (PI), que se encarga principalmente de suprimir las perturbaciones dentro del lazo de control del PLL y es la principal responsable de la respuesta dinámica y estabilidad de la PLL. La tercera parte es el oscilador controlado por tensión (VCO), que es responsable de generar la señal sincronizada con la entrada del PLL. El detalle de su estructura, ecuaciones básicas, modelo de pequeña señal y respuesta a perturbaciones puede encontrarse en [15].

En referencias muy recientes sobre PLLs monofásicas [62][63], pueden encontrarse clasificaciones, principalmente basadas en sus diferencias en el bloque detector de

fase (PD), y comparativas en aspectos como la respuesta dinámica, su carga computacional, la robustez ante desequilibrios y la inmunidad a la distorsión armónica.

Las primeras soluciones aportadas en el campo de la generación de energía en sistemas trifásicos estaban basadas en estructuras de PLL apoyadas en el sistema de referencia síncrono SRF-PLL [10][11] sobre el cual se proyecta el vector de tensión de red. Se trataba del método de sincronización más conocido y difundido, y se hizo popular en el final de los 90 [64]. Un enfoque similar a los SRF-PLL, con limitaciones equivalentes y con el objetivo de estimar la secuencia positiva, es el p-PLL [65], que puede ser fácilmente interpretado gracias a la teoría de potencia instantánea.

Como se muestra en la Figura 2.5, la SRF-PLL es similar a la PLL clásica monofásica y también está compuesta por un detector de fase (PD), un filtro (LF), que normalmente es un regulador PI, y un generador de frecuencia/ángulo de fase (FPG), que es un integrador. La diferencia entre la PLL monofásica y la trifásica está en el bloque PD. Este bloque, en un sistema SRF-PLL convencional trifásico, está compuesto por una transformación de Clarke, que convierte las tensiones en el sistema de referencia natural abc al sistema estacionario $\alpha\beta$, seguida de una de Park, que proporciona las componentes de tensión en un sistema de referencia síncrono $d-q$.

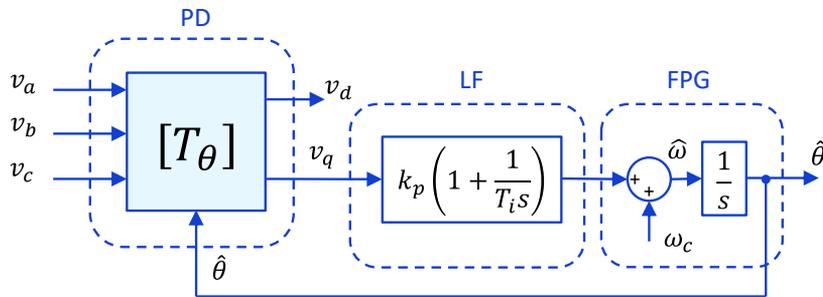


Figura 2.5 Diagrama de bloques básico de la SRF-PLL

Mediante el controlador, se modifica la posición angular del SRF para que la proyección del vector de tensión sobre el eje en cuadratura (q) del SRF sea nula. De esta forma se consigue que la proyección del vector sobre el eje directo (d) del SRF

coincida con el módulo del mismo, y la posición angular del SRF coincida con el ángulo de fase del vector de tensión. En condiciones ideales de red, sin desequilibrios ni armónicos de tensión, los resultados son buenos.

La SRF-PLL convencional tiene una capacidad muy limitada para mitigar las perturbaciones de la tensión de la red (componente continua, desequilibrios o armónicos de la tensión de red), ya que aparecerán la frecuencia fundamental y las perturbaciones de doble frecuencia o se presentarán más armónicos en el lazo de control de la SRF-PLL. Cuando la red presenta armónicos de tensión de orden elevado, se puede reducir el ancho de banda de la SRF-PLL para atenuar el efecto de estos armónicos sobre el módulo y la fase estimadas [64]. Sin embargo, cuando en la red existen desequilibrios en las tensiones de frecuencia fundamental, la reducción del ancho de banda no es una solución aceptable, ya que la dinámica de la PLL será muy pobre, y siempre existirá un error residual en régimen permanente en las magnitudes estimadas. Por tanto, en aquellas aplicaciones en las que se necesite una detección precisa y con buen comportamiento dinámico, aun cuando existan desequilibrios a frecuencia fundamental, la utilización del SRF-PLL convencional no es la solución más apropiada.

Obtener la secuencia positiva de la tensión de entrada a la que se le aplica el seguimiento de fase, podría ser una solución, y se hará referencia a ella posteriormente.

El rango de operación de una PLL, en el caso de los sistemas de sincronización a red, es normalmente amplio ya que puede estar entre 0 y la tensión nominal. Sin embargo, la sintonización de los controladores se realiza habitualmente teniendo en cuenta la proximidad de un cierto punto de funcionamiento, con una respuesta dinámica proporcional a la amplitud de la tensión de entrada de la PLL. Por tanto, las variaciones de la amplitud de entrada trifásica pueden afectar al margen de estabilidad y a la respuesta dinámica de la PLL. Los últimos avances, en los sistemas de sincronización orientados a la generación de energía, están orientados a solucionar ese inconveniente normalizando los sistemas y dando la misma respuesta en el tiempo independientemente de las condiciones de red. Esta normalización ha cubierto principalmente la respuesta del sistema frente a variaciones en la amplitud de la tensión.

Aunque muchas soluciones cubren la normalización de la amplitud, solo unas pocas son capaces de garantizar la entrega de una referencia de fase en ausencia total de

tensión de entrada. Algunas soluciones han sido propuestas para este particular escenario, normalmente basadas en la implementación de máquinas de estados discretas que controlan el comportamiento de la PLL, actuando esta como un oscilador que proporciona la fase de referencia a los controladores basándose en las condiciones pre-falta.

Las especificaciones asociadas con la rápida respuesta dinámica y la inmunidad ante la distorsión armónica de red del SRF-PLL, han concentrado los esfuerzos de los investigadores durante décadas. Las soluciones propuestas se pueden dividir entre las que filtran las salidas del bloque detector de fase (PD) o las que inyectan secuencia positiva a su entrada. Antes de profundizar en estos apartados se realiza un repaso de las técnicas de generación de señales en cuadratura (QSG) en sistemas monofásicos.

2.3.1 Generador de señal en cuadratura monofásico

A diferencia de los sistemas trifásicos, los sistemas monofásicos no proporcionan componentes en el sistema de referencia estacionario α - β . Por esta razón, la señal de entrada monofásica es considerada como el componente α mientras el componente β tiene que generarse en cuadratura. El desafío consiste en generar una señal de 90° de fase desplazada desde la entrada fundamental.

Este tema ha sido tratado por muchos autores y hay gran variedad de técnicas de generación de componentes ortogonales: TD (*transport delay*) [66], transformación inversa de Park [11], LPF [67], transformación de Hilbert, DSC (*delayed signal cancellation*) [68], ANF [69], integradores generalizados en sistemas de referencia estacionarios (SGI, *stationary frame generalized integrator*) [70], integradores generalizados de segundo orden (SOGI, *second-order generalized integrator*) [71] o filtrado Kalman [72].

Las técnicas TD, transformación inversa de Park y transformación de Hilbert, presentan dependencia de la frecuencia y no son recomendables en escenarios de frecuencia variable. Para el Kalman, los errores del método debido a los cambios de frecuencia pueden ser mejorados con el aumento de la constante de tiempo o ajustando el tiempo de muestreo del algoritmo. SGI y SOGI se basan en conceptos similares y sus características principales son que filtran la señal de tensión con rapidez y son adaptativos en frecuencia.

Los generadores de señales en cuadratura basados en DSC y SOGI se revisan con mayor detalle en posteriores apartados donde se compara, bajo simulación, la respuesta ante perturbaciones de red de sistemas de sincronización basados en DSC y DSOGI (*dual second-order generalized integrator*).

2.3.2 Técnicas que emplean filtros a la salida del detector de fase

Es posible minimizar el efecto de los desequilibrios y la distorsión armónica con un filtro adicional situado después del detector de fase (PD). Estos tipos de filtros se conocen como filtros *in loop* y normalmente se aplican sobre el sistema de referencia estacionario síncrono *d-q*. A continuación, se presentan algunas de las opciones más referenciadas.

2.3.2.1 PLL basada en filtro LPF

Las técnicas basadas en filtros LPF tienen una implementación simple como se muestra en la Figura 2.6 [73][74].

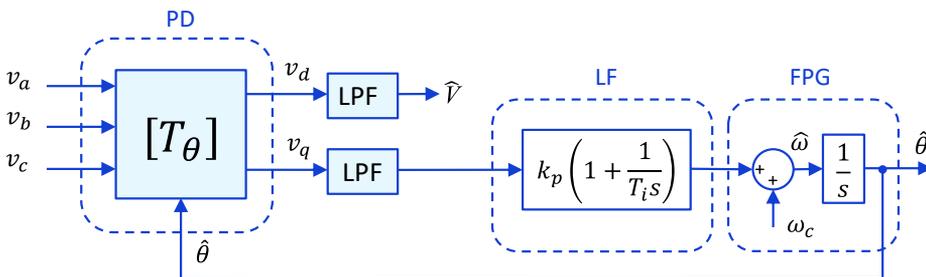


Figura 2.6 Diagrama de bloques LPF-PLL

En la expresión (2.1) se establece la función de transferencia del filtro con ganancia unitaria en función de su frecuencia de corte f_c .

$$G_{LPF}(s) = \frac{1}{(1/2\pi f_c)s + 1} \quad (2.1)$$

Presentan inconvenientes a medida que disminuye el ancho de banda del filtro, ya que mejora la inmunidad a la distorsión armónica pero los transitorios son más lentos y, además, dependen de la variación de frecuencia introduciendo cambios de fase en la señal filtrada.

2.3.2.2 PLL basada en filtro MAF

Las técnicas basadas en filtros MAF proporcionan una buena inmunidad frente a redes distorsionadas pero, igual que en el caso anterior, su respuesta transitoria es lenta al incorporar un retardo de fase importante en el lazo de control [75][76].

La Figura 2.7 presenta una SRF-PLL convencional con un filtro MAF, dando lugar a la conocida como MAF-PLL [77].

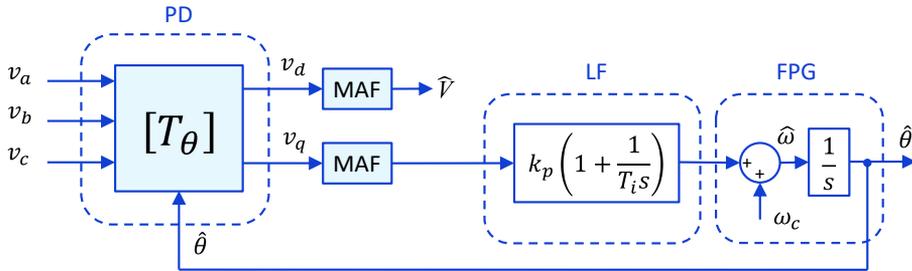


Figura 2.7 Diagrama de bloques MAF-PLL

La función de transferencia del filtro responde a la siguiente expresión:

$$G_{MAF}(s) = \frac{1 - e^{-T_\omega s}}{T_\omega s} \quad (2.2)$$

donde T_ω se conoce como la longitud de ventana del filtro.

El MAF dejará paso a la componente continua de la señal v_q y bloqueará completamente las componentes de frecuencia múltiplos enteros de $1/T_\omega$.

Se recomienda que la longitud de ventana sea igual al periodo fundamental de la tensión de red T , cuando el armónico de red no es conocido y puede presentarse una

componente continua en la entrada de la PLL [76][77]. La ventana del MAF es variable, y opciones como $T_{\omega} = T/2$ o $T_{\omega} = T/6$ son adecuadas para aplicaciones donde haya posibles armónicos de orden impar en la entrada de las PLLs [78].

Para mejorar la dinámica de la MAF-PLL manteniendo el rechazo a armónicos, se han propuesto algunos métodos. Sustituyendo el controlador PI de la PLL por un PID, se aportará un grado de libertad adicional permitiendo compensar eficazmente el retardo de fase causado por el filtro MAF [79][80]. Otra opción para compensar ese retardo sería incluir un compensador de fase antes del controlador PI con una función de transferencia inversa a la de la expresión (2.2) [81].

2.3.2.3 PLL basada en filtro NF

Un filtro NF (*notch filter*) es un filtro de rechazo de banda que atenúa significativamente las señales dentro de una banda estrecha de frecuencias y pasa todas las demás componentes de frecuencia con una atenuación insignificante. Esta característica hace que el NF sea muy interesante para la atenuación de secuencia negativa o armónicos concretos en el lazo de control de la PLL [79][82]. La estructura de la PLL, basada en filtros NF y conocida como NF-PLL, es equivalente a la presentada anteriormente sustituyendo en la Figura 2.7 los bloques MAF por bloques NF.

La versión adaptativa de esta NF-PLL, que incluye un método de estimación de frecuencia, permite modificar el ancho de banda del filtro, de tal forma que, cuanto menor sea, menor será el retardo de fase introducido en el lazo de control de la PLL. El inconveniente en este caso sería el aumento de la carga computacional.

Existen dos variantes para la asociación de etapas NF. Por un lado, los filtros en cascada [83] donde cada filtro NF lleva su propio estimador de frecuencia, y por otro, los filtros en paralelo [84] donde el estimador es común para todos los NF.

2.3.2.4 PLL basada en filtro RF

La estructura LPF-PLL de la Figura 2.6 se puede modificar también incorporando un filtro resonante RF (*resonant filter*) en lugar del filtro pasa-bajos LPF en el lazo de

realimentación de fase. La función de transferencia típica de un filtro resonante de segundo orden es:

$$G_{RF}(s) = \frac{2k_f s}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.3)$$

donde k_f permite establecer el ancho de banda del filtro y ω' es la frecuencia de resonancia.

Los filtros resonantes, a la frecuencia de resonancia presentan ganancia máxima y, al contrario que los filtros LPF, no introducen ningún cambio de fase y proporcionan una mayor capacidad de rechazo de armónicos [74][85]. Para frecuencias diferentes de la de resonancia, el cambio de fase es de $\pm 90^\circ$.

2.3.2.5 PLL basada en RC

El bloque RC (*repetitive controller*) modifica la entrada al regulador PI de la PLL con el objetivo de eliminar las oscilaciones del segundo armónico presente en el sistema cuando hay desequilibrio. Este bloque funciona básicamente como un filtro paso-banda en el cual se filtran los armónicos impares y los pares no presentan atenuación. [74][86]. De esta manera, los armónicos pares de ganancia unidad, son añadidos a la referencia de tensión v_d e, indirectamente, aumentan la ganancia proporcional del controlador PI y, por lo tanto, su capacidad de rechazo. Este controlador es implementado mediante un algoritmo DFT y es robusto contra las variaciones de frecuencia y saltos de fase. Además, incorpora una ganancia que, con su adecuada parametrización [87], asegurará la estabilidad del sistema.

2.3.3 Técnicas de extracción de secuencias simétricas instantáneas

Esta solución estima la secuencia positiva de la tensión de red y alimenta con ella al clásico SRF-PLL. Este enfoque permite tener una entrada libre de distorsión en la PLL que, a su vez, permitirá sintonizar el controlador con un mayor ancho de banda. Se han propuesto muchas alternativas diferentes para la extracción de las componentes simétricas instantáneas (ISC) en línea.

La mayor parte de la literatura orienta la extracción de ISC a coordenadas $d-q$. La principal ventaja de la utilización de estas coordenadas es que, cuando los sistemas están perfectamente equilibrados, las proyecciones de tensiones e intensidades en el sistema de referencia síncrono son constantes y, por lo tanto, constantes son las entradas a los controladores (básicamente PIs). El bloque principal de la estructura de sincronización estará basado en un sistema de seguimiento de fase. Sin embargo, se debe tener en cuenta que los transitorios de red van a influir en la exactitud y robustez de los controladores.

La ventaja de un sistema de referencia estacionario $\alpha-\beta$ es que ningún método de sincronización es necesario para estimar las tensiones e intensidades de las señales de realimentación de los controladores. La sincronización y las técnicas de extracción de secuencias ISC siempre serán necesarias para la generación de referencia bajo condiciones distorsionadas, pero su dinámica no es tan crítica como cuando las señales se utilizan para la realimentación de los controladores.

El desafío de la utilización de un sistema de referencia estacionario $\alpha-\beta$, se encuentra en el desarrollo de controladores discretos y robustos que sean capaces de responder a señales alternas.

2.3.3.1 PLL basada en filtrado con múltiples SRF

En la extracción de las ISC por separado en redes desequilibradas, la atenuación de las oscilaciones de doble frecuencia fundamental es un objetivo principal. En lugar de emplear cualquier técnica de filtrado, con una red de desacoplamiento se anula completamente el efecto de dichas oscilaciones en las tensiones en el sistema de referencia síncrono de la PLL. Para obtener las componentes fundamentales de secuencia positiva y negativa de la tensión de red se puede emplear el método de extracción conocido como sistema de referencia síncrono doble DSRF (*double synchronous reference frame*) donde, por medio de dos sistemas de referencia SRF girando a la misma velocidad angular en dirección positiva y negativa, los acoplamientos entre ejes giratorios son eliminados por redes de desacoplo y las magnitudes de las secuencias se obtienen con filtros pasa-bajos.

En esta línea, la PLL basada en el sistema de referencia síncrono doble desacoplado (DDSRF-PLL, *decoupled double synchronous reference frame*) [16], reconocida estructura avanzada de sincronización para sistemas trifásicos, se presenta en la

Figura 2.8. Esta estructura permite desacoplar el efecto de la componente de tensión de secuencia negativa en las señales d - q detectadas por el SRF que gira con velocidad angular positiva, y viceversa, lo que hace posible una sincronización precisa de la tensión de red.

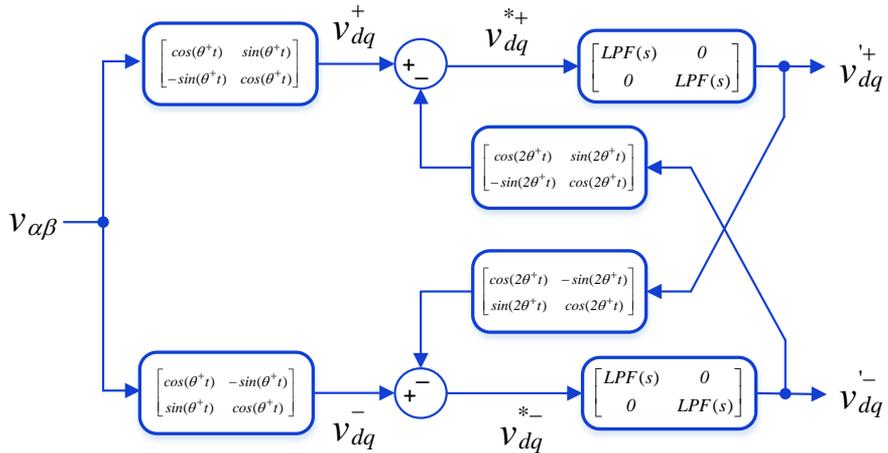


Figura 2.8 Diagrama de bloques del sistema DDSRF

Estos métodos dan excelentes resultados en redes desequilibradas, pero empeoran su respuesta con redes de alta distorsión armónica debido a la reducción del ancho de banda necesaria para la obtención de resultados satisfactorios [88].

Este problema se puede resolver añadiendo a la estructura estándar varios SRF que giren a las frecuencias armónicas formando redes de desacoplamiento en el sistema de referencia giratorio d - q [89] o estacionario α - β [90]. A este tipo de PLLs se les suele denominar MSRF-PLL (*multiple synchronous reference frame based PLL*) y en [91] se pueden encontrar métodos de sintonización de los parámetros de control.

2.3.3.2 Sistema de sincronización 3ph EPLL

Antes de abordar el método de sincronización trifásico asociado a esta técnica, es preciso presentar la versión monofásica. El método EPLL (*Enhanced PLL*) presentado [92] propuso un nuevo bloque detector de fase (PD) capaz de eliminar la

ondulación de doble frecuencia y proporcionar una estimación del ángulo de fase y la frecuencia libre de errores cuando la señal de entrada es una sinusoidal pura.

El sistema de sincronización resultante de combinar un ANF y una PLL monofásica convencional se muestra en la Figura 2.9 y es conocido como la PLL mejorada EPLL. Se trata, básicamente, de un filtro paso banda adaptativo capaz de ajustar la frecuencia de corte en función de la señal de entrada.

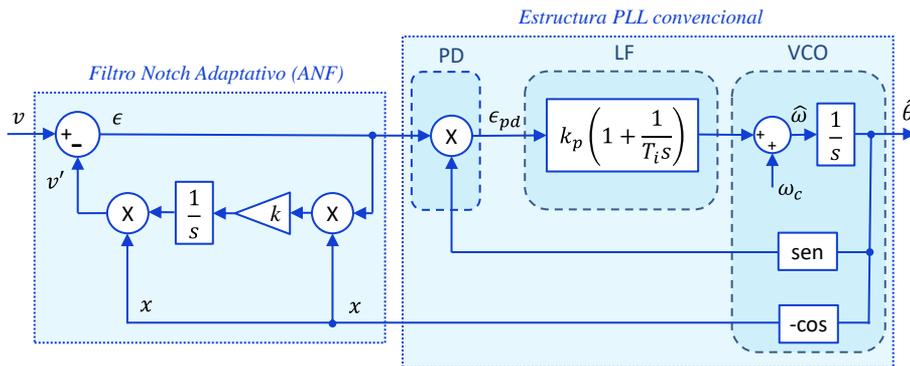


Figura 2.9 Diagrama de bloques del sistema EPLL

El sistema ANC (*adaptive noise cancelling*) puede aplicarse para mejorar el rendimiento del bloque detector de fase (PD) de la PLL monofásica. En esta aplicación, el sistema ANC funciona como un filtro *notch* adaptativo (ANF) al cual se aplica la señal de tensión de red a la entrada (v) junto con una señal sinusoidal unitaria (x), proporcionada por el oscilador controlado por tensión (VCO) de la PLL, que se aplica como una señal de referencia. Esta estructura básica puede ser completada por bloques adicionales que hacen que esta solución sea insensible a los armónicos e inter-armónicos. La EPLL es una solución interesante para la sincronización en redes monofásicas y trifásicas.

Esta estructura fue adaptada posteriormente al sistema trifásico [17], dando lugar a la estructura conocida como 3ph EPLL (*three single-phase enhanced phase-locked loop*) junto con un estimador de secuencia positiva sin hacer uso del sistema de referencia síncrono.

En este caso, a cada entrada de tensión se aplica independientemente un bloque EPLL monofásico. En la Figura 2.10 se presenta el diagrama de bloques de la EPLL monofásica adaptada como generador de señales en cuadratura (QSG).

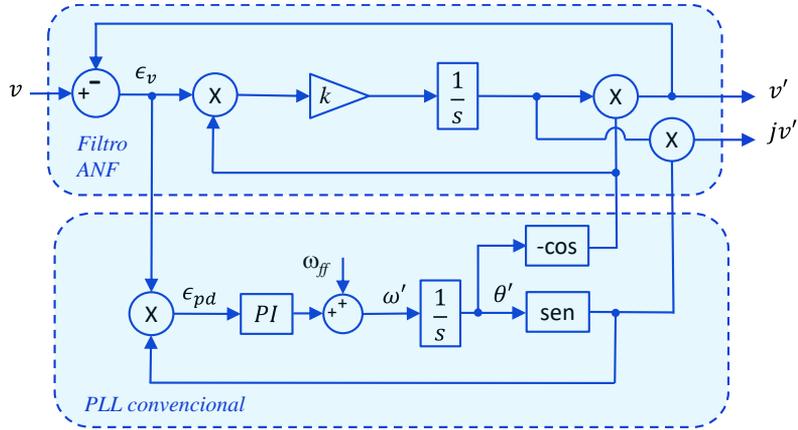


Figura 2.10 Generador de señal en cuadratura basado en EPLL

Este bloque filtra la señal de entrada y genera dos salidas sinusoidales de la misma amplitud y frecuencia, v'_n and jev'_n , con un desfase de 90° entre ellas. Las señales resultantes son las entradas del bloque de cálculo de las componentes de secuencias instantáneas. Este bloque implementa el método ISC, en el sistema de referencia natural, extrayendo las componentes de secuencia positiva de la tensión v_{abc}^+ de acuerdo a las siguientes expresiones:

$$v_a^+ = \frac{1}{3}v'_a - \frac{1}{6}(v'_b - v'_c) + \frac{1}{2\sqrt{3}}(jev'_b - jv'_c)$$

$$v_c^+ = \frac{1}{3}v'_a - \frac{1}{6}(v'_a - v'_b) + \frac{1}{2\sqrt{3}}(jev'_a - jv'_b) \quad (2.4)$$

$$v_b^+ = -(v'_a + v'_c)$$

En la Figura 2.11 se presenta el sistema de sincronización 3ph EPLL completo.

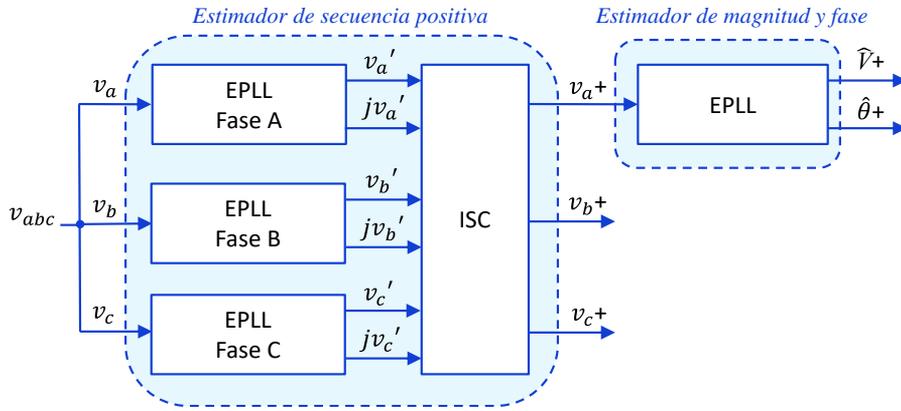


Figura 2.11 Diagrama de bloques del 3phEPLL

En [92][93] se propone un método basado en EPLL de cálculo online de ISC. La técnica sugerida se obtiene en base a un problema de optimización y es capaz de estimar las magnitudes, ángulos de fase y frecuencia de las componentes simétricas. Este método presenta más tiempo transitorio que algunos algoritmos rápidos digitales. Esto constituye una limitación para aquellas aplicaciones que requieren una respuesta dinámica muy rápida. Por otro lado, está implementado en el sistema de referencia natural abc y, aunque los autores proporcionan directrices de diseño para reducir su complejidad, requiere mayor carga computacional que los métodos implementados en el sistema de referencia estacionario $\alpha\text{-}\beta$. La solución propuesta es especialmente adaptada para aquellas aplicaciones que requieren la estimación precisa de los parámetros en condiciones de desequilibrio.

En [94] se presentan mejoras en la 3phEPLL que permiten estimar y rechazar componentes de secuencia cero y negativa, componentes de continua y componentes armónicas o inter-armónicas específicas.

2.3.3.3 PLL basada en filtro de coeficientes complejos

Los filtros de coeficientes complejos (CCF, *complex coefficient filter*) se caracterizan por tener una respuesta en frecuencia asimétrica alrededor de la frecuencia de sintonía, lo que implica que pueden distinguir entre la secuencia

positiva y la secuencia negativa de la misma frecuencia. Esta característica hace muy interesantes estos filtros para la estimación de secuencias previa a la SRF-PLL [95].

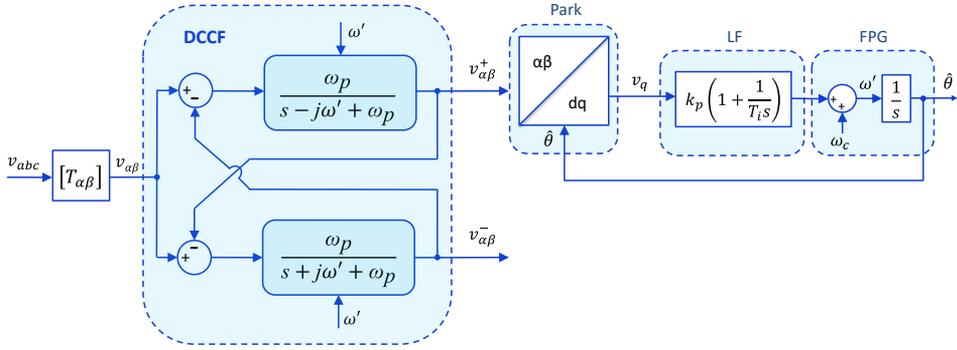


Figura 2.12 Diagrama de bloques del sistema DCCF-PLL

En la Figura 2.12 se muestra el diagrama de bloques de una estructura de sincronización que emplea dos filtros pasa-banda de coeficientes complejos CCF como etapa de prefiltrado antes de la SRF-PLL convencional, donde cada uno de ellos se encarga de la detección de las componentes de una y otra secuencia. La estructura es adaptativa en frecuencia, al emplear como frecuencia de sintonía de los bloques de filtrado la frecuencia ω' estimada por la PLL.

Las funciones de transferencia de esos filtros son las siguientes:

$$G_{CCF}^+(s) = \frac{\omega_p}{s - j\omega' + \omega_p} \quad (2.5)$$

$$G_{CCF}^-(s) = \frac{\omega_p}{s + j\omega' + \omega_p} \quad (2.6)$$

Esta estructura es conocida como PLL basada en filtrado de coeficientes complejos dual (DCCF-PLL, *dual complex coefficient filter based PLL*). El modelo de pequeña señal, el análisis de estabilidad y un método de sintonización de la DCCF-PLL se desarrolla en [96], donde se justifica la equivalencia matemática de esta etapa de

prefiltrado con respecto a la DDSRF-PLL, presentada previamente, siempre que la frecuencia de corte del LPF sea igual a ω_p .

La DCCF-PLL puede ampliarse fácilmente para tener en cuenta las componentes armónicas dominantes mediante el uso de filtros pasa-banda de coeficientes complejos centrados en las frecuencias armónicas deseadas. Esa estructura es conocida como PLL basada en filtrado múltiple de coeficientes complejos (MCCF-PLL, *multiple complex coefficient filter based PLL*), es presentada en [97] y permite detectar la secuencia fundamental positiva y negativa, y otros componentes armónicos, con precisión y rapidez en condiciones de tensión de red distorsionada y desequilibrada.

Sobre la estructura de filtrado de coeficientes complejos dentro del lazo de control de la PLL (*CCF in loop*) se han realizado algunos estudios como [98] pero no ha tenido mayor recorrido.

2.3.3.4 PLL basada en DSC

La PLL basada en la cancelación de la señal retardada (DSC-PLL) se diseña generalmente para mejorar la capacidad de filtrado de la SRF-PLL convencional debido a su fácil adaptación a diferentes condiciones de tensión de red [68]. Este operador puede ser utilizado dentro del lazo de control de la PLL (*DSC in loop*) o como etapa de prefiltrado antes de la entrada del SRF-PLL.

El *DSC in loop* aumenta el retardo de fase en el lazo de control SRF-PLL y, por lo tanto, ralentiza la respuesta dinámica pudiendo afectar incluso a la estabilidad de la PLL [79].

Dentro de las técnicas de extracción de componentes simétricas instantáneas de la tensión de red, el método DSC, como etapa de prefiltrado basado en componentes ortogonales, es de los más simples y rápidos que se pueden implementar y, además, con buena respuesta en condiciones de desequilibrio.

El sistema de estimación de secuencias se integra en la estructura del sistema de sincronización, en adelante DSC-PLL, dando la entrada a la PLL (Figura 2.13).

El método DSC separa una señal (tensión o corriente) en sus componentes de secuencia positiva y negativa. Esta técnica, basada en una combinación de los vectores de fase de componentes de secuencia positiva y negativa, permite obtener

información precisa sobre ellos con un retardo de tiempo de un cuarto de período (5 ms a 50 Hz).

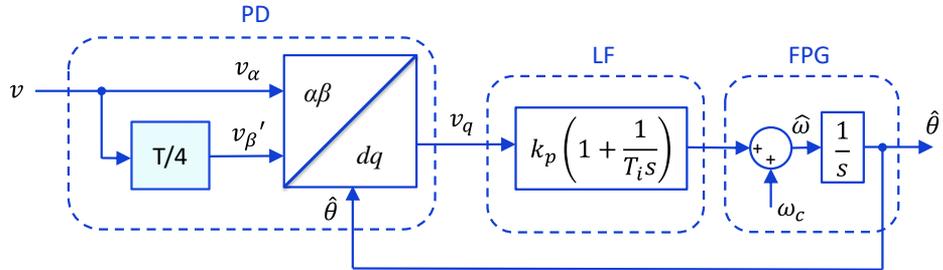


Figura 2.13 Diagrama de bloques de la DSC-PLL

En un caso general de red asimétrica, a partir del vector de tensión de red en un sistema α - β , $\vec{v}_{\alpha\beta}(t)$, se puede obtener $\vec{v}_{\alpha\beta}^+(t)$ y $\vec{v}_{\alpha\beta}^-(t)$ que son, respectivamente, los vectores estimados de tensión de fase de secuencia positiva y negativa.

El diagrama de bloques del sistema DSC, en tiempo continuo, se muestra en la Figura 2.14, considerando $f = 1/T$ la frecuencia fundamental de la tensión de red.

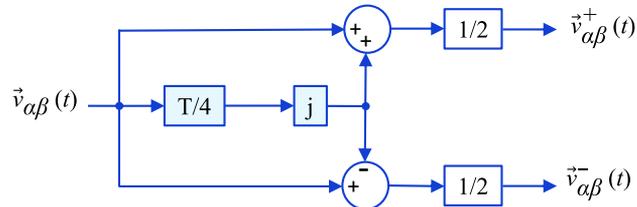


Figura 2.14 Diagrama de bloques del DSC en tiempo continuo

Aunque tendrá un desarrollo posterior en el capítulo 4, se avanza que se cumplen las expresiones (2.7) y (2.8) para el modelo en tiempo continuo.

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^+(t) = \frac{1}{2} \left[\vec{v}_{\alpha\beta}(t) + j \vec{v}_{\alpha\beta} \left(t - \frac{T}{4} \right) \right] \quad (2.7)$$

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^-(t) = \frac{1}{2} \left[\vec{v}_{\alpha\beta}(t) - j\vec{v}_{\alpha\beta}\left(t - \frac{T}{4}\right) \right] \quad (2.8)$$

Además, se demostrará, con la respuesta en frecuencia de cada función de transferencia, que el filtro de secuencia positiva muestra un rechazo total para la frecuencia fundamental de secuencia negativa, así como para toda una serie de múltiplos de la frecuencia fundamental, el 3°, el 7°, el 11° de secuencias positivas y el 5°, el 9° y el 13° de secuencias negativas. En cambio, el filtro de secuencia negativa muestra un rechazo total para la frecuencia fundamental de secuencia positiva y rechazo total de banda para los armónicos 11°, 7° y 3° de secuencias negativas y el 5°, 9° y 13° de secuencias positivas. Se trata, por tanto, de un filtro de peine con una respuesta de frecuencia repetitiva.

Con vistas a la implementación digital del método DSC que será necesaria en apartados y capítulos posteriores de simulación y experimentación, se procede a deducir el método en tiempo discreto. El diagrama de bloques del sistema DSC, en tiempo discreto, se muestra en la Figura 2.15.

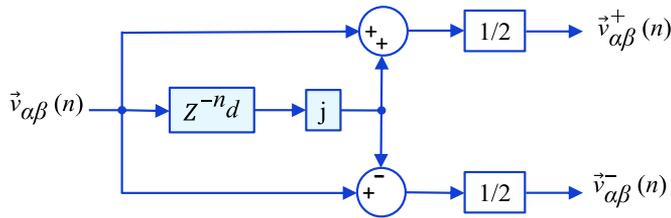


Figura 2.15 Diagrama de bloques del DSC en tiempo discreto

Considerando un tiempo de muestreo T_S (frecuencia de muestreo f_S), (2.7) y (2.8) pueden ser expresadas en tiempo discreto de la siguiente forma,

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^+(nT_S) = \frac{1}{2} \left[\vec{v}_{\alpha\beta}(nT_S) + j\vec{v}_{\alpha\beta}(nT_S - n_dT_S) \right] \quad (2.9)$$

$$\vec{v}_{\alpha\beta}^-(nT_S) = \frac{1}{2} \left[\vec{v}_{\alpha\beta}(nT_S) - j\vec{v}_{\alpha\beta}(nT_S - n_dT_S) \right] \quad (2.10)$$

donde el retardo n_d , expresado como un número de muestras, es:

$$n_d = \frac{f_s}{4f} \quad (2.11)$$

La componente de secuencia positiva estimada, $\vec{v}_{\alpha\beta}^+$, se puede transformar en un sistema de referencia síncrono (SRF) de rotación positiva a \vec{v}_{dq}^+ aplicando:

$$\vec{v}_{dq}^+(nT_s) = \vec{v}_{\alpha\beta}^+(nT_s)e^{-j(\omega nT_s)} \quad (2.12)$$

De la misma forma, para la componente de secuencia negativa, $\vec{v}_{\alpha\beta}^-$.

$$\vec{v}_{dq}^-(nT_s) = \vec{v}_{\alpha\beta}^-(nT_s)e^{j(\omega nT_s)} \quad (2.13)$$

En la práctica, (2.12) y (2.13) se realizan a partir del ángulo de la tensión de red estimado por la PLL.

La relación entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia de la tensión de red, que establece el retardo discreto, se considera ideal cuando es un número entero.

Como normalmente el tiempo de muestreo se establece en función de otras consideraciones, lo habitual será un retardo no ideal. Para mejorar la precisión en la estimación de las secuencias habría que considerar el error de detección introducido por el tiempo de retardo no ideal debido a la discretización. Un método muy extendido para reducir este error de detección es el del valor medio ponderado (*weighted mean value*) [99].

También las variaciones de frecuencia de red influyen en la precisión de la detección de las componentes de secuencia positiva y negativa por medio del método DSC. El error introducido por las desviaciones de la frecuencia de red tiene la misma expresión que el error introducido por la discretización no lineal y, por tanto, puede emplearse el mismo método, sin modificaciones, que para la reducción de errores de detección. También existen otras soluciones adaptativas en frecuencia [100][101] o etapas DSC no adaptativas pero con bloques posteriores compensadores de errores de fase y amplitud [102].

Independientemente de la utilización del método DSC como filtrado en el lazo de control (DSC *in loop*) o como etapa de prefiltrado, a menudo se emplean configuraciones en cascada con el objetivo de mejorar la capacidad de filtrado del SRF-PLL [103][104]. La selección del número de operadores DSC empleados depende de las componentes armónicas previstas en la entrada del PLL.

2.3.3.5 PLL basada en SOGI

Este sistema de sincronización a red trifásica está basado en el principio de funcionamiento básico presentado en [105][106], en un filtro adaptativo (AF), implementado por medio de un integrador generalizado de segundo orden (SOGI) que es sintonizado a la frecuencia de red, mediante la estimación del lazo de seguimiento de fase SRF-PLL, o por la acción de un sistema de seguimiento de frecuencia FLL.

Inicialmente se describirá el generador de señal en cuadratura monofásico (SOGI-QSG) y su aplicación en las estructuras de sincronización con seguimiento de fase (SOGI-PLL).

- **Generador de señal en cuadratura**

La estructura de filtrado adaptativo basada en SOGI se presenta en la Figura 2.16.

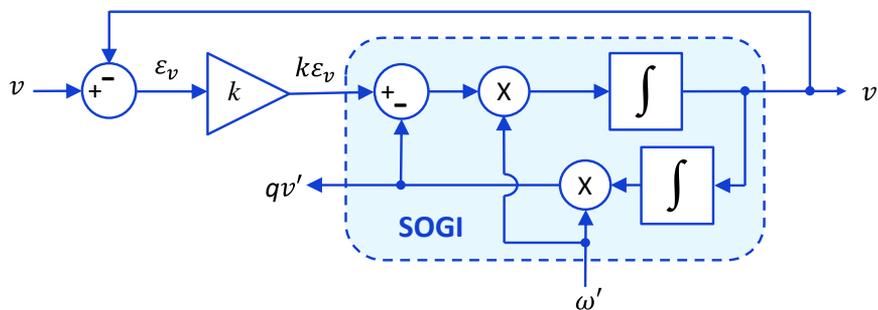


Figura 2.16 Esquema del filtro adaptativo basado en SOGI (SOGI-QSG) [15]

A continuación, se aportan sus funciones de transferencia características.

$$SOGI(s) = \frac{v}{k\epsilon_v}(s) = \frac{\omega's}{s^2 + \omega'^2} \quad (2.14)$$

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.15)$$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (2.16)$$

Estas funciones de transferencia muestran que el ancho de banda del filtro adaptativo basado en SOGI depende de la ganancia k , que lo hace adecuado para aplicaciones de frecuencia variable.

La estructura SOGI presentada en la Figura 2.16 es considerada un método muy adecuado de generación de señal en cuadratura (QSG).

- **Estructura de sincronización monofásica con seguimiento de fase**

El generador de señales en cuadratura SOGI-QSG puede integrarse en un sistema de sincronización con seguimiento de fase dando entrada a la PLL. Este sistema, en redes monofásicas, se conoce como SOGI-PLL y se muestra en la Figura 2.17.

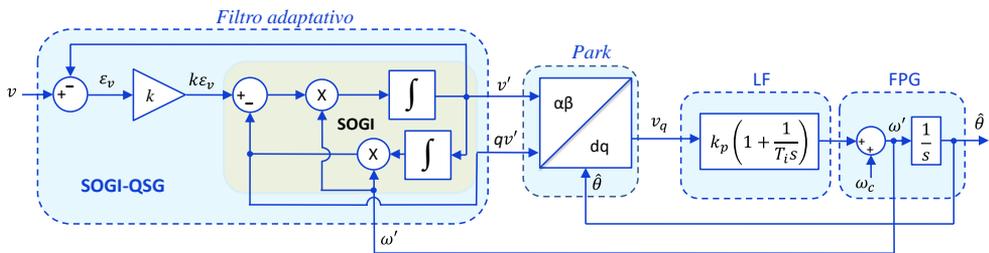


Figura 2.17 Diagrama de bloques de la PLL basada en SOGI (SOGI-PLL)

El sistema tiene doble realimentación, de fase para la transformada de Park, y de frecuencia para el QSG. El carácter resonante inherente del SOGI lo hace trabajar

como un oscilador controlado por tensión, pudiendo diseñarse un lazo de control simple para auto-adaptar la frecuencia de sintonía del SOGI a la frecuencia de entrada, eliminando la realimentación de frecuencia del bloque PLL.

La estructura del DSOGI que se presenta en la Figura 2.18, emplea el método de las componentes simétricas instantáneas (ISC) con filtros adaptativos basados en SOGI. Dos SOGI-QSG se encargan de generar las señales en cuadratura para las componentes α y β . Estas señales son las entradas del bloque de cálculo de secuencias positiva y negativa (PNSC, *positive/negative sequence calculation*).

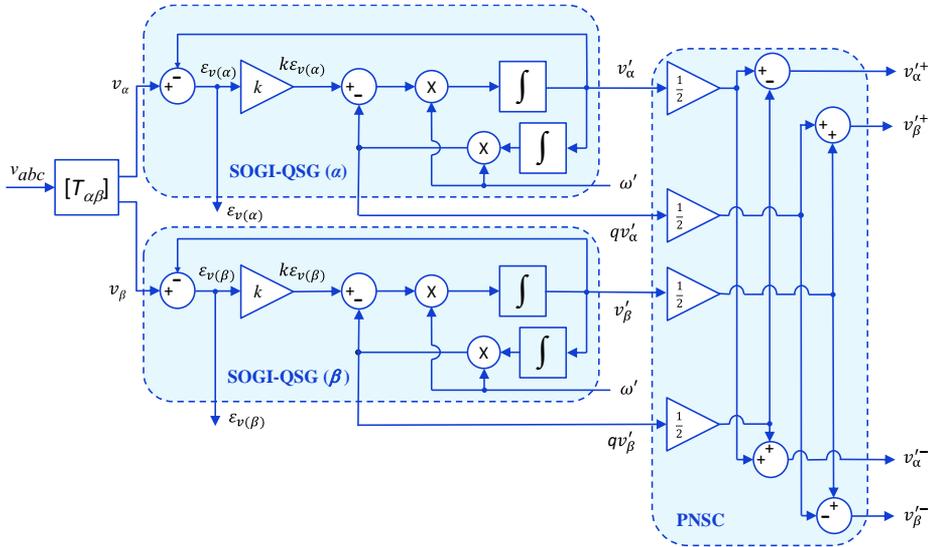


Figura 2.18 Diagrama de bloques del DSOGI [14]

La función de transferencia de la tensión de entrada respecto a las componentes de secuencia positiva-negativa detectadas por el DSOGI viene dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\prime+} \\ v_{\beta}^{\prime+} \\ v_{\alpha}^{\prime-} \\ v_{\beta}^{\prime-} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \frac{k \omega'}{s^2 + k \omega' s + \omega'^2} \begin{bmatrix} s & -\omega' \\ \omega' & s \\ s & \omega' \\ -\omega' & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

donde ω' y k son la frecuencia de resonancia y el factor de amortiguamiento del filtro, respectivamente.

La estructura avanzada de sincronización DSOGI-PLL, utiliza la frecuencia estimada por la PLL como frecuencia de sintonía de la etapa de prefiltrado, de la misma forma que en la versión para redes monofásicas mostrada en la Figura 2.17 [14]. El DSOGI está integrado en la estructura del sistema de sincronización y es la estimación de la secuencia positiva $v_{\alpha\beta}^+$ la que normalmente se emplea como entrada para la SRF-PLL. Esta estructura, bajo ciertas condiciones, es matemáticamente equivalente a la DSRF-PLL y a la DCCF-PLL presentadas en apartados previos, como queda demostrado en las referencias [15][96].

2.3.3.6 Estructura de sincronización con seguimiento de frecuencia

Como se ha ido desarrollando en los apartados previos, la mayoría de las PLL trifásicas avanzadas son PLLs básicas con un pre-filtro adaptativo en frecuencia [79]. Dicho pre-filtro es, en muchas ocasiones, un tipo de filtro complejo adaptativo pasa-banda/*notch* para filtrar las componentes de perturbación antes de la entrada del PLL.

La presencia habitual de las PLLs en los sistemas de sincronización de convertidores trifásicos no significa que otros conceptos de estructura de sincronización no sean estudiados o no estén creciendo rápidamente. Entre ellos destaca el lazo de control de frecuencia conocido como FLL. Aunque se pueden encontrar varios nombres para referirse a esta estructura, en general todas se caracterizan por tener un filtro pasa-banda para extraer la componente fundamental de la señal de entrada y un detector de frecuencia para adaptar este filtro a las variaciones de frecuencia.

Los controles de corriente de los convertidores de potencia pueden ser implementados en el sistema de referencia $\alpha\text{-}\beta$ empleando controladores resonantes. En ese caso, la variable de sincronización más importante es la frecuencia de red y no el ángulo de fase de la tensión. En escenarios de falta, el sistema de sincronización basado en PLLs debe hacer frente a cambios importantes de ángulo de fase que aparecen debido al cambio de impedancia de línea producido por esa situación. Como la fase de la tensión es un parámetro que es probable que tenga cambios bruscos, todas estas estructuras deben hacer frente a cambios relativamente grandes, afectando al tiempo de estabilización. A este respecto, se han publicado y

patentado numerosas soluciones basadas en la sincronización con la frecuencia, en lugar de la fase. En [107] se aporta una revisión detallada de los recientes avances en FLLs.

Diseñar un controlador/compensador/filtro en el sistema de referencia estacionario es más complicado que el diseño en sistema de referencia giratorio. La implementación de las FLL en α - β es más sensible a los errores de discretización en comparación con las PLL y, además, complica el desarrollo del modelo de pequeña señal que permite el procedimiento de cálculo de parámetros y el análisis de estabilidad. Aun así, en base a varios ejemplos verificados numéricamente y experimentalmente, en la publicación reciente [108] se concluye que, en general, las PLLs y FLLs en los sistemas de energía y potencia eléctrica son sistemas de sincronización con propiedades similares.

Una vez introducido el sistema de seguimiento FLL, en el siguiente apartado se aborda la estructura avanzada de sincronización DSOGI-FLL.

2.3.3.7 FLL basada en SOGI

La estructura de sincronización monofásica con seguimiento de frecuencia, SOGI-FLL, emplea el generador de señal en cuadratura SOGI-QSQ y, para hacerlo auto-adaptable a la frecuencia de entrada, se establece la dependencia del error de tensión con el error de frecuencia y mediante un controlador integral con ganancia negativa ($-\gamma$) se diseña el bloque FLL que regula la frecuencia de sintonía del SOGI [15][109].

De esta forma, el comportamiento y la respuesta dinámica del SOGI-FLL depende principalmente de la apropiada selección del parámetro k_{DSOGI} y la ganancia Γ_{FLL} .

La diagrama de bloques del sistema SOGI-FLL se presenta en la Figura 2.19, donde la ganancia de la FLL (γ) es ajustada realimentando las condiciones de red estimadas, garantizando un tiempo de establecimiento constante en la estimación de la frecuencia independientemente de los parámetros de entrada.

Existe relación entre la respuesta dinámica de la FLL, la ganancia del SOGI-QSQ y los parámetros de entrada de la señal. Con el fin de conseguir un sistema adaptativo de frecuencia lineal de primer orden se normaliza el valor de γ según (2.18). El

sistema lineal no depende ni de las variables de red, ni de la ganancia del SOGI-QSG y su tiempo de respuesta está definido por el valor de la ganancia Γ_{FLL} .

$$\gamma = \frac{k_{DSOGI} \omega'}{V_{nom}^2} \Gamma_{FLL} \quad (2.18)$$

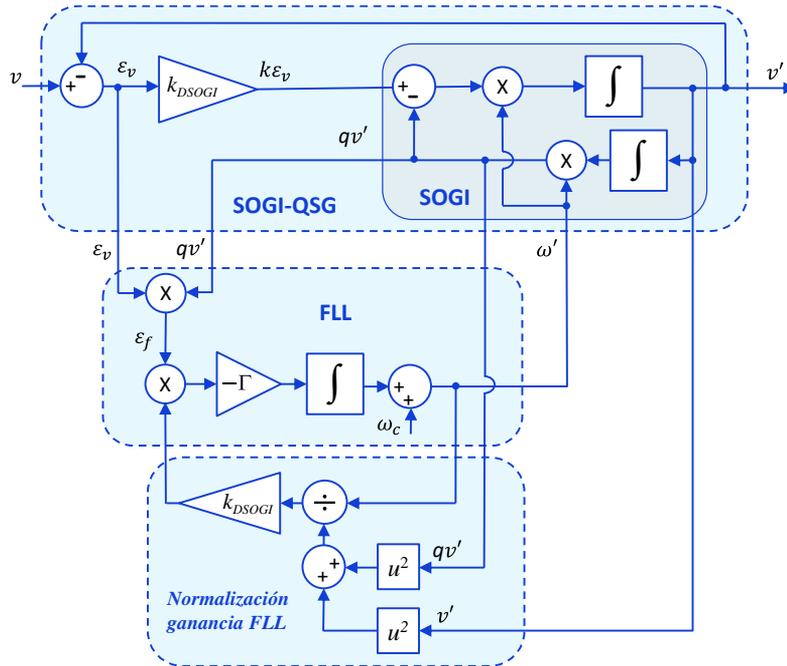


Figura 2.19 Diagrama de bloques del SOGI-FLL [15]

- **Estructura de sincronización trifásica (DSOGI-FLL)**

En la Figura 2.20 se muestra la estructura de la FLL trifásica con normalización de ganancia.

El sistema de sincronización DSOGI-FLL [15][105][109], está basado en filtros adaptativos trabajando en el sistema de referencia estacionario y se presenta como una adecuada técnica para ser aplicada en la implementación de controladores resonantes para convertidores trifásicos.

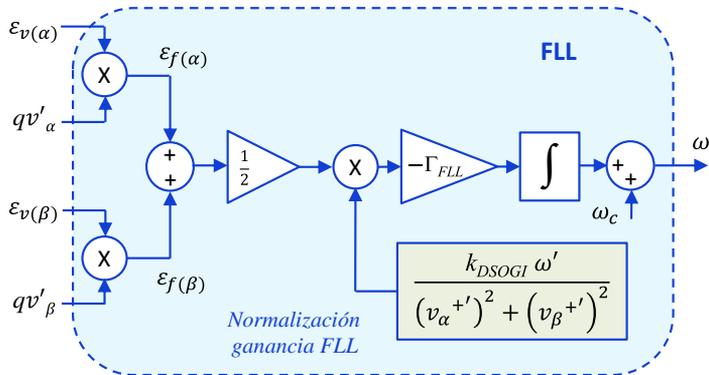


Figura 2.20 Estructura de la FLL

Los parámetros de sintonización del DSOGI-FLL (k_{DSOGI} , Γ_{FLL}) propuestos en [109], ofrecen un buen equilibrio entre tiempo de respuesta, ancho de banda del SOGI-FLL y su sensibilidad frente a la distorsión armónica y a las señales de ruido que afectan el sistema de sincronización.

Este método sincronización aplica el método de ISC en el sistema de referencia estacionario α - β , que permite eliminar el componente de secuencia cero, que no puede ser controlada en convertidores trifásicos. Por otra parte, permite reducir el coste computacional de la DSOGI-FLL, ya que no deben realizarse transformaciones trigonométricas.

Se puede concluir que la estructura DSOGI-FLL es una solución muy conveniente cuando se utilizan controladores resonantes para regular la corriente inyectada en la red por un convertidor de potencia. En sistemas trifásicos, la frecuencia de sintonía y las corrientes de referencia para el regulador resonante pueden ser obtenidas adecuadamente bajo condiciones de operación de red genéricas por este método de sincronización.

2.3.3.8 Técnicas de detección de componentes armónicas

Aunque la mayoría de aplicaciones están orientadas a la estimación de las componentes fundamentales, otras han sido propuestas para detectar la amplitud de

las componentes armónicas, con estructuras en cascada formando redes de desacoplamiento como las ya citadas para estructuras basadas en el seguimiento de fase, conocidas como MSRF-PLL [89][90], MCCF-PLL [97] o basadas en DSC-PLL [103][104]. El desarrollo de estos sistemas de sincronización está pensado para ser efectivo cuando la señal está muy distorsionada, restando de la señal de entrada las componentes armónicas estimadas mejorando la sincronización a frecuencia fundamental.

En [106] se presenta una FLL multiresonante, denominada MSOGI-FLL, que consiste en múltiples DSOGIs sintonizados a los diferentes armónicos de la frecuencia fundamental. Estos DSOGIs trabajan conjuntamente mediante el uso de una red de desacoplo de armónicos (HDN, *harmonic decoupling network*), que permite dissociar el efecto de los diferentes armónicos de la tensión detectada en las señales de entrada de cada DSOGI.

La MSOGI-FLL permite detectar las componentes positivas y negativas de cada armónico de la tensión de red y, gracias al bloque FLL, incluso en escenarios de frecuencia variable.

2.4 Comparativa de respuesta ante perturbaciones de red

De los sistemas de sincronización presentados en los apartados previos, se han seleccionado dos de los más reconocidos, ampliamente utilizados en convertidores eólicos de alta potencia, e incorporados en la comparativa de funcionamiento bajo perturbaciones reales, en simulación y en plataforma experimental, del capítulo 6 de este trabajo.

Por un lado, se ha considerado la estructura de PLL basada en el método DSC presentada en la Figura 2.13. El sistema de estimación de secuencias se integra en la estructura del sistema de sincronización dando la entrada a la PLL, por tanto, basada en la sincronización con la fase. Se ha llevado a cabo la digitalización de los algoritmos del DSC-PLL y la simulación del modelo del sistema discreto confirma que no hay errores en el proceso de discretización. Además, con la idea de mejorar la respuesta ante cambios de frecuencia, se ha incluido el método del valor medio ponderado (*weighted mean value*) para reducir el error por el tiempo de retardo no ideal debido a la discretización [99].

La respuesta del DSC-PLL se ha comparado con la que se obtiene DSOGI-FLL que, basado en la sincronización con la frecuencia de red, proporciona una muy buena estimación de componentes simétricas instantáneas ante una red trifásica distorsionada y desequilibrada. La digitalización y parametrización del DSOGI FLL se ha realizado de acuerdo a las referencias [18][109].

Para comprobar el funcionamiento de estos sistemas, se han realizado diferentes simulaciones en el entorno *MATLAB/Simulink*[®] considerando gran variedad de perturbaciones en la red que se detallan a continuación.

2.4.1 Perturbaciones de red

Los modelos de simulación de los sistemas de sincronización estudiados, contemplan varios escenarios de falta con redes trifásicas distorsionadas y desequilibradas. Estos escenarios de pruebas se han seleccionado a partir de las referencias [15][18][110][111] y se describen a continuación agrupándolos en huecos de tensión, salto de frecuencias y redes distorsionadas.

2.4.1.1 Huecos de tensión

Un hueco de tensión es una reducción repentina de la tensión de red, generalmente como consecuencia de cortocircuitos, entre el 10 y el 90 % del valor nominal. La duración del hueco puede ir desde medio ciclo a algunos segundos. Los diferentes tipos de huecos se establecen en función del tipo de falta en la red que los origina y de las conexiones de los transformadores a lo largo de las líneas eléctricas.

A la tensión en el punto de medida durante el hueco se le denomina tensión característica o profundidad del hueco. Además, antes de un hueco, la secuencia positiva de la tensión tiene el mismo ángulo que la fase r de la alimentación, y cuando se produce el hueco, puede cambiar su ángulo produciéndose un salto de fase.

Cada tipo de hueco presenta un vector característico cuyo módulo es la profundidad de hueco y su ángulo es el posible salto de fase. Este vector característico se puede obtener a partir de un modelo de hueco basado en un divisor de impedancias donde juega un papel relevante el tipo de falta que lo origina, la impedancia de red y la impedancia entre el punto de medida y el punto donde se produce la falta. En [111]

se aporta el modelo matemático para la caracterización completa de los 4 tipos de huecos seleccionados como escenarios de pruebas. Se trata de huecos originados por faltas trifásicas (tipo A), faltas fase-tierra (tipo B) y faltas fase-fase (tipo C y tipo D). No se consideran los tipos E, asociados a faltas entre dos fases y tierra, o los tipos F y G, asociados a la propagación del hueco tipo E a través de la línea eléctrica con presencia de transformadores trifásicos entre el punto de medida y el punto de falta.

Para todos los escenarios de simulación, se ha considerado una tensión de red de pre-falta equilibrada, con un módulo de tensión de secuencia positiva de 100 V y un ángulo de 0° en la fase r de la alimentación. A continuación, se describen los tipos de huecos seleccionados:

- Hueco de tensión tipo A.

Este hueco es provocado por una falta trifásica, incluida la falta a tierra, o por la conexión de una carga trifásica equilibrada de elevada potencia. La tensión durante el hueco está equilibrada con presencia únicamente de componente de secuencia positiva. Se ha seleccionado un hueco tipo A con una profundidad del 40%, una duración de 200 ms y, además, un salto de fase de 40° .

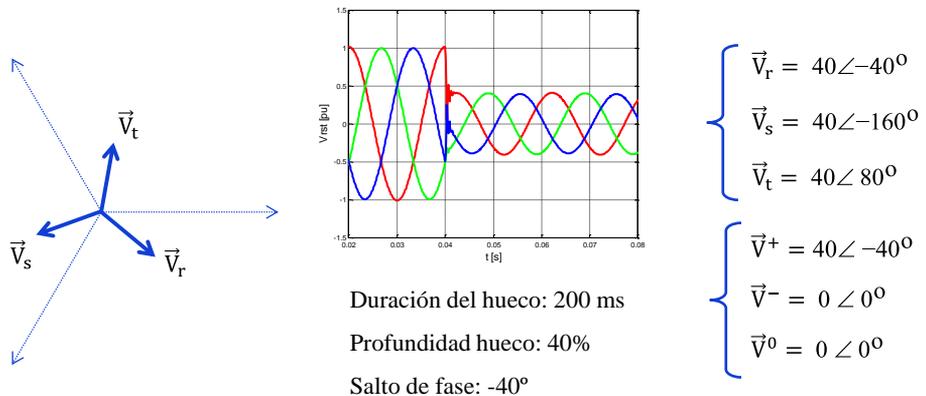


Figura 2.21 Hueco de tensión tipo A

En la Figura 2.21 se muestran los vectores de tensión y su evolución temporal durante la falta. De acuerdo a la caracterización de huecos desarrollada con detalle en [15][111], se completa la definición del hueco con las tensiones de

fase rst en el punto de medida y el valor de módulo y fase para los vectores de secuencia positiva, negativa y homopolar.

- Hueco de tensión tipo B.

Este tipo de huecos se dan en faltas de una fase a tierra. El hueco tipo B, que presenta una tensión de red desequilibrada, está caracterizado por la presencia de componentes de secuencia negativa y homopolar. En el escenario considerado, la falta se produce entre la fase r y tierra, con una duración de 250 ms, una profundidad de hueco del 20% y con un salto de fase de 10° . Como en el caso anterior, en la Figura 2.22 se aportan las características del hueco tipo B seleccionado, incluyendo el diagrama vectorial y la evaluación temporal de las tensiones de fase de la red.

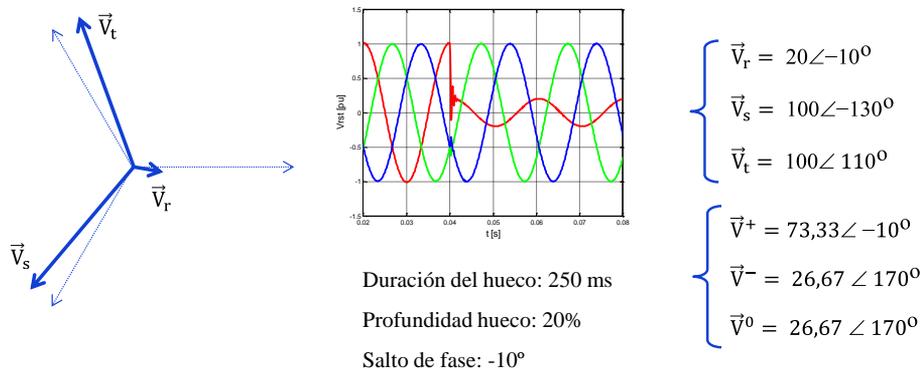


Figura 2.22 Hueco de tensión tipo B

- Hueco de tensión tipo C.

Este tipo de hueco es originado con una falta entre fases. En concreto, el hueco seleccionado en este estudio, se trata de una falta fase s – fase t que provoca el desequilibrio de tensiones reflejado en la Figura 2.23, con una profundidad del 40%, una duración de 250 ms y un salto de fase de $11,2^\circ$. De nuevo, a partir de las referencias [15][111], se obtienen las tensiones de fase rst en el punto de medida y el valor de módulo y fase de las componentes simétricas.

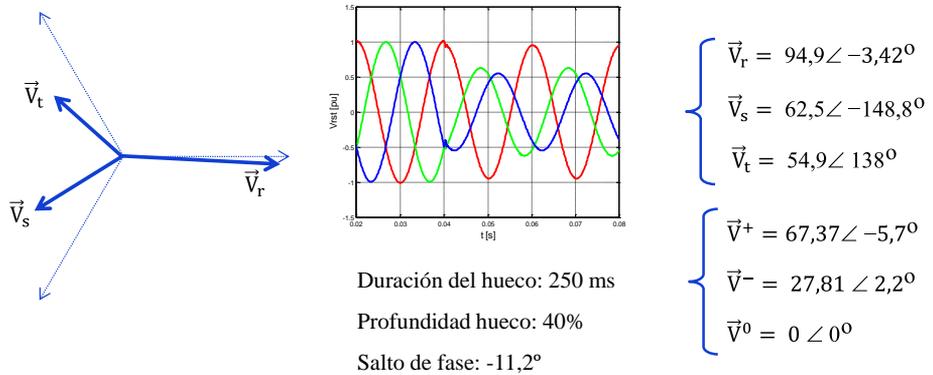


Figura 2.23 Hueco de tensión tipo C

Este hueco es muy común en redes desequilibradas, ya que su origen también puede ser una falta fase-tierra. Si se considera un transformador Dy entre el punto de la red donde se produce esa falta y el punto de medida, el hueco tipo B descrito con anterioridad medido en el primario del transformador se propaga al devanado secundario con diferentes amplitudes de tensión y ángulos de fase, dando lugar a un hueco tipo C.

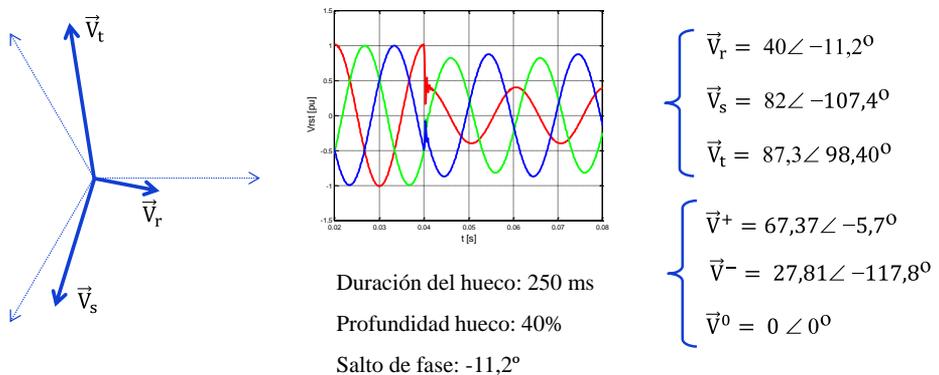


Figura 2.24 Hueco de tensión tipo D

- Hueco de tensión tipo D.

Esa presencia de transformadores en la línea eléctrica provoca un nuevo tipo de hueco en el caso de faltas fase-fase. Al transferir un hueco de tensión tipo C a través de un transformador Dy, en el secundario del mismo se puede medir un hueco tipo D, que será el último seleccionado para esta comparativa. La Figura 2.24 muestra la información relevante del hueco seleccionado, que será la propagación al secundario del transformador del hueco tipo C de la Figura 2.23, con un 40% de profundidad y 11,2° de salto de fase.

2.4.1.2 Salto de frecuencia

Se establece un salto de frecuencia de 50 Hz a 60 Hz de forma casi instantánea. Este salto está fuera de los rangos que se pueden considerar normales ya que no se esperan variaciones en la frecuencia de red por encima de los 2 Hz/s.

2.4.1.3 Redes distorsionadas y desequilibradas

Se han seleccionado dos escenarios de redes distorsionadas con un THD de 2% y de 8%. De acuerdo con el estándar EN50160 [112] el contenido armónico de los escenarios de pruebas se presenta en la Tabla 2.1. Además, en ambos casos, existe desequilibrio ya que se incluye un 1% de componente de secuencia negativa.

Tabla 2-1 Tensión de red distorsionada. Contenido armónico

Orden del armónico	THD 2%	THD 8%
2 (+)	0,5%	2%
4 (+)	0,5%	1%
5 (-)	1,4%	5%
7 (+)	1%	4%
11(-)	0,5%	3%
13 (+)	0,5%	3%

La Figura 2.25 presenta la tensión de red en los dos escenarios.

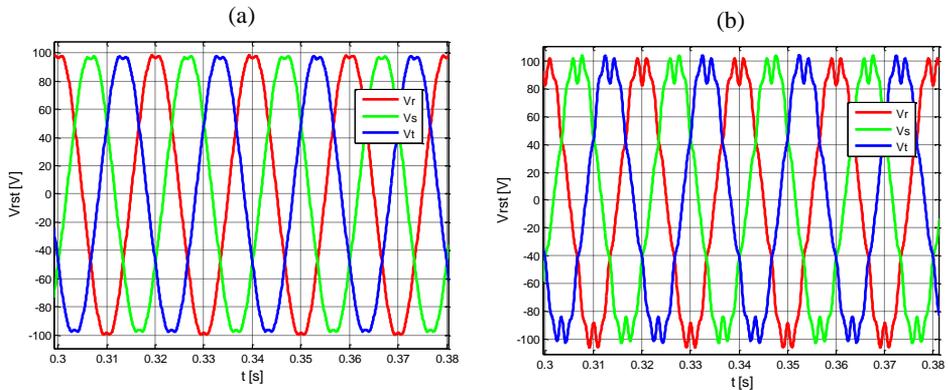


Figura 2.25 Tensión de red. a) THD = 2%, b) THD = 8%

2.4.2 Resultados de simulación

Para la estructura de sincronización DSOGI-FLL se emplea como constantes características $k_{DSOGI} = \sqrt{2}/2$ y $\Gamma_{FLL} = 46$ [109].

Se aportan gráficas (amplitud de secuencias positiva y negativa, frecuencia, ángulo y error de fase) para establecer la comparativa de respuesta ante perturbaciones de red del DSOGI-FLL y el DSC-PLL. La estimación de las componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión de red con el DSC, presentadas en la comparativa, no incluyen filtrado pasa-bajo adicional, por lo que está justificando el tiempo de establecimiento aproximado de 5 ms en todos los escenarios.

A continuación, se presentan los resultados de simulación agrupados en función del tipo de perturbación de la tensión de red.

2.4.2.1 Comportamiento ante huecos

- **Hueco tipo A**

Se considera una normalización con la tensión de red máxima nominal ($V_{nom} = 100$ V). En la Figura 2.26 se presenta la estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa.

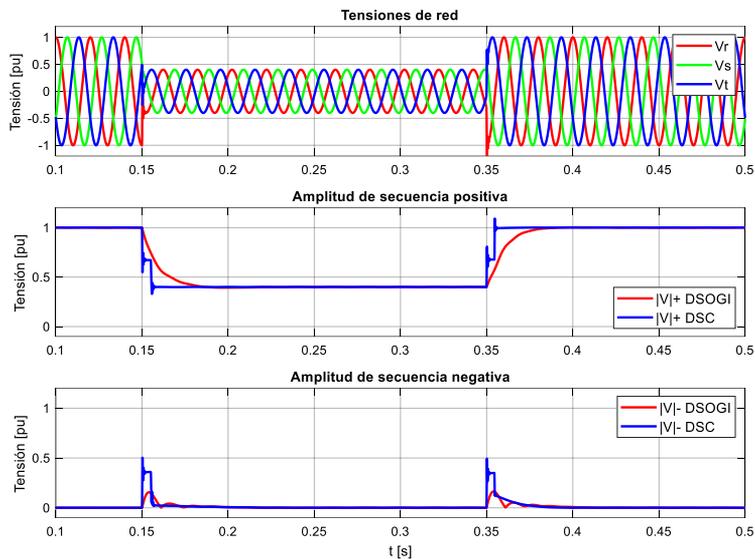


Figura 2.26 Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (hueco tipo A)

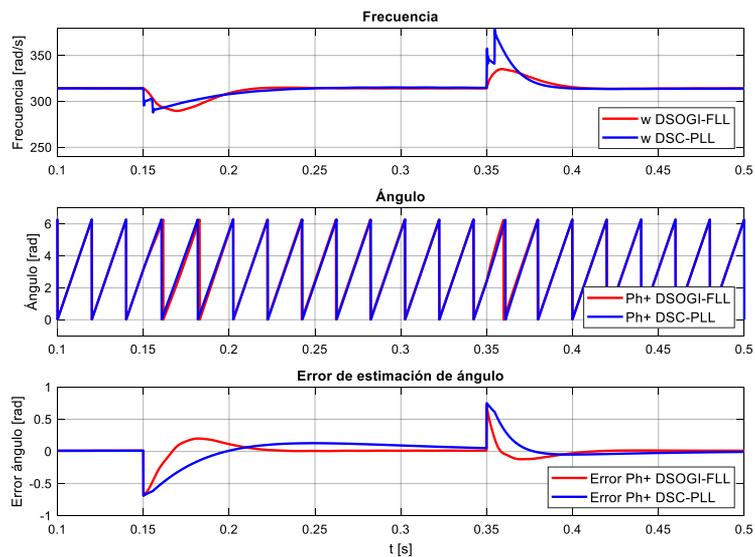


Figura 2.27 Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (hueco tipo A)

Como se puede observar en la gráfica, ambos sistemas tienen una buena respuesta en la detección de la secuencia positiva (~ 25 ms para DSOGI-FLL). En el caso de la secuencia negativa responde peor el DSC-PLL.

En la Figura 2.27 se muestra el ángulo de fase estimado y el error de ángulo respecto al salto de fase que presenta la tensión de red. Se incluye también la frecuencia estimada por ambos sistemas de sincronización. El DSC-PLL presenta peor comportamiento que el DSOGI-FLL que es adaptativo en frecuencia y la detecta a partir de su propio estimador FLL.

- **Hueco tipo B**

Este tipo de falta, además de provocar un desequilibrio en la tensión de red, tiene presencia de componente de secuencia cero. Los resultados en la estimación de amplitud de secuencias positiva y negativa son buenos con un hueco de 20% de profundidad (Figura 2.28).

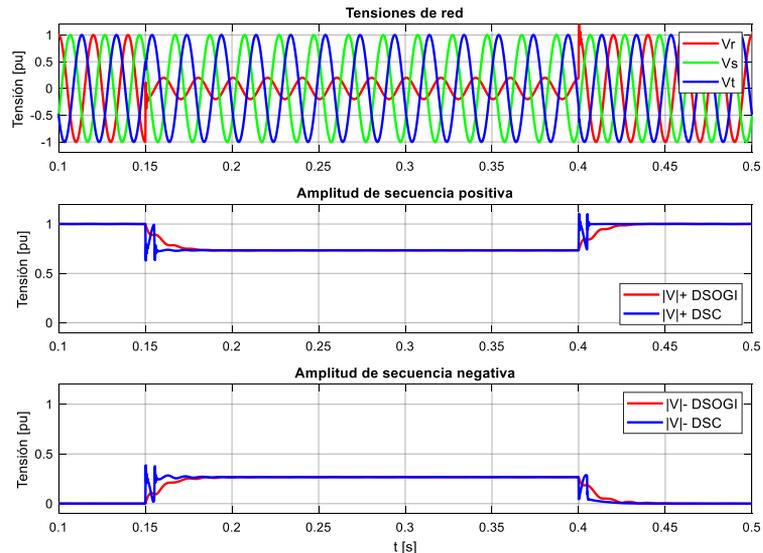


Figura 2.28 Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (hueco tipo B)

El buen comportamiento se mantiene en la estimación de ángulo de fase, como se puede comprobar en la Figura 2.29, aunque hay que tener en cuenta que el salto de fase en la entrada del hueco es únicamente de 10° frente a los 40° que presentaba el escenario de hueco tipo A.

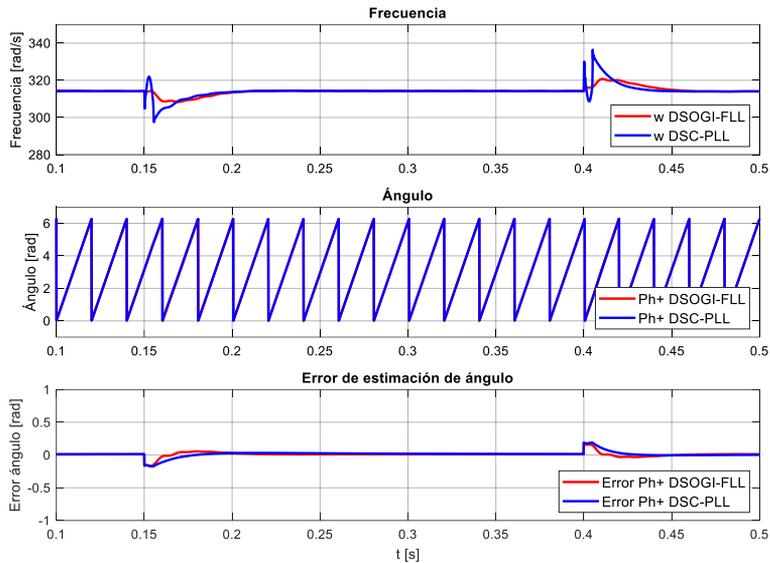


Figura 2.29 Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (hueco tipo B)

- **Hueco tipo C**

Los resultados obtenidos en la estimación de amplitudes de secuencia positiva y negativa son satisfactorios como en los casos anteriores, manteniéndose un tiempo de establecimiento de unos 25 ms para DSOGI-FLL, como se puede comprobar en la Figura 2.30.

La estimación del ángulo de fase y el error respecto al ángulo actual para las dos estructuras de sincronización sigue teniendo buen comportamiento (Figura 2.31). La frecuencia detectada sigue la línea observada en los escenarios anteriores con un mejor comportamiento del DSOGI-FLL.

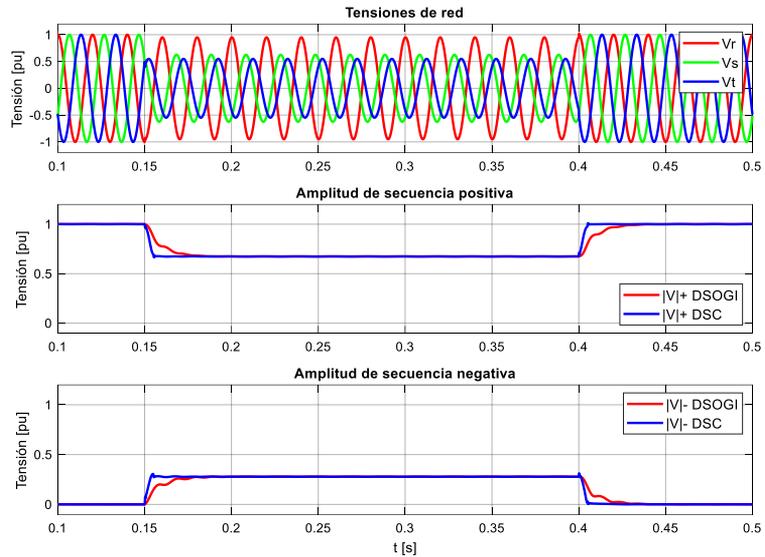


Figura 2.30 Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (hueco tipo C)

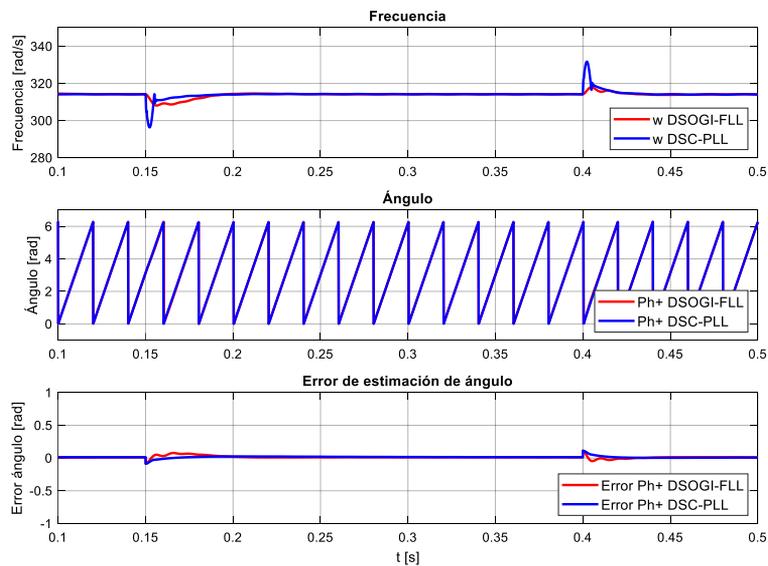


Figura 2.31 Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (hueco tipo C)

- **Hueco tipo D**

El último tipo de red desequilibrada planteado en los escenarios de prueba, es la propagación al secundario del transformador del hueco tipo C anterior. Se mantiene la profundidad del hueco y el salto de fase del ensayo previo. Por esta razón se dan resultados similares en lo referente a la rapidez y precisión de las estimaciones de amplitudes de secuencias positiva y negativa mostradas en la Figura 2.32.

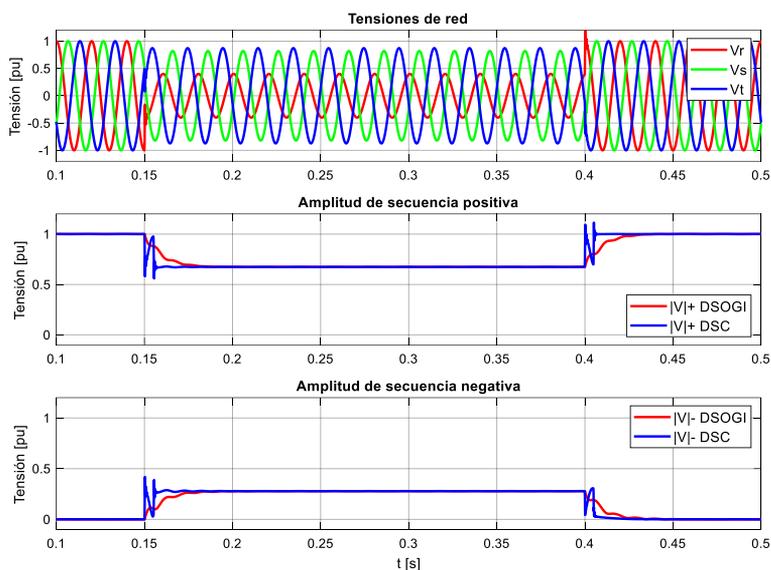


Figura 2.32 Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (hueco tipo D)

Siguiendo la línea de los ensayos previos, la estimación de la frecuencia de la tensión de red, presentada en la Figura 2.33, evidencia una mejor respuesta del DSOGI-FLL. En la misma figura, se aprecia un comportamiento similar de ambas estructuras en lo que a la estimación de ángulo se refiere, teniendo en cuenta que la entrada de hueco ha supuesto un salto de fase.

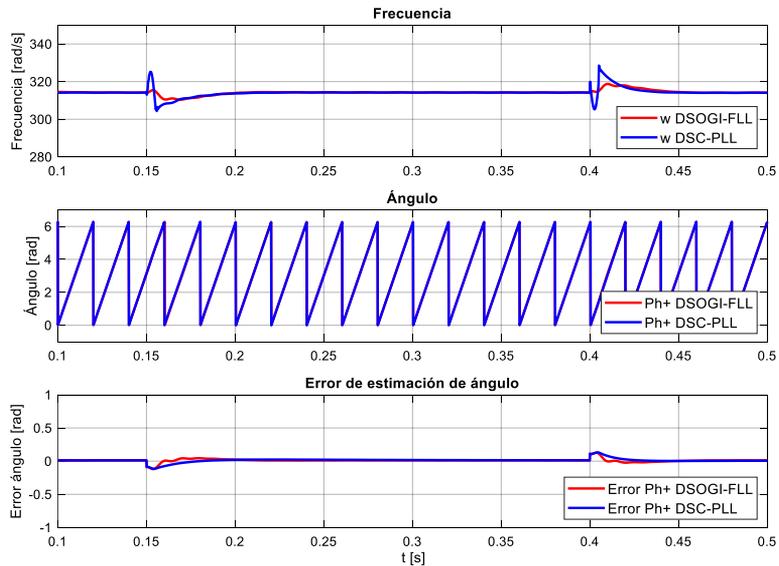


Figura 2.33 Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (huevo tipo D)

2.4.2.2 Comportamiento ante saltos de frecuencia

Se considera un salto de frecuencia brusco de 50 Hz a 60 Hz.

Se espera que el comportamiento del DSOGI-FLL ante la variación de frecuencia sea el más rápido y preciso ya que su variable fundamental estimada precisamente es la frecuencia. Obviamente eso depende de los ajustes del DSOGI-FLL. En [109] se establece la parametrización adecuada para conseguir una solución de compromiso entre rapidez de respuesta, el ancho de banda y la respuesta ante ruido y armónicos a los que puede estar sometido el sistema de sincronización. En estas simulaciones, nuevamente se ha empleado una constante $k_{DSOGI} = \sqrt{2}/2$.

En la Figura 2.34 se muestra la estimación de secuencias positiva y negativa para las dos estructuras de sincronización. En este caso destaca la mejor respuesta del DSC-PLL en la estimación de secuencia positiva. Las gráficas de frecuencias y ángulos estimados se presentan en la Figura 2.35.

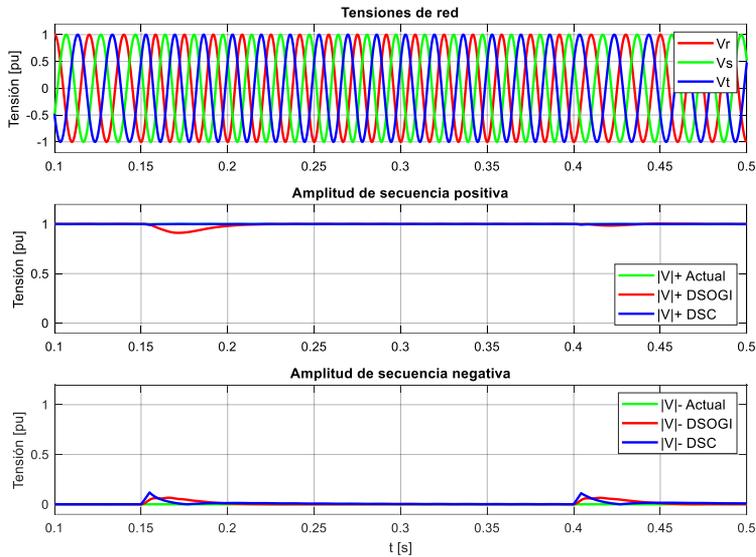


Figura 2.34 Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (salto de frecuencia)

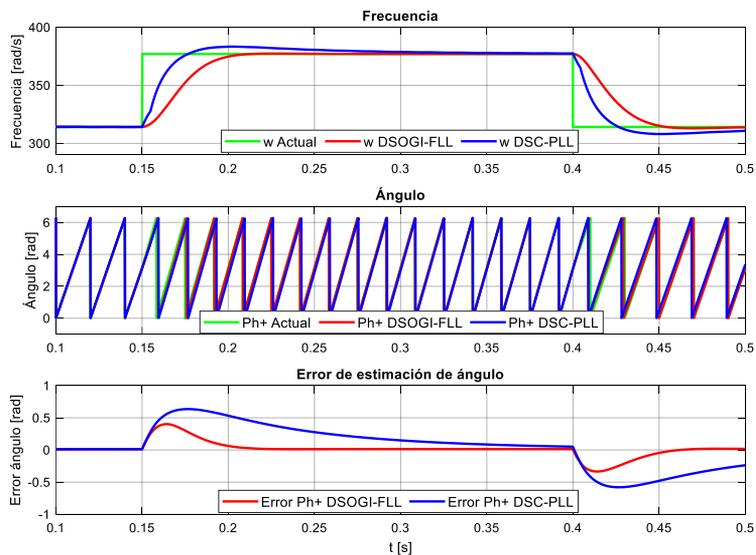


Figura 2.35 Estimación de frecuencia, ángulo y error de ángulo (salto frecuencia)

La respuesta del DSOGI-FLL en la estimación de frecuencia y fase es más rápida que la del DSC-PLL, incluso habiendo adoptado la solución de compromiso para la parametrización que se citaba anteriormente. Además, cumple con la salida de primer orden exponencial esperada.

2.4.2.3 Comportamiento ante redes distorsionadas y desequilibradas

- **Tensión de red con un THD = 2% (desequilibrada)**

Uno de los problemas del método DSC precisamente es su comportamiento frente a redes con contenido armónico. En [99] se demuestra cómo se transfieren esos armónicos a la salida del sistema de detección afectando a la estimación de amplitudes de tensión de las secuencias positiva y negativa.

Como se muestra en la Figura 2.36, con un THD de un 2%, el sistema DSC-PLL se ve más afectado que el DSOGI-FLL en la estimación de amplitudes.

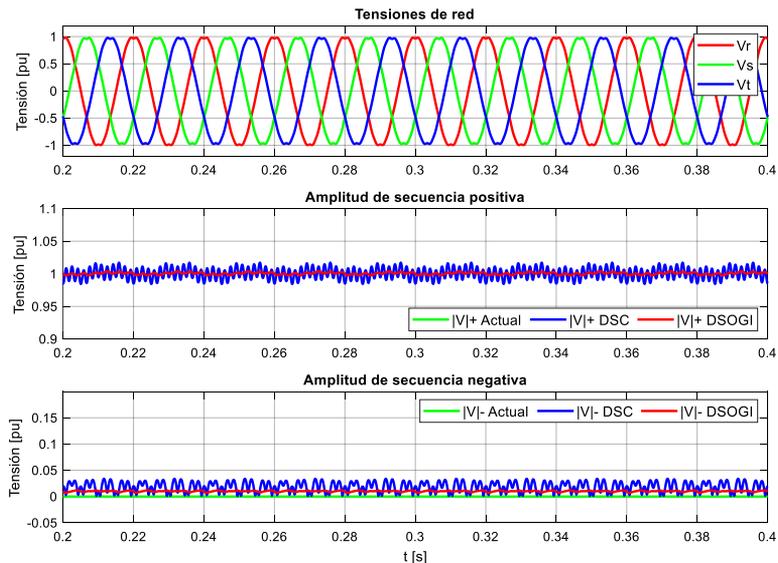


Figura 2.36 Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (THD=2%)

La respuesta en frecuencia del prefiltro DSC se analizará con detalle en el capítulo 4, pero ya se ha avanzado en el apartado 2.3.3.4 que el DSC(+) rechazará totalmente el armónico 7^o(+) y el armónico 5^o(-). Sin embargo, los armónicos 2^o(+), 4^o(+), 11^o(-) o 13^o(+) tienen una menor atenuación y se ve reflejado en la estimación distorsionada de la amplitud de tensión de secuencia positiva. Algo similar ocurre con la estimación de amplitud de la secuencia negativa, donde el filtro DSC(-) rechazará totalmente el armónico 11^o(-) y el 13(+). Por su parte, el prefiltro DSOGI se comporta como un filtro pasa-banda de segundo orden con ganancia unitaria para la frecuencia nominal, de tal forma que rechaza gran parte del contenido armónico de la tensión de red considerado en la Tabla 2.1.

A continuación, en la Figura 2.37, se muestra la estimación de frecuencia y ángulo. Como era de esperar, la respuesta en frecuencia estimada del DSOGI-FLL está menos influenciada por la distorsión armónica que la obtenida con el DSC-PLL.

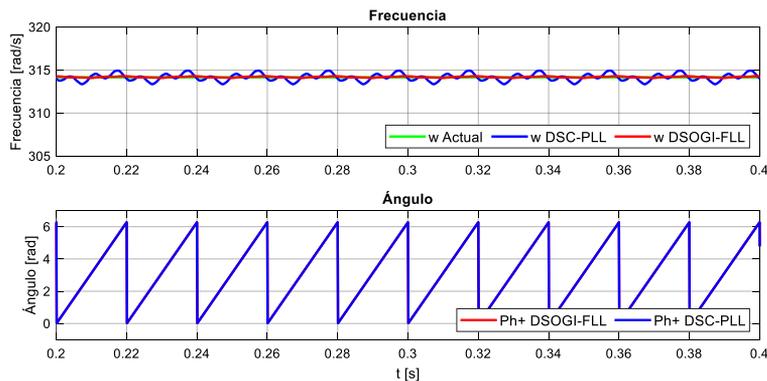


Figura 2.37 Estimación de frecuencia y ángulo (THD=2%)

- **Tensión de red con un THD = 8% (desequilibrada)**

En esta nueva situación se complica para la DSC-PLL la estimación de amplitudes de tensión, frecuencia y ángulo. Los armónicos que no son atenuados

lo suficiente por los filtros DSC(+) y DSC(-), provocan una distorsión armónica superior a la presentada por la DSOGI-FLL (Figuras 2.38 y 2.39).

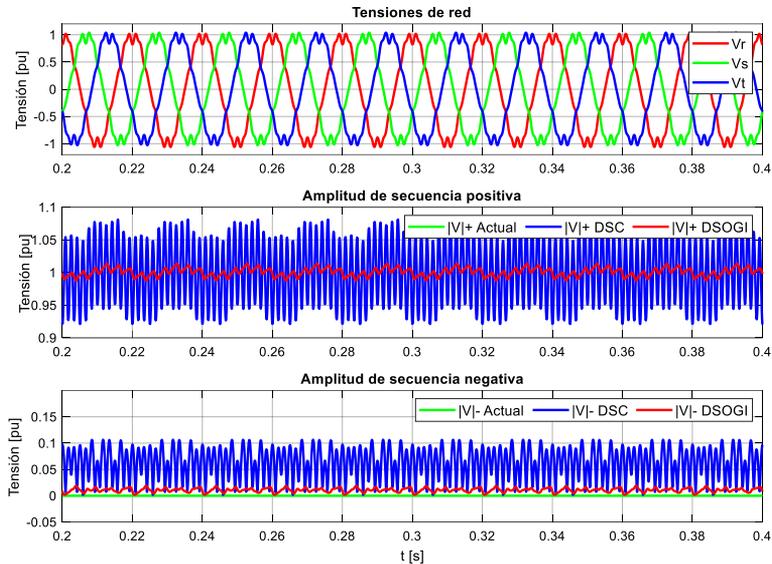


Figura 2.38 Estimación de amplitud de tensión de secuencias positiva y negativa (THD=8%)

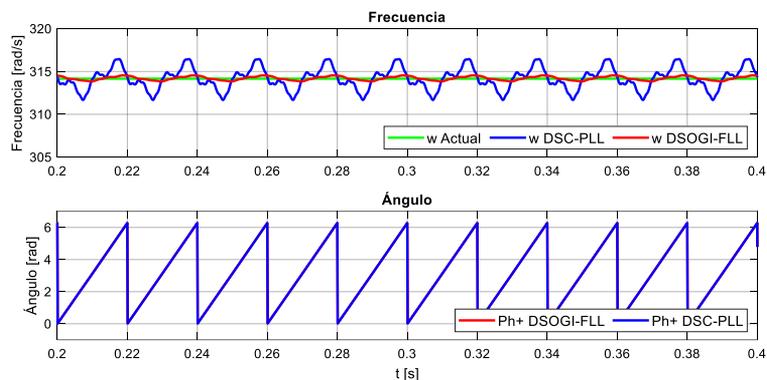


Figura 2.39 Estimación de frecuencia y ángulo (THD=8%)

2.4.3 Valoración de los resultados de simulación

El DSC-PLL es uno de los métodos más simples y rápidos que se pueden implementar con buena respuesta en condiciones de desequilibrio, como queda patente en las pruebas realizadas bajo simulación. Sin embargo, como generador de señal en cuadratura para la detección de componentes simétricas, no presenta capacidad de filtrado y tiene problemas con redes distorsionadas. La única solución posible sería añadir una etapa de filtrado a la salida del DSC aumentando el tiempo de respuesta por encima de los 5 ms (en redes de 50 Hz de frecuencia nominal).

En cambio, en las opciones basadas en SOGI, se puede permitir conseguir una solución de compromiso entre rapidez de respuesta, el ancho de banda y la respuesta ante ruido y armónicos a los que puede estar sometido el sistema de sincronización.

Las prestaciones del DSOGI-FLL dependen de la frecuencia detectada por la FLL, mientras que en el DSC-PLL dependen del ángulo de fase detectado por la PLL. Por lo tanto, no se esperaba la misma respuesta en la práctica de dichos sistemas de sincronización, siendo FLL y PLL dos sistemas distintos con diferente respuesta dinámica. Dado que la frecuencia es una variable más estable que el ángulo de fase, el controlador basado en la detección de la frecuencia de red presenta una mejor respuesta que el basado en la detección del ángulo de fase durante muchas de las faltas transitorias. La principal ventaja del DSOGI-FLL, por tanto, es que la estimación de la frecuencia está incluida en su estructura y no necesita un bloque externo para calcularla. Como se ha indicado anteriormente, para una misma etapa de prefiltrado, o una equivalente, publicaciones recientes como [108] concluyen que, en general, las PLLs y FLLs en convertidores conectados a la red trifásica son sistemas de sincronización con propiedades similares.

2.5 Conclusiones

Diferentes clasificaciones de estructuras de sincronización a red de convertidores trifásicos pueden encontrarse en referencias muy recientes como [63][79], donde se establecen comparativas en aspectos como la respuesta dinámica, carga computacional, robustez ante desequilibrios y distorsión armónica, inmunidad al ruido o adaptación a cambios de frecuencia. Más detalles sobre las PLLs y FLLs, la discretización de sus algoritmos o la respuesta dinámica a diferentes eventos y condiciones de red se pueden encontrar en [15][18][106][107].

En este capítulo se ha presentado la estructura y las prestaciones fundamentales de un buen número de sistemas avanzados de sincronización. Se constata en todos ellos que la sincronización con seguimiento de fase que aporta la PLL sigue siendo dominante con una mayor variedad de opciones en la etapa de prefiltrado, que además de mejorar la respuesta a la distorsión armónica permite la generación de señales en cuadratura y la separación de secuencias.

Se ha analizado mediante simulación el comportamiento en redes perturbadas de dos de las estructuras más representativas, DSC-PLL y DSOGI-FLL, evidenciando los problemas de la primera en redes distorsionadas. Estos sistemas permitirán la validación de la estructura de sincronización propuesta en el capítulo 3 en base a la comparativa de respuesta a perturbaciones reales en la tensión de red, en simulación y en plataforma experimental de alta potencia, presentada en el capítulo 6.

Capítulo 3.

Estructura de sincronización para convertidores conectados a red

Este capítulo presenta una estructura de sincronización de red para aplicación en convertidores en fuente de tensión (VSC) controlados por corriente y conectados a la red eléctrica, denominada sistema de sincronización vectorial de red adaptable (AVGS, *adaptive vector grid synchronization system*). El sistema AVGS permite detectar rápidamente la magnitud, la frecuencia y la fase de la tensión de red trifásica, y permite separar con precisión sus componentes simétricas cumpliendo los requisitos de funcionamiento transitorio impuestos por los códigos de red. El sistema rechaza las perturbaciones, como los armónicos de tensión o los desequilibrios, y mejora la estabilidad transitoria ante faltas de la red. Los principales bloques del sistema de sincronización son una etapa de prefiltrado, consistente en un generador de señales filtradas en cuadratura (FQSG, *filtered quadrature signal generator*), y una PLL basada en vectores (VB-PLL, *vector based-PLL*), que es una nueva estructura basada en operaciones vectoriales sobre las tensiones y un sistema adaptativo que cambia la dinámica de respuesta del sistema de sincronización.

El buen comportamiento de este sistema de sincronización se presenta mediante simulaciones en el dominio del tiempo. En los próximos capítulos, el sistema propuesto se combina con todo el control del convertidor y se ensaya en modelos completos y en un banco de pruebas experimentales de gran potencia demostrando su correcto funcionamiento frente a perturbaciones y faltas en la red.

Las partes principales de este capítulo, se han presentado en el artículo de revista "*An Adaptive Synchronization Structure for Voltage-Source Converters under Grid Fault Conditions*", en proceso de revisión, y en el artículo de conferencia "*Grid synchronization structure for wind converters under grid fault conditions*", IECON 2016.

La estructura de sincronización está protegida por la patente P. Catalan *et al*, "A synchronization system for a generation units and associated method" European patent request PCT/ES2015/070066, Fecha de prioridad: 30 de enero de 2015. Fecha de publicación: 20 de julio de 2017. Se trata de una patente industrial propiedad de Ingteam Power Technology, S.A., en uso por dicha empresa y expedida a Estados Unidos US10090681B2, China CN107251361B, otros países y a nivel mundial WO2016120503A1. El autor participó en el proyecto en la fase inicial de su trabajo de tesis.

3.1 Sistema de sincronización adaptable para la mejora de la estabilidad transitoria

El aumento de los requerimientos de los sistemas de generación basados en convertidores electrónicos conectados a red en régimen transitorio, ha disparado la importancia de los sistemas de sincronización. Una detección estable y rápida de la magnitud, frecuencia y fase de la tensión de red es fundamental para facilitar la operativa de control. Se plantea una PLL avanzada y de alto rendimiento que cumple con los siguientes requerimientos:

- Permitir que la dinámica de la PLL cambie en función de parámetros internos o externos a la misma. Un caso muy representativo es la pérdida de tensión de referencia para sincronización con la red durante un hueco de tensión profundo.
- Mejorar la robustez frente a redes altamente perturbadas, redes desequilibradas y con distorsión armónica.
- Realizar la separación de secuencia positiva y negativa de la tensión de red de manera rápida y fiable para dar soporte estable a técnicas de control avanzadas, con controles efectivos de corrientes de secuencia positiva y negativa, que operan en entornos de red perturbados.
- Evitar errores en la estimación de frecuencia durante los transitorios de red.

- Cumplir los exigentes tiempos de respuesta del control para alcanzar escalones de potencia.
- Evitar problemas en la detección de ángulo ante cambios bruscos del flujo de potencia activa y reactiva.

El sistema de sincronización AVGS detecta la frecuencia, la fase y la amplitud de la secuencia positiva de la tensión trifásica de red de entrada y, si se requiere para un mejor control del convertidor, estos mismos valores para la componente de secuencia negativa. La Figura 3.1 muestra una representación básica de un VSC conectado a la red y su sistema de sincronización.

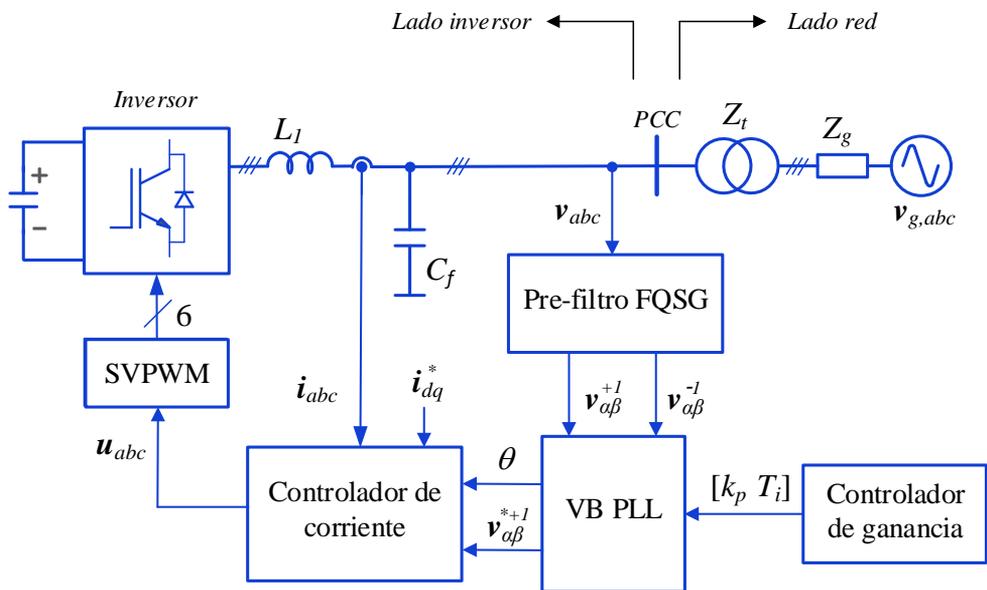


Figura 3.1 Representación básica del VSC conectado a la red y su sistema de sincronización

En la figura se pueden identificar los siguientes bloques:

- La VB-PLL es una PLL adaptativa basada en vectores, una nueva estructura que permite estimar la fase, magnitud y frecuencia de la señal de entrada real en base

al producto escalar y vectorial del voltaje estimado y el error de voltaje estimado.

- El controlador de ganancia permite modificar la dinámica de la PLL dependiendo del estado de la red modificando las ganancias de los controladores de los lazos internos de la VB-PLL.
- El pre-filtro FQSG estima las secuencias positiva y negativa de la tensión de red, añadiendo capacidad de filtrado, para una operación apropiada de la PLL.

A continuación, se describe la estructura interna de estos bloques principales.

3.2 PLL adaptativa basada en vectores

3.2.1 Estructura de la VB-PLL

La estructura esencial de la VB-PLL propuesta en el sistema de referencia $\alpha\beta$ se muestra en la Figura 3.2.

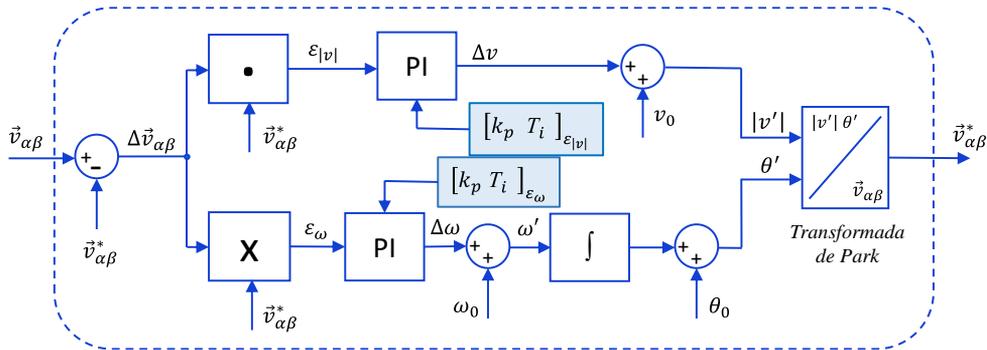


Figura 3.2 Diagrama de bloques básico de la VB-PLL

donde $\vec{v}_{\alpha\beta}$ es el vector de tensión de entrada filtrado por el bloque FQSG, $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$ representa el vector de tensión detectado por la VB-PLL y $\Delta\vec{v}_{\alpha\beta}$ el vector error de tensión. Cada componente de la señal vectorial estimada, procedente de la salida de la VB-PLL, se resta del vector de señal de salida del FQSG, dejando un vector de

error como salida. Este error de seguimiento se usa para hacer el producto escalar y vectorial con la señal de tensión estimada por la VB-PLL.

Los vectores definidos anteriormente se pueden representar gráficamente como se muestra en la Figura 3.3, donde se ha aumentado el error para aclarar la base de las operaciones vectoriales propuestas.

El error de magnitud es $\varepsilon_{|v|}$, resultado del producto escalar entre la señal de error de tensión $\Delta\vec{v}_{\alpha\beta}$ y el vector de tensión estimada $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$. Para $|V_{\alpha\beta}|=1$ (pu), el producto escalar es proporcional al error de magnitud y coincidirán para ángulos pequeños. El error en amplitud puede ser cancelado con un controlador lineal, que actúa sobre la amplitud del vector de tensión de salida, en este caso con un PI con ganancias variables.

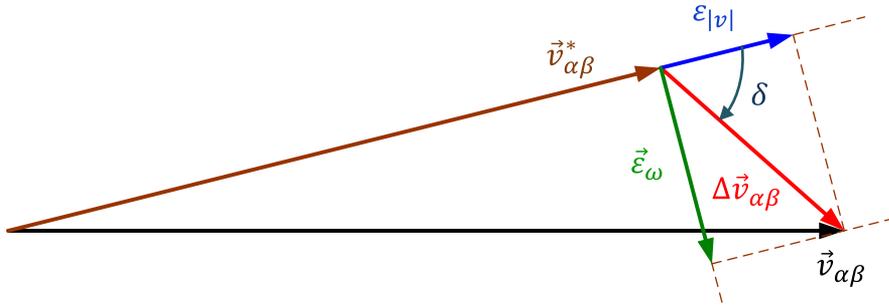


Figura 3.3 Vectores de la PLL en el dominio α - β

El error de fase es ε_{ω} , resultado del producto vectorial entre la señal de error de tensión $\Delta\vec{v}_{\alpha\beta}$ como primera entrada y el vector de tensión estimada $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$ como segunda. Para $|V_{\alpha\beta}|=1$ (pu), el producto vectorial es proporcional a un error en tensión que podemos considerar un error de fase para ángulos pequeños. Como en el caso anterior, se emplea un controlador PI con ganancias variables para eliminar el error en estado estacionario.

$$\varepsilon_{|v|} = |\Delta\vec{v}_{\alpha\beta}| \cos \delta = \Delta\vec{v}_{\alpha\beta} \cdot \vec{v}_{\alpha\beta}^* = \Delta v_{\alpha} v_{\alpha}^* + \Delta v_{\beta} v_{\beta}^* \quad (3.1)$$

$$\varepsilon_\omega = |\Delta \vec{v}_{\alpha\beta}| \sin \delta = \vec{v}_{\alpha\beta}^* \times \Delta \vec{v}_{\alpha\beta} = \Delta v_\beta v_\alpha^* - \Delta v_\alpha v_\beta^* \quad (3.2)$$

A partir de la frecuencia estimada ω' , se obtiene el ángulo estimado θ' , y con este como entrada de fase en la transformada de Park $dq-\alpha\beta$ y la magnitud $|v'|$, como componente d se obtiene el vector de tensión estimado $\vec{v}_{\alpha\beta}^*$.

Debido a su valor predominante, y para reducir el efecto de las perturbaciones y armónicos en red, como entrada de tensión del bloque VB-PLL se emplean las componentes de secuencia positiva detectadas por el FQSG. La sintonización de los controladores y la respuesta del VB-PLL ante perturbaciones es detallada a continuación.

3.2.2 Sintonización de la rama de estimación de fase

El esquema de la rama de estimación de fase se presenta en la Figura 3.4.

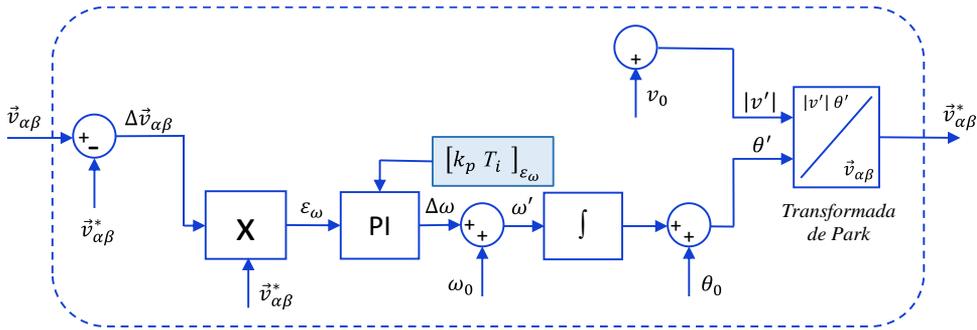


Figura 3.4 Esquema de la rama de estimación de fase

En el caso de que solo interese determinar la frecuencia y el ángulo de la tensión de entrada, se puede eliminar totalmente la rama superior de la Figura 3.2 y en la transformación de Park emplear como módulo de la tensión el valor nominal u otra referencia.

De esta forma, la PLL basada en vectores de la Figura 3.4 tiene una estructura similar a la de una PLL clásica, pudiendo seguir así a los pasos de sintonización de

las PLLs. Reorganizando los bloques, como muestra la Figura 3.5, se obtiene una estructura de PLL convencional con detector de fase (PD), filtro (LF) y oscilador controlado por tensión (VCO).

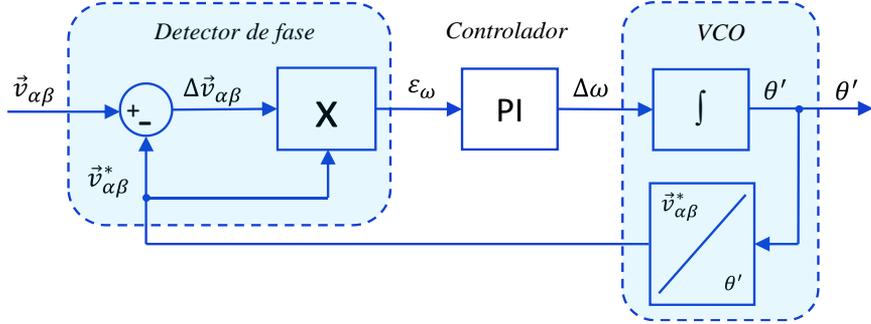


Figura 3.5 Rama de estimación de fase como estructura convencional

Aplicando la expresión (3.2), con $|V_{\alpha\beta}|=1$ (pu) y considerando pequeña señal donde el seno del error de ángulo se aproxima al error de ángulo, se obtiene la expresión (3.3) donde ε_ω es la diferencia de ángulos de la tensión medida y estimada.

$$\varepsilon_\omega = |\Delta\vec{v}_{\alpha\beta}| \sin \delta = |\Delta\vec{v}_{\alpha\beta}| \sin(\theta - \theta') \approx |\Delta\vec{v}_{\alpha\beta}|(\theta - \theta') = \theta - \theta' \quad (3.3)$$

Las funciones de transferencia de LF y VCO son:

$$PI(s) = \frac{\Delta\omega}{\varepsilon_\omega} = k_{p\omega} \left(1 + \frac{1}{T_{i\omega} s}\right) \quad (3.4)$$

$$\theta'(s) = (1/s) \Delta\omega \quad (3.5)$$

La función de transferencia del lazo cerrado de estimación de fase queda una expresión de segundo orden (3.6).

$$\frac{\theta'}{\theta}(s) = \frac{k_{p\omega}(1 + \frac{1}{T_{i\omega}s})}{s^2 + k_{p\omega}s + \frac{k_{p\omega}}{T_{i\omega}}} = \frac{2\xi\omega_n + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} \quad (3.6)$$

La respuesta dinámica de un sistema de segundo orden se estudia en muchas publicaciones sobre sistemas de control [113]. Los parámetros del controlador PI de la rama de estimación de fase pueden establecerse en función del tiempo de establecimiento t_s como sigue:

$$k_{p\omega} = 2\xi\omega_n = \frac{9,2}{t_s} \quad (3.7)$$

$$T_{i\omega} = \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{t_s\xi^2}{2,3} \quad (3.8)$$

Los parámetros se obtienen suponiendo una señal de entrada unitaria ($|V_{\alpha\beta}| = 1$). En caso contrario, estas expresiones para el ajuste de los parámetros de sintonización del controlador PI deberían dividirse por la amplitud de la señal de entrada, $|V_{\alpha\beta}|$.

En la Figura 3.6 se presenta un ensayo de la respuesta de la rama de estimación de fase de la VB-PLL a una perturbación de frecuencia, con unos ajustes del controlador que fuerzan un cambio de dinámica de la PLL. La señal de entrada a la PLL es una señal en $\alpha\text{-}\beta$ de amplitud constante e igual a la unidad, pero con frecuencia de variación periódica de ± 1 Hz cada 100 ms, sobre los 50 Hz fundamentales. Se fija un tiempo de establecimiento t_s que varía de 10 ms a 130 ms.

El cambio de dinámica de la PLL que establecen las expresiones (3.7) y (3.8), queda reflejado en la lectura de frecuencia en salida de la PLL (ω') y en la señal de error de fase (ε_ω), que es la salida del producto vectorial.

Para valores muy grandes de t_s , la constante proporcional $k_{p\omega}$ tenderá a cero y la frecuencia estimada quedará congelada en la última frecuencia medida. Obviamente t_s tendrá un límite inferior que dependerá del grado de perturbaciones no deseadas que tenga la tensión de entrada.

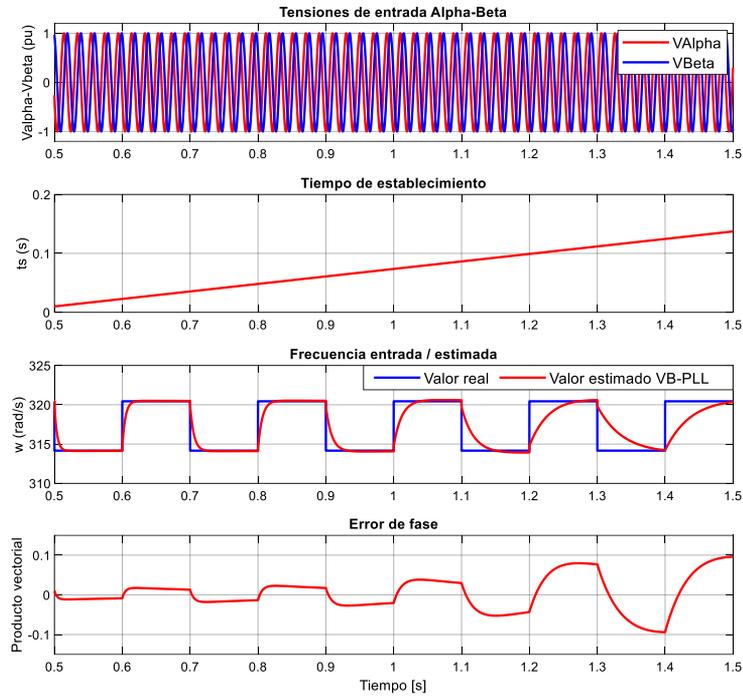


Figura 3.6 Cambio de dinámica y respuesta a una perturbación de frecuencia

3.2.3 Sintonización de la rama de estimación de módulo

El esquema de la rama de estimación de módulo se presenta en la Figura 3.7.

Considerando la función de transferencia del controlador PI introducida en (3.3), la función de transferencia para la estimación del módulo en lazo cerrado viene dada por (3.9), sólo con las variables del controlador PI. Por lo tanto, la respuesta del sistema depende sólo del polo y del cero de la función de transferencia.

$$\frac{|v'|}{|\vec{v}_{\alpha\beta}|}(s) = \frac{T_{i|v|}s+1}{\left(\frac{1}{k_{p|v|}}+1\right)T_{i|v|}s+1} \quad (3.9)$$

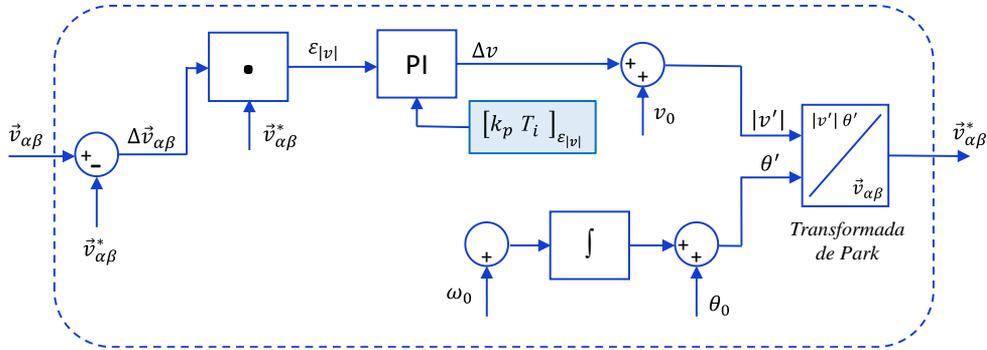


Figura 3.7 Esquema de la rama de estimación de módulo

Los parámetros del controlador PI pueden establecerse en función del tiempo de establecimiento t_s . En condiciones normales, este t_s puede aproximarse a 3-5 veces la constante de tiempo del polo único, como sigue:

$$t_s \approx 5 \left(\frac{1}{k_{p|v|}} + 1 \right) T_{i|v|} \quad (3.10)$$

Para lograr la estabilidad del sistema, en la implementación en tiempo discreto, debido a sus retardos internos, el valor de $k_{p|v|}$ debe ser menor que 1 y, por lo tanto, la dinámica del sistema también dependerá del valor de $T_{i|v|}$.

La Figura 3.8 muestra la respuesta de la VB-PLL frente a dos tipos de perturbaciones. Primero, la frecuencia de la red cambia de 50 Hz a 51 Hz durante 200 ms. Hay un error en la salida del producto vectorial (en azul). La respuesta del sistema depende de la parametrización del regulador, en este caso se encuentra en estado estacionario después de un tiempo de estabilización de unos 100 ms.

Con la segunda perturbación, la amplitud de la tensión de red se reduce a 0,8 (pu) en $t = 1$ s (sin modificar su frecuencia) y recupera su valor inicial en $t = 1,2$ s. En este caso, hay un error en la salida del producto escalar (rojo) resultante de un cambio en el módulo de tensión estimado. Una vez más, la respuesta de la dinámica depende de la parametrización del regulador. Se han empleado los parámetros $k_{p|v|} = 0,2$ y

$T_{i|v|} = 0,0033$ y en los resultados de simulación se observa un tiempo de estabilización de aproximadamente 100 ms, que coincide con el obtenido con la expresión (3.10).

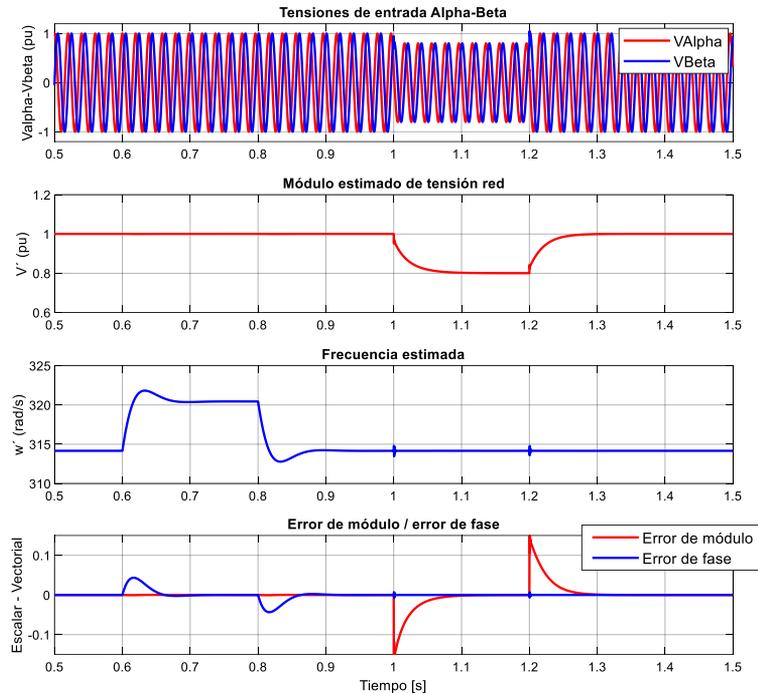


Figura 3.8 Respuesta de la VB-PLL a perturbaciones

3.2.4 Respuesta a armónicos de la VB-PLL

La estructura VB-PLL, por sí sola, no tiene una buena respuesta a armónicos de entrada. Se expone a continuación su respuesta al contenido armónico en la señal de frecuencia. Se supone que las señales de entrada están normalizadas para el valor de la frecuencia fundamental ω_1 y que tenemos al menos un armónico de orden h , que puede ser de secuencia positiva o negativa.

La señal temporal de entrada se puede representar con la expresión (3.11).

$$v(t) = v_I \text{sen}(\omega t) + v_h \text{sen}(h\omega t) \quad (3.11)$$

La señal de entrada al regulador PI ha sufrido una transformación por desplazamiento de frecuencia, en un valor igual al de la frecuencia fundamental ω_I , resultando:

$$v(t) = v_I + v_h \text{sen}((h - 1)\omega t) \quad (3.12)$$

La magnitud v_I será la misma que la de la componente fundamental si la PLL tiene un error de fase de 90° y tiene un valor nulo si la PLL está en fase. La amplitud de la componente armónica v_h cambia solo su frecuencia, aumentando el orden del armónico en una unidad para secuencia negativa y reduciendo ese orden en una unidad para secuencia positiva.

Estas señales desplazadas en frecuencia son las que entran en el controlador PI. Para las frecuencias de trabajo de 50 Hz y unos tiempos de establecimiento cercanos a los 90 ms, con un valor de $k_{p\omega}$ de 100, el efecto del integrador del PI a las frecuencias armónicas es despreciable, la señal de entrada se ve aumentada por el valor de $k_{p\omega}$. Con lo que la señal de salida en frecuencia de la PLL, tendrá una componente armónica de valor:

$$\omega(t) = \omega_I + k_{p\omega} v_h \text{sen}((h - 1)\omega t) + \dots \quad (3.13)$$

Si la señal de entrada tiene, por ejemplo, un 2% de armónico de orden 2 de secuencia directa (valor de pico v_h), con ese valor de $k_{p\omega}$ de 100, la señal de frecuencia de salida tendrá una oscilación de 2 rad/s a la frecuencia fundamental. Por tanto, para PLLs rápidas, con valores altos de $k_{p\omega}$ que busquen disminuir el tiempo de establecimiento de la PLL, mayor es el efecto de los armónicos en la salida. En definitiva, la pobre respuesta a armónicos de la PLL hace necesaria una etapa de prefiltrado previa.

El pre-filtro FQSG que se presenta a continuación, elimina totalmente la secuencia negativa de componente fundamental, que puede ser de gran amplitud, y los armónicos de orden elevado, presentando mayor atenuación con armónicos de

mayor orden. Eso sí, cualquier otro armónico conocido presente en la red que pueda afectar en gran medida a la PLL, tendrá que eliminarse con una etapa adicional de prefiltrado.

La implementación del pre-filtro podría estar basada en otras estructuras diferentes al FQSG, lo cual es una ventaja ya que da flexibilidad al sistema de sincronización permitiendo utilizar la VB-PLL en otros sistemas.

3.3 Generador de señal filtrada en cuadratura

Como se ha desarrollado en el capítulo 2, se han ido publicado una gran variedad de estructuras de sincronización para mejorar el comportamiento del sistema SRF-PLL, que presenta inconvenientes principalmente en redes desequilibradas y distorsionadas [15]. Se han presentado propuestas basadas en bloques generadores de señales en cuadratura (QSG) [14] y opciones de filtrado para mejorar la respuesta de la PLL en redes distorsionadas, con una correcta sincronización con las variaciones de frecuencia de la red [18].

Una de las principales funciones de una estructura de sincronización es estimar las componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión de red. Dentro de las estructuras de sincronización avanzadas presentadas en el capítulo 2, la basada en el integrador generalizado de segundo orden dual (DSOGI) ha sido ampliamente probada con un comportamiento robusto permitiendo, en el dominio α - β , una respuesta rápida en la detección de las componentes de secuencias a partir del vector de tensión de entrada desequilibrado y distorsionado [14][15].

La Figura 3.9 recuerda el esquema de bloques del DSOGI. La estructura de este estimador de secuencias con filtros adaptativos, basado en el integrador generalizado de segundo orden (SOGI), tiene como parámetros principales la frecuencia de resonancia ω' y el factor de amortiguamiento k .

Como se muestra en la figura, dos estructuras paralelas SOGI-QSG, obtienen las señales directas y en cuadratura a partir de las componentes simétricas del vector $\vec{v}_{\alpha\beta}$. Las componentes de secuencia positivas y negativas, en el marco de referencia estacionario, se generan a partir de una estructura de cálculo de secuencias positiva y negativa (PNSC) cuya estructura aparecía en la Figura 2.18.

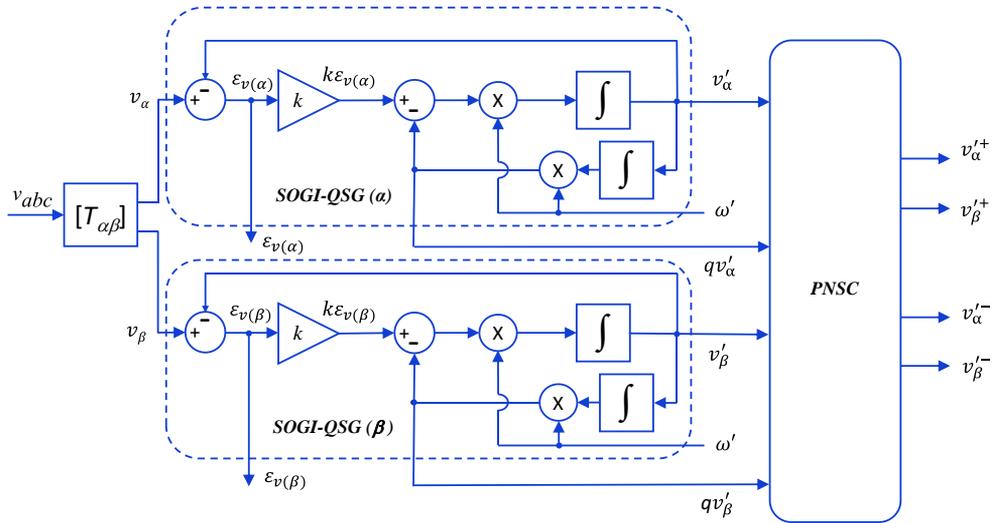


Figura 3.9 Estructura del DSOGI

La función de transferencia de la tensión de entrada respecto a las componentes de secuencia positiva-negativa detectadas por el DSOGI viene dada por:

$$\begin{bmatrix} v'_{\alpha^+} \\ v'_{\beta^+} \\ v'_{\alpha^-} \\ v'_{\beta^-} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \frac{k_{DSOGI} \omega'}{s^2 + k_{DSOGI} \omega' s + \omega'^2} \begin{bmatrix} s & -\omega' \\ \omega' & s \\ s & \omega' \\ -\omega' & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

Este sistema tiene capacidad de filtrado en cada uno de los bloques por separado, y no precisa los dos para funcionar. En otras palabras, el DSOGI permite poder estimar solo la secuencia positiva si se desea, sin necesidad de localizar los valores de secuencia negativa. Como se puede comprobar en la expresión (3.14), esto se debe a que cada sistema dual basado en SOGIs se comporta como un filtro pasa-banda sintonizado a la frecuencia fundamental (considerando un ajuste perfecto de la PLL) con lo que es capaz de atenuar la influencia de la secuencia negativa.

3.3.1 Estructura y estimación de secuencias del FQSG

La estructura de sincronización de red avanzada presentada en este capítulo, AVGS, incorpora un pre-filtro FQSG que mide la señal de entrada real y, a partir de una estimación de frecuencia propia, obtiene las componentes simétricas instantáneas de la tensión de red en el dominio α - β , añadiendo capacidad de filtrado y sin necesidad de ejes de referencia rotativos en el dominio d - q .

Una versión básica de la estructura propuesta se presenta en la Figura 3.10. A partir de ella, las funciones de transferencia de la tensión de entrada respecto a las componentes de secuencia positiva-negativa detectadas por el FQSG vienen dadas en forma matricial por las siguientes expresiones:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\prime+} \\ v_{\beta}^{\prime+} \end{bmatrix} = \frac{k_{FQSG} \omega'}{s^2 + 2k_{FQSG} \omega' s + \omega'^2} \begin{bmatrix} s & -\omega' \\ \omega' & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{\prime-} \\ v_{\beta}^{\prime-} \end{bmatrix} = \frac{k_{FQSG} \omega'}{s^2 + 2k_{FQSG} \omega' s + \omega'^2} \begin{bmatrix} s & \omega' \\ -\omega' & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix}.$$

donde ω' y k_{FQSG} son la frecuencia de resonancia y el factor de amortiguamiento, respectivamente. Las funciones de transferencia (3.14) y (3.15), desde el vector de tensión de entrada a la función de componentes de secuencia positiva-negativa, son iguales si se cumple que $k_{DSOGI} = 2 \cdot k_{FQSG}$. Sin embargo, el DSOGI no comparte estructura con el FQSG. El pre-filtro separador de secuencias FQSG es un nuevo esquema de filtro resonante, simplificado del presentado para DSOGI. Son estructuras diferentes, aunque comparten una dinámica muy similar como se demostrará en diferentes escenarios de simulación.

La frecuencia de sintonía del filtro, ω' , se obtiene de un estimador de frecuencia integrado en el FQSG que se presenta más adelante. Inicialmente se considera un ajuste perfecto de dicha frecuencia.

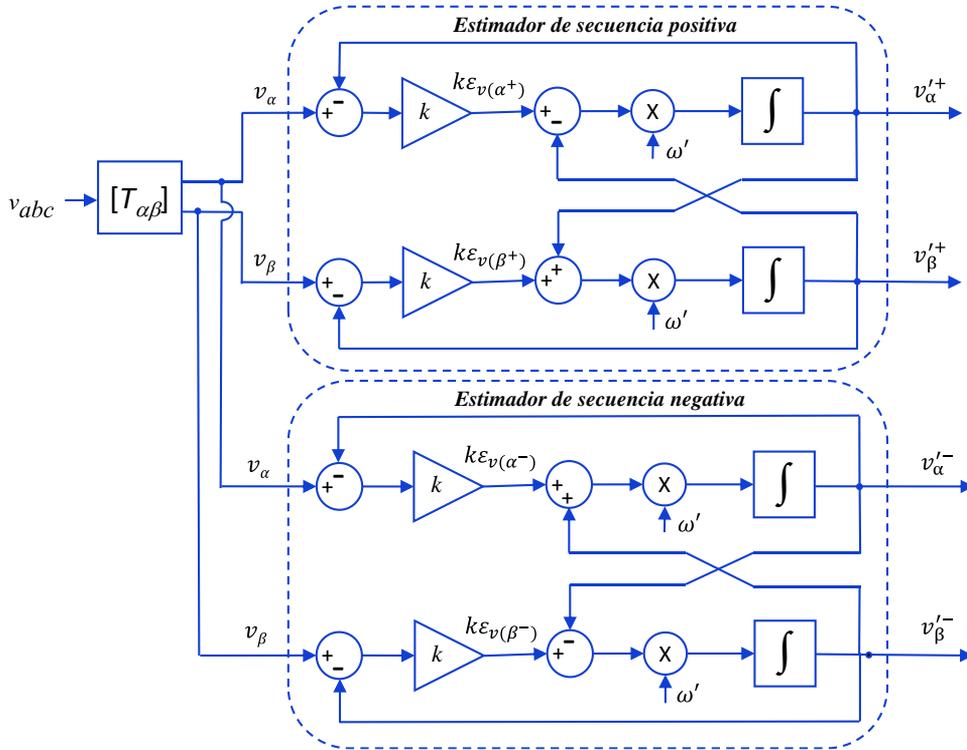


Figura 3.10 Estructura básica del FQSG

La influencia del parámetro configurable k_{FQSG} y de la frecuencia de resonancia ω' en la operación del filtro, se puede analizar considerando por separado las funciones de transferencia que componen la expresión matricial (3.15).

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'}^{'+} \\ v_{\beta'}^{'+} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} FQSG_{11+} & FQSG_{12+} \\ FQSG_{21+} & FQSG_{22+} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$FQSG_{11+} = FQSG_{22+} = \frac{k_{FQSG} \omega' s}{s^2 + 2k_{FQSG} \omega' s + \omega'^2} \quad (3.17)$$

$$FQSG_{21+} = -FQSG_{12+} = \frac{k_{FQSG} \omega'^2}{s^2 + 2k_{FQSG} \omega' s + \omega'^2} \quad (3.18)$$

Para analizar la influencia del parámetro configurable k_{FQSG} se presenta en las Figuras 3.11 y 3.12 la respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia (3.17) y (3.18) manteniendo la frecuencia de resonancia constante $\omega' = 2\pi 50$ rad/s y modificando el valor de k_{FQSG} entre 1 y 10.

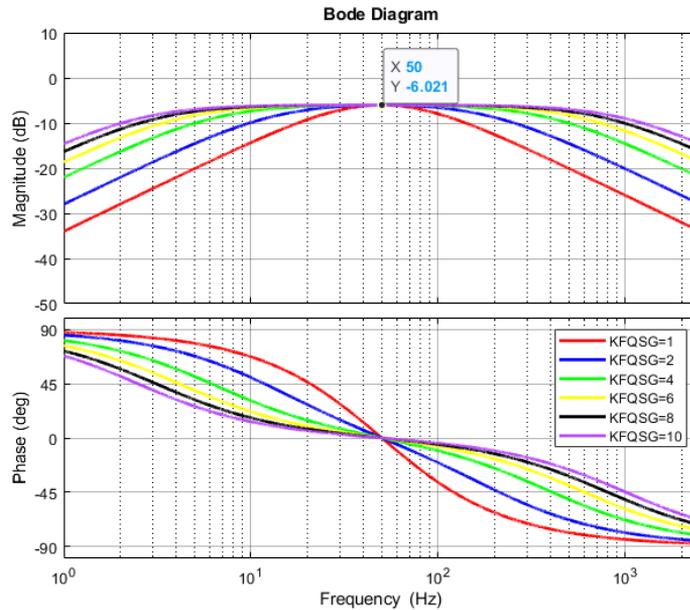


Figura 3.11 Diagrama de Bode de la función $FQSG_{11+}$ en función de k_{FQSG}

Como era de esperar por la expresión (3.17), el Bode de la Figura 3.11 presenta un comportamiento de filtro paso-banda, donde la fase no se ve afectada a la frecuencia de resonancia. El valor de k_{FQSG} determina la selectividad del filtro siendo el menor ancho de banda, entre los casos mostrados, para $k_{FQSG} = 1$. Por tanto, se puede mejorar la capacidad de filtrado, pero con una velocidad de respuesta más lenta.

La Figura 3.12 muestra la respuesta en frecuencia de la función de transferencia (3.18) que corresponde con un filtro pasa-bajos.

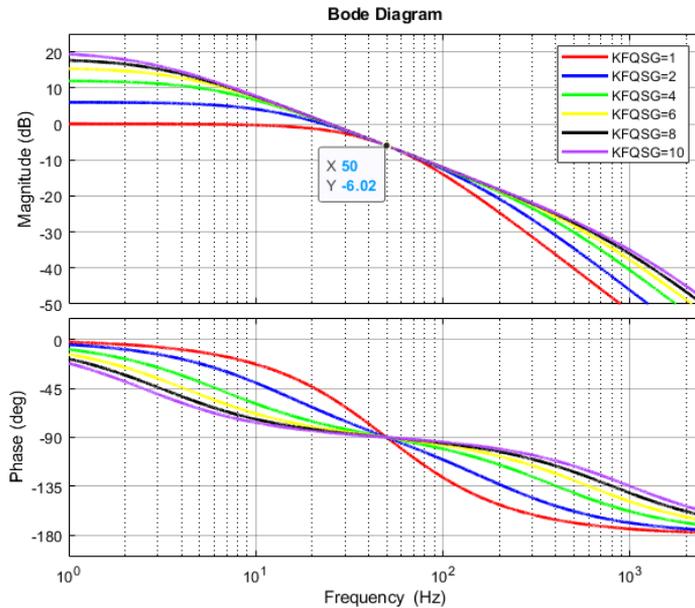


Figura 3.12 Diagrama de Bode de la función $FQSG_{21+}$ en función de k_{FQSG}

Se puede comprobar en el Bode una fase de 90° para la frecuencia de resonancia, propia de los vectores $\alpha\text{-}\beta$. En este caso, un valor $k_{FQSG} = 1$, proporciona la menor ganancia a bajas frecuencias, para los casos mostrados, por debajo de la de resonancia. Para bajas frecuencias la ganancia es k_{FQSG} , por tanto, si la constante fuera más pequeña, la ganancia sería menor.

Para analizar la influencia de ω' , se presenta en las Figuras 3.13 y 3.14 la respuesta en frecuencia de las funciones de transferencia (3.17) y (3.18), manteniendo constante el parámetro configurable, $k_{FQSG} = 0,5$, y modificando el valor de frecuencia $\omega' = 2\pi f'$ rad/s con un valor de f' entre 10 y 100 Hz.

La respuesta del filtro pasa-banda y del filtro pasa-bajos es la esperada, pero ambos centrados en la correspondiente frecuencia de sintonía.

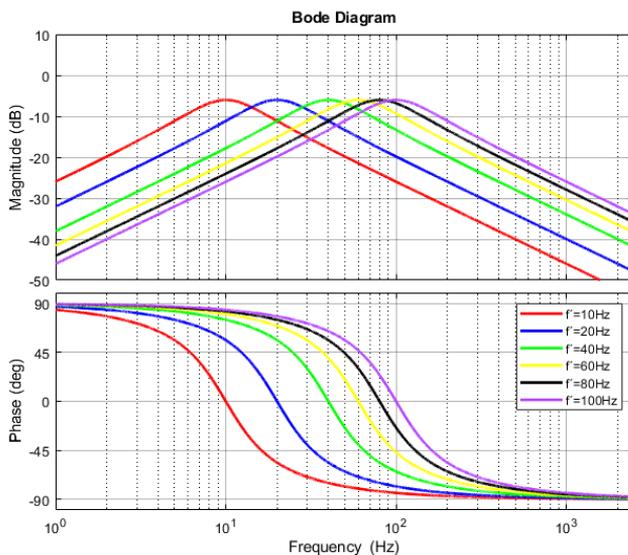


Figura 3.13 Diagrama de Bode de la función $FQSG_{11+}$ en función de f'

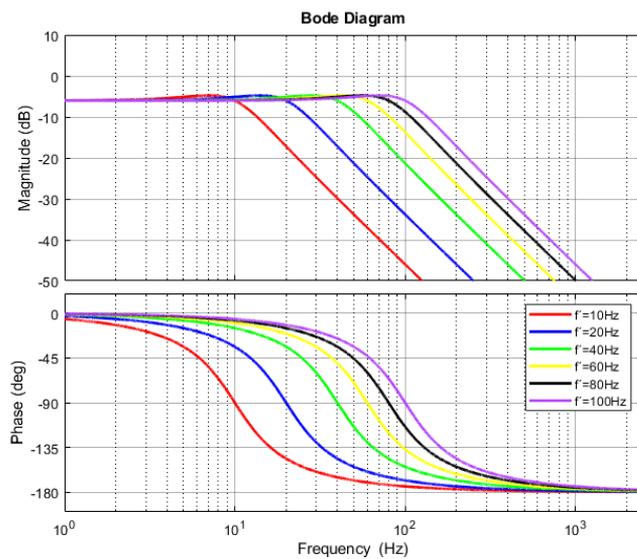


Figura 3.14 Diagrama de Bode de la función $FQSG_{21+}$ en función de f'

En todos los casos la función de filtro pasa-banda y filtro pasa-bajos resulta una función estable y en cuanto a la capacidad de filtrado, ambos son sistemas de segundo orden con capacidad de atenuación armónica.

Los Bodes presentados tienen en común una atenuación de aproximadamente 6 dB para la frecuencia de sintonización del filtro. En sistemas equilibrados, esta atenuación se contrarresta al multiplicar por el vector tensión de entrada $\vec{v}_{\alpha\beta}$ con componentes v_α y v_β iguales en magnitud.

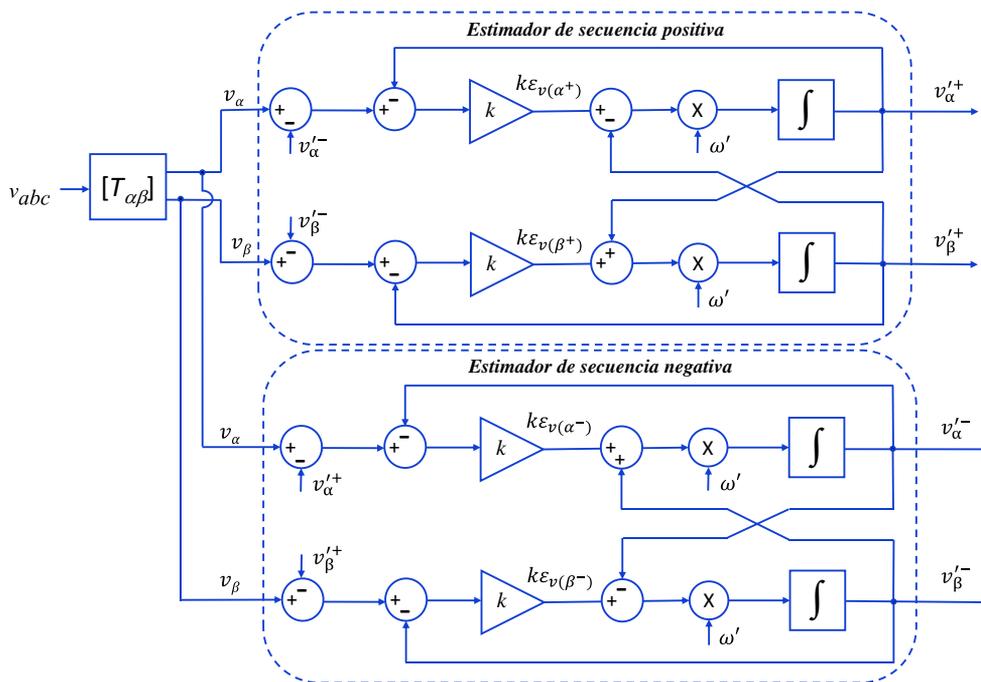


Figura 3.15 Estructura mejorada del FQSG

En cambio, en condiciones de desequilibrio, cuando hay secuencia positiva y negativa, sí que hay diferencia entre las magnitudes de las componentes v_α y v_β , y se hace necesario mejorar la respuesta con una modificación en la estructura se muestra en la Figura 3.15. La modificación con respecto a la presentada en la Figura 3.10 consiste en que, para cada estimador de secuencia, se resta al vector de tensión de

entrada $\vec{v}_{\alpha\beta}$ las componentes de tensión estimadas para la misma componente simétrica en la otra secuencia.

Por tanto, a diferencia del DSOGI convencional, en la estructura del FQSG se precisa la detección de ambas secuencias siempre para poder compensar las diferencias entre componentes v_α y v_β en sistemas desequilibrados. Esto provoca que la capacidad de filtrado del sistema no sea inherente a cada bloque, haciendo necesaria la estimación de ambas secuencias para su buen funcionamiento.

Con el objetivo principal de reflejar la influencia del parámetro configurable k_{FQSG} , se mantiene la simplificación de la estructura presentada en la Figura 3.10 para poder analizar la respuesta en frecuencia del filtro en secuencia positiva y negativa. Para ello, se consideran las funciones de transferencia complejas K_{FQSG}^+ y K_{FQSG}^- equivalentes a las funciones de transferencia matriciales de la expresión (3.15):

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta}^{\prime+} &= \frac{k_{FQSG} \omega'}{s^2 + 2k_{FQSG} \omega' s + \omega'^2} (s + j\omega_1) \mathbf{v}_{\alpha\beta} = K_{FQSG}^+ \mathbf{v}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{v}_{\alpha\beta}^{\prime-} &= \frac{k_{FQSG} \omega'}{s^2 + 2k_{FQSG} \omega' s + \omega'^2} (s - j\omega_1) \mathbf{v}_{\alpha\beta} = K_{FQSG}^- \mathbf{v}_{\alpha\beta}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Los diagramas de Bode equivalentes del filtro FQSG de secuencia positiva y negativa se muestran en la Figura 3.16 y la Figura 3.17. En ellas, se puede observar que hay ganancia unitaria para la frecuencia fundamental en la secuencia de interés en cada caso y el rechazo total de la otra secuencia.

Como se ha comprobado previamente, al cambiar el valor de la constante k_{FQSG} , es posible aumentar la capacidad de filtrado, limitando la respuesta dinámica. De acuerdo con los Bodes, se toma como valor de referencia $k_{FQSG} = 0,35$. Con este valor, aunque se podría lograr una respuesta más rápida, se ofrece un buen equilibrio entre el ancho de banda del FQSG y su sensibilidad frente a armónicos y señales ruidosas que afectan al sistema de sincronización.

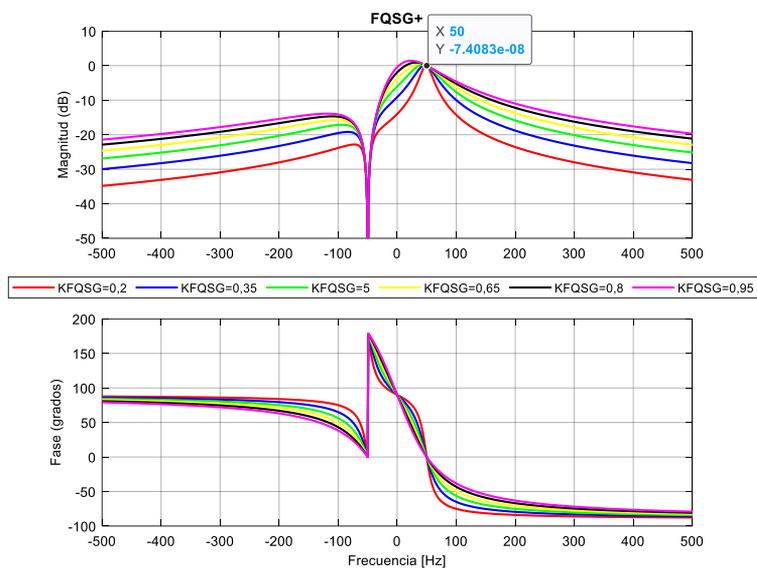


Figura 3.16 Diagrama de Bode del filtro FQSG para la secuencia positiva (K_{FQSG}^+)

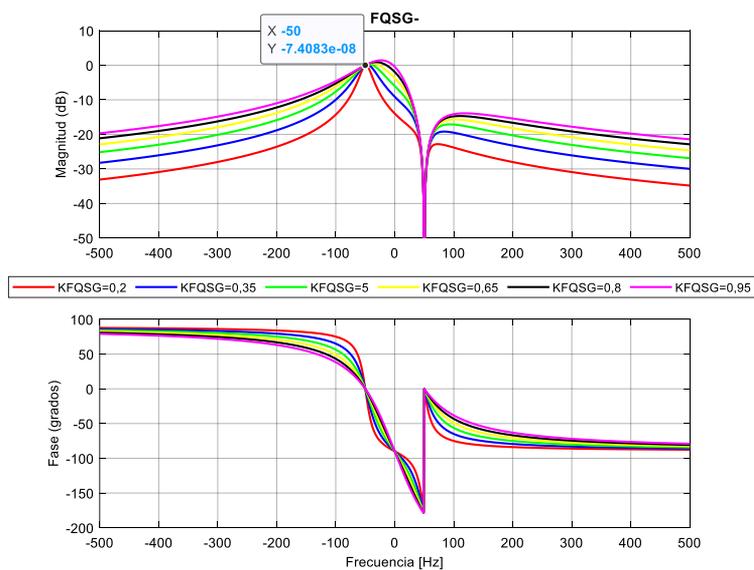


Figura 3.17 Diagrama de Bode del filtro FQSG para la secuencia negativa (K_{FQSG}^-)

De cara a capítulos posteriores relacionados con la estabilidad del convertidor, es muy importante incidir en que el FQSG de secuencia positiva, con función de transferencia K_{FQSG}^+ y que habitualmente se emplea como entrada de la VB-PLL, rechaza la secuencia negativa, además de ajustar el ancho de banda con su constante característica k_{FQSG} . En redes distorsionadas, y especialmente durante huecos asimétricos, la proporción de secuencia negativa en la tensión de red puede ser muy alta y provocar perturbaciones en la estimación de frecuencia de la SRF-PLL.

Las señales de salida no serán precisas, tanto en amplitud como en fase, cuando la frecuencia de sintonía del FQSG, ω' , no coincida con la frecuencia de la señal de entrada, ω . Para la estimación de esta frecuencia, inicialmente se consideró la detectada por la VB-PLL. Sin embargo, si la parametrización del controlador de la PLL está orientada a una dinámica rápida, las perturbaciones en la entrada causan demasiadas oscilaciones en esa frecuencia estimada. Se precisa que sea posible modificar la dinámica de la VB-PLL sin influir en la estabilidad del conjunto y, para ello, se dispone de un estimador de frecuencia de resonancia del FQSG independiente de la PLL.

Por lo tanto, si ese bloque de auto-sintonización integrado en el FQSG proporciona $\omega' = \omega$, la estructura de filtrado basada en el FQSG puede considerarse un método muy adecuado para la generación de señales en cuadratura.

3.3.2 Estimador de frecuencia del FQSG

La salida del FQSG proporciona la frecuencia estimada ω' y las componentes filtradas de secuencia positiva y negativa de la señal de entrada trifásica.

El estimador de frecuencia integrado en el FQSG se basa en el desfase entre la entrada y la salida del bloque de estimación de secuencia positiva, que se puede ver en la Figura 3.16. Para la frecuencia de resonancia, las entradas y salidas están en fase. Para frecuencias superiores a este valor el desfase es negativo y tiende a -90° . Para frecuencias inferiores es positivo y tiende a $+90^\circ$. En estas condiciones, la entrada y la salida α - β se multiplican para obtener la señal de error de fase ε_ω de la siguiente manera:

$$\varepsilon_\omega = v_\alpha^+ \cdot v_\beta - v_\beta^+ \cdot v_\alpha \quad (3.20)$$

Si la frecuencia de entrada es la frecuencia de resonancia, las entradas y salidas están en fase y la señal de error medio es cero. Si la frecuencia de entrada es inferior a la frecuencia de resonancia, las entradas y salidas no están en fase y ε_ω es positivo. Para frecuencias superiores a la de resonancia ε_ω será negativo.

Con la estimación de secuencias v_α^+ y v_β^+ , realizada por el FQSG según el esquema de la Figura 3.15, se obtiene la señal de error a partir de la expresión (3.20) y el vector de tensión de entrada $\vec{v}_{\alpha\beta}$. Este error ε_ω es la entrada de un controlador PI que ajusta la frecuencia de sintonía del filtro ω' , como se muestra en la Figura 3.18.

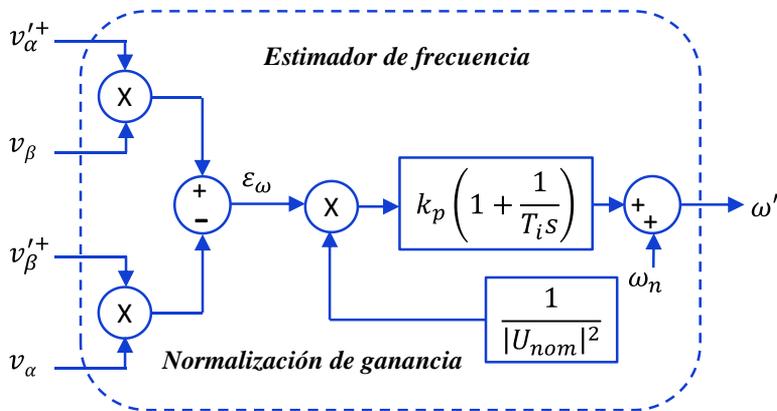


Figura 3.18 Estimador de frecuencia del filtro FQSG

Los valores del PI ajustan la velocidad de respuesta del estimador de frecuencia. No es necesario un ajuste muy rápido, ya que las variaciones máximas esperadas en la frecuencia de la red están en el rango de 2 Hz/s. Esto hará que el sistema sea muy estable. Además, el valor nominal de la frecuencia de la red, ω_n , puede añadirse a la salida del estimador de frecuencia FQSG para acelerar el proceso de sincronización inicial.

La respuesta de este bloque depende de la amplitud de la señal de entrada y, por lo tanto, para especificar una dinámica que no dependa de la amplitud de la tensión, sino solo de los ajustes del controlador, hay que normalizar la ganancia con la tensión nominal. La Figura 3.18 incluye este bloque normalizador definido en la expresión (3.21).

$$PI(s) = \frac{k_p}{|U_{nom}|^2} \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right). \quad (3.21)$$

3.3.2.1 Parámetros del estimador de frecuencia

Los Bodes de las Figuras 3.16 y 3.17 han permitido definir el valor de referencia de la constante característica del pre-filtro, $k_{FQSG} = 0,35$, para una frecuencia de sintonía igual a la nominal $\omega' = \omega_n = 2\pi 50$ rad/s. A continuación, se determinan los parámetros del controlador PI para obtener una rápida respuesta del estimador y un sobre-pico de solo el 10% en torno a ese punto de funcionamiento.

Bajo estas condiciones los parámetros del controlador son:

$$k_p = 0,009 k_{FQSG} \omega_n \quad (3.22)$$

$$T_i = \frac{0,0111}{k_{FQSG} \omega_n}. \quad (3.23)$$

Y con esos parámetros, el tiempo de estabilización (t_s) de la auto-sintonización se puede aproximar de la siguiente forma:

$$t_s \approx \frac{8,33}{k_{FQSG} \omega_n}. \quad (3.24)$$

A modo de ejemplo, se muestra en la Figura 3.19 la respuesta del estimador de frecuencia del FQSG ante un escalón de frecuencia de 5 Hz para 3 dinámicas distintas. Se considera una tensión de red perfecta, únicamente con secuencia directa y libre de armónicos, con frecuencia nominal $\omega_n = 2\pi 50$ rad/s.

Los parámetros del conjunto FQSG y estimador de frecuencia se presentan en la Tabla 3.1.

Tabla 3-1 Parámetros del FQSG para diferentes dinámicas

	k_{FQSG}	k_p	T_i	t_s (3.23)
Dinámica 1	0,7	2	0,00005	38 ms
Dinámica 2	0,35	1	0,0001	76 ms
Dinámica 3	0,175	0,5	0,0002	152 ms

Hay que destacar que el salto en frecuencia que se muestra, de 50 a 55 Hz de forma casi instantánea, está fuera de los rangos que se pueden considerar normales, pero permite analizar con claridad la respuesta del controlador del estimador de frecuencia.

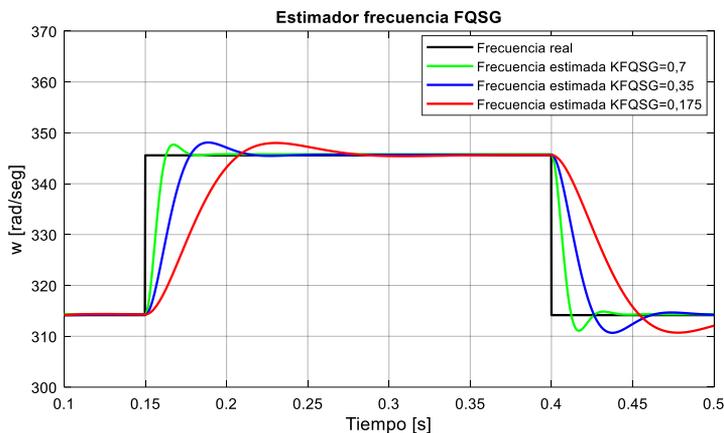


Figura 3.19 Respuesta del FQSG ante salto de frecuencia

Se puede observar que para la parametrización identificada en la Tabla 3.1, el tiempo de estabilización está en torno los valores que aporta la expresión (3.24) y un sobre-pico cerca del 10%. Ya se ha avanzado que no es necesaria una respuesta muy rápida del estimador en base a las derivas de frecuencia esperadas. Por tanto, se mantienen como variables del sistema $k_{FQSG} = 0,35$, por la capacidad de rechazo a armónicos que aporta, la frecuencia de sintonía del filtro, $\omega_n = 2\pi 50$ rad/s y los parámetros del controlador $k_p = 1$ y $T_i = 0,0001$.

3.3.2.2 Efectos de la secuencia negativa y armónicos en el estimador

La Figura 3.19 presenta la respuesta del estimador a un cambio brusco de frecuencia para una señal de entrada al filtro FQSG únicamente con secuencia directa. En el caso de que esta señal tenga componentes de secuencia inversa (secuencia negativa) y armónicos, se van a dar oscilaciones en la frecuencia estimada por el FQSG.

Como se ha justificado en apartados previos, el FQSG elimina en su totalidad la secuencia negativa en las componentes de secuencia positiva estimadas y, además, reduce de una forma importante los armónicos.

Por tanto, cuando se obtiene la variable de error de fase, ε_ω , mediante el producto entre las señales de entrada y salida, aparecerá un primer término (componente continua), que es el que realmente corrige el error de frecuencia en la estimación, y el resto de términos son oscilaciones que aparecen en este error a consecuencia de las perturbaciones existentes en las señales de entrada. Suponiendo que la tensión de secuencia positiva se mantenga en valores próximos al nominal, la oscilación debido a la componente de secuencia negativa es proporcional a la amplitud de la tensión de dicha secuencia y con una frecuencia doble de la nominal. De igual forma, el efecto de los armónicos es proporcional a la amplitud de los mismos y su frecuencia de oscilación es su orden de armónico ± 1 , en función si el armónico es de secuencia positiva o negativa.

El regulador PI del estimador de frecuencia amplifica la componente continua del error de fase y lo elimina en régimen permanente. Para las componentes de frecuencia doble de la nominal y superiores, dependerá de sus parámetros cumpliendo que un controlador más lento hará menos visibles las oscilaciones en la salida.

Se centra el análisis en la tensión de secuencia negativa, con mucha presencia durante huecos de tensión asimétricos, incluso tanta como la secuencia positiva. El contenido armónico puede llevar un estudio similar pero no es tan relevante en este caso porque la ganancia del regulador a altas frecuencias, aunque depende de la sintonización de los parámetros, normalmente es menos significativa que la de secuencia negativa.

En la Tabla 3.2 se proponen los mismos parámetros de la Tabla 3.1 y se añade la ganancia del regulador PI a frecuencias de 100 Hz (secuencia inversa) y 300 Hz (armónico 5° de secuencia negativa o 7° de positiva).

Tabla 3-2 Ganancias del regulador PI del estimador para diferentes dinámicas

	k_p	T_i	t_s (3.23)	Ganancia PI (100 Hz)	Ganancia PI (300 Hz)
Dinámica 1	2	0,00005	38 ms	36 dB	26,57 dB
Dinámica 2	1	0,0001	76 ms	24 dB	14,65 dB
Dinámica 3	0,5	0,0002	152 ms	12 dB	3 dB

La Figura 3.20 muestra la respuesta del estimador de frecuencia del FQSG ante un escalón de frecuencia de 5 Hz para las 3 dinámicas. Se considera una señal de entrada con secuencia directa en valores nominales, con un 5% de secuencia negativa, libre de armónicos y con frecuencia nominal $\omega_n = 2\pi 50$ rad/s.

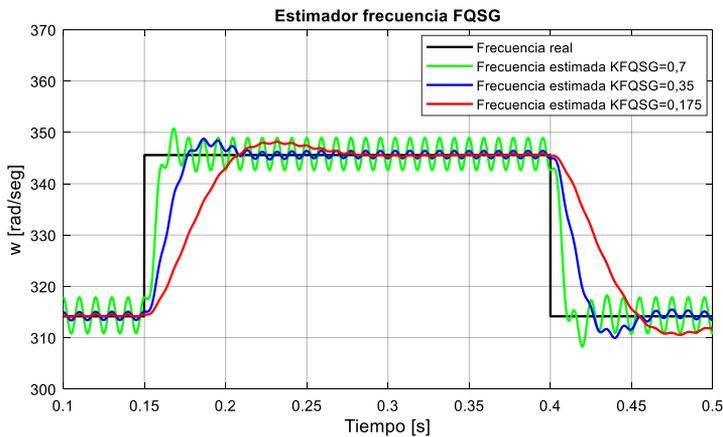


Figura 3.20 Respuesta del FQSG a salto de frecuencia con secuencia inversa en entrada

Los ajustes para una respuesta muy rápida con tiempo de establecimiento en el entorno de los 40 ms, provocan una oscilación en la frecuencia estimada muy superior a opciones de respuesta más lenta. Se refuerza, por tanto, la decisión de fijar los parámetros del conjunto FQSG y estimador de frecuencia en $k_{FQSG} = 0,35$ y los parámetros del controlador $k_p = 1$ y $T_i = 0,0001$. La tercera opción, la del regulador con ajustes para respuesta más lenta, pese a tener oscilaciones poco significativas en

la estimación de frecuencia, disminuiría la capacidad de rechazo a armónicos de la señal de tensión de entrada.

3.3.2.3 Respuesta del conjunto del filtro FQSG con el estimador de frecuencia

Para la evaluación de las prestaciones del sistema completo propuesto, el conjunto del filtro FQSG con el estimador de frecuencia mostrado en la Figura 3.18, puede aproximarse a un sistema de segundo orden en las zonas próximas al punto de funcionamiento definido por los parámetros anteriores.

La respuesta dinámica de un sistema de segundo orden se ha tratado con anterioridad en este mismo capítulo [113]. La función de transferencia, con la frecuencia natural, ω_n y el factor de amortiguamiento ξ como parámetros principales, se define de la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (3.25)$$

El tiempo de establecimiento en la detección de la amplitud de la tensión de entrada será dependiente de la dinámica del FQSG en su conjunto que, aproximado al sistema de segundo orden, será:

$$t_s(FQSG) \approx \frac{4,6}{\xi \omega_n}. \quad (3.26)$$

Para $k_{FQSG} = 0,35$ ese tiempo de establecimiento estará en torno a 40 ms, aproximadamente la mitad del obtenido para la estimación de frecuencia por parte del bloque de auto-sintonización integrado en el FQSG.

3.3.3 Integración del FQSG en el sistema de sincronización

El FQSG está integrado en la estructura del sistema de sincronización y es el estimador de la secuencia positiva FQSG+, como se muestra en la Figura 3.21, el que normalmente se emplea como entrada para la VB-PLL.

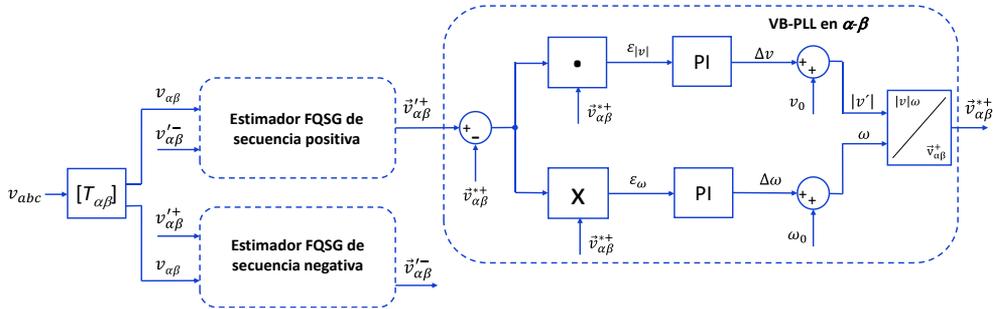


Figura 3.21 Integración del FQSG en el sistema de sincronización

Para realizar una regulación avanzada de la corriente en sistemas conectados a la red que requieran también un control de la secuencia negativa, es conveniente implementar un sistema de detección capaz de realizar una medida adecuada de la secuencia positiva y negativa. Para conocer el valor exacto de la fase de la tensión de secuencia negativa, se necesitan los estimadores de secuencia positiva y negativa y dos bloques VB-PLL, uno para cada secuencia, como en la Figura 3.22.

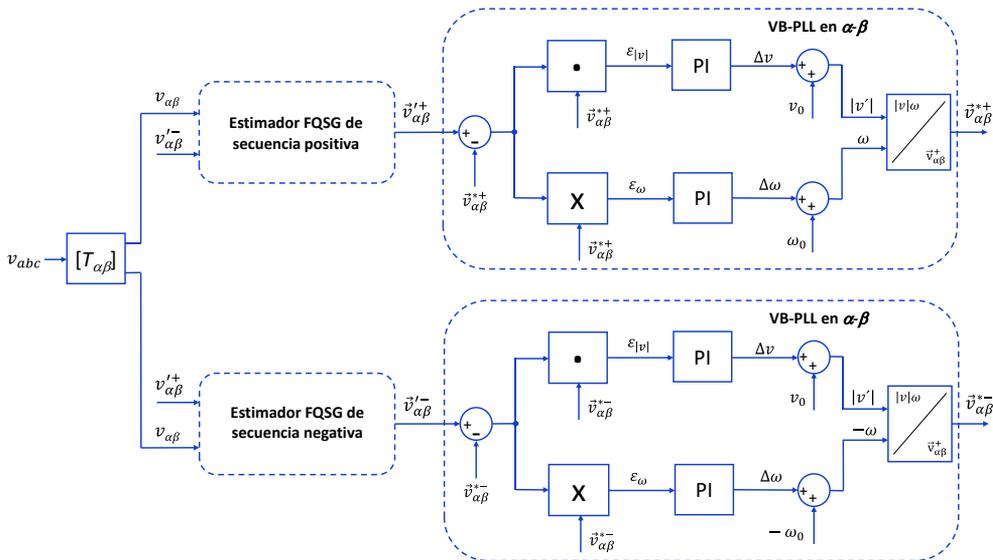


Figura 3.22 Integración del FQSG con estimación de fase exacta en las dos secuencias

3.3.4 Comparativa de respuesta en la estimación de secuencias

La respuesta del detector de secuencias FQSG a diferentes perturbaciones se compara con otros dos pre-filtros representativos ampliamente utilizados. El pre-filtro DSOGI, referenciado anteriormente, se desarrolla ampliamente en [14][15]. El pre-filtro con cancelación de señal retardada (DSC) ha sido modelado como se describe en las referencias [68][99].

Para comparar la respuesta en frecuencia de las distintas posibilidades de filtrado, el error en la estimación de la frecuencia se considera despreciable y la constante característica de los pre-filtros FQSG y DSOGI se fija en el mismo valor, $k_{DSOGI} = k_{FQSG} = 0,7$. La Figura 3.23 muestra el Bode comparativo en magnitud atendiendo a los estimadores de secuencia positiva.

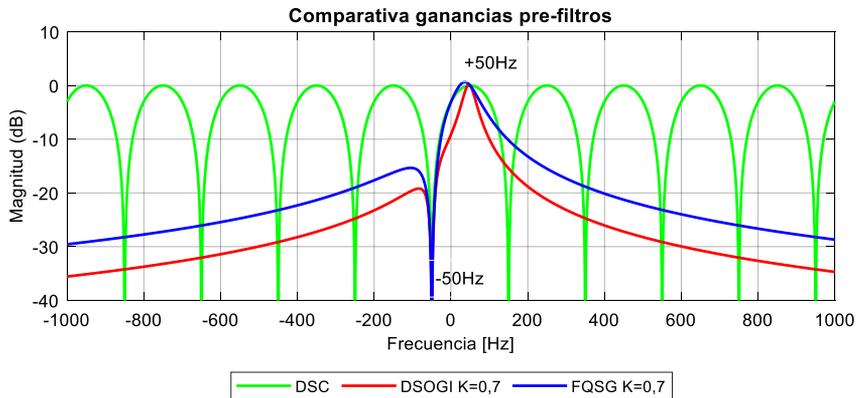


Figura 3.23 Comparativa de Bodes (magnitud) para diferentes posibilidades de filtrado

Según esta figura:

- Los tres tienen ganancia unitaria para una secuencia positiva de 50 Hz y un rechazo importante, de más de -40 dB, para una secuencia negativa de 50 Hz.
- El filtro DSC rechaza ciertas frecuencias y deja pasar otras periódicamente. Los armónicos característicos 5° y 7° de muchas cargas distorsionadas, son frecuencias rechazadas, pero no otros armónicos.

- La ganancia FQSG y DSOGI son diferentes para el mismo valor de k , pero si $k_{DSOGI} = 2 \cdot k_{FQSG}$ ambos tienen exactamente la misma respuesta.

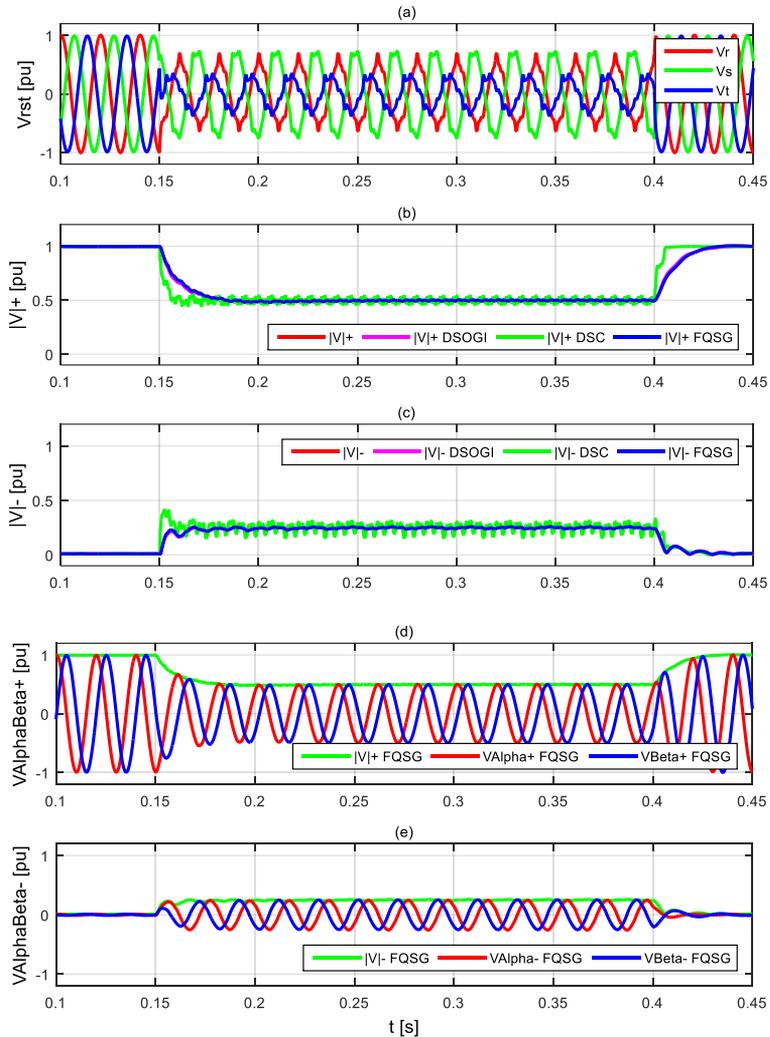


Figura 3.24 Respuesta del filtro FQSG en presencia de un hueco de tensión tipo C. (a) Tensión de red, (b) Amplitudes estimadas para las tres estructuras, (d) Señales de secuencia positiva $\alpha\beta$ detectadas, (e) Señales de secuencia negativa $\alpha\beta$ detectadas

Para comprobar el rendimiento de los pre-filtros como detectores de secuencia, se aplica a su entrada un hueco de tensión de red desequilibrado y distorsionado. Durante la falta, la tensión de red presenta los siguientes parámetros de magnitud y fase $\vec{V}^+ = 0,5\angle-30^\circ$ (pu) y $\vec{V}^- = 0,25\angle60^\circ$ (pu), siendo la tensión de red previa a la falta igual a $\vec{V} = 1\angle0^\circ$ (pu).

Además, se considera una tensión distorsionada por armónicos (THD = 8%) cuando se produce la falta. Según la norma EN50160, la THD de las formas de onda de tensión a la salida de una instalación de generación no puede ser superior al 8%.

La Figura 3.24 refleja el comportamiento del FQSG en tales condiciones de funcionamiento y verifica su capacidad de rechazo de armónicos. Las Figuras 3.24(b) y (c) muestran la estimación del módulo de tensión de secuencia positiva y negativa.

Los parámetros de sintonía del FQSG se han fijado en $k_{FQSG} = 0,35$, $\omega_n = 2\pi 50$ rad/s, $k_{p(FQSG)} = 1$ and $T_{i(FQSG)} = 0.0001$. El FQSG permite detectar la secuencia positiva entre 35 y 40 ms y confirma el buen comportamiento del sistema propuesto. El FQSG y el filtro DSOGL, con $k_{DSOGL} = 0,7$, tienen la misma respuesta y el filtro DSC tiene una estabilización más rápida de las tensiones estimadas, pero tiene el peor comportamiento frente a los armónicos. Las Figuras 3.24(d) y (e) muestran la correcta estimación realizada por el FQSG en lo que a las componentes en el sistema estacionario se refiere.

3.4 Controlador de ganancia

Cuando las tensiones de red presentan grandes perturbaciones es deseable variar la dinámica de cualquier sistema de sincronización en función de los valores de la tensión de entrada. Una dinámica lenta del sistema de sincronización, reducirá las oscilaciones en la respuesta a una reducción importante de la amplitud de tensión, mientras que, con un cambio de fase brusco, el error de detección de ángulo precisará de una actuación rápida del bloque sincronizador. La Figura 3.25 muestra con un ejemplo el principio de funcionamiento de los cambios de dinámica. La señal de tensión de entrada está representada en un sistema de referencia $d-q$. Se alineará con el eje d cuando la PLL esté perfectamente en fase con el vector de entrada.

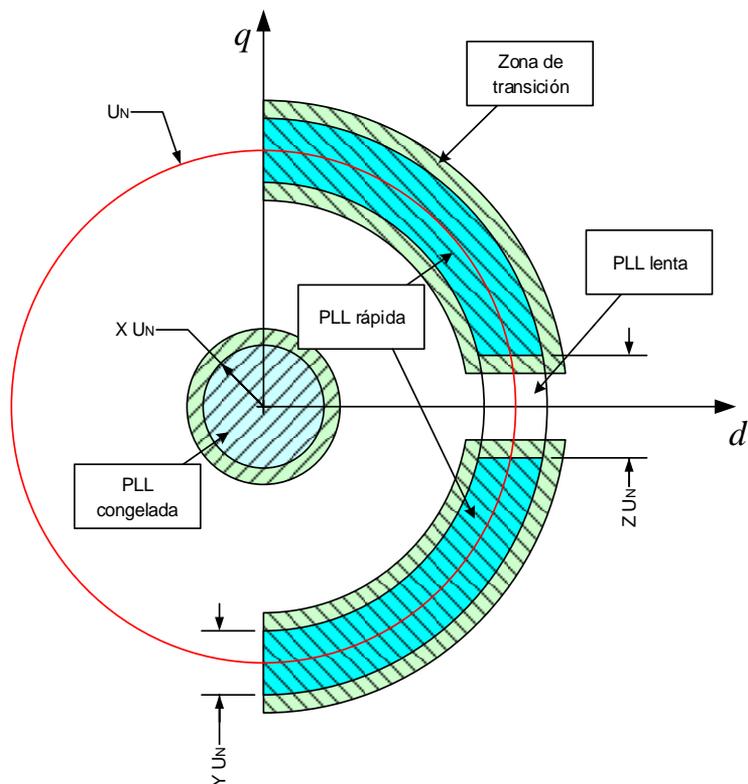


Figura 3.25 Zonas de operación de la PLL con dinámica variable

Dentro de este plano, se pueden definir diferentes áreas o zonas en las que la PLL presenta diferentes dinámicas, destacando las siguientes:

- Zona central de PLL congelada. Para valores de baja tensión en los que se considere que la tensión puede estar muy perturbada, se congelará la dinámica de la PLL, manteniendo la frecuencia estimada en el último valor, pero seguirá integrándose para tener un valor de ángulo. Esta zona de PLL congelada es definible y está rodeada por una zona de transición, también definible en amplitud, donde la transición se realiza entre una dinámica normal y la zona congelada.

- Zonas de alto error de detección de ángulo. En condiciones de fuertes perturbaciones o durante el proceso de sincronización inicial, el error de ángulo puede ser alto en la zona de PLL rápida. El sistema responde lo más rápido posible para sincronizarse correctamente. El área de esta zona es definible, así como su zona de transición y el nivel de cambio de dinámica.
- Zonas de bajo error de detección de ángulo. En condiciones de perturbaciones leves, el error de ángulo puede ser pequeño en la zona de PLL lenta con área definible y dinámica normal.

En la referencia [114] se propone una opción de implementación del controlador de ganancia, donde se establece una estrategia de control de ganancias basado en lógica difusa (FGS, *fuzzy logic gain scheduling*) para determinar los parámetros de la PLL. La estrategia diseñada sigue las consignas fijadas a partir de la Figura 3.24, por las cuales se ralentiza la velocidad de la PLL cuando las caídas de tensión de la red hacen que el valor de amplitud de la misma esté por debajo del 20%. A diferencia de otras técnicas, la variación de la ganancia está sujeta a las reglas del sistema *Fuzzy* implementado.

La PLL basada en FGS permite una sincronización rápida, reduce significativamente las oscilaciones en la respuesta a las variaciones de tensión y, en caso de transitorios severos en la tensión de red, proporciona un seguimiento de fase que activa el modo de congelación de la PLL.

3.5 Conclusiones

Este capítulo propone una estructura de sincronización para los convertidores VSC que cumple con los requisitos de funcionamiento transitorio, especialmente en condiciones de falta y distorsión de la red.

El análisis llevado a cabo de las principales estructuras que forman el AVGS propuesto permite llegar a las siguientes conclusiones:

- El bloque de prefiltrado FQSG realiza la detección de componentes simétricas del sistema y presenta buenos resultados en redes distorsionadas y una destacada capacidad de bloqueo de armónicos. El estimador de secuencia positiva proporciona dicha secuencia sin perturbaciones y elimina de manera específica

la secuencia negativa que aparece durante los huecos de tensión con un adecuado equilibrio entre respuesta dinámica y filtrado.

- El FQSG estima la secuencia positiva y negativa en α - β , la cual posteriormente puede ser procesada por una PLL (para tener la fase de secuencia positiva) o 2 PLLs (para tener fase de secuencia positiva y negativa si se precisa). Este bloque es una evolución del DSOGI, ya publicado y patentado, presentando una estructura diferente.
- El estimador de frecuencia propio del FQSG permite una auto-sintonización de dinámica independiente a la de la PLL.
- El desempeño del FQSG en comparación con las etapas de prefiltrado de otros esquemas avanzados incluidos en el capítulo 2, concretamente con DSOGI-PLL y DSC-PLL, avala la validez del sistema propuesto.
- La VB-PLL, basada en operaciones vectoriales y combinada con el controlador de ganancia, ofrece un mejor compromiso entre precisión y respuesta dinámica que una SRF-PLL clásica.
- El controlador de ganancia tiene como objetivo fundamental congelar la PLL cuando la tensión de fase es muy baja, actuando como un oscilador, así como ajustar la dinámica del lazo en función de la amplitud de la señal de tensión de entrada.
- La acción combinada de los bloques principales del AVGS lo convierte en un sistema de sincronización avanzado.

Modelo de impedancia del convertidor

En este capítulo se desarrolla un modelo de impedancia simplificado equivalente al modelo del convertidor original que se ha considerado de interés, un *full-converter* para aplicaciones eólicas. El modelo se desarrolla en el dominio de Laplace haciendo una serie de simplificaciones y linealizaciones con la idea de conservar la dinámica del modelo original.

Los convertidores conectados a la red en condiciones de red débil pueden presentar inestabilidad asociada con los elementos de sincronización y no directamente con el lazo de control de corriente. El criterio de estabilidad basado en impedancia es una herramienta eficaz para abordar este problema a partir del modelo de impedancia de pequeña señal. Se desarrolla un modelo basado en un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) en el sistema de referencia $d-q$ que permite caracterizar el efecto de la dinámica de la PLL en el lazo de control de corriente. A partir de él, el análisis basado en impedancia muestra los posibles problemas de estabilidad del convertidor.

Las partes principales de este capítulo se han publicado en el artículo de revista "Pre-filtered synchronization structure for grid-connected power converters to reduce the stability impact of PLL dynamics," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020.

4.1 Introducción al modelo del convertidor

4.1.1 Configuración del sistema eólico conectado a red

En la Figura 4.1 se presenta una clasificación de las posibles estructuras de conversión de potencia para sistemas eólicos de velocidad variable [12][15][115] destacando aquella para la que la tesis realiza aportaciones, la denominada *back to back full converter*, y en concreto, para su convertidor lado red.

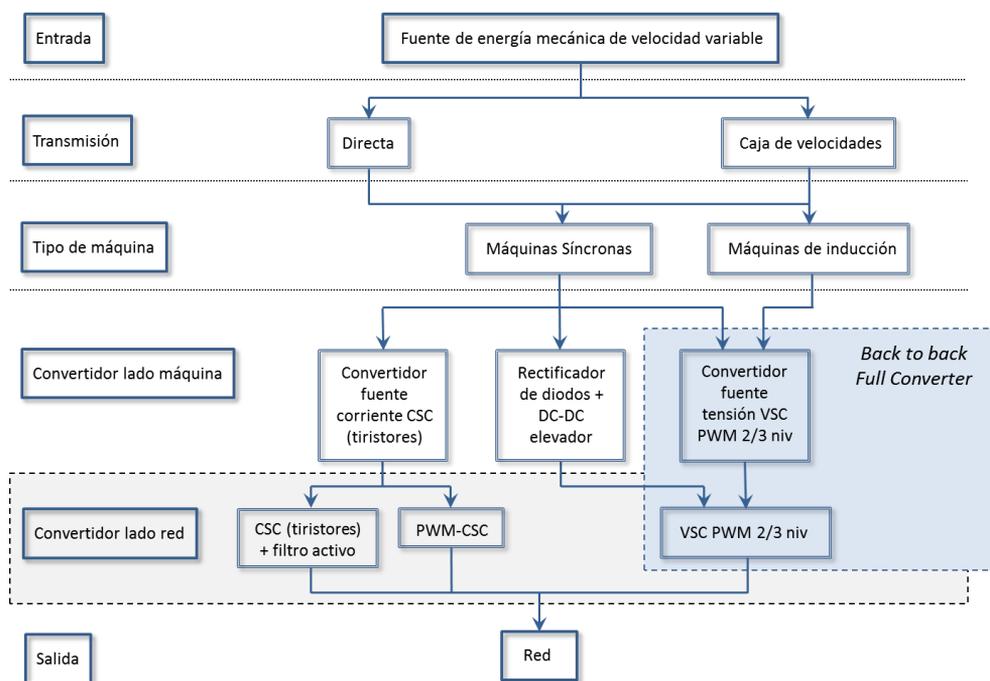


Figura 4.1 Soluciones de conversión de potencia para sistemas eólicos de velocidad variable

El comportamiento del sistema de energía eólica puede mejorarse considerablemente con el uso de un sistema de potencia *full converter*. Con una potencia nominal de varios MW el convertidor lado máquina puede emplearse con generadores de inducción de jaula (SCIG), generadores síncronos de rotor devanado (WRSG) y

generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG). La potencia nominal del convertidor es normalmente igual a la del generador. Con el uso de este sistema de control de potencia, el generador está totalmente desacoplado de la red y puede operar en el rango de velocidad completa permitiendo al sistema tener el control de la energía reactiva.

La configuración de la Figura 4.2, corresponde con una turbina eólica de velocidad variable, con el generador conectado a red a través de un *full converter*.

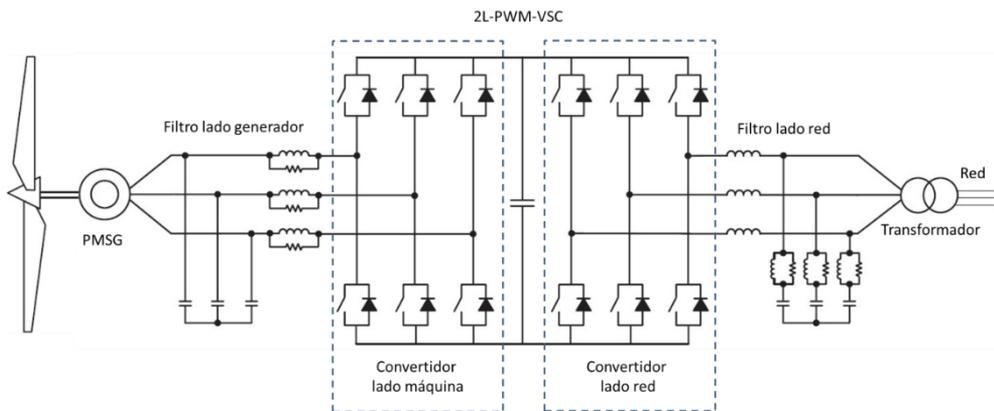


Figura 4.2 Esquema de una turbina eólica PMSG con un *full converter*

4.1.2 Topología del convertidor de red

Como refleja la Figura 4.1, las topologías de conversión de potencia más comunes son:

- Convertidor fuente de tensión (VSC) de dos niveles en configuración *back-to-back* (2L-VSC).
- Rectificador puente de diodos con etapa de elevación DC-DC e inversor de dos niveles (2L-VSC).
- Convertidor *back-to-back* de tres niveles con diodos limitadores (3L NPC, *neutral point clamped*).

Para sistemas eólicos la topología de convertidor de potencia con mayor presencia en el mercado es el convertidor VSC de dos o tres niveles, con modulación por ancho de pulso (*2/3-level-PWM-VSC*). El conocimiento disponible en este campo es amplio. En un sistema eólico, entre el generador y la red, la configuración habitual son dos convertidores VSC con una estructura *back to back* y transformador elevador en el lado red (Figura 4.2).

Una ventaja técnica de la solución de dos niveles es su estructura simple, con pocos componentes, que contribuye a un comportamiento robusto y fiable. Sin embargo, con el rápido aumento en la gama de potencia y tensión de los sistemas eólicos, el convertidor de dos niveles puede sufrir mayores pérdidas de conmutación y menor eficiencia en potencias de MW y media tensión (MT). Para manejar estos rangos de potencia es recomendable el uso de convertidores multinivel (topologías de media tensión). Concretamente, el convertidor VSC de tres niveles NPC, es una de las topologías más comercializadas. El NPC reduce la corriente, las pérdidas del sistema para la misma potencia y, de manera especial, el tamaño del filtro de línea [116].

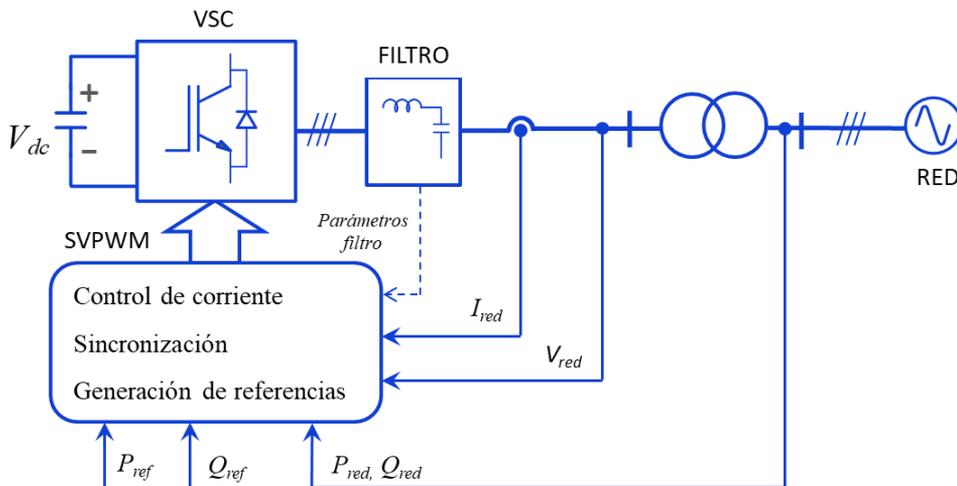


Figura 4.3 Convertidor VSC conectado a red

En la Figura 4.3 se presenta el convertidor de red incorporando las estructuras de control en las que la tesis realiza aportaciones, principalmente en el sistema de sincronización.

El filtro de línea afecta al comportamiento dinámico del sistema y a la calidad de la energía que se entrega a la red eléctrica. El objetivo es que con el menor coste posible se obtenga una determinada atenuación a la frecuencia de conmutación o a una frecuencia concreta en función de la normativa que se aplique. En lo que se refiere al diseño del controlador la opción más sencilla es emplear un filtro L pero, para obtener una corriente de línea sinusoidal a frecuencias de conmutación relativamente bajas, el coste es muy elevado. Por esta razón, se emplearán filtros LCL los cuales presentan muy altas atenuaciones para los armónicos debidos a la modulación PWM, incluso para frecuencias de trabajo de 2,5 kHz.

4.1.3 Modelo dinámico de turbina eólica

La norma IEC 61400-27 establece como debe ser un modelo dinámico de turbina eólica para interactuar con la red eléctrica [117]. Este tipo de modelo está pensado para hacer principalmente estudios de estabilidad al considerar la integración de la turbina eólica dentro del sistema eléctrico. Los modelos a considerar deben tener en cuenta la respuesta completa de la turbina eólica en régimen permanente y a transitorios como cortocircuitos, respuesta a un LVRT, para en función de esta realizar básicamente estudios de estabilidad de ángulo y estabilidad de tensión.

Los modelos de turbina eólica en este estándar consideran solo la respuesta a frecuencia fundamental y de secuencia positiva, y pueden tener una serie de limitaciones en el estudio de su interacción con red:

- Es modelo no está destinado a hacer estudios específicos de cálculo de corrientes de cortocircuito.
- El modelo no está destinado a estudios específicos de funcionamiento en isla.
- El modelo no está destinado a hacer estudios de estabilidad de larga duración, ni estudio de resonancias subsíncronas y no contempla los resultados de variaciones rápidas de viento, tipo turbulencias.
- El modelo podrá tratar con faltas equilibradas y desequilibradas, pero en este último caso solo se considera la respuesta de secuencia positiva.

De los 4 modelos diferentes de turbina eólica que especifica la norma, como se ha indicado con anterioridad, el trabajo de tesis se centra en el tipo 4A que corresponde a turbina conectada a red a través de un convertidor de la potencia nominal de la turbina, considerando solamente el convertidor de lado red, dado que el *chopper* de continua puede limitar la tensiones del bus durante las faltas, pudiéndose suponer que la tensión del lado continua es casi constante.

4.2 Descripción general del control

En este apartado se va a describir el control del convertidor VSC que se ha tomado como referencia para este trabajo. La posibilidad que ofrece INGETEAM de disponer de este convertidor de potencia de 2MW en la plataforma pruebas experimentales, un rango de potencia que no se encuentra normalmente en las publicaciones científicas, fija los parámetros eléctricos empleados en los modelos de control de los capítulos 4 y 5. Son los siguientes:

- Convertidor de dos niveles 2 MW y 690 V de tensión alterna de salida.
- Frecuencia de conmutación de 2,5 kHz.
- Frecuencia de muestreo y actualización del control: 5 kHz.
- Filtro de salida LC más transformador elevador.
- Tensión del bus de continua de 1.100 V.

Los elementos principales que componen el control del convertidor son

- Bloque de medidas. Se miden las tres corrientes salientes del convertidor, las tres tensiones en el lado de baja tensión, justo en bornes del condensador del filtro, y la tensión del bus de continua.
- Bloque de capturas y transformación de ejes. Las señales alternas en *abc* son transformadas a componentes en el sistema de referencia estacionario $\alpha\text{-}\beta$. Las variables de tensión y corriente se pasan a coordenadas síncronas a través de la transformada de Park.
- Bloque de prefiltrado. Como primera opción se emplea el filtro DSC para la separación de secuencia positiva y negativa, basado el retardar 90° las señales $\alpha\text{-}\beta$. Por su velocidad se utiliza en el control de corriente, tanto para la medida de corrientes como para el *feedforward* de tensión.

- Bloque de sincronización. Se considera inicialmente un sistema de sincronización en el sistema de referencia síncrono (SRF-PLL) con la tensión de secuencia positiva de la red.
- Bloque de cálculo de tensiones y potencias. Este bloque realiza los cálculos necesarios para el control de tensiones y corrientes.
- Bloque limitador de activa y reactiva. En este bloque se calculan cuatro referencias: los límites de corriente reactiva de secuencia positiva y negativa, el límite de corriente activa y el límite de potencia reactiva.
- Bloque generador de referencia de corriente reactiva. Este bloque tiene la función de calcular las referencias de corriente reactiva de secuencia positiva y negativa que se inyectan a red.
- Bloque generador de consignas de corriente. Este bloque establece las referencias finales de corriente considerando la demanda de corriente reactiva, controlando el bus de continua para tener una referencia de corriente activa, considerando la prioridad entre corrientes y evitando sobremodulaciones.
- Bloque regulador de corriente. Se trata del controlador de corriente inyectada a red en función de las referencias de corriente dadas. Se detalla a continuación.
- Bloque de *damping* activo. Es un elemento del controlador de corriente para mejorar la estabilidad ante redes débiles.
- Bloque modulador. Es el bloque que actúa de modulador para el convertidor a partir de la consigna de tensión real recibida del controlador de corriente.

En la Figura 4.4 se muestra el controlador de corriente cuyos elementos más destacados son:

- Estradas de referencias de corriente de secuencia positiva y negativa en ejes d - q (i_d^{+*} , i_q^{+*} , i_d^{-*} , i_q^{-*}) con controlador independiente para cada secuencia.
- El controlador está basado en reguladores PI en coordenadas síncronas con la secuencia positiva y negativa. Dichos controladores cuentan con detección de saturación (%*Sat* en la figura) y sistema *Anti-windup*.
- Los controladores de ambas secuencias disponen de realimentación de corriente con términos cruzados ωL .

- Un *feedforward* de tensión en cada uno de los controladores, dada por las variables v_d^+ y v_q^+ para la secuencia positiva y v_d^- y v_q^- para la secuencia negativa.
- Todas las referencias de salida de los controlares (v_d^{+*} , v_q^{+*} , v_d^{-*} , v_q^{-*}) se suman, y con el ángulo de secuencia positiva aportado por la SRF-PLL, envían la referencia de tensión real al modulador del convertidor en ejes α - β , $v_{\alpha\beta}^*$.

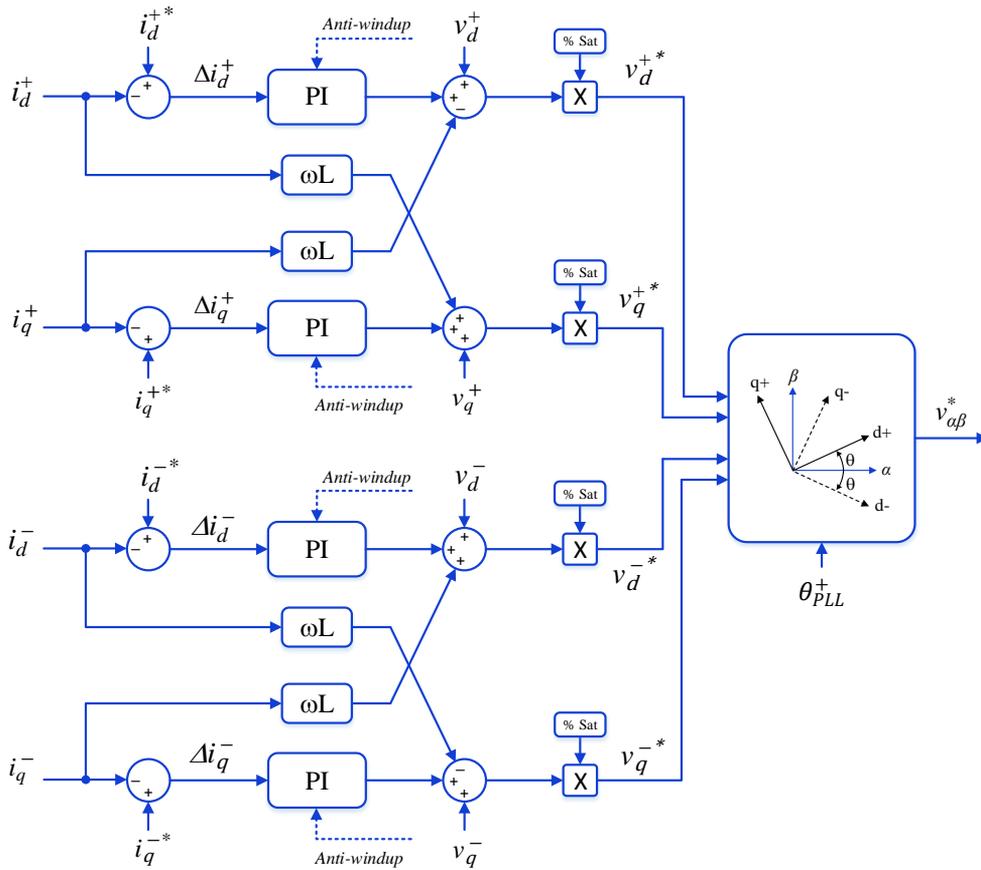


Figura 4.4 Controlador de corriente del convertidor

4.3 Modelo del control de corriente en el dominio $\alpha\text{-}\beta$

Además de las limitaciones del modelo incluidas en el apartado relacionado con el modelo de turbina eólica, las principales hipótesis y simplificaciones realizadas en el presente trabajo son las siguientes:

- Se realizará una linealización del sistema de control, para conseguir un modelo de cada elemento y del conjunto en el dominio de Laplace.
- Como se está considerando que se trabaja en la zona lineal del control, se supondrá que los bloques de limitación de corrientes o potencias, las saturaciones o los *anti-windup* no están activos.
- Se supondrá que el *bus DC* se mantiene constante. Aunque no sea así, se regula con el *chopper* sin afectar las referencias del convertidor, y sin salir de los márgenes de funcionamiento de este. Las posibles variaciones de tensión de bus DC, o no afectan, o están compensadas en la ganancia del modulador. Por tanto, el modelo contempla una fuente de tensión V_{dc} constante con una impedancia despreciable.
- Inicialmente se considera que la PLL está correctamente sincronizada con la tensión de secuencia positiva de la red y que su dinámica no afecta al control de corriente en las condiciones consideradas.

En este apartado se detallan todos los elementos considerados en el control. En los modelos, realizados en el dominio de Laplace, se consideran funciones de transferencia complejas, en la medida de lo posible, para poder tener en cuenta las impedancias en secuencia positiva y negativa. Se aplicarán vectores reales y matrices de transferencia sólo cuando sea necesario.

4.3.1 Definición de los elementos del control del convertidor

La Figura 4.5 presenta el esquema general de control del convertidor donde aparecen los elementos más significativos: el inversor, el filtro LC de salida con el transformador elevador, la red con su impedancia, el generador de referencias y el controlador de corriente. En este caso, el interés se centra en el lazo de control de corriente interno, desde la entrada de referencias i_{abc}^* a la salida de corriente en la bobina de lado inversor i_{LL} .

Las letras en cursiva se utilizan para representar vectores reales y las letras en negrita indican vectores complejos. Se siguen los mismos criterios para las funciones de transferencia. Además, se incluye un subíndice 'dq' para los vectores y funciones de transferencia referidos al dominio $d-q$, el subíndice 'abc' para los referidos al sistema trifásico abc y la ausencia de subíndices se reserva para el sistema de referencia estacionario, dominio $\alpha-\beta$.

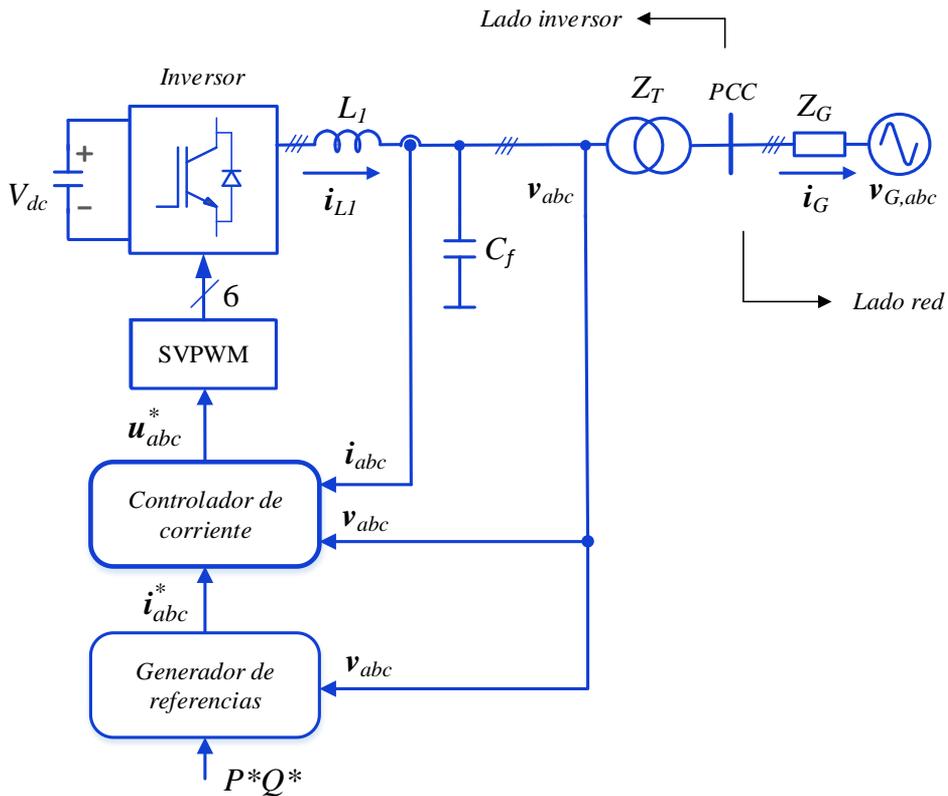


Figura 4.5 Esquema general del control del convertidor

En la Figura 4.6 se amplía el esquema general con los elementos básicos del bloque de control de corriente representado, de una forma muy simplificada, con el bloque de medida de corriente con su función de transferencia K_{imed} , la medida de tensión con K_{vmed} , el controlador de corriente con K_{CC} y el *feedforward* de tensión con K_{ff} .

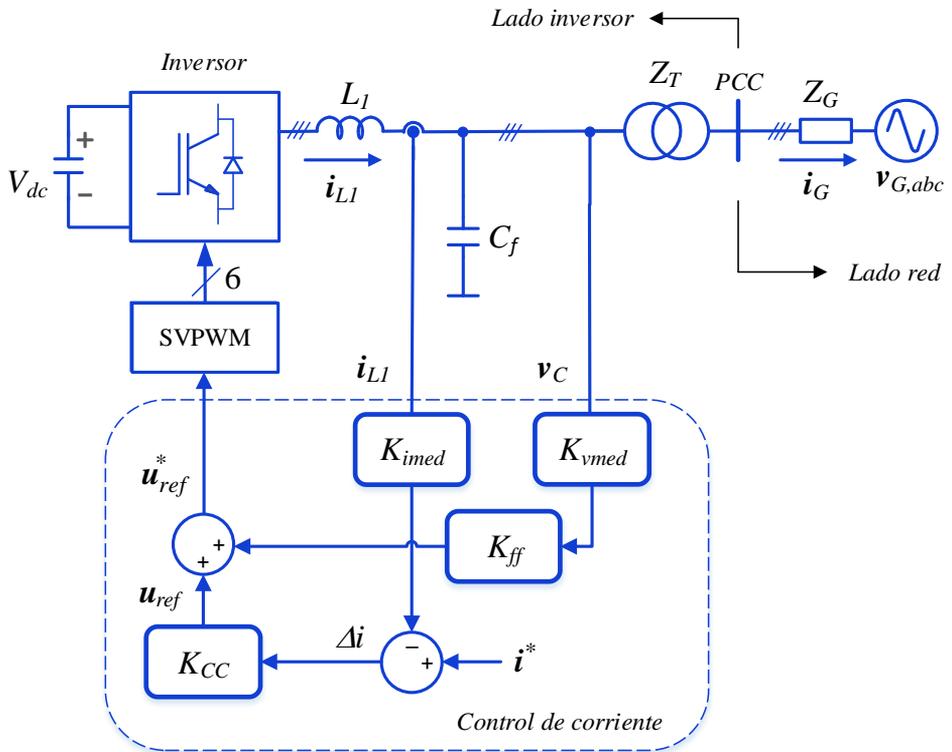


Figura 4.6 Esquema simplificado del control de corriente (I)

Se sustituye el inversor por su función de transferencia, denominada K_{inv} , que controla una fuente de tensión ideal conectada al inductor L_1 del filtro de salida y que recibe la tensión de referencia \mathbf{u}_{ref}^* del control de corriente. El nuevo esquema, mostrado en la Figura 4.7, incorpora los bloques principales del modelo del control de corriente que se van a presentar a continuación, en lo que a su función de transferencia se refiere. Junto a estos bloques, se definen las funciones de compensación de retardos de medida y control que serán modelizadas como funciones de giro de ángulo positivo o negativo en función de la secuencia que corresponda a cada control. Además, se incorpora un filtro de separación de secuencias para las medidas de corriente y tensión. Todos los modelos presentados se van a definir en el sistema de referencia estacionario en coordenadas $\alpha\text{-}\beta$.

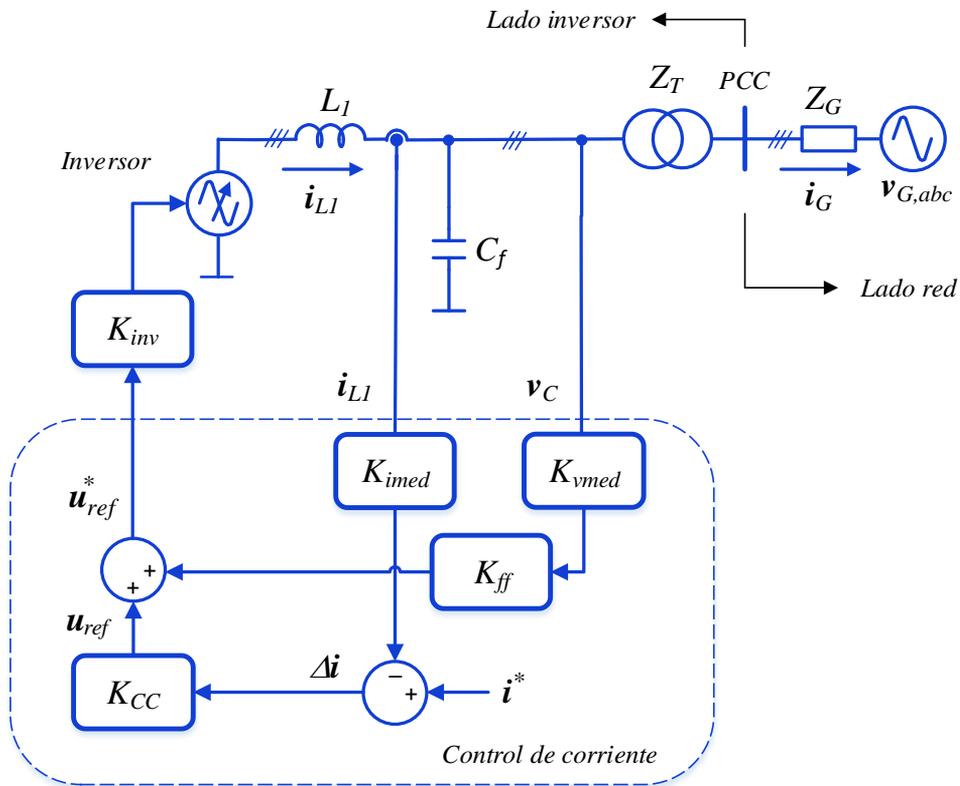


Figura 4.7 Esquema simplificado del control de corriente (II)

4.3.1.1 Medida de tensión y corriente

El modelo de las medidas de tensión y corriente se simplifica en un filtro pasa-bajos de primer orden con un tiempo de retardo especificado, en este caso este retardo coincidente con el retardo que presenta a la frecuencia fundamental, 50 Hz. Para el caso de la medida de tensión ese retardo es de $\tau_v = 310 \mu s$ y para el caso de la corriente de $\tau_i = 280 \mu s$. Las expresiones (4.1) y (4.2) corresponden a las funciones de transferencia asociadas al filtro de medida de tensión y corriente respectivamente.

$$K_{vmed} = \frac{1}{(s\tau_v + 1)} \quad (4.1)$$

$$K_{imed} = \frac{1}{(s\tau_i + 1)} \quad (4.2)$$

En la Figura 4.8 se muestra el diagrama de Bode del retardo equivalente de la función de primer orden de medida de tensión, que a la frecuencia de 50 Hz produce un retardo de $5,56^\circ$. La pérdida de ganancia a esa frecuencia es prácticamente nula. Sobre 750 Hz, en el entorno de resonancia del filtro LCL, considerando el transformador como su inductancia lado red, el sistema de medida tiene una ganancia de unos -5dB y puede influir en la estabilidad del convertidor a esas frecuencias.

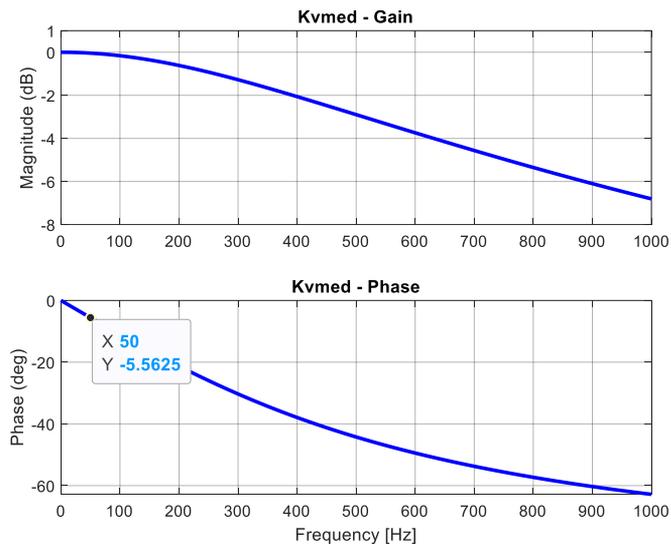


Figura 4.8 Bode de la función de medida de tensión K_{vmed}

En la Figura 4.9 presentan los diagramas de bloques del filtro equivalente de medida de tensión y de corriente.

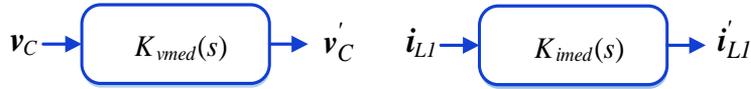


Figura 4.9 Bloques de la estructura de medida de corriente y de tensión

4.3.1.2 Compensación de retardos

La estructura de control presenta tres elementos de compensación de los retardos detectados en los lazos de control. Se trata de las compensaciones de los retardos de las medidas de tensiones y corrientes y la compensación del retardo propio del convertidor. Las tres compensaciones de retardo se realizan en base a un giro de las medidas en ejes d - q , con la idea que se compense el retardo a la frecuencia fundamental de secuencia positiva y negativa. Haciendo un giro de las medidas igual a un ángulo obtenido del tiempo de retardo a compensar a la frecuencia de interés, en este caso la frecuencia fundamental, ω_f . Las tres funciones de transferencia utilizadas en la compensación de secuencia positiva se aportan a continuación, comenzando con la de medida de corriente ($\tau_i = 280 \mu\text{s}$):

$$H_{icom+} = e^{j\omega_f \tau_i} \quad (4.3)$$

La función de transferencia de compensación de la medida de tensión ($\tau_v = 310 \mu\text{s}$):

$$H_{vcom+} = e^{j\omega_f \tau_v} \quad (4.4)$$

Una buena aproximación en tiempo continuo a la función de transferencia de un convertidor es un retardo de 1,5 veces el tiempo de muestreo ($\tau_d = 200 \mu\text{s}$), cuando se hace doble actualización de la modulación [118][119]. Se trata del tiempo de retardo de un sistema de control digital, que en el peor de los casos, incluye un periodo de muestreo (τ_d) de retardo computacional y el retardo de medio periodo de muestreo ($0,5 \cdot \tau_d$) del modulador de ancho de pulso. Este tiempo depende de la frecuencia de muestreo y de la de conmutación, así como de si se hace simple o doble actualización de la modulación. La aproximación está ampliamente verificada en la bibliografía, suponiendo que la tensión del bus de continua es constante y que

en lugar de suministrar al convertidor un índice de modulación se le suministra directamente una referencia de tensión de salida real, en este caso \mathbf{u}_{ref}^* .

Por tanto, se considera la función de transferencia de compensación del retardo del propio convertidor con un giro de ángulo de 1,5 veces el tiempo de muestreo τ_d .

$$H_{dcom+} = e^{j\omega_l \frac{3}{2}\tau_d} \quad (4.5)$$

A continuación, en la Figura 4.10, se muestra el diagrama de Bode del filtro de medida, con y sin la compensación de retardo propuesta, y se comprueba que el retraso que añade el sistema de medida a la frecuencia nominal está eliminado.

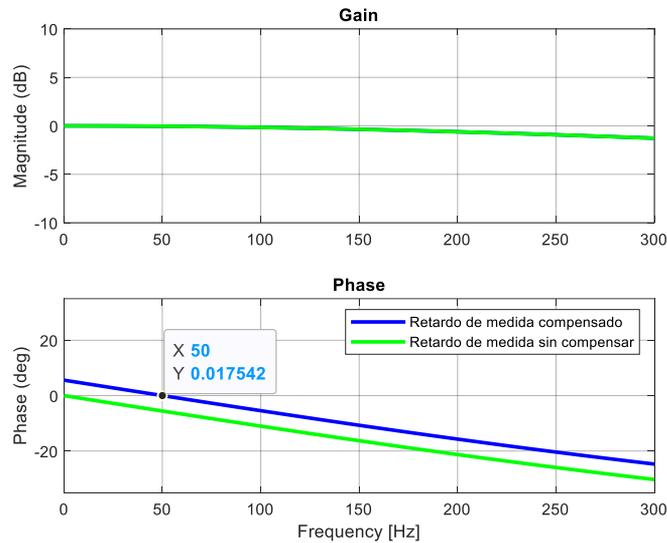


Figura 4.10 Diagrama de Bode del filtro equivalente de medida con y sin compensación

Los diagramas de bloques de las tres compensaciones de retardo, aparecen en la Figura 4.11. Como se considera un controlador de corriente para secuencia positiva y uno para secuencia negativa se realiza una compensación de retardo para cada una de las secuencias, cambiando como corresponda el signo de la fase a compensar.

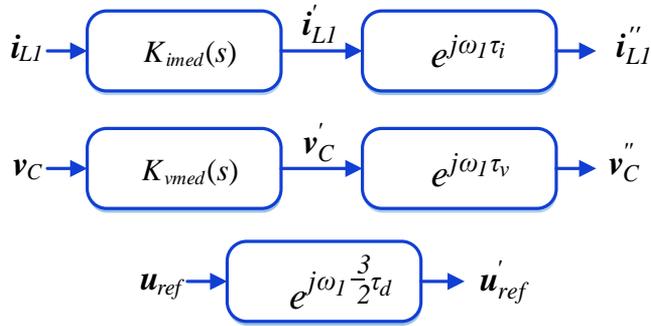


Figura 4.11 Bloques de las compensaciones del retardo para el control de secuencia positiva

4.3.1.3 Separador de secuencias DSC

El separador de secuencias con cancelación de señal retardada (DSC) se ha modelado como se describe en las referencias [68][99]. Esta técnica, basada en una combinación de los vectores de fase de componentes de secuencia positiva y negativa, permite obtener información precisa sobre dichos componentes con un retardo de tiempo de un cuarto de período (5 ms a 50 Hz).

En un caso general de red desequilibrada, el vector de tensión de red en un sistema de referencia α - β , $\mathbf{v}_{\alpha\beta}(t)$ se puede escribir:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) = \mathbf{v}_{\alpha\beta}^+(t) + \mathbf{v}_{\alpha\beta}^-(t) = V^+ e^{j(\omega_1 t + \varphi_+)} + V^- e^{-j(\omega_1 t + \varphi_-)} \quad (4.6)$$

donde ω_1 es la frecuencia nominal del sistema, V^+ y V^- son, respectivamente, las amplitudes de los vectores de tensión de fase de secuencia positiva y negativa, y φ_+ y φ_- sus ángulos de fase.

Si se aplica un retardo de un cuarto de periodo de la tensión de red al vector de tensión medido, la expresión quedará como la (4.7).

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha\beta}\left(t - \frac{T}{4}\right) &= V^+ e^{j\left[\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right) + \varphi_+\right]} + V^- e^{-j\left[\left(\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right) + \varphi_-\right]} = \\ &= -j[V^+ e^{j(\omega_1 t + \varphi_+)} + V^- e^{-j(\omega_1 t + \varphi_-)}] \end{aligned} \quad (4.7)$$

Combinando (4.6) y (4.7), el método DSC queda definido de la siguiente forma, aplicado al sistema de referencia $\alpha\beta$:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^+(t) = \frac{1}{2} \left[\mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) + j \mathbf{v}_{\alpha\beta}\left(t - \frac{T}{4}\right) \right] \quad (4.8)$$

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^-(t) = \frac{1}{2} \left[\mathbf{v}_{\alpha\beta}(t) - j \mathbf{v}_{\alpha\beta}\left(t - \frac{T}{4}\right) \right] \quad (4.9)$$

donde $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^+(t)$ y $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^-(t)$ son, respectivamente, los vectores estimados de tensión de fase de secuencia positiva y negativa. Transformando las expresiones al dominio de Laplace, se obtienen las funciones de transferencia compleja con una sola entrada y salida K_{DSC+} y K_{DSC-} :

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \left[1 + j e^{-\frac{s\pi}{2\omega_l}} \right] \mathbf{v}_{\alpha\beta} = K_{DSC+} \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (4.10)$$

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \left[1 - j e^{-\frac{s\pi}{2\omega_l}} \right] \mathbf{v}_{\alpha\beta} = K_{DSC-} \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (4.11)$$

Por tanto, se incorporan al modelo las dos funciones de filtrado de las medidas de corriente y tensión. De la misma forma que los elementos de control previos, en la Figura 4.12 aparecen los bloques de los separadores de ambas secuencias.

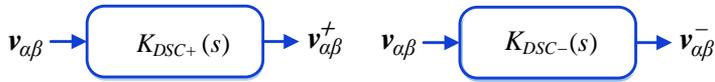


Figura 4.12 Bloques de los separadores de secuencia DSC

La Figura 4.13 muestra el diagrama de Bode equivalente de la función de transferencia K_{DSC} para frecuencias positivas y negativas, con ganancia unitaria para la secuencia positiva de 50 Hz (K_{DSC+}) y la secuencia negativa de 50 Hz (K_{DSC-}). Se trata de un filtro de peine, con una respuesta de frecuencia repetitiva.

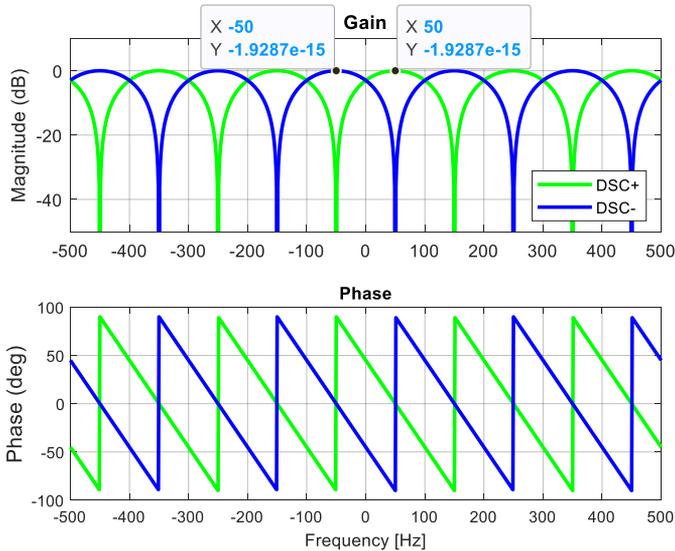


Figura 4.13 Diagrama de Bode del filtro DSC de secuencia positiva/negativa

El filtro de secuencia positiva muestra un rechazo total para la frecuencia fundamental de secuencia negativa, así como para toda una serie de múltiplos de la frecuencia fundamental, el 3°, el 7°, el 11° de secuencias positivas y el 5°, el 9° y el 13° de secuencias negativas.

El filtro de secuencia negativa muestra un rechazo total para la frecuencia fundamental de secuencia positiva y rechazo total de banda para los armónicos 11°, 7° y 3° de secuencias negativas y el 1°, 5°, 9° y 13° de secuencias positivas.

4.3.1.4 Inversor

Como se ha avanzado en el bloque de compensación de retardos, la función de transferencia del convertidor, $K_{inv}(s)$, se establece con un retardo de 1,5 veces el tiempo de muestreo ($\tau_d = 200 \mu\text{s}$):

$$K_{inv} = e^{-s \frac{3}{2} \tau_d} \quad (4.12)$$

El retardo se aproxima por un filtro de Padé de tercer orden. En este modelo el inversor introduce un desfase de $5,4^\circ$ a la frecuencia fundamental, 50 Hz. Se podría aumentar el orden de la aproximación, pero para respuestas en la zona entre la frecuencia fundamental y 2,5 kHz la aproximación del retardo es buena. A la entrada de referencia del convertidor se le añade la compensación de retardo propia del convertidor, definida en (4.5) como H_{dcom+} . El diagrama de bloques del inversor compensado es el de la Figura 4.14.

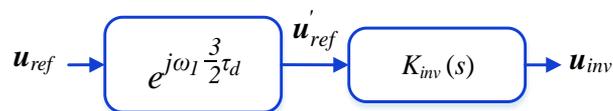


Figura 4.14 Bloques del inversor con compensación de retardo

La Figura 4.15 presenta la respuesta en frecuencia del modelo del inversor, donde se puede comprobar que el retraso que añade, en este caso en secuencia positiva, es eliminado a la frecuencia nominal.

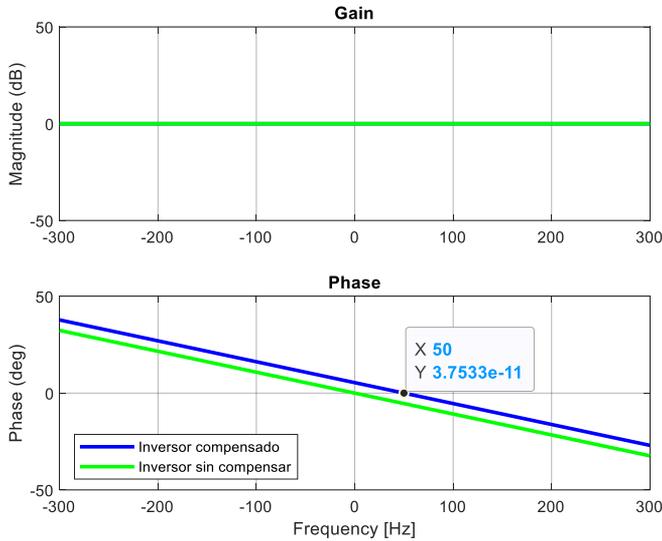


Figura 4.15 Diagrama de Bode del inversor con compensación de retardo

Controlador de corriente

El controlador de corriente está basado en reguladores PI en coordenadas síncronas con las secuencias positiva y negativa separadas. En el dominio d - q , la función de transferencia de un regulador PI, $H_{PI,dq}$, viene dada por:

$$H_{PI,dq} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4.13)$$

Se quiere establecer el modelo del convertidor en el dominio α - β y, por tanto, hay que obtener la función de transferencia equivalente en coordenadas estacionarias. Esta transformación entre sistemas de referencia se trata con profundidad en [120].

Se supone una función de transferencia $G(s)$ entre variables de entrada \mathbf{u}_{dq} y salida \mathbf{y}_{dq} en coordenadas giratorias y se considera que la señal de ángulo para hacer las transformadas de Park está perfectamente sincronizada con una red de frecuencia constante ω_l e igual a 50 Hz, siendo $\theta_l = \omega_l t$. La transformación a coordenadas

estacionarias $\mathbf{y} = e^{j\theta_1} \mathbf{y}_{dq}$ y $\mathbf{u} = e^{j\theta_1} \mathbf{u}_{dq}$ lleva a la expresión (4.14) entre las variables de entrada y salida:

$$\mathbf{y} = e^{j\theta_1} G(s) e^{-j\theta_1} \mathbf{u} = G(s - j\omega_1) \mathbf{u} \quad (4.14)$$

Por tanto, el paso a coordenadas $\alpha\text{-}\beta$ establece una nueva función de transferencia entre las variables que se obtiene con un desplazamiento de frecuencia, para secuencia positiva, $s \rightarrow s - j\omega_1$. De la misma forma, la transformación de coordenadas estacionarias a coordenadas giratorias implica una nueva función de transferencia entre las variables que se obtiene con un desplazamiento de frecuencia $s \rightarrow s + j\omega_1$.

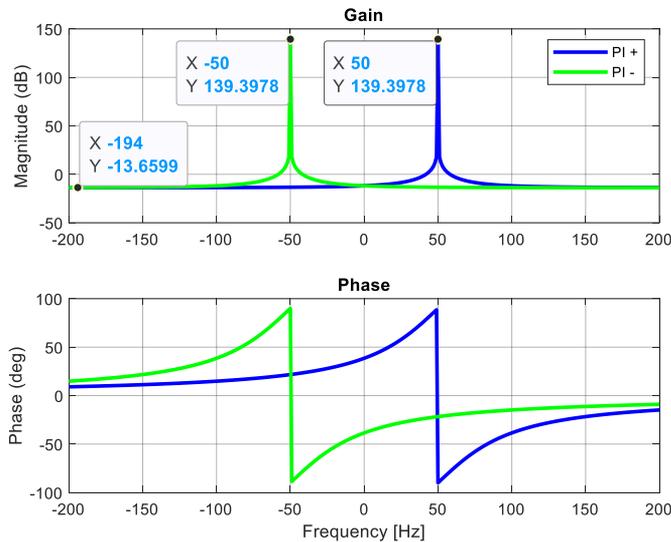


Figura 4.16 Diagrama de Bode de los controladores PI en coordenada síncronas para secuencia positiva y negativa

Retomando la función de transferencia del control de corriente en coordenadas síncronas, el desplazamiento de frecuencias entre el dominio $d\text{-}q$ y el dominio $\alpha\text{-}\beta$ permite establecer las funciones de transferencia complejas, a una frecuencia de rotación ω_1 , para el controlador PI de secuencia positiva, H_{PI+} , y negativa, H_{PI-} , en el sistema de referencia estacionario.

$$\mathbf{H}_{PI+} = \mathbf{H}_{PI,dq}(s - j\omega_l) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_l} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{H}_{PI-} = \mathbf{H}_{PI,dq}(s + j\omega_l) = k_p + \frac{k_i}{s + j\omega_l} \quad (4.16)$$

En la Figura 4.16 se muestra el diagrama equivalente para un controlador PI de secuencia positiva (en azul) y para secuencia negativa (en verde). Los parámetros de ambos reguladores son iguales, $k_p = 0,2$ (-13,66 dB) y $k_i = 50 \cdot k_p$. Se sigue manteniendo que $\theta_l = \omega_l t$.

4.3.1.5 *Feedforward* de tensión

El *feedforward* de tensión es simplemente una realimentación de tensión de ganancia K_{ff} , que vendrá de la medida de tensión a través de los correspondientes filtros DSC de secuencia positiva y negativa.

4.3.1.6 *Damping* activo

El *damping* activo que incorpora el convertidor está basado en una realimentación de la tensión en el condensador del filtro LC sumada directamente a la referencia de tensión que se aporta al convertidor. En su modelo básico esta realimentación se hace a través de un filtro pasa-banda a una frecuencia ω_{ad} que está en las proximidades de la frecuencia de resonancia del filtro LCL, considerando inductancia del transformador elevador como la inductancia lado red del filtro. La función de transferencia queda definida en la expresión (4.17).

$$K_{ad1} = \frac{2\xi\omega_{ad}s}{s^2 + 2\xi\omega_{ad}s + \omega_{ad}^2} \quad (4.17)$$

En este caso $\omega_{ad} = 2 \cdot \pi \cdot 750$ rad/s, con un factor de atenuación ξ de 0,707.

En estudios recientes, como los presentados en [121]-[123], se puede encontrar una alternativa prometedora al filtro pasa-banda. El *damping* propuesto se basa en la

realimentación de la tensión del condensador, filtrada con un paso alto de primer orden empleando una frecuencia de corte ω_a igual frecuencia de conmutación y una constante k_a de 1,7. Su función de transferencia es la siguiente:

$$K_{ad2} = \frac{k_a s}{s + \omega_a} \tag{4.18}$$

4.3.2 Control de corriente. Modelo $\alpha - \beta$

A partir de los modelos que se acaban de presentar, y de su interconexión, se pretende deducir las dos funciones de transferencia que aparecen en el esquema de la Figura 4.17.

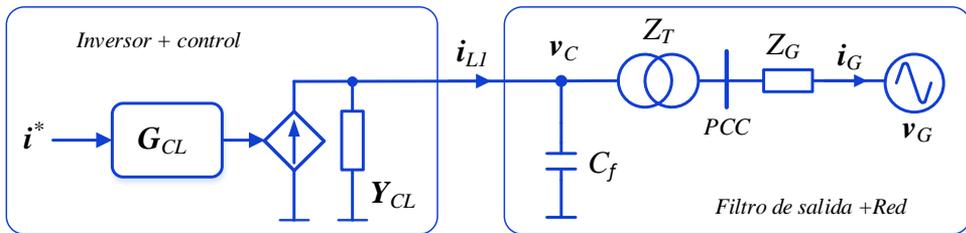


Figura 4.17 Esquema del inversor simplificado a dos funciones de transferencia

Se trata de la función del controlador de corriente en lazo cerrado $G_{CL}(s)$ y de la función de admitancia de salida del convertidor $Y_{CL}(s)$ vista desde la tensión del condensador del filtro de salida. A partir de estas funciones de transferencia se obtiene la expresión (4.19) para la corriente de salida en el sistema de referencia estacionario.

$$i_{LI} = G_{CL}(s) i^* - Y_{CL}(s) v_C \tag{4.19}$$

Donde i^* es la corriente de referencia que se da al convertidor, v_C la tensión en el condensador del filtro LC e i_{LI} la corriente real salida a través de la inductancia lado inversor del filtro.

En la representación de la Figura 4.17, la inductancia lado inversor del filtro LC se considera dentro del modelo inversor+control, mientras que la impedancia del transformador Z_T representaría la inductancia lado red del filtro. La impedancia de red Z_G permitirá configurar escenarios de prueba con redes débiles siendo su valor de referencia el que establece una relación de cortocircuito de SCR = 4 con una relación X/R de 10.

En la Tabla 4.1 se recogen los principales parámetros de la configuración base del convertidor y la red. Esta parametrización, como se demuestra a continuación, permite un funcionamiento estable del convertidor sin influencia del sistema de sincronización. A partir de esta configuración, se procederá a analizar los problemas de estabilidad que pueden surgir para dinámicas rápidas de la PLL.

Tabla 4-1 Parámetros del control, filtro y red para definir el modelo de convertidor

Parámetro	Símbolo	Valor
Frecuencia nominal	ω_l	$2 \cdot \pi \cdot 50$ rad/s
Retardo de medida de tensión	τ_v	310 μ s
Retardo de medida de corriente	τ_i	280 μ s
Retardo propio del convertidor	τ_d	200 μ s
Ganancia proporcional (control corriente)	k_p	0,2
Constante de tiempo integral (control corriente)	T_i	20 ms
Constante <i>feedforward</i>	K_{ff}	1
Frecuencia filtro pasa-banda (<i>damping</i> activo)	ω_{ad}	$2 \cdot \pi \cdot 750$ rad/s
Inductancia filtro LC (lado inversor)	L_l	100 μ H
Condensador filtro LC	C_f	800 μ F
Resistencia transformador	R_2	15 m Ω
Inductancia transformador	L_2	28,92 μ H
Relación de cortocircuito de la red	SCR	4
Relación X/R de la red	X/R	10

Se incorporan también las funciones de transferencia de los elementos pasivos externos al inversor como la capacidad del filtro, o la impedancia de red.

$$Z_{RC}(s) = (1 + r_C C_f s) / C_f s \quad (4.20)$$

$$Y_G(s) = 1 / (R_G + (L_2 + L_G) s) \quad (4.21)$$

Con las técnicas de reducción de bloques apropiadas se puede obtener la función de transferencia del control de corriente ($\mathbf{i}_{LI} / \mathbf{i}^*$).

Antes de abordar las respuestas en frecuencia de esta función de control en lazo abierto y cerrado, es interesante realizar una observación sobre la separación de secuencias que proporciona el filtro DSC. En las estructuras de control de corriente positiva y negativa, hay elementos en paralelo, tanto en el *feedforward* de tensión, como en la realimentación de corriente, ambos filtrados por DSC. Se han considerado las funciones de transferencia para el lazo abierto del control de corriente en ambas secuencias formadas por el controlador PI en coordenadas síncronas a secuencia positiva o negativa, con el DSC de secuencia positiva o negativa y las compensaciones de retardos correspondientes a la medida de corriente y el control:

$$K_{CC_OL+}(s) = H_{PI+} \cdot K_{DSC+} \cdot H_{icom+} \cdot H_{dcom+} \quad (4.22)$$

$$K_{CC_OL-}(s) = H_{PI-} \cdot K_{DSC-} \cdot H_{icom-} \cdot H_{dcom-} \quad (4.23)$$

En la Figura 4.19 se muestra el diagrama de Bode del lazo abierto de control de corriente donde se puede observar el pico de ganancia de los controladores a frecuencia fundamental y los rechazos de frecuencia provocados por el DSC.

Una vez que los dos controladores están en paralelo (señal en rojo), se puede establecer la expresión (4.24), los picos a ± 50 Hz siguen idénticos y los valles de los DSC se eliminan casi totalmente entre ellos.

$$K_{CC_OL}(s) = K_{CC_OL+}(s) + K_{CC_OL-}(s) \quad (4.24)$$

El mismo efecto se puede comprobar en el *feedforward* de tensión por secuencias. Al poner las dos tensiones por secuencias en paralelo, prácticamente se elimina el efecto del filtro peine.

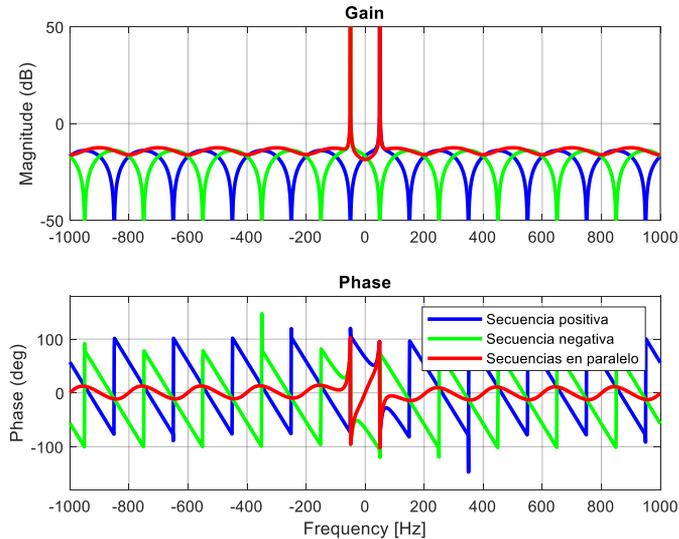


Figura 4.19 Diagrama de Bode de los lazos de control de corriente por secuencias en paralelo

A continuación, a partir de los parámetros recogidos en la Tabla 4.1, se presentan los diagramas de Bode del control de corriente (i_{LI}/i^*) en lazo abierto y cerrado sin incluir el *damping* activo. La respuesta en frecuencia es simétrica en lo que a valores positivos y negativos se refiere, ya que se realizan compensaciones de retardo por giro de ángulo específicos, con el signo correspondiente, para cada secuencia.

En el diagrama de Bode del lazo abierto de control de la Figura 4.20, referido solamente a secuencia positiva por la simetría comentada anteriormente, la magnitud disminuye a medida que aumenta la frecuencia. El punto de cruce de ganancia se da en 132 Hz con un margen de fase de $48,7^\circ$. Además, la frecuencia de cruce de fase se da 802 Hz con un margen de ganancia de 5,92 dB.

El diagrama de Bode del lazo cerrado se muestra en la Figura 4.21. Como valores representativos se pueden destacar el ancho de banda del control de corriente en 202 Hz y los picos de resonancia serie y paralelo reflejados en la figura.

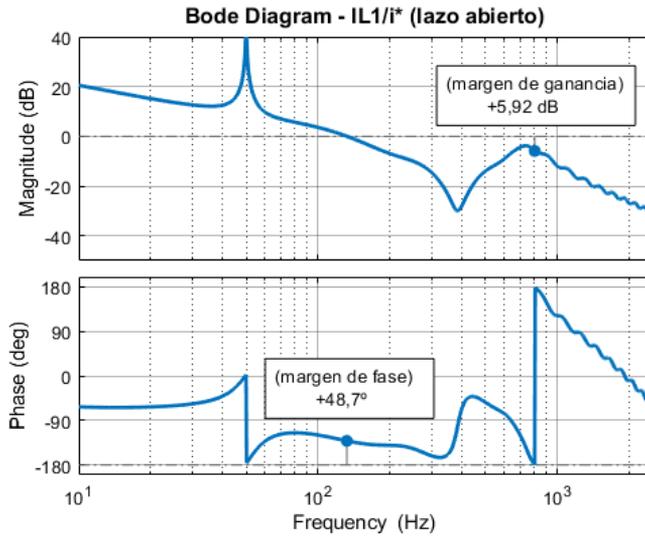


Figura 4.20 Diagrama de Bode del control de corriente (i_L/i^*). Lazo abierto

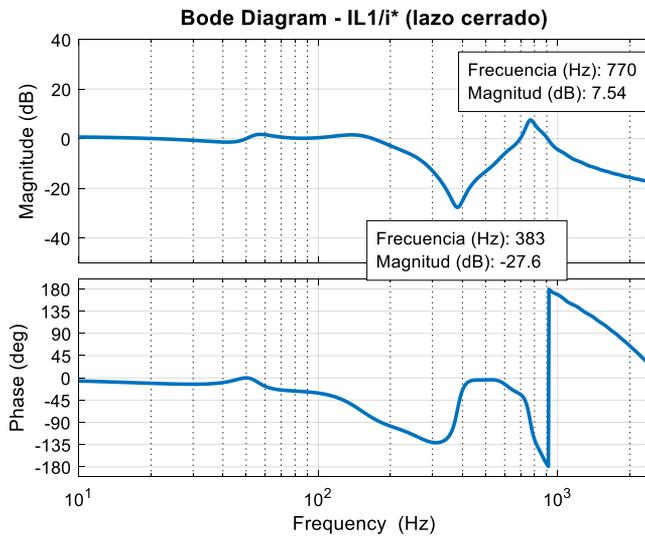


Figura 4.21 Diagrama de Bode del control de corriente (i_L/i^*). Lazo cerrado

A pesar de los buenos valores de los márgenes de estabilidad, sería deseable un mayor ancho de banda del controlador de corriente para poder controlar mejor las resonancias con el propio filtro LCL y con otros posibles elementos externos.

El aumento de la impedancia de red, asociado a la debilidad de la red, es una de las causas para el movimiento de los puntos de cruce y los márgenes de ganancia y fase. Para corroborarlo, se obtienen los diagramas de Bode del lazo abierto y lazo cerrado del control de corriente con una relación de cortocircuito SCR que varía de 10 a 2. Esta respuesta en frecuencia se presenta en las Figuras 4.22 y 4.23.

El punto de cruce de ganancia va disminuyendo a medida que SCR desciende, limitando el ancho de banda del controlador de corriente con unos márgenes de fase similares. La frecuencia de cruce de fase también desciende con redes más débiles perdiendo margen de ganancia.

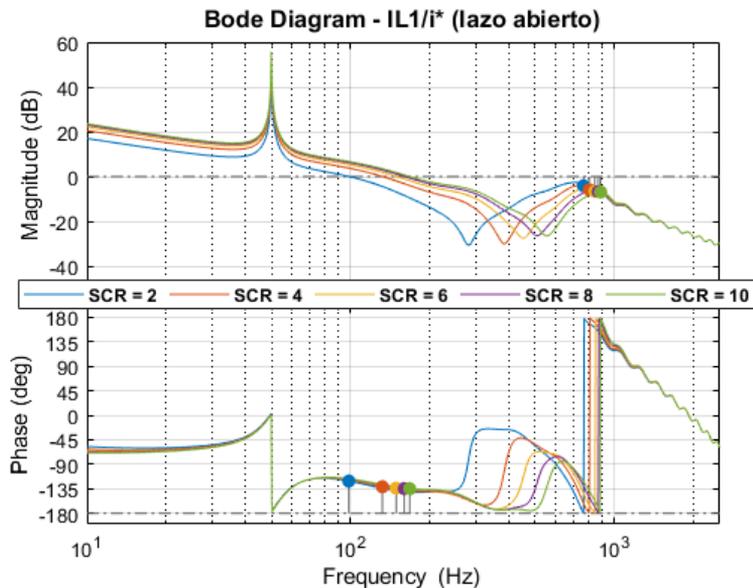


Figura 4.22 Diagrama de Bode del control de corriente en función de SCR. Lazo abierto

Como era de esperar, en el Bode del lazo cerrado del control de corriente, a medida que desciende la relación de cortocircuito, los picos de resonancia serie y paralelo se van acentuando en magnitud y reduciendo en frecuencia.

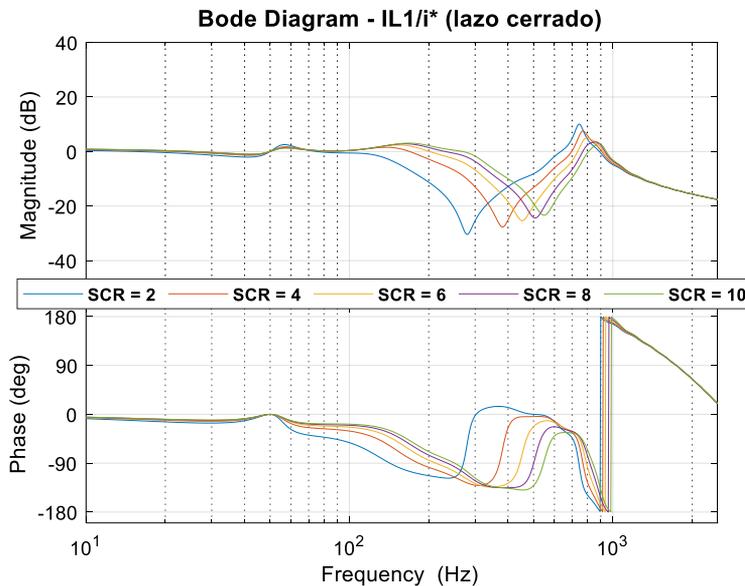


Figura 4.23 Diagrama de Bode del control de corriente en función de SCR. Lazo cerrado

Esta fuera del alcance de este trabajo la mejora de la estabilidad del convertidor para redes débiles en lo que al lazo de control de corriente se refiere. Se considera que, a la vista de la respuesta en frecuencia de los lazos abierto y cerrado, la parametrización base definida para el convertidor, y en concreto para el controlador de corriente, no presenta inestabilidades en el rango de influencia de la dinámica de la PLL, objetivo principal de este capítulo.

4.3.3 Admitancia de salida del convertidor. Modelo $\alpha - \beta$

El diagrama de bloques completo del control de corriente (Figura 4.18), permite contemplar escenarios reales de redes débiles y, aunque el convertidor sea estable, el conjunto puede ser inestable en determinadas condiciones de red.

Se puede simplificar considerando solamente la inductancia L_1 del lado inversor del filtro. El esquema limitado a dos funciones de transferencia en el lado inversor, y presentado en la Figura 4.17, se reduce también en el lado red a una fuente ideal sin impedancia, como se muestra en la Figura 4.24. En este caso, se trataría de una red

ideal o fuerte donde, si las funciones de control de corriente y de admitancia del convertidor son estables, el conjunto es estable.

De los dos esquemas planteados, en las Figuras 4.17 y 4.24, la obtención de la función de admitancia de salida del convertidor en el dominio α - β , $Y_{CL}(s)$, se realiza a partir del circuito simplificado de la Figura 4.24.

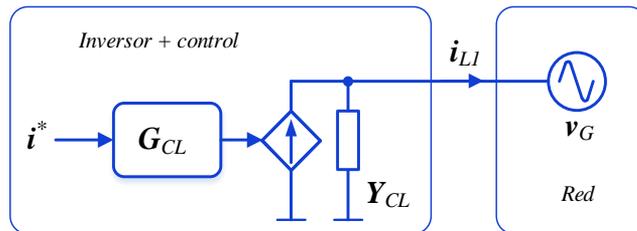


Figura 4.24 Esquema simplificado del convertidor y la red

Conocidas las funciones de transferencia $G_{CL}(s)$ y $Y_{CL}(s)$, y asegurando que sean estables, este modelo permitirá estudiar las corrientes en otros puntos del escenario real de la Figura 4.17, por ejemplo en el PCC, con un circuito externo tan complejo como se desee añadiendo las impedancias serie o paralelo que presenten cables, filtros, transformador, baterías de condensadores, etc. y la propia red, cuya impedancia Z_G será probablemente desconocida. En conjunto entonces podría ser inestable en función de las condiciones de la red ampliada.

La función de admitancia para el circuito simplificado, se obtiene a partir de la siguiente relación:

$$Y_{CL}(s) = - \left. \frac{i_{L1}}{v_G} \right|_{i^*=0} \quad (4.25)$$

Al igualar la tensión del convertidor y la de red, anulando la consigna de corriente, el diagrama de bloques de la Figura 4.18 se simplifica para facilitar la obtención de la admitancia del convertidor, que en este caso sería a partir del diagrama de bloques de la Figura 4.25.

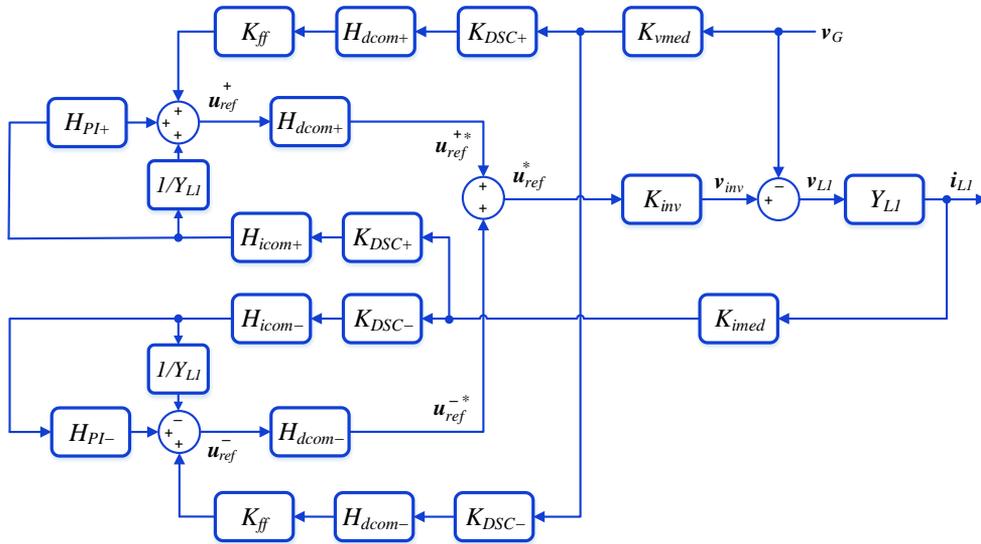


Figura 4.25 Diagrama de bloques para el cálculo de la admitancia de salida del convertidor $Y_{CL}(s)$

Como se ha justificado en la reducción de bloques realizada para la obtención de la función de transferencia del control de corriente, los elementos en paralelo en los controles de corriente de secuencia positiva y negativa, con filtrado y separación por DSC, se pueden agrupar y simplificar. También el *feedforward* de tensión tiene esta aplicación paralela del filtrado por secuencias. Además, aunque no se incluye en el diagrama de bloques, cualquiera de las dos opciones de *damping* activo consideradas en las expresiones (4.17) y (4.18) iría en paralelo con él *feedforward* para aportar referencia de tensión al modulador.

En definitiva, aplicando las técnicas de reducción de bloques oportunas, y con el *damping* activo desconectado, se obtiene la función de transferencia de la admitancia de salida del convertidor $Y_{CL}(s)$ que, con la parametrización que recoge la Tabla 4.1, tiene la respuesta en frecuencia de la Figura 4.26.

En este caso, se ha optado por una representación en frecuencias positivas y negativas para confirmar que la respuesta es simétrica al tener compensados todos los retardos con giros de ángulo específicos de cada secuencia considerada.

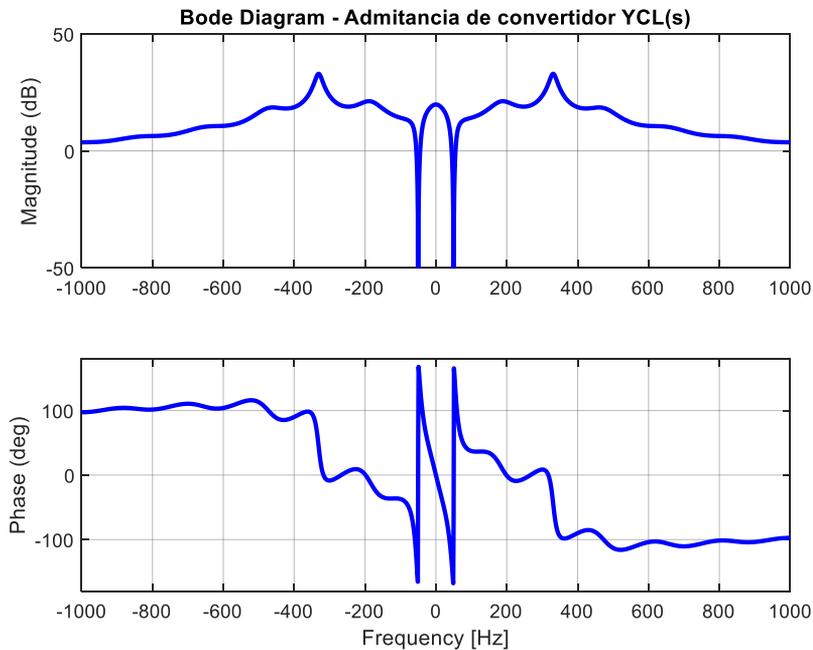


Figura 4.26 Diagrama de Bode de la función admitancia del convertidor $Y_{CL}(s)$

En la figura se puede observar que solo presenta valores de admitancia muy pequeños a la frecuencia fundamental, tanto positiva como negativa. Para el resto de frecuencias el valor de admitancia será elevado, con lo cual, para cualquier tensión perturbadora en forma de tensión de frecuencia diferente a la nominal, se convertirá en una fuente corriente de entrada independientemente de la referencia de corriente que se le dé al convertidor.

Por otra parte, este diagrama de Bode de admitancia pone de manifiesto la existencia de resistencia negativa de salida del convertidor para frecuencias superiores a los 450 Hz, aproximadamente, en ambas secuencias, ya que la fase de la admitancia no está entre $+90^\circ$ y -90° y eso significa que su parte real será negativa. Este comportamiento da paso al análisis de estabilidad que se introduce en el apartado siguiente, basado en el comportamiento pasivo del convertidor.

4.3.4 Análisis de estabilidad basado en pasividad del convertidor

El análisis de la estabilidad de un convertidor basado en pasividad se ha presentado en diferentes trabajos como [25][124]. Si un convertidor presenta una resistencia de salida negativa, es un elemento activo que genera potencia cuando por él circula corriente pudiendo aumentar la posibilidad de excitar un circuito resonante externo. En redes reales, sobre todo cuando se utilizan cables aislados en el lado red, pueden aparecer puntos de resonancias a muy diferentes frecuencias. Por el contrario, una resistencia de salida positiva a una determinada frecuencia significa que el convertidor es un elemento pasivo que puede disipar/absorber energía a esa frecuencia y, por lo tanto, atenuar las resonancias de los elementos pasivos o activos externos a él.

Según la Figura 4.26, al no cumplir la condición de impedancia de salida pasiva para un convertidor conectado a red, en el rango de frecuencias con resistencia negativa puede darse inestabilidad del convertidor en función de los elementos externos a los que se conecte.

La activación del *damping* activo pretende aumentar el comportamiento con resistencia positiva en las frecuencias fuera del rango del ancho de banda del control de corriente. La Figura 4.27 muestra la admitancia de salida del convertidor con la activación de las dos opciones de *damping* activo presentadas con anterioridad, el clásico paso banda (4.17) y el paso alto de primer orden (4.18).

Se aprecia que el efecto de la opción con filtro paso banda se da entre 300 y 700Hz donde la admitancia se ha hecho más próxima a un elemento con resistencia positiva. La variante con filtro paso alto, propuesta en estudios recientes, mantiene su influencia en frecuencias superiores con la fase sin superar -90° . Si se mantiene la admitancia de salida del convertidor pasiva, con su fase por debajo de $\pm 90^\circ$, y todos los elementos externos al control del inversor son elementos pasivos, se podrán poner en serie y en paralelo como un elemento más del circuito siendo el conjunto pasivo, como sucede en las redes clásicas sin presencia de convertidores, y no puede nunca volverse inestable.

De todas formas, asegurar la impedancia pasiva del convertidor en todo el rango de frecuencias, especialmente en las próximas a las resonancias del filtro, queda fuera del alcance de este trabajo de tesis ya que exigiría un estudio analítico más riguroso del *damping* activo.

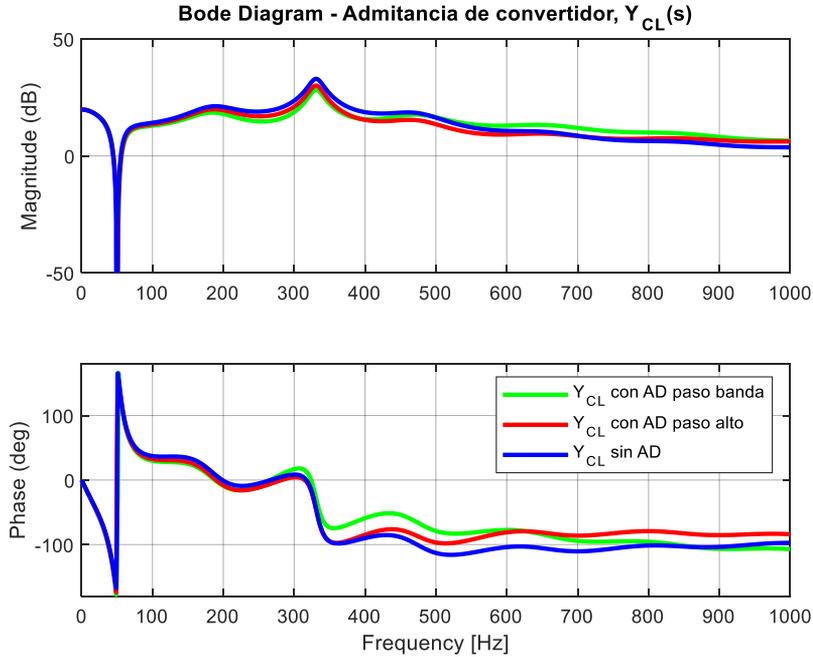


Figura 4.27 Diagramas de Bode de la función admitancia del convertidor $Y_{CL}(s)$ con *damping* activo

Y_{CL} es la admitancia de lazo cerrado incluyendo todos los elementos de control y solo considerando como elemento pasivo la inductancia L_l del lado de inversor. Una vez obtenida esa admitancia, se puede incluir el resto de elementos del filtro LC, el condensador C_f , y la impedancia del transformador elevador. Para obtener la admitancia vista desde el punto de acoplo común, PCC , Y_{CL} irá en paralelo con la admitancia de la rama capacitiva del filtro LC, Y_C , y en serie con Z_{L2} , que es la impedancia de la inductancia de lado de red del que podríamos considerar como filtro LCL, y que en este caso se ha considerado la inductancia del transformador elevador L_2 .

$$Y_{PCC}(s) = \frac{i_G}{v_{PCC}} = \frac{i_G}{v_G} \quad (4.26)$$

$$Y_{PCC}(s) = \frac{i_G}{v_{PCC}} = \frac{1}{\frac{1}{Y_{CL} + Y_C} + Z_{L2}} \quad (4.27)$$

A continuación, en la Figura 4.28, se presentan los diagramas de Bode de la función de admitancia en el PCC, con y sin conectar la rama de *damping* activo.

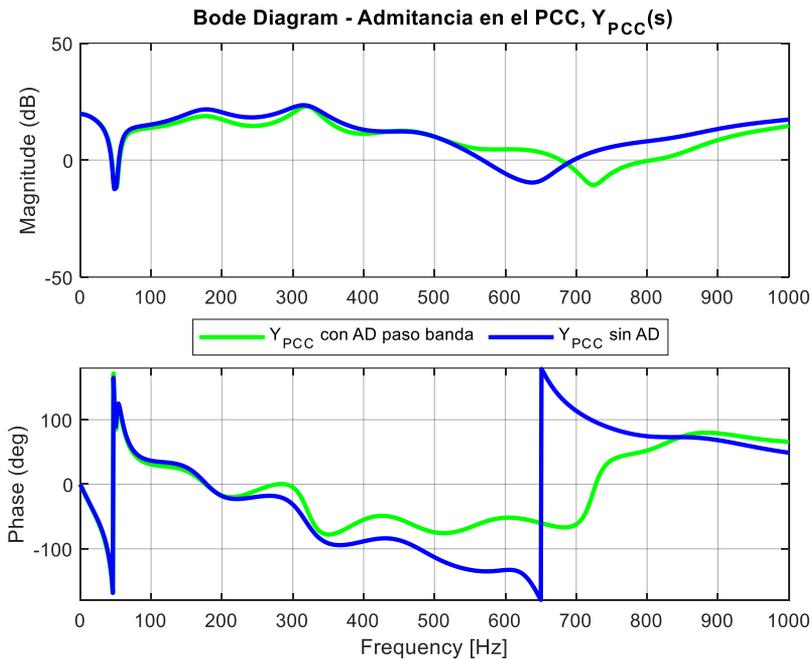


Figura 4.28 Diagramas de Bode de la función admitancia vista desde el PCC, $Y_{PCC}(s)$

En este caso se ha seleccionado el paso banda tradicional y el efecto de esta rama adicional es muy evidente en el rango de frecuencias fuera del ancho de banda del control de corriente. Se ha desplazado el pico de magnitud negativo de la admitancia a frecuencias cercanas a la de sintonización del paso banda, 750 Hz y se ha asegurado pasividad de impedancia al llevar la fase de la admitancia a valores entre $+90^\circ$ y -90° . Como se ha indicado anteriormente, la conexión a una red formada por elementos pasivos, aseguraría la estabilidad del convertidor.

Después del análisis de la función del controlador de corriente en lazo cerrado $G_{CL}(s)$ y de la función de admitancia de salida del convertidor $Y_{CL}(s)$, se confirma que la parametrización del control de corriente fijada en la Tabla 4.1 permite un funcionamiento estable del convertidor, especialmente en frecuencias hasta 200 Hz, dentro del ancho de banda del controlador de corriente. Se trata del rango de frecuencias de interés para el estudio de la influencia en la estabilidad del convertidor de una PLL de dinámica rápida, cuyo análisis se aborda a continuación con un modelo de impedancia simplificado del convertidor en el dominio $d-q$.

4.4 Modelo de impedancia del control de corriente en el dominio $d-q$

Este apartado desarrolla el modelo de impedancia del control de corriente de un VSC trifásico conectado a la red en el sistema de referencia giratorio $d-q$.

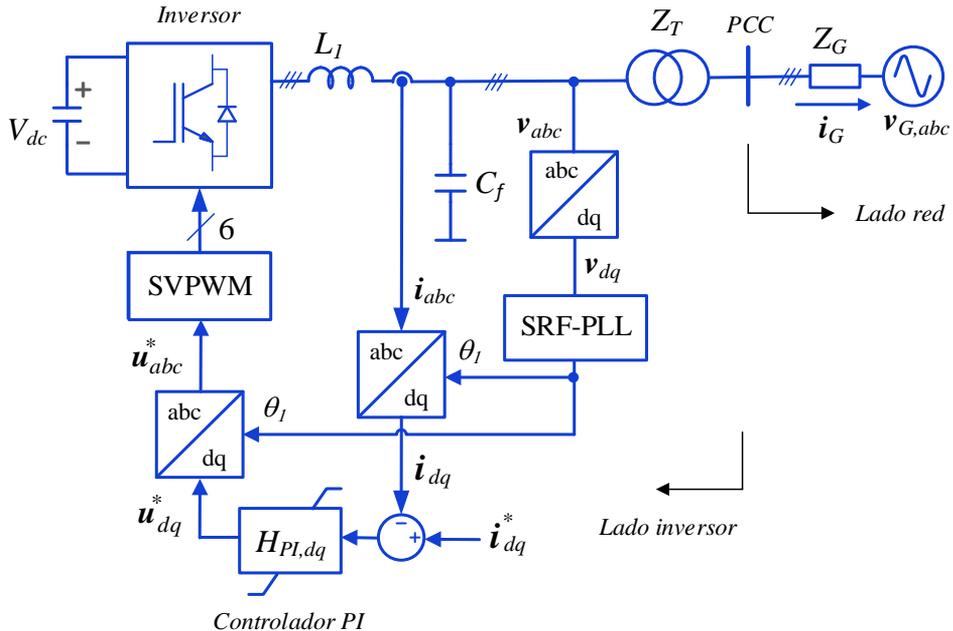


Figura 4.29 Diagrama unifilar simplificado del VSC conectado a red

La Figura 4.29 muestra el diagrama unifilar simplificado del inversor con una representación básica del filtro y la red [39]. Se consideran las simplificaciones del modelo de control incluidas en el apartado 4.3. Además, se va a hacer un análisis solo con el controlador de secuencia positiva, dada la simetría que se ha observado en estudios previos y se prescinde de las ramas de *feedforward* y *damping* activo, con poca o nula influencia en la impedancia del convertidor en frecuencias cercanas a la fundamental.

Los elementos más significativos son, además del inversor, el filtro LCL de salida, donde la inductancia lado red se considera la inductancia del transformador, la red con su impedancia y el control de corriente implementado en un sistema de referencia síncrono giratorio, dominio $d-q$, con controlador PI proporcional-integral, $H_{PI,dq}(s)$. Se emplea la SRF-PLL para sincronizar el voltaje en el condensador del filtro, aunque inicialmente no se considera la influencia de su dinámica en el modelo de impedancia del convertidor.

De forma similar a cómo se ha abordado en el apartado previo el modelo del control de corriente en el dominio $\alpha-\beta$, el objetivo final de este apartado es encontrar dos funciones de transferencia, una para el controlador de corriente en lazo cerrado, que se denominará $G_{CL,dq}(s)$, y otra para la admitancia de salida del convertidor $Y_{CL,dq}(s)$ vista desde el condensador del filtro. La Figura 4.30 muestra el esquema del inversor como una fuente controlada de tensión y una admitancia en el dominio $d-q$.

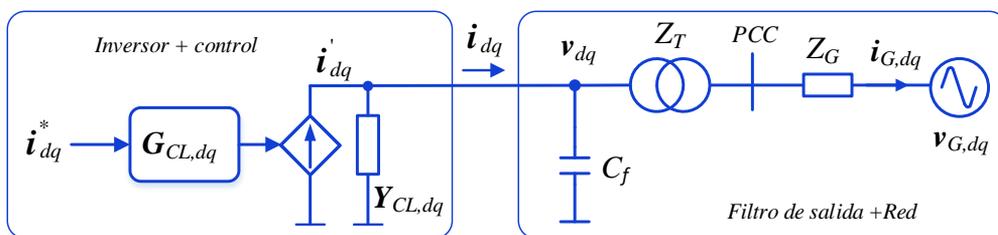


Figura 4.30 Esquema de un VSC conectado a red en el dominio $d-q$

El modelo conjunto del controlador de corriente y el inversor integra la inductancia lado inversor del filtro LC y define la corriente de salida del inversor i_{dq} . Conocidas las funciones de transferencia $G_{CL,dq}(s)$ y $Y_{CL,dq}(s)$, este modelo permitirá estudiar

las corrientes en otros puntos, por ejemplo en el PCC, de un circuito externo tan complejo como se desee.

A partir de esa idea, el análisis del modelo de impedancia d - q estará basado en el convertidor con solo el filtro L del lado inversor, de inductancia L_l , y conectado a una fuente de tensión ideal sin impedancia como se muestra en la Figura 4.31, donde i_{dq}^* es la referencia de corriente para el convertidor, i_{dq} es la corriente real de salida por la inductancia L_l y v_{dq} es la tensión en el condensador del filtro. Este modelo de red ideal asegurará que el conjunto es estable si las funciones de control de corriente y admitancia de salida del convertidor son estables. Desde este modelo se podrá luego abordar cualquier configuración de impedancia o filtros externos más compleja, sin que tenga que modificarse el análisis de impedancia del convertidor y en el que, aunque el convertidor sea estable, el conjunto puede ser inestable.

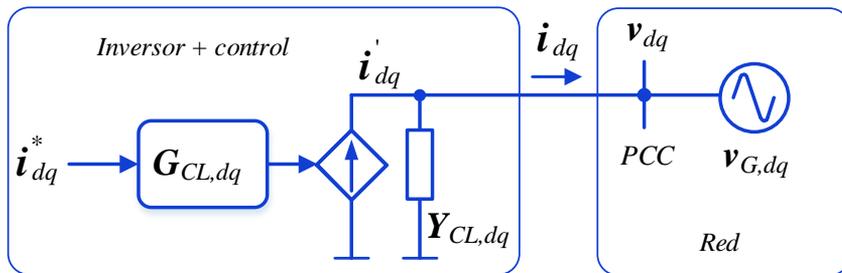


Figura 4.31 Modelo de impedancia simplificado de un VSC conectado a red

Inicialmente, se asume que la PLL está correctamente sincronizada con la tensión de red de secuencia positiva y su dinámica no afecta al control de corriente. Así, para obtener la señal del ángulo para aplicar la transformación de Park, se considera una frecuencia de red constante e igual a la frecuencia nominal, ω_l .

La Figura 4.32 presenta el diagrama de bloques del VSC con filtro L en el sistema de referencia síncrono. $H_{PI,dq}(s)$ representa la función de transferencia del controlador PI y $K_{inv}(s)$ es el retardo asociado a los sistemas de control digitales [118].

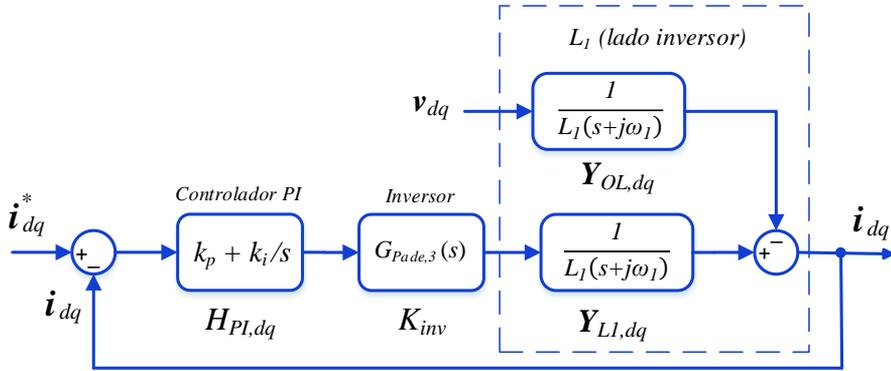


Figura 4.32 Diagrama de bloques del convertidor de corriente (dominio d - q)

Como se ha citado con anterioridad, la transformación de coordenadas estacionarias, dominio α - β , a coordenadas giratorias con una frecuencia de rotación ω_l , dominio d - q , se puede establecer con un desplazamiento de frecuencia $s \rightarrow s+j\omega_l$ que permite obtener la función de transferencia de la admitancia de la inductancia L_l , denominada $Y_{Ll,dq}(s)$ [120].

En el sistema de referencia síncrono, considerando que $\theta_l = \omega_l t$, al aplicar la transformada de Park, se cumple que $\mathbf{i}_{Ll,dq} = e^{-j\theta_l} \mathbf{i}_{Ll}$ y $\mathbf{v}_{Ll,dq} = e^{-j\theta_l} \mathbf{v}_{Ll}$ y se establece la función de transferencia compleja, a una frecuencia de rotación ω_l , que muestra la expresión (4.30).

$$\mathbf{i}_{Ll} = \frac{1}{sL_l} \mathbf{v}_{Ll} = Y_{Ll,\alpha\beta}(s) \mathbf{v}_{Ll} \quad (4.28)$$

$$\mathbf{i}_{Ll,dq} = e^{j\theta_l} Y_{Ll,\alpha\beta}(s) e^{j\theta_l} \mathbf{v}_{Ll,dq} = Y_{Ll,\alpha\beta}(s+j\omega_l) \mathbf{v}_{Ll,dq} = Y_{Ll,dq}(s) \mathbf{v}_{Ll,dq} \quad (4.29)$$

$$Y_{Ll,dq}(s) = Y_{Ll,\alpha\beta}(s+j\omega_l) = \frac{1}{L_l(s+j\omega_l)} \quad (4.30)$$

$Y_{OL,dq}(s)$ también es una función de transferencia inicialmente asociada con la inductancia del filtro del lado inversor, $Y_{OL,dq}(s) = Y_{LI,dq}(s)$, que debería ser recalculada si se considerase un *feedforward* de tensión o cualquier variante de *active damping*.

Las principales funciones de transferencia, deducidas de la Figura 4.32 aplicando técnicas de reducción de bloques de control, corresponden a la función de lazo abierto y la de lazo cerrado del control de corriente, $G_{OL,dq}(s)$ y $G_{CL,dq}(s)$, y la admitancia de salida del convertidor vista desde el PCC, $Y_{CL,dq}(s)$.

$$G_{OL,dq}(s) = H_{PI,dq}(s) K_{inv}(s) Y_{LI,dq}(s) \quad (4.31)$$

$$G_{CL,dq}(s) = \frac{G_{OL,dq}(s)}{1+G_{OL,dq}(s)} \quad (4.32)$$

$$Y_{CL,dq}(s) = \frac{Y_{OL,dq}(s)}{1+G_{OL,dq}(s)} \quad (4.33)$$

Con estas funciones se puede establecer el modelo de impedancia de un convertidor VSC conectado a una red ideal, en el dominio $d-q$, como el mostrado previamente en la Figura 4.31 pudiéndose deducir la corriente de salida del convertidor en el dominio $d-q$ de la siguiente forma:

$$i_{dq} = G_{CL,dq}(s) i_{dq}^* - Y_{CL,dq}(s) v_{dq} \quad (4.34)$$

Este modelo se puede extrapolar a cualquier configuración de impedancia o filtros externos que, al ser elementos pasivos, se podrán poner en serie y en paralelo como elementos adicionales al circuito sin tener que modificar el modelo del convertidor.

4.5 Impacto de la dinámica de la PLL en el modelo de impedancia

Para dar soporte a las nuevas necesidades de control en entornos de redes débiles, es necesaria la detección de la amplitud y la fase de la tensión manteniendo la suficiente rapidez de respuesta en la inyección de la potencia activa y reactiva deseada. Pero, por otro lado, esa inyección de potencia requerida por la estrategia de control, también tiene un efecto directo sobre la propia tensión que se mide. En definitiva, la detección de la tensión de red tiene que ser rápida para adaptarse a las condiciones cambiantes de la red, pero al mismo tiempo, ha de ser relativamente estable, para no perturbar de forma excesiva la operativa del control.

Especialmente en escenarios representativos de redes débiles, en los que hay un mayor índice de perturbaciones que pueden interaccionar con el control de corriente, no se trata exclusivamente de agilizar la dinámica de actuación del controlador, haciéndose necesario un compromiso entre la dinámica de la PLL y la estabilidad del convertidor.

Es preciso un estudio analítico del efecto de la dinámica de la PLL sobre el lazo de corriente y sobre la tensión de referencia del modulador. Numerosas publicaciones recientes confirman que la impedancia del convertidor se ve influenciada por el ancho de banda de la PLL (suponemos SRF-PLL), provocando un comportamiento de resistencia negativa (parte real de la impedancia de salida del convertidor negativa) en frecuencias dentro del rango del ancho de banda de la PLL, que unido a la conexión a redes débiles puede llevar a condiciones inestables de funcionamiento para el inversor [25][124]. Este tipo de estudios, como el presentado en [125], están basados en el modelo de pequeña señal de una PLL para establecer la relación dinámica entre la tensión leída en el condensador del filtro, v_{abc} en la Figura 4.29, y la referencia de fase que aportan al controlador de corriente y a la tensión de referencia del modulador, θ_l en la misma figura, y que a su vez puede modificar la amplitud y, sobretodo, la fase de la tensión leída.

El impacto en la estabilidad del control de tensión del bus de continua en base al modelo de impedancia, detallado en referencias como [126], está fuera del alcance de este trabajo, por lo que se sigue considerando que la tensión V_{dc} es constante.

Este apartado define las funciones de transferencia que deben incorporarse en el modelo de impedancia del convertidor definido en el apartado 4.4 para incluir la

dinámica PLL en futuros análisis de estabilidad con métodos basados en impedancia.

Se considera la estructura convencional SRF-PLL de la Figura 4.33, donde la tensión en el eje q es regulada por un PI para el seguimiento de fase con la función de transferencia $H_{PLL,dq}(s) = k_{p,PLL} + k_{i,PLL}/s$ [63].

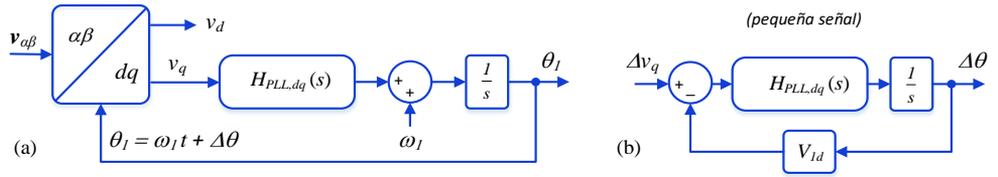


Figura 4.33 (a) Diagrama de bloques del sistema SRF-PLL (b) Modelo de pequeña señal

Se considera $\mathbf{V}_{l,dq} = V_{ld} + jV_{lq}$ como la tensión en el punto de medida en estado estacionario, aunque se anula su componente V_{lq} al considerar el voltaje en el PCC alineado con el eje d . Si $\Delta \mathbf{v}_{dq}$ es la perturbación de tensión alineada con los ejes d - q , la tensión en el PCC en coordenadas α - β , se establece de la siguiente forma:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = e^{j\omega_1 t} (\mathbf{V}_{l,dq} + \Delta \mathbf{v}_{dq}) \quad (4.35)$$

Si $\theta_1 = \omega_1 t + \Delta\theta$ es la fase detectada por la PLL con esa perturbación, la transformación de coordenadas estacionarias a giratorias, de $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$ a \mathbf{v}_{dq} en la Figura 4.33(a), se verá influenciada por la variación de fase $\Delta\theta$.

$$\mathbf{v}_{dq} = e^{-j\theta_1} \mathbf{v}_{\alpha\beta} = e^{-j(\omega_1 t + \Delta\theta)} \mathbf{v}_{\alpha\beta} = e^{-j\omega_1 t} \mathbf{v}_{\alpha\beta} e^{-j\Delta\theta} \quad (4.36)$$

Sustituyendo la expresión (4.35) en la (4.36) y realizando la aproximación de la función exponencial en pequeña señal:

$$\mathbf{v}_{dq} = (\mathbf{V}_{l,dq} + \Delta \mathbf{v}_{dq}) e^{j\Delta\theta} \approx (V_{ld} + \Delta \mathbf{v}_{dq}) (1 - j\Delta\theta) \quad (4.37)$$

Queda definido el modelo de pequeña señal con el diagrama de bloques de la Figura 4.33(b) y las siguientes expresiones, (4.38) y (4.39).

$$v_q = (\Delta v_q - j\Delta\theta V_{1d}) \quad (4.38)$$

$$\Delta\theta = \frac{H_{PLL,dq}(s)}{s} \Delta v_q \quad (4.39)$$

Despejando Δv_q en (4.38) y sustituyendo en (4.39) se deduce un sistema dinámico de segundo orden como modelo de pequeña señal de la PLL [12][39].

$$\Delta\theta = \frac{H_{PLL,dq}(s)}{s + H_{PLL,dq}(s)V_{1d}} \Delta v_q = F_{PLL}(s) \Delta v_q \quad (4.40)$$

En el sistema de referencia síncrono, la dinámica de la PLL afecta, como una perturbación adicional, a la corriente de realimentación ($\Delta \mathbf{i}_{P,dq}^*$) y a la tensión de referencia del modulador ($\Delta \mathbf{u}_{P,dq}$). Esta influencia puede ser incluida de una forma similar a la linealización empleada para el modelo de pequeña señal de la PLL. Considerando la corriente del convertidor $\mathbf{I}_{1,dq} = I_{1d} + jI_{1q}$, y la tensión de modulación $\mathbf{U}_{1,dq} = U_{1d} + jU_{1q}$, ambos en estado estacionario, $\Delta \mathbf{i}_{P,dq}^*$ y $\Delta \mathbf{u}_{P,dq}$ serían las perturbaciones en esa corriente y tensión de referencia.

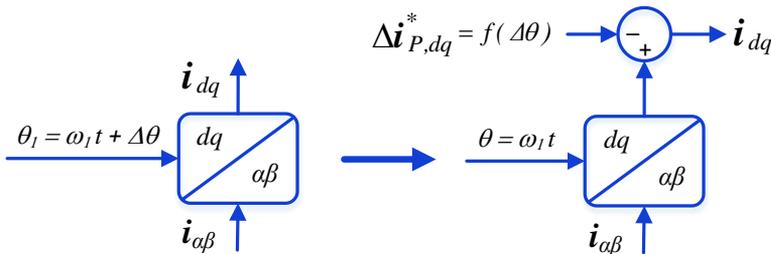


Figura 4.34 Influencia del error de estimación de ángulo en la referencia de corriente

Por tanto, teniendo en cuenta el modelo de pequeña señal de la PLL que ha derivado en la expresión (4.40) y la fase detectada por la PLL en el caso de una perturbación de tensión, se puede deducir la perturbación $\Delta \mathbf{i}_{P,dq}^*$ que se muestra en la Figura 4.34.

$$\mathbf{i}_{dq} = e^{-j\theta_1} \mathbf{i}_{\alpha\beta} = (\mathbf{I}_{1,dq} + \Delta \mathbf{i}_{dq}) e^{-j\Delta\theta} \approx (\mathbf{I}_{1,dq} + \Delta \mathbf{i}_{dq})(1 - j\Delta\theta) \quad (4.41)$$

$$\mathbf{i}_{dq} = (\mathbf{I}_{1,dq} + \Delta \mathbf{i}_{dq} - j\Delta\theta \mathbf{I}_{1,dq}) = (\mathbf{I}_{1,dq} + \Delta \mathbf{i}_{dq} - \Delta \mathbf{i}_{P,dq}^*) \quad (4.42)$$

$$\Delta \mathbf{i}_{P,dq}^* = j\Delta\theta \mathbf{I}_{1,dq} = jF_{PLL}(s) \mathbf{I}_{1,dq} \Delta v_q \quad (4.43)$$

El bloque modulador recibe del controlador de corriente la consigna de tensión real y, por tanto, se alimenta directamente con una referencia de tensión de salida, en lugar de un índice de modulación. En la Figura 4.35 se incorpora la influencia del error de estimación de ángulo de la PPL como una perturbación en la referencia de tensión de entrada al modulador.

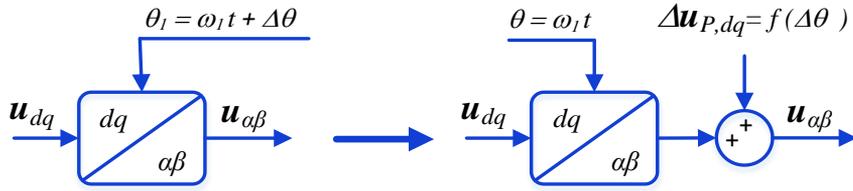


Figura 4.35 Influencia del error de estimación de ángulo en la tensión de referencia del modulador

La perturbación en la tensión de referencia del modulador ($\Delta \mathbf{u}_{P,dq}$) se puede expresar de la siguiente forma:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = e^{j\theta_1} \mathbf{u}_{dq} \approx (\mathbf{U}_{1,dq} + \Delta \mathbf{u}_{dq})(1 + j\Delta\theta) e^{j\omega_1 t} \quad (4.44)$$

$$\mathbf{u}_{dq} = (\mathbf{U}_{1,dq} + \Delta\mathbf{u}_{dq} + \Delta\mathbf{u}_{P,dq}) \quad (4.45)$$

$$\Delta\mathbf{u}_{P,dq} = j\Delta\theta\mathbf{U}_{1,dq} = jF_{PLL}(s)\mathbf{U}_{1,dq}\Delta v_q \quad (4.46)$$

Las funciones (4.38) y (4.46) dependen de la perturbación de tensión en el eje q . En este sentido, para considerar la dinámica de la PLL en el modelo, es necesario incluir funciones de transferencia matriciales asimétricas con acoplamientos cruzados entre componentes de los ejes d y q . Con estas funciones, $G_{iPm}(s)$ y $G_{uPm}(s)$, que incluyen un subíndice adicional 'm', el modelo de impedancia debe ser representado por matrices de admitancia que incluyen las asimetrías asociadas a la dinámica de la PLL y que dan lugar a un sistema dinámico de múltiples entradas y múltiples salidas MIMO.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{P,d}^* \\ \Delta i_{P,q}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -F_{PLL}(s)I_{1q} \\ 0 & F_{PLL}(s)I_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = G_{iPm}(s) \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{P,d} \\ \Delta u_{P,q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -F_{PLL}(s)U_{1q} \\ 0 & F_{PLL}(s)U_{1d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} = G_{uPm}(s) \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

A continuación, se trata la integración del efecto PLL en el modelo de impedancia y su influencia en la respuesta de frecuencia de la admitancia del convertidor. Para obtener la respuesta de lazo cerrado del controlador de corriente en el dominio d - q , debe considerarse un diagrama de bloques con funciones de transferencia matriciales, que serán simétricas para el controlador de corriente en el dominio d - q , $H_{PI m}(s)$, para el inversor, $K_{inv,m}(s)$, con aproximación de Padé de tercer orden, y para la inductancia del lado convertidor L_l , $Y_{LI m}(s)$.

El diagrama de bloques se muestra en la Figura 4.36 y las diferentes funciones de transferencia matriciales de interés se definen a continuación. La influencia de la PLL es incorporada completamente en el estudio de la admitancia del convertidor con las funciones $G_{iPm}(s)$ y $G_{uPm}(s)$, definidas previamente.

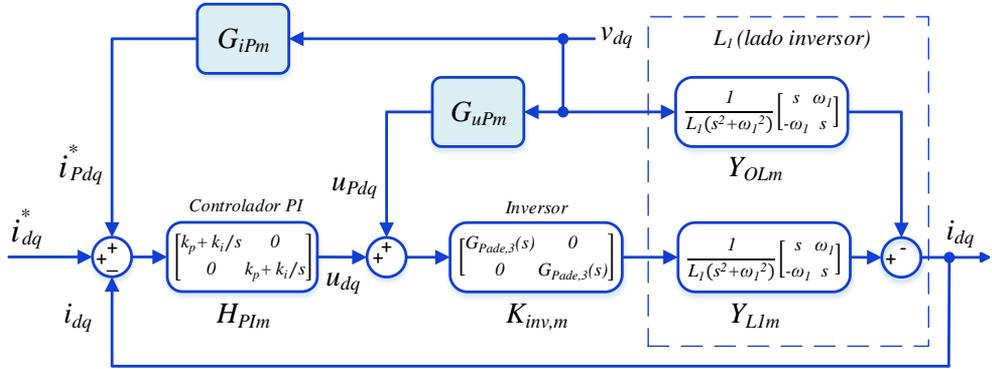


Figura 4.36 Diagrama de bloques de matrices de transferencia (dominio d - q) con efecto de la PLL incluido

Para el controlador de corriente y el inversor las funciones de transferencia son:

$$H_{PI m}(s) = \begin{bmatrix} k_p + k_i/s & 0 \\ 0 & k_p + k_i/s \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

$$K_{inv,m}(s) = \begin{bmatrix} G_{Pade,3}(s) & 0 \\ 0 & G_{Pade,3}(s) \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

La función de transferencia compleja $Y_{LL,dq}(s)$ ha sido definida en el dominio d - q con la expresión (4.30). Este tipo de funciones, cuando están limitadas a la modelización de sistemas simétricos con impedancias trifásicas equilibradas, permiten una representación equivalente en forma de función de transferencia matricial [127]. De tal forma que, una función de transferencia compleja $Z_{dq}(s) = Z_d(s) + jZ_q(s)$, se puede expresar de la siguiente forma [120]:

$$Z_{dqm}(s) = \begin{bmatrix} Z_d(s) & -Z_q(s) \\ Z_q(s) & Z_d(s) \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

donde $Z_{dd}(s) = Z_{qq}(s) = Z_d(s)$ y $Z_{qd}(s) = -Z_{dq}(s) = Z_q(s)$.

Por tanto, se puede establecer la siguiente equivalencia:

$$Y_{Ll,dq}(s) = \frac{1}{L_l(s+j\omega_l)} = \frac{s-j\omega_l}{L_l(s^2+\omega_l^2)} = \frac{1}{L_l(s^2+\omega_l^2)} \begin{bmatrix} s & \omega_l \\ -\omega_l & s \end{bmatrix} = Y_{Llm}(s) \quad (4.52)$$

La corriente de salida modificada por efecto de la PLL, i_{dq} en la Figura 4.36, viene dada por:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = G_{CLm}(s) \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - Y_{CLm}(s) \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

Las funciones matriciales de control de corriente $G_{CLm}(s)$ y de admitancia de salida del convertidor $Y_{CLm}(s)$, se pueden obtener mediante técnicas de reducción de bloques. En el caso de $G_{CLm}(s)$, es necesario definir la función de control de corriente en lazo abierto $G_{OLm}(s)$ y, como se puede comprobar, no influye la dinámica de la PLL:

$$G_{OLm}(s) = H_{Pm}(s) K_{inv,m}(s) Y_{Llm}(s) \quad (4.54)$$

$$G_{CLm}(s) = \frac{G_{OLm}(s)}{1+G_{OLm}(s)} \quad (4.55)$$

Para la obtención de $Y_{CLm}(s)$ se establecen varias admitancias en paralelo. Por un lado la admitancia asociada a la inductancia lado convertidor del filtro, $Y_{OLm}(s) = Y_{Llm}(s)$, que junto con la admitancia asociada a la perturbación por efecto de la PLL en la referencia de tensión del modulador, forman la admitancia $Y_{OLPm}(s)$:

$$Y_{OLPm}(s) = Y_{OLm}(s) - G_{uPm}(s) K_{inv,m}(s) Y_{Llm}(s) \quad (4.56)$$

Por otro lado, a la admitancia anterior se le suma la asociada a la perturbación por efecto de la PLL en la realimentación de corriente, para obtener $Y_{CLm}(s)$:

$$Y_{CLm}(s) = [I_m + G_{OLm}(s)]^{-1} Y_{OLPm}(s) - G_{CLm}(s) G_{iPm}(s) \quad (4.57)$$

$Y_{CL,m}(s)$ es la matriz de admitancia modificada por efecto de la dinámica de la PLL y basada en vectores espaciales reales.

$$Y_{CLm} = \begin{bmatrix} Y_{dd}(s) & Y_{dq}(s) \\ Y_{qd}(s) & Y_{qq}(s) \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

En los siguientes apartados se analiza la estabilidad de las funciones de control de corriente $G_{CLm}(s)$ y de admitancia de salida del convertidor $Y_{CLm}(s)$, considerando diferentes dinámicas de la PLL. Además de los parámetros del convertidor recogidos en la Tabla 4.1, la Tabla 4.2 muestra los ajustes específicos asociados al sistema de sincronización.

Tabla 4-2 Parámetros del sistema de sincronización SRF-PLL

Parámetro	Símbolo	Valor
Corriente de salida, régimen estacionario (eje d)	I_{ld}	2.485 A
Corriente de salida, régimen estacionario (eje q)	I_{lq}	0 A
Ganancia proporcional PLL (BW = 20 Hz)	$k_{p,PLL}$	125,7
Ganancia proporcional PLL (BW = 150 Hz)		942,5
Ganancia proporcional PLL (BW = 300 Hz)		$1,9 \cdot 10^3$
Ganancia integral PLL (BW = 20 Hz)	$k_{i,PLL}$	$2,5 \cdot 10^3$
Ganancia integral PLL (BW = 150 Hz)		$1,9 \cdot 10^4$
Ganancia integral PLL (BW = 300 Hz)		$3,8 \cdot 10^4$

4.5.1 Control de corriente. Modelo d - q

Se considera que la parametrización es la adecuada para poder considerar estable la función $G_{CLm}(s)$ que controla la fuente de tensión del modelo. La dinámica de la PLL no afecta a su estabilidad interna como lo demuestran los bodes del lazo abierto y el lazo cerrado de la función de transferencia del control de corriente que se presentan a continuación.

En ambos casos, no hay influencia de la PLL y la matriz de control de corriente es simétrica. Por ejemplo, para la función de lazo abierto, se puede comprobar en la Figura 4.37 que $G_{OL_dd}(s)=G_{OL_qq}(s)$ y $G_{OL_qd}(s)=-G_{OL_dq}(s)$.

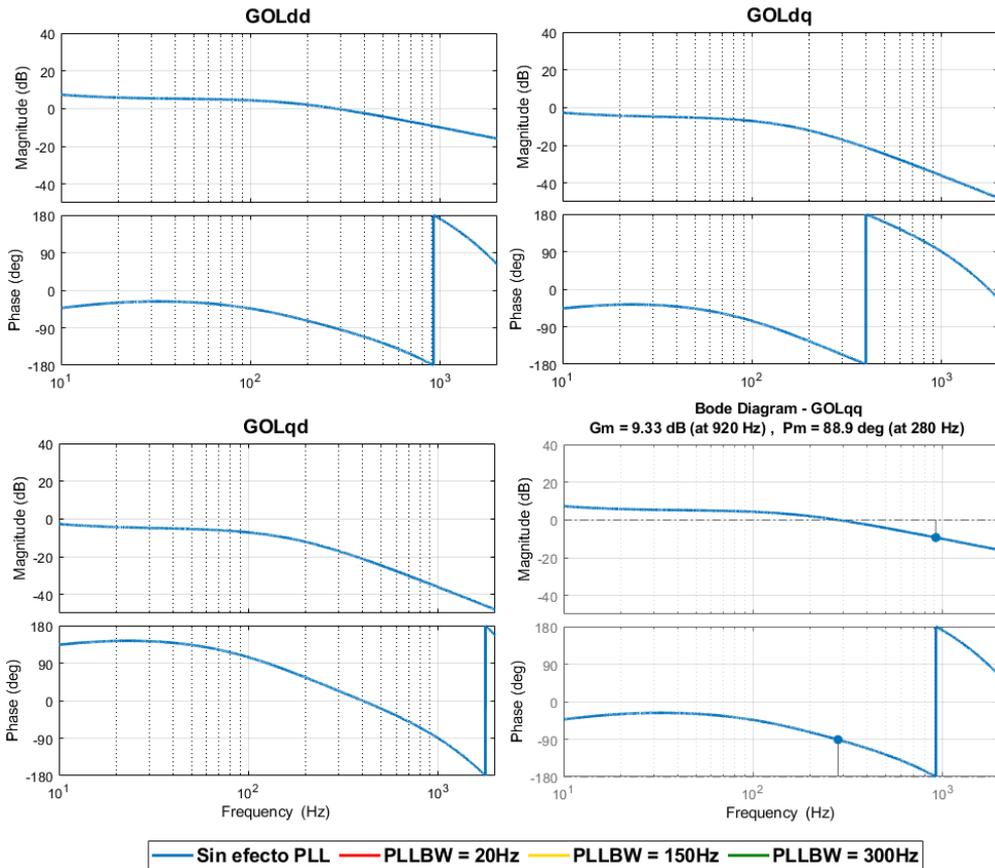


Figura 4.37 Diagrama de Bode del control de corriente $G_{OLm}(s)$. Lazo abierto

Se incluyen, en el bode de la componente G_{OL_qq} , el margen de fase de 88,9° y el de ganancia de 9,33 dB que aseguran la estabilidad del lazo de corriente.

En la Figura 4.38 se comprueba la simetría de la función de transferencia matricial del lazo cerrado de corriente y un gran ancho de banda de 770 Hz para G_{CL_qq} .

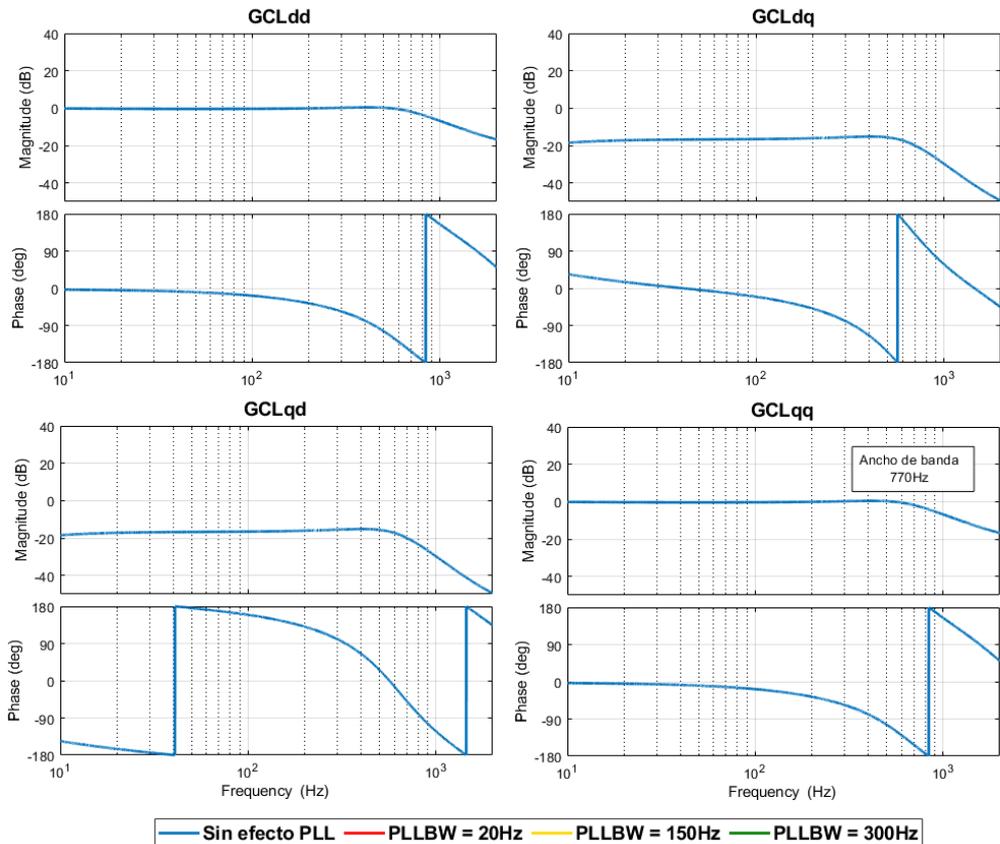


Figura 4.38 Diagrama de Bode del control de corriente $G_{CLm}(s)$. Lazo cerrado

4.5.2 Admitancia de salida del convertidor. Modelo $d-q$

La respuesta en frecuencia de la función de admitancia de salida $Y_{CLm}(s)$ será fundamental en el análisis de estabilidad del convertidor con métodos basados en impedancia. A continuación, se obtiene el diagrama de Bode de sus cuatro términos para diferentes dinámicas de la PLL. Inicialmente, se considera que la dinámica de la PLL es lo suficientemente lenta como para despreciar su efecto sobre la estabilidad del convertidor. Después, se analiza el aumento del ancho de banda PLL

y su efecto sobre la admitancia total del convertidor. La Figura 4.39 muestra los diagramas de Bode de las componentes de la matriz de admitancia para tres PLL con diferentes anchos de banda (20, 150 y 300 Hz) en un rango de frecuencias positivas de 2 kHz.

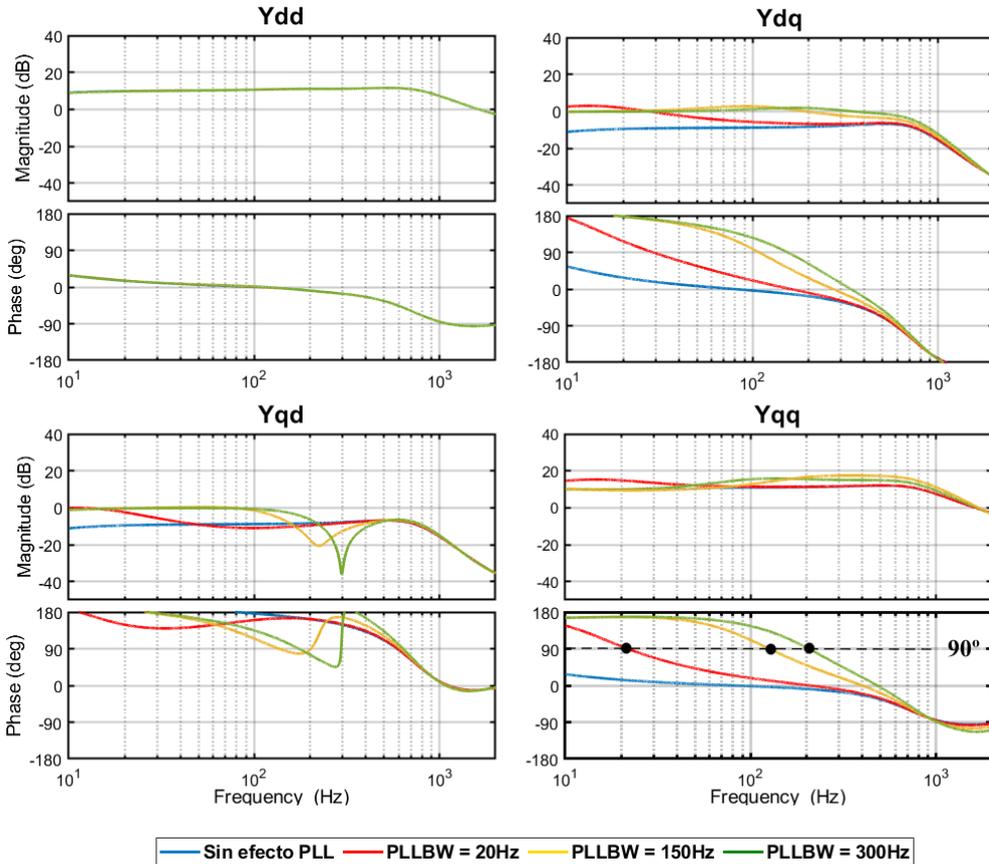


Figura 4.39 Admitancia del inversor Y_{CLm} y efecto de la PLL, $f_{PLL BW} = 20, 150$ and 300 Hz

En el caso que no se considere el efecto de la dinámica PLL, la matriz de admitancia es simétrica, $Y_{CL_dd}(s) = Y_{CL_qq}(s)$ y $Y_{CL_qd}(s) = -Y_{CL_dq}(s)$ [120].

En el resto de escenarios considerados, con PLLs cada vez más rápidas, la matriz de transferencia de admitancia es asimétrica debido a la influencia, principalmente, sobre los elementos $Y_{CL_{dq}}$ e $Y_{CL_{qq}}$.

La admitancia $Y_{CL_{qq}}$ muestra cómo la fase supera los 90° dentro del rango de frecuencia del ancho de banda de cada PLL. De acuerdo al análisis de estabilidad basado en la pasividad del convertidor, presentado en el apartado 4.3.4, estos valores de fase por encima de 90° implican una admitancia de salida del convertidor con parte real negativa, que puede conducir a inestabilidades, dependiendo de la red externa a la que está conectado. Los Bodes de la admitancia muestran que un mayor ancho de banda de la PLL producirá un rango de frecuencia más amplio de resistencia negativa. También hay una influencia obvia en la fase del término Y_{dq} , aunque en magnitud es mucho menor, lo que lleva a muchos estudios a simplificar la matriz de admitancia, ignorando estas magnitudes de componentes de acoplamiento cruzado [27][35]. Sin embargo, este enfoque puede tener implicaciones para la estabilidad del convertidor.

4.6 Análisis de estabilidad basado en impedancia en redes débiles

En el apartado anterior se ha obtenido un modelo de impedancia equivalente del convertidor, controlado desde la corriente del lado inversor y con el efecto de la dinámica de la PLL incluida. Está compuesto por una función de transferencia matricial $G_{CLm}(s)$, que controla una fuente de tensión ideal, y una admitancia equivalente de salida del convertidor $Y_{CLm}(s)$.

Como se precisa en la Figura 4.40, en un primer circuito el equivalente se establece en bornes de la inductancia del lado inversor del filtro, L_1 , considerando una red ideal que deja fuera del análisis el resto del filtro y todas las impedancias del lado de red. Este modelo de impedancia evoluciona de la Figura 4.31 con las funciones de transferencia matriciales que han sido obtenidas al considerar la influencia de la dinámica de la PLL.

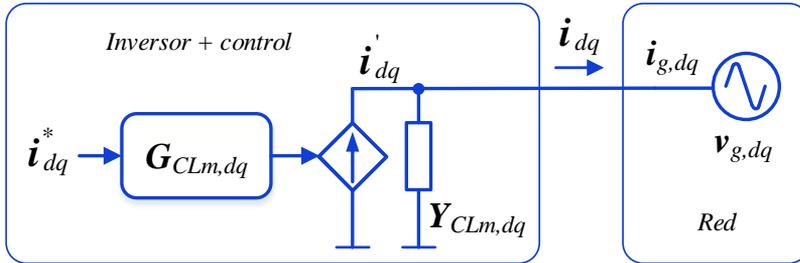


Figura 4.40 Modelo de impedancia de un VSC conectado a red ideal y con efecto de la PLL incluido

La corriente del convertidor quedaría definida por la expresión (4.59) y, en este caso, si las dos funciones de transferencia, $G_{CLM}(s)$ y $Y_{CLM}(s)$, son estables, la corriente inyectada será estable y controlable.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} = G_{CLM}(s) \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - Y_{CLM}(s) \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} \tag{4.59}$$

Se puede considerar un segundo circuito, presentado en la Figura 4.41, agrupando todas las impedancias del lado red, considerando la parte del filtro LCL e incluyendo modelos de redes exteriores más o menos delicadas con todo tipo de circuitos resonantes, en una impedancia equivalente vista desde los bornes del convertidor, $Z_{Eqm}(s)$.

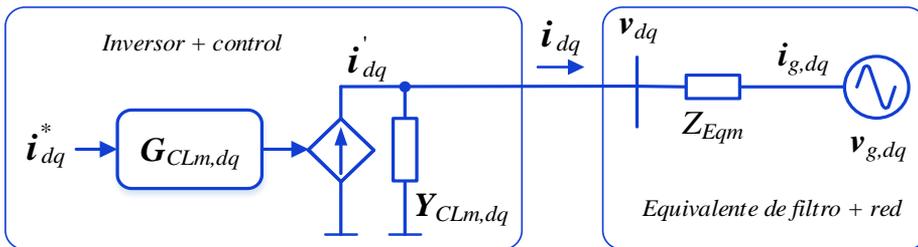


Figura 4.41 Modelo de impedancia de un VSC con la impedancia equivalente de red

Se creará un lazo de realimentación adicional (Figura 4.42) con la admitancia del convertidor y la impedancia equivalente de la red, que puede hacer entrar al sistema en resonancia para alguna frecuencia. Si para esa frecuencia la admitancia del convertidor tiene un comportamiento de resistencia negativa, el sistema entraría en resonancia excitado por ella. Si en cambio, la resistencia de $Y_{CLm}(s)$ a esa frecuencia es positiva y relativamente alta, atenuará la resonancia del circuito exterior. Por tanto, teniendo un control de corriente $G_{CLm}(s)$ estable, el circuito en general puede ser inestable para determinados valores del producto entre la admitancia de salida del convertidor $Y_{CLm}(s)$ y la impedancia equivalente de red $Z_{Eqm}(s)$, que en adelante pasará a denominarse matriz de ratio de impedancias $L_m(s)$.

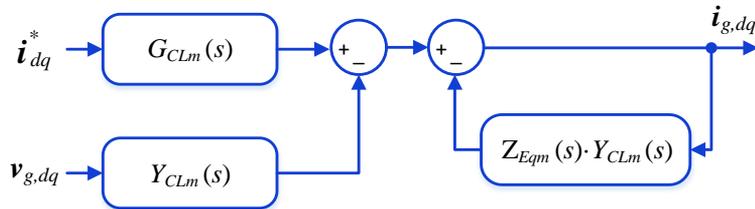


Figura 4.42 Lazo de realimentación con la admitancia del convertidor y la impedancia equivalente de la red

Teniendo en cuenta el diagrama de bloques de la Figura 4.42, la corriente de salida del convertidor, incluyendo la influencia de la dinámica de la PLL y la impedancia equivalente de red, viene dada por la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} = \frac{G_{CLm}(s)}{1 + Z_{Eqm}(s) \cdot Y_{CLm}(s)} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - \frac{Y_{CLm}(s)}{1 + Z_{Eqm}(s) \cdot Y_{CLm}(s)} \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

La tensión en el condensador del filtro LC y la tensión de red, de acuerdo a la Figura 4.41 estarán relacionadas de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{1}{1 + Z_{Eqm}(s) \cdot Y_{CLm}(s)} \begin{bmatrix} v_{g,d} \\ v_{g,q} \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

En las expresiones (4.60) y (4.61) queda reflejada la importancia de la matriz de ratio de impedancias que, como se indicaba anteriormente, se define de la siguiente forma:

$$L_m(s) = Z_{Eqm}(s) Y_{CLm}(s) \quad (4.62)$$

Antes de pasar al análisis de estabilidad en la interacción del convertidor con la red, además de la matriz de admitancia de entrada del convertidor deducida en el apartado anterior, es necesario obtener la impedancia del lado de la red en el dominio $d-q$. Para ello, teniendo en cuenta que la red exterior se puede complicar tanto como se desee, se va a considerar el modelo simplificado de red de la Figura 4.41, a partir del cual, el cálculo de la impedancia total de la red, $Z_{Eqdq}(s)$, debe incluir la inductancia del filtro del lado de la red, L_2 , la impedancia del transformador, Z_{2l} , la impedancia de red, Z_g , y la admitancia del condensador del filtro, C_f .

Por un lado, se considera la impedancia de red en su formulación compleja que puede transformarse a su formulación matricial equivalente con funciones reales [120]. En las expresiones siguientes se aplica esa formulación matricial equivalente avanzada en el apartado 4.5:

$$Z_{g,dq}(s) = (sL_g + R_g) + j\omega_l L_g = Z_{g,mdq}(s) = \begin{bmatrix} sL_g + R_g & -\omega_l L_g \\ \omega_l L_g & sL_g + R_g \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

La impedancia del condensador del filtro LC en el sistema de referencia $d-q$, despreciando su componente resistiva, se obtiene a partir de la formulación compleja $Z_{C,dq}(s)$ y de su función matricial equivalente $Z_{C,mdq}(s)$, que permite deducir su impedancia en el sistema de referencia $d-q$:

$$Z_{C,dq}(s) = \frac{1}{C_f(s + j\omega_l)} = \frac{s - j\omega_l}{C_f(s^2 + \omega_l^2)} = \frac{1}{C_f(s^2 + \omega_l^2)} \begin{bmatrix} s & \omega_l \\ -\omega_l & s \end{bmatrix} = Z_{C,mdq}(s) \quad (4.64)$$

A partir de las impedancias anteriores y añadiendo la impedancia del transformador, se obtiene la impedancia equivalente de la red, que en su formulación compleja es la expresión (4.65).

$$Z_{Eq,dq}(s) = \frac{(sL_{g+2t} + R_{g+2t}) + j\omega_l L_{g+2t}}{\left((sL_{g+2t} + R_{g+2t}) + j\omega_l L_{g+2t}\right)(sC_f + j\omega_l C_f) + 1} \quad (4.65)$$

La función de transferencia de la impedancia equivalente de red, $Z_{Eqm}(s)$, se obtiene transformando de nuevo la formulación compleja a su formulación matricial equivalente con funciones reales [120].

Dada la admitancia del convertidor y la impedancia de la red, la matriz de ratio de impedancias estará definida como una función de transferencia matricial asimétrica, el sistema se formula como un sistema MIMO, cuya estabilidad se puede analizar con diferentes métodos basados en impedancia, entre ellos los diagramas de Bode y el criterio de estabilidad generalizado de Nyquist (GNC, *generalized nyquist stability criterion*). Ambos métodos requieren obtener la matriz de ratio de impedancias $L_m(s)$, definida en la expresión (4.62).

4.6.1 Análisis de estabilidad con diagramas de Bode (SRF-PLL)

El análisis de estabilidad basado en la respuesta en frecuencia de la matriz característica $L_m(s)$ tiene algunas limitaciones al aplicarse a un sistema MIMO. Los criterios de estabilidad asociados a los diagramas de Bode, solo tienen aplicación directa cuando, tanto la matriz de admitancia del convertidor, como la matriz de impedancia de la red, son diagonales dominantes. Si las matrices de impedancia son asimétricas, como en el caso de estudio, la estabilidad del sistema se debe analizar en función de las respuestas de frecuencia de los valores propios de la matriz ratio de impedancias, $\lambda_1(s)$ y $\lambda_2(s)$, que se calcularán resolviendo:

$$\det [\lambda(s)I_m - L_m(s)] = \det [\lambda(s)I_m - Z_{Eqm}(s)Y_{CLm}(s)] = 0 \quad (4.66)$$

Para obtener primero los valores propios de la matriz $L_m(s)$, y después su respuesta en frecuencia, se considera una red que presenta los parámetros de la Tabla 4.3.

Tabla 4-3 Parámetros de los elementos de red

Parámetro	Símbolo	Valor
Relación de cortocircuito	SCR	4
Ratio X/R de red	X/R	10
Inductancia de red	L_g	188,49 μH
Resistencia de red	R_g	0,0059 Ω
Condensador del filtro LC	C_f	800 μF
Inductancia del transformador	L_{2t}	33,2 μH
Resistencia del transformador	R_{2t}	0,0012 Ω

Con un ancho de banda de la PLL de 150 Hz, se analiza la estabilidad del convertidor considerando el efecto de esta dinámica y sin tenerla en cuenta.

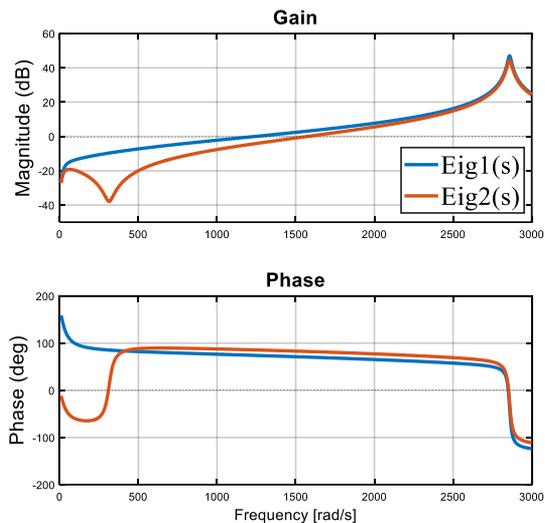


Figura 4.43 Respuesta en frecuencia de los valores propios en el dominio $d-q$, sin efecto de la dinámica de la PLL

Se obtienen los diagramas de Bode de los valores propios para caso siendo el presentado en la Figura 4.43 el correspondiente a no incluir la influencia de la

dinámica PLL. En este caso, la fase de ambos valores propios, $\lambda_1(s)$ y $\lambda_2(s)$, nunca cruza -180° lo que implica que el convertidor es estable.

En la Figura 4.44, incluyendo el efecto de la PLL, uno de los valores propios permanece estable mientras que el otro, muestra inestabilidad. La magnitud del valor propio $\lambda_1(s)$ es positiva con 0,76 dB cuando la fase cruza -180° a 121 Hz (760,27 rad/s). Esto indica que el sistema es inestable pero bastante cerca del límite estable, lo que implica que el sistema presentará resonancias cercanas a los 121 Hz de frecuencia de cruce de fase. Este aspecto se reflejará en los ensayos de simulación del apartado 4.7.

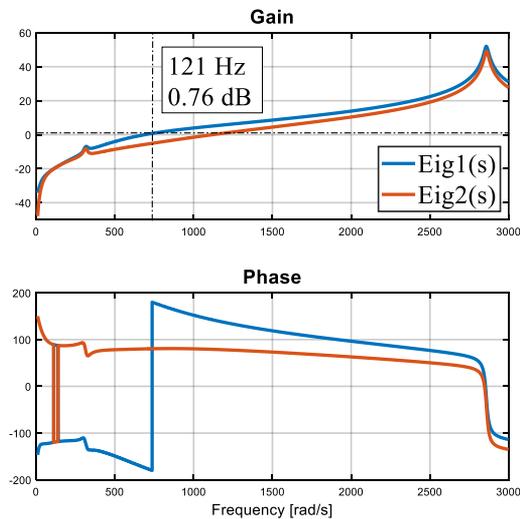


Figura 4.44 Respuesta en frecuencia de los valores propios en el dominio $d-q$, con efecto de la dinámica de la PLL

El análisis de los Bodes de los valores propios puede complicarse en el caso de que haya varias frecuencias de cruce de ganancia, donde el criterio de estabilidad no se puede aplicar con la prueba de margen de fase simple.

4.6.2 Análisis de estabilidad con el método generalizado de Nyquist (SRF-PLL)

El criterio generalizado de Nyquist, GNC, es el método más extendido para estudiar la estabilidad de un sistema de matrices de transferencia MIMO [128][129]. A continuación, se describe brevemente el GNC que facilita ese análisis, aunque se puede consultar con más detalle en [130].

Para el GNC, el sistema es estable si y solo si las curvas de Nyquist para sistemas MIMO de los valores propios de $L_m(s)$ no rodean el punto crítico $(-1,0)$ con la condición de que ambos subsistemas que forman ese ratio de impedancias sean independientemente estables [131]. A partir de la respuesta en frecuencia de los valores propios del ratio de impedancias, si las magnitudes de ambos son negativas cuando la fase cruza -180° , implica que estos nunca rodean $(-1, 0)$ en las curvas de Nyquist, y el sistema VSC es estable. Si una de las magnitudes de los valores propios es positiva para la frecuencia de cruce de fase, rodeando el $(-1, 0)$ del diagrama de Nyquist, indica un sistema inestable con un margen de fase negativo.

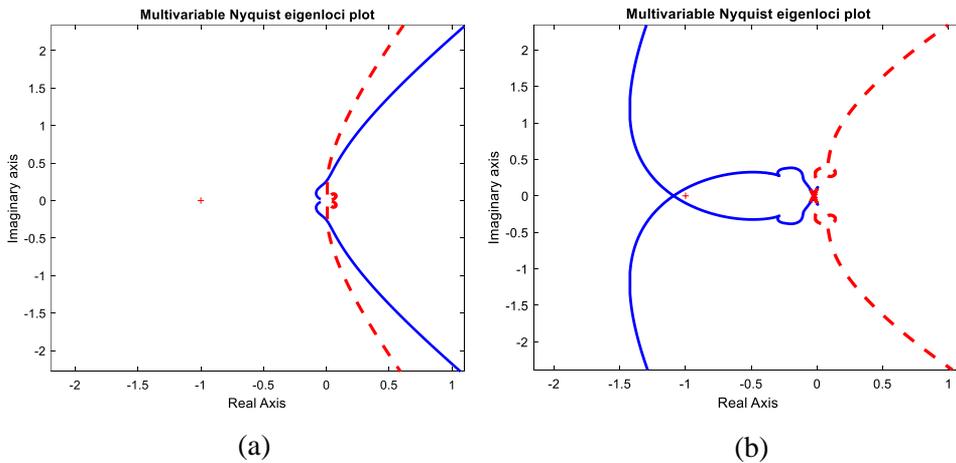


Figura 4.45 Diagramas de Nyquist para los valores propios del ratio de impedancias. (a) sin efecto de la dinámica de la PLL, (b) con efecto de la dinámica de la PLL.

Teniendo en cuenta los mismos casos analizados con los diagramas de Bode en el apartado previo, con un ancho de banda de la PLL fijado en 150 Hz, la Figura 4.45 muestran las curvas de Nyquist para los valores propios de la matriz de ratio de impedancias, mostrando que solo en el caso con la influencia de la dinámica de la PLL, Figura 4.45(b), el sistema se vuelve inestable al rodear (-1,0).

4.7 Resultados de simulación

Durante la etapa de simulación, se verifica el funcionamiento de la estructura de sincronización en presencia de una PLL con ancho de banda creciente. Los parámetros del convertidor y la red incluidos en las Tablas 4.1 y 4.2 configuran el escenario de simulación. El ancho de banda de la PLL se va incrementando desde 30 Hz a 200 Hz.

La Figura 4.46 muestra los resultados de la simulación de voltaje en el PCC y corriente del convertidor con el esquema de sincronización tradicional SRF-PLL. Puede apreciarse en la Figura 4.46(a) que el sistema es estable para un ancho de banda PLL de 30 Hz. Al aumentar el ancho de banda PLL a 150 Hz, las oscilaciones se pueden ver en la Figura 4.46(b), lo cual es consistente con el análisis en el dominio de frecuencia en la Figura 4.44 y las curvas de Nyquist de la Figura 4.45(b) que confirmaban la inestabilidad en el convertidor para esa dinámica de la PLL. La Figura 4.46(c) muestra un cambio brusco del ancho de banda de la PLL de 30 a 200 Hz en el instante de tiempo de 2,2 s en el que el sistema VSC se vuelve inestable.

Para confirmar aún más la predicción de estabilidad, la Figura 4.47 muestra el espectro armónico de la Figura 4.46(b), donde se pueden observar dos componentes resonantes principales a 72 Hz y 172 Hz. Si el sistema contiene una oscilación no amortiguada a 172 Hz en el sistema de referencia estacionario $\alpha\text{-}\beta$, esta frecuencia de oscilación se dará en 122 Hz en el sistema de referencia giratorio $d\text{-}q$, de acuerdo al desplazamiento frecuencial entre dominios determinado por la expresión (4.14).

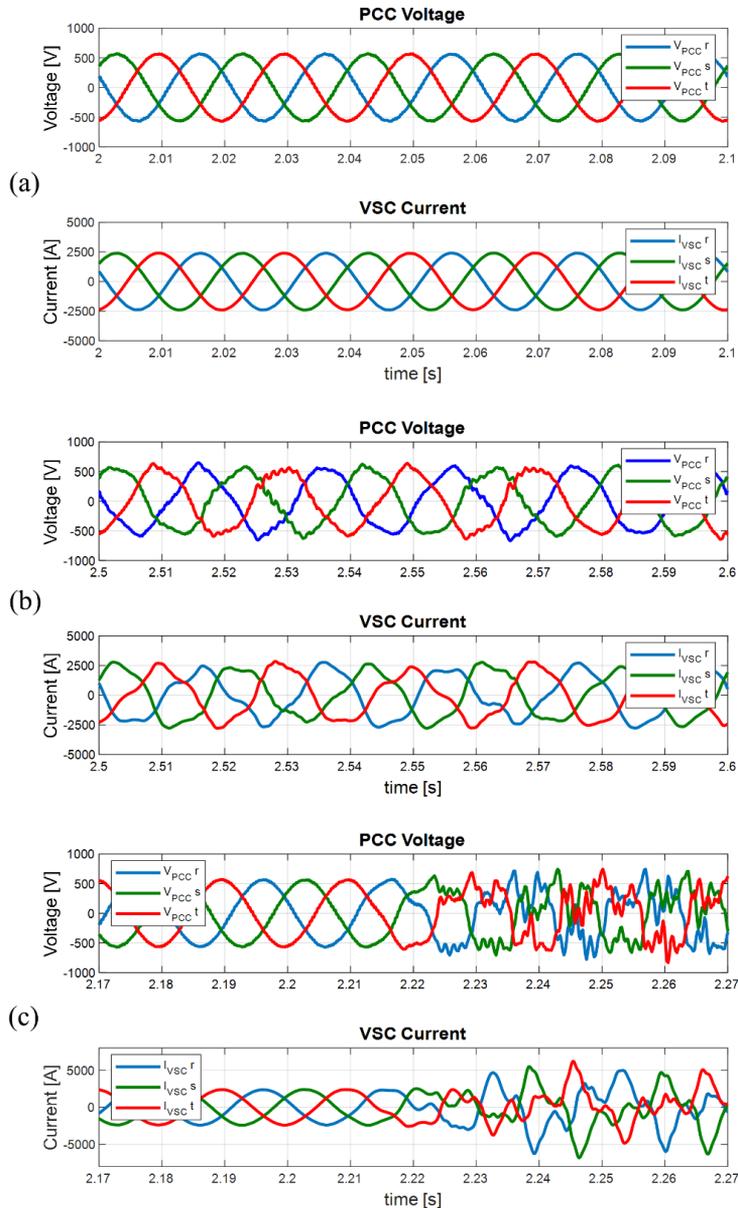


Figura 4.46 Tensión en el PCC y corriente en el VSC para un control de corriente en el dominio $d-q$ con un sistema de sincronización SRF-PLL. (a) $f_{PLL BW} = 20$ Hz, (b) $f_{PLL BW} = 150$ Hz, (c) $f_{PLL BW} = 200$ Hz

Debido al efecto de acoplamiento de frecuencia de la PLL [39], una única perturbación de frecuencia impuesta al convertidor conectado a la red generará respuestas a dos frecuencias que están separadas por el doble de frecuencia fundamental (100 Hz), por lo que la oscilación a 72 Hz también queda justificada. Las dos frecuencias de resonancia en el sistema de referencia estacionario se dan con aproximadamente $\pm \omega_l$ respecto de la frecuencia de cruce de fase de los bodes de la Figura 4.44 en el sistema de referencia $d-q$, confirmando el efecto de acoplamiento de frecuencia.

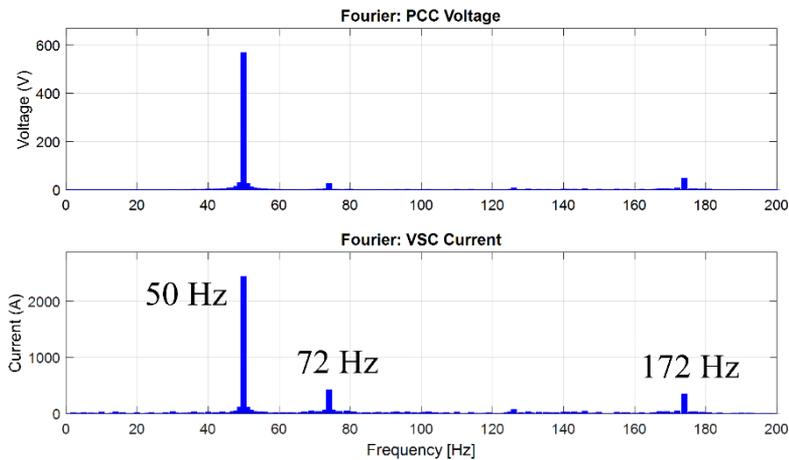


Figura 4.47 Espectro armónico de las formas de onda simuladas ($f_{\text{PLL BW}} = 150$ Hz)

4.8 Conclusiones

Este capítulo aborda los problemas de estabilidad asociados con la dinámica de los sistemas de sincronización de los convertidores conectados a redes débiles.

Se ha desarrollado el modelo en el dominio $\alpha\text{-}\beta$ de un convertidor VSC de dos niveles con control de corriente de secuencias separadas en coordenadas síncronas y se ha justificado la estabilidad del control de corriente con una parametrización base que no contempla de inicio problemas asociados a la dinámica del sistema de sincronización.

Posteriormente, un modelo simplificado del convertidor en el dominio $d-q$, integrando la inductancia del lado inversor del filtro LCL, que permite obtener por separado las funciones de transferencia del control de corriente y de la admitancia de salida del convertidor, se ha completado con la influencia en pequeña señal de un sistema de sincronización tradicional SRF-PLL.

El análisis basado en impedancias del efecto de la dinámica del sistema de sincronización, revela inestabilidad para PLLs muy rápidas en una red débil de SCR=4. Se detalla el modelo de pequeña señal de la estructura de sincronización y su interacción con el lazo de control de corriente y la impedancia de la red y se analiza un modelo de matrices de impedancia asimétrica, formulado como un sistema MIMO, basado en el criterio de estabilidad de impedancia.

El estudio llevado a cabo permite llegar a las siguientes conclusiones:

- El modelo de impedancia del convertidor permite obtener la función de transferencia de la admitancia del convertidor dependiente de los parámetros internos de control y facilita la integración de elementos pasivos externos, serie o paralelo, para el análisis de la interacción del convertidor con redes débiles.
- La respuesta en frecuencia de la admitancia del convertidor para diferentes dinámicas de la PLL, pone en evidencia los márgenes de posible inestabilidad en base a criterios de pasividad de convertidor.
- La reducción del ancho de banda equivalente del sistema de sincronización permitirá limitar la posibilidad de excitar un circuito resonante externo con un comportamiento de resistencia negativa de la salida del convertidor.
- El método GNC se puede utilizar para predecir la estabilidad del sistema basándose en las impedancias del inversor y de la red en el sistema de referencia síncrono. Los resultados de simulación validan el análisis de estabilidad basado en los diagramas de Bode y en las curvas de Nyquist de los valores propios de la matriz de ratio de impedancias.
- El análisis de los valores propios del ratio de impedancias en el diagrama de Bode, es en realidad, equivalente al análisis a través de criterio de Nyquist para sistemas multivariable (GNC).

Capítulo 5.

Impacto en la estabilidad del FQSG-PLL

El capítulo 4 ha puesto de manifiesto la influencia de la dinámica de un sistema de sincronización convencional basado en SRF-PLL en la estabilidad de un VSC con control de corriente conectado a una red débil. Para resolver el efecto negativo, se propone la estructura de sincronización con pre-filtro presentada en el capítulo 3, basada en un generador de señal en cuadratura filtrada (FQSG), para mejorar la dinámica del funcionamiento del controlador. El modelo de impedancia de pequeña señal, implementado como un sistema de múltiples entradas y múltiples salidas MIMO en el dominio $d-q$, caracteriza el efecto de la dinámica FQSG-PLL en el lazo de control de corriente. A partir de él, el análisis basado en impedancia muestra la reducción de los problemas de estabilidad del convertidor. Los resultados del análisis se verifican mediante simulaciones en el dominio del tiempo y mediante pruebas experimentales en un banco de pruebas de convertidores de 2 MW.

Las partes principales de este capítulo se han publicado en el artículo de revista "Pre-filtered synchronization structure for grid-connected power converters to reduce the stability impact of PLL dynamics," en *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2020.

5.1 Función de transferencia del prefiltro FQSG en el dominio d - q

Para analizar la influencia del pre-filtro en la estabilidad del convertidor en pequeña señal, es necesario incorporar su modelo al desarrollado para la estructura SRF-PLL en el apartado 4.4. La etapa de filtrado se define en el sistema de referencia estacionario con entrada de voltaje en α - β y el primer paso es establecer su función de transferencia en el sistema de referencia síncrono d - q de acuerdo con la estructura de sincronización que se muestra en la Figura 5.1, donde la PLL sincroniza con la tensión de secuencia positiva de la red.

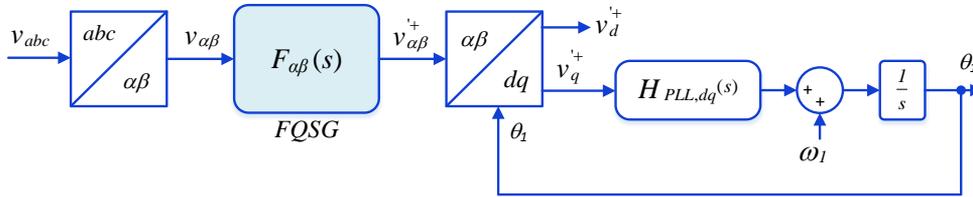


Figura 5.1 Estructura de sincronización con pre-filtro FQSG

La estimación de ángulo para aplicar la transformada de Park de la figura, θ_1 , es independiente del estimador de frecuencia propio del FQSG. Para este estudio, se considera que la frecuencia de resonancia del filtro FQSG es constante e igual a la frecuencia nominal, ω_1 .

En el capítulo 3, concretamente en la expresión (3.15), se presenta la función de transferencia, en el dominio α - β , de las componentes de secuencia positiva detectadas por el bloque FQSG, $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^{+}$, respecto al vector de tensión de entrada, $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$.

$$\frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta}^{+}}{\mathbf{v}_{\alpha\beta}} = \frac{k_{FQSG}\omega_1}{s^2 + 2k_{FQSG}\omega_1 s + \omega_1^2} \begin{bmatrix} s & -\omega_1 \\ \omega_1 & s \end{bmatrix} = F_{\alpha\beta}(s) \quad (5.1)$$

La simetría de la matriz de transferencia permite expresar la función $F_{\alpha\beta}(s)$ como una función de transferencia en el campo complejo con la misma transformación

presentada en las expresiones (4.51) y (4.52) del capítulo previo. Se considera la constante de atenuación $k = k_{FQSG}$.

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta}(s) = \frac{k\omega_1}{s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2} \begin{bmatrix} s & -\omega_1 \\ \omega_1 & s \end{bmatrix} = \frac{k\omega_1(s + j\omega_1)}{s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2} \quad (5.2)$$

La transformación de coordenadas estacionarias, dominio α - β , a coordenadas giratorias con una frecuencia de rotación ω_1 , dominio d - q , se puede establecer con un desplazamiento de frecuencia $s \rightarrow s + j\omega_1$ que permite obtener la función de transferencia $\mathbf{F}_{dq}(s)$ [120].

$$\mathbf{F}_{dq}(s) = e^{-j\omega_1 t} \mathbf{F}_{\alpha\beta}(s) e^{j\omega_1 t} = \mathbf{F}_{\alpha\beta}(s + j\omega_1) \quad (5.3)$$

La matriz de transferencia $\mathbf{F}_{\alpha\beta}(s + j\omega_1)$ es desarrollada a partir de la expresión (5.2):

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta}(s + j\omega_1) = \mathbf{F}_{dq}(s) = \frac{k\omega_1(s + j2\omega_1)[(s^2 + 2sk\omega_1) - j(2s\omega_1 + 2k\omega_1^2)]}{s^4 + 4k\omega_1 s^3 + (4k^2\omega_1^2 + 4\omega_1^2)s^2 + 8ks\omega_1^3 + 4k^2\omega_1^4} \quad (5.4)$$

Finalmente, se obtiene la función de transferencia del pre-filtro FQSG, en el dominio d - q y basada en vectores espaciales reales, pasando del campo complejo a una nueva función matricial. A continuación, se define esa matriz de transferencia y se identifican cada uno de sus términos.

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta}(s + j\omega_1) = \mathbf{F}_{dq}(s) = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} = \left. \begin{matrix} \mathbf{v}_{dq}^+ \\ \mathbf{v}_{dq}^- \end{matrix} \right|_{\theta_1 = \omega_1 t} \quad (5.5)$$

$$F_{11}(s) = F_F(s)(s^3 + 2k\omega_1 s^2 + 4s\omega_1^2 + 4k\omega_1^3) = F_{22}(s) \quad (5.6)$$

$$F_{12}(s) = -F_F(s)2ks\omega_1^2 = -F_{21}(s) \quad (5.7)$$

$$F_F(s) = \frac{k\omega_1}{s^4 + 4k\omega_1 s^3 + (4k^2 \omega_1^2 + 4\omega_1^2) s^2 + 8k s \omega_1^3 + 4k^2 \omega_1^4} \quad (5.8)$$

Las funciones de transferencia obtenidas permiten analizar el comportamiento del FQSG en el sistema de referencia síncrono. Antes de abordar el modelo de pequeña señal del sistema FQSG-PLL, se procede a justificar la equivalencia entre el filtrado en el dominio $\alpha\text{-}\beta$ con esta estructura y el filtrado en el dominio $d\text{-}q$ con otra estructura avanzada de referencia, el pre-filtrado basado en el sistema de referencia síncrono doble desacoplado (DDSRF).

5.1.1 Equivalencia entre el filtrado $\alpha\text{-}\beta$ y $d\text{-}q$

El FQSG y DDSRF mostrado en la Figura 5.2, son soluciones adecuadas para ser utilizadas, respectivamente, en la implementación de controladores de corriente en componentes estacionarias y síncronas para convertidores de potencia.

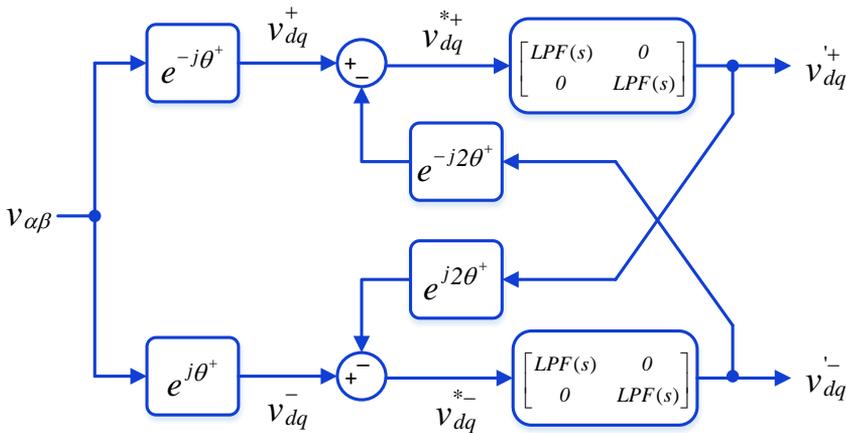


Figura 5.2 Diagrama de bloques del pre-filtro DDSRF

Las expresiones (5.5)-(5.8), deducidas para la sintonización del FQSG con una red de frecuencia constante, ω_1 , permiten establecer la respuesta dinámica de dicho esquema de prefiltrado en el dominio $d\text{-}q$.

La función de transferencia del pre-filtro DDSRF en el mismo dominio $d-q$, y basada en vectores espaciales reales, se presenta en detalle en [15][16]. La frecuencia de corte del filtro paso bajo de primer orden LPF(s), ω_f , es el parámetro fundamental incluido en la estructura. La función de transferencia de la matriz DDSRF para los componentes de la secuencia positiva, con ω_l como frecuencia detectada por el PLL, se define como sigue:

$$\left. \begin{matrix} v_{dq}^+ \\ v_{dq}^+ \end{matrix} \right|_{\theta^+ = \omega_l t} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} = H_{dq}(s) \quad (5.9)$$

$$H_{11}(s) = H(s)(s^3 + 2\omega_f s^2 + 4\omega_l^2 s + 4\omega_f \omega_l^2) = H_{22}(s) \quad (5.10)$$

$$H_{12}(s) = -H(s)2\omega_f \omega_l s = -H_{21}(s) \quad (5.11)$$

$$H(s) = \frac{\omega_f}{s^4 + 4\omega_f s^3 + 4(\omega_f^2 + \omega_l^2)s^2 + 8\omega_f \omega_l^2 s + 4\omega_f^2 \omega_l^2} \quad (5.12)$$

Siempre que $k_{FQSG} = \omega_f / \omega_l$, las expresiones (5.5) y (5.9) son iguales y, por tanto, se demuestra la equivalencia entre ambos sistemas, $F_{dq}(s) = H_{dq}(s)$. Esta situación podría implicar la misma dinámica para ambas estructuras. Sin embargo, hay que recordar que se están considerando sistemas sincronizados con una red de frecuencia constante ω_l . En realidad, la dinámica de ambas estructuras será diferente, ya que en el sistema DDSRF depende de la fase estimada por la PLL y en el sistema FQSG depende de su propia estimación de frecuencia, con una dinámica independiente de la PLL.

Esta demostración complementa la incluida en [15], donde se demuestra, en el dominio $\alpha-\beta$, que las matrices de la función de transferencia del DDSRF y del integrador generalizado de segundo orden doble (DSOGI) coinciden siempre que se cumpla que $k_{DSOGI} = 2\omega_f / \omega_l$.

5.2 Impacto del FQSG-PLL en el modelo de impedancia

Del mismo modo que en el modelo de pequeña señal de la SRF-PLL desarrollado en el capítulo 4, apartado 4.5, si Δv_{dq} es una perturbación de tensión alineada con los ejes d - q , y la fase detectada por la PLL con esa perturbación es $\theta_l = \omega_l t + \Delta\theta$, la transformación de coordenadas estacionarias a giratorias, de $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^+$ a \mathbf{v}_{dq}^+ en la Figura 5.1, se verá influenciada por la variación de fase $\Delta\theta$.

Para trasladar la función de transferencia del FQSG del dominio α - β al d - q e incorporarla al modelo de pequeña señal, es necesario aplicar la transformación de Park a ambos términos de tensión de la expresión (5.2) con el ángulo detectado dependiente de la perturbación de tensión $\theta_l = \omega_l t + \Delta\theta$. Así, se puede establecer que $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^+ = e^{j\theta_l} \mathbf{v}_{dq}^+$ y $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^+ = e^{j\omega_l t} \mathbf{v}_{dq}^+$ llegando a la siguiente relación entre la tensión de secuencia d - q medida, \mathbf{v}_{dq}^+ , y la estimada a partir del ángulo de la PLL, \mathbf{v}_{dq}^+ :

$$\mathbf{v}_{dq}^+ = e^{-j\theta_l} F_{\alpha\beta}(s) e^{j\omega_l t} \mathbf{v}_{dq}^+ = e^{-j\Delta\theta} e^{-j\omega_l t} F_{\alpha\beta}(s) e^{j\omega_l t} \mathbf{v}_{dq}^+ \quad (5.13)$$

$$\mathbf{v}_{dq}^+ = e^{-j\Delta\theta} F_{\alpha\beta}(s + j\omega_l) \mathbf{v}_{dq}^+ = e^{-j\Delta\theta} F_{dq}(s) \mathbf{v}_{dq}^+ \quad (5.14)$$

A partir de la función de transferencia del pre-filtro FQSG en el dominio d - q , detallada de la expresión (5.5) a (5.8), se consideran las perturbaciones de tensión, Δv_d y Δv_q , para obtener el modelo de pequeña señal de la estructura de sincronización FQSG-PLL.

$V_{1,dq} = V_{1d} + jV_{1q}$ es la tensión en el punto de medida y $V'_{dq} = V'_{1d} + jV'_{1q}$ es la tensión estimada por el pre-filtro, ambas en estado estacionario. Para las funciones trigonométricas se consideran ángulos pequeños y la siguiente aproximación:

$$e^{-j\Delta\theta} = \begin{bmatrix} \cos(\Delta\theta) & \sin(\Delta\theta) \\ -\sin(\Delta\theta) & \cos(\Delta\theta) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & \Delta\theta \\ -\Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

La expresión (5.16) se obtiene de llevar la expresión (5.15) a la (5.14).

$$\begin{bmatrix} V'_d + \Delta v'_d \\ V'_q + \Delta v'_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & \Delta\theta \\ -\Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1d} + \Delta v_d \\ V_{1q} + \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Un modelo de pequeña señal de una PLL convencional, en el sistema de referencia síncrono, como ya reflejaba la expresión (4.39), establece la relación (5.17) entre el error de voltaje $\Delta v'_q$, causado por la perturbación Δv_q , y la variación de fase $\Delta\theta$, detectada por la PLL de función de transferencia $H_{PLL,dq}(s) = k_{p,PLL} + k_{i,PLL}/s$:

$$\Delta\theta = H_{PLL,dq}(s) \Delta v'_q \frac{1}{s} \quad (5.17)$$

Sustituyendo (5.17) en (5.16), cancelando los valores en estado estacionario y despreciando los productos entre términos incrementales, la siguiente ecuación muestra el error de ángulo como una función de la perturbación en la tensión de la red en el dominio d - q , Δv_{dq} :

$$\Delta\theta = \frac{H_{PLL,dq}(s) F_{21} \Delta v_d + H_{PLL,dq}(s) F_{22} \Delta v_q}{s + H_{PLL,dq}(s) (F_{11} V_{1d} + F_{12} V_{1q})} \quad (5.18)$$

donde, se agrupan términos en dos funciones identificadas por $F_{PLL1}(s)$ y $F_{PLL2}(s)$:

$$F_{PLL1}(s) = \frac{H_{PLL,dq}(s) F_{21}}{s + H_{PLL,dq}(s) (F_{11} V_{1d} + F_{12} V_{1q})} \quad (5.19)$$

$$F_{PLL2}(s) = \frac{H_{PLL,dq}(s) F_{22}}{s + H_{PLL,dq}(s) (F_{11} V_{1d} + F_{12} V_{1q})} \quad (5.20)$$

Finalmente, se deduce el modelo de pequeña señal de la PLL incluyendo la etapa de prefiltrado.

$$\Delta\theta = F_{PLL1} \Delta v_d + F_{PLL2} \Delta v_q \quad (5.21)$$

Para considerar la dinámica de la estructura FQSG-PLL en el modelo, es necesario incluir dos nuevas matrices de transferencia asociadas con la influencia, como una perturbación adicional, en la corriente de realimentación ($\Delta i_{F,dq}^*$) y en la tensión de referencia del modulador ($\Delta u_{F,dq}$). Incorporando la expresión (5.21) en (4.43) y (4.46), obtenidas para el modelo de pequeña señal de la estructura SRF-PLL, se obtienen esas matrices $G_{iFm}(s)$ y $G_{uFm}(s)$:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{F,d}^* \\ \Delta i_{F,q}^* \end{bmatrix} = j\Delta\theta \mathbf{I}_{1,dq} = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta\theta \\ \Delta\theta & 0 \end{bmatrix} \mathbf{I}_{1,dq} = \underbrace{\begin{bmatrix} -F_{PLL1}(s)I_{1q} & -F_{PLL2}(s)I_{1q} \\ F_{PLL1}(s)I_{1d} & F_{PLL2}(s)I_{1d} \end{bmatrix}}_{G_{iFm}(s)} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{F,d} \\ \Delta u_{F,q} \end{bmatrix} = j\Delta\theta \mathbf{U}_{1,dq} = \underbrace{\begin{bmatrix} -F_{PLL1}(s)V_{1q} & -F_{PLL2}(s)V_{1q} \\ F_{PLL1}(s)V_{1d} & F_{PLL2}(s)V_{1d} \end{bmatrix}}_{G_{uFm}(s)} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

El esquema de control de corriente, integrando el modelo de pequeña señal de la estructura FQSG-PLL, se presenta en la Figura 5.3.

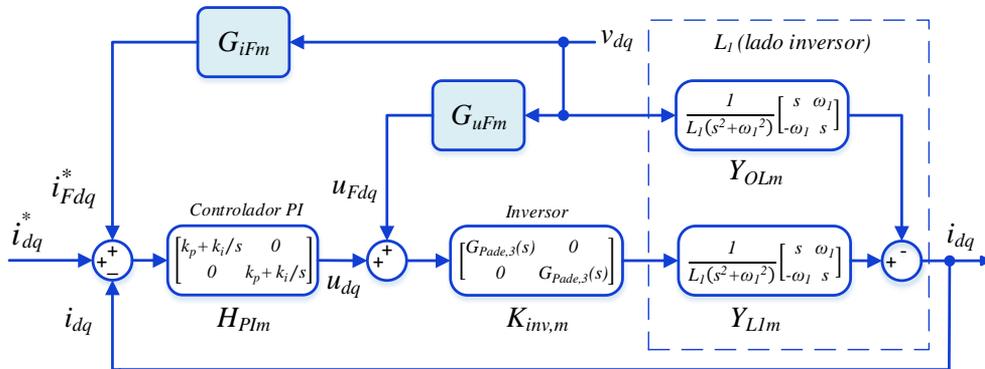


Figura 5.3 Diagrama de bloques de matrices de transferencia (dominio d - q) con efecto del sistema FQSG-PLL incluido

Una vez incorporadas las matrices $G_{iFm}(s)$ y $G_{uFm}(s)$, el esquema de la figura permite obtener una admitancia $Y_{Fm}(s)$ que incorpora la dinámica asimétrica provocada por el sistema de sincronización FQSG-PLL y modifica la corriente de salida del convertidor i_{dq} de la forma siguiente:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = G_{CLm}(s) \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - Y_{Fm}(s) \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

Las funciones matriciales de control de corriente $G_{CLm}(s)$ y de admitancia de salida del convertidor $Y_{Fm}(s)$, se pueden obtener mediante técnicas de reducción de bloques. En el caso de las funciones de control de corriente en lazo abierto y cerrado, $G_{OLm}(s)$ y $G_{CLm}(s)$, no influye la dinámica de la PLL y se puede demostrar de la misma forma que en el apartado 4.5 del capítulo 4. Estas funciones de transferencia están definidas en las expresiones (4.57) y (4.58).

Para la obtención de $Y_{Fm}(s)$ se establecen varias admitancias en paralelo. Por un lado la función de transferencia asociada a la inductancia lado convertidor del filtro, $Y_{OLm}(s) = Y_{L1m}(s)$, que junto con la admitancia asociada a la perturbación por efecto de la FQSG-PLL en la referencia de tensión del modulador, forman la admitancia $Y_{OLFm}(s)$:

$$Y_{OLFm}(s) = Y_{OLm}(s) - G_{uFm}(s) K_{inv,m}(s) Y_{L1m}(s) \quad (5.25)$$

Por otro lado, a la admitancia anterior se le suma la asociada a la perturbación por efecto de la PLL en la realimentación de corriente, para obtener $Y_{Fm}(s)$:

$$Y_{Fm}(s) = [I_m + G_{OLm}(s)]^{-1} Y_{OLFm}(s) - G_{CLm}(s) G_{iFm}(s) \quad (5.26)$$

Para analizar la influencia de la etapa de prefiltrado FQSG en la admitancia de salida del convertidor se considera la parametrización de la Tabla 4.1 para el VSC y su control de corriente. Además, se configura el sistema de sincronización con los parámetros presentados en la Tabla 5.1.

Tabla 5-1 Parámetros del sistema de sincronización FQSG-PLL

Parámetro	Símbolo	Valor
Corriente de salida, régimen estacionario (eje d)	I_{1d}	2.485 A
Corriente de salida, régimen estacionario (eje q)	I_{1q}	0 A
Ganancia proporcional PLL (BW = 80 Hz)	$k_{p,PLL}$	502,6
Ganancia integral PLL (BW = 80 Hz)	$k_{i,PLL}$	$126,3 \cdot 10^3$
Constante de amortiguamiento (FQSG)	k_{FQSG}	0,35
Frecuencia resonancia (FQSG)	ω_1	$2 \cdot \pi \cdot 50$ rad/s

Considerando una PLL con 80 Hz de ancho de banda, la Figura 5.4 muestra los diagramas de Bode de las componentes de la admitancia $Y_{dd}(s)$, $Y_{dq}(s)$, $Y_{qd}(s)$ y $Y_{qq}(s)$, antes y después de incluir la etapa de pre-filtrado.

Por un lado, los bodes evidencian la asimetría de la matriz de admitancia del convertidor para los dos sistemas de sincronización, lo que obliga al análisis de estabilidad basado en un sistema MIMO en el dominio $d-q$.

Como se presenta en el capítulo anterior, la presencia de la PLL ha demostrado una tendencia a la inestabilización del convertidor en función del ancho de banda de la misma, dando lugar a admitancias negativas para un amplio rango de frecuencias, o lo que es lo mismo, con fase superior a 90° , especialmente en la componente $Y_{qq}(s)$. Sin embargo, la respuesta de frecuencia con FQSG-PLL demuestra claramente una disminución considerable de fase dentro de este rango de frecuencias, donde la fase de la admitancia asegura la pasividad del convertidor, ya que mientras se encuentre entre $+90^\circ$ y -90° , la parte real de la admitancia será positiva y el sistema tenderá a atenuar cualquier resonancia externa. Si todos los elementos externos al control del inversor son elementos pasivos, el sistema no será nunca inestable. Por tanto, el FQSG elimina las posibles inestabilidades que el comportamiento negativo de la resistencia podría producir en frecuencias dentro del margen de ancho de banda del PLL.

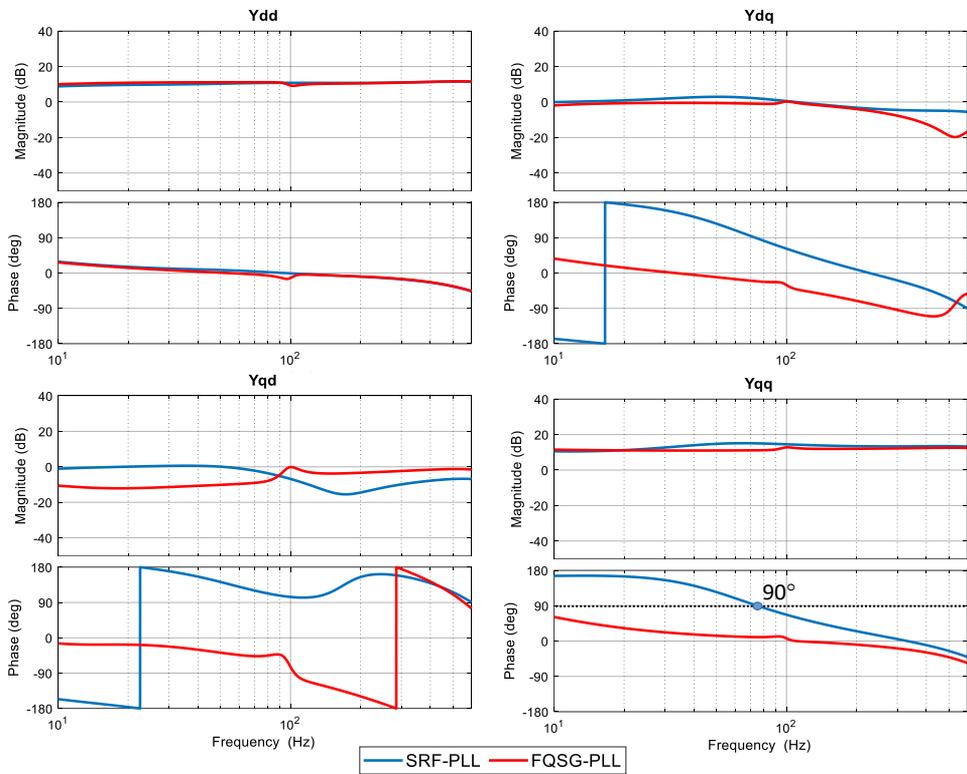


Figura 5.4 Bodes de admitancias de convertidor con efecto del pre-filtro, $f_{PLLBW} = 80$ Hz

5.3 Modelo de pequeña señal del FQSG y su estimador de frecuencia

Una pequeña perturbación en la tensión de red donde $V_{\alpha\beta}[\omega_1]$ representa las componentes fundamentales del vector $v_{\alpha\beta}$, se expresará según (5.27) en un sistema de referencia estacionario.

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = \mathbf{V}_{\alpha\beta}[\omega_I] + \Delta\mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (5.27)$$

A su vez, esta perturbación provocará errores en la estimación de la secuencia positiva de la tensión de red y en la frecuencia del sistema de sintonización de la etapa de prefiltrado, que el modelo presentado en el apartado 5.2 despreciaba.

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^{\prime+} = \mathbf{V}_{\alpha\beta}^{\prime+}[\omega_I] + \Delta\mathbf{v}_{\alpha\beta}^{\prime+} \quad (5.28)$$

$$\omega = \omega_I + \Delta\omega \quad (5.29)$$

En (5.30) se considera la función de transferencia del filtro FQSG para la tensión estimada de secuencia positiva y se va a obtener el modelo de pequeña señal, incluyendo el error en la estimación de frecuencia, como paso previo para resolver su auto-sintonización con el bloque estimador de frecuencia presentado en el apartado 3.3.2 del capítulo 3. La frecuencia angular ω es la salida del bloque de estimación de frecuencia, que será igual a la frecuencia fundamental ω_I en una red ideal:

$$\frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta}^{\prime+}}{\mathbf{v}_{\alpha\beta}} = \frac{k_{FQSG} \omega}{s^2 + 2k_{FQSG} \omega s + \omega^2} \begin{bmatrix} s & -\omega \\ \omega & s \end{bmatrix} = F_{\alpha\beta}(s) \quad (5.30)$$

Sustituyendo (5.27), (5.28) y (5.29) en la expresión (5.30), considerando $k = k_{FQSG}$ y despreciando los términos que incluyen el producto entre valores incrementales asociados a la perturbación de tensión de entrada, se obtiene la siguiente relación para la tensión de salida en α :

$$\begin{aligned} & (V_{\alpha}^{\prime+}[\omega_I] + \Delta v_{\alpha}^{\prime+})(s^2 + 2k\omega_I s + \omega_I^2 + 2k\Delta\omega s + 2\omega_I\Delta\omega) = \\ & k(\omega_I + \Delta\omega)s(V_{\alpha}[\omega_I] + \Delta v_{\alpha}) - k(\omega_I + \Delta\omega)^2(V_{\beta}[\omega_I] + \Delta v_{\beta}) \end{aligned} \quad (5.31)$$

Si el sistema está sincronizado a una frecuencia de red constante, $\omega = \omega_1$, y se considera la magnitud de la tensión normalizada a la tensión nominal, se cumplen (5.32) y (5.33).

$$V_\alpha^+[\omega_1](s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2) = k\omega_1 s V_\alpha[\omega_1] - k(\omega_1)^2 V_\beta[\omega_1] \quad (5.32)$$

$$\frac{2k\omega_1 s}{(s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} V_\alpha[\omega_1] = \frac{2k\omega_1 s}{(s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} V_\beta[\omega_1] = 1 \quad (5.33)$$

Operando con las ecuaciones anteriores, se obtienen las expresiones (5.34) y (5.35) para el error en la tensión de secuencia positiva estimada ($\Delta v_\alpha'^+$), a partir de las perturbaciones en coordenadas estacionarias de la tensión medida ($\Delta v_{\alpha\beta}$) y el error en la estimación de la frecuencia por parte del sistema de sincronización ($\Delta\omega$).

$$\begin{aligned} \Delta v_\alpha'^+ &= \frac{k\omega_1 s}{(s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} \Delta v_\alpha - \frac{k(\omega_1)^2}{(s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} \Delta v_\beta \\ &+ \frac{\Delta\omega (s^2 - \omega_1^2 - 2\omega_1 s - 2k\omega_1^2)}{2\omega_1 (s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} \end{aligned} \quad (5.34)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_\beta'^+ &= \frac{k(\omega_1)^2}{(s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} \Delta v_\alpha + \frac{k\omega_1 s}{(s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} \Delta v_\beta \\ &+ \frac{\Delta\omega (s^2 - \omega_1^2 + 2\omega_1 s + 2k\omega_1^2)}{2\omega_1 (s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} \end{aligned} \quad (5.35)$$

Para simplificar, las expresiones (5.34) y (5.35) se reescriben en función de A_α y A_β .

$$\Delta v_\alpha'^+ = \frac{k\omega_1 s}{(s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} \Delta v_\alpha - \frac{k(\omega_1)^2}{(s^2 + 2k\omega_1 s + \omega_1^2)} \Delta v_\beta + \frac{\Delta\omega}{\omega_1} A_\alpha \quad (5.36)$$

$$\Delta v_{\beta}^{\prime+} = \frac{k(\omega_l)^2}{(s^2+2k\omega_l s+\omega_l^2)} \Delta v_{\alpha} + \frac{k\omega_l s}{(s^2+2k\omega_l s+\omega_l^2)} \Delta v_{\beta} + \frac{\Delta\omega}{\omega_l} A_{\beta} \quad (5.37)$$

El error de estimación de frecuencia viene del sistema de auto-sintonización del FQSG, por tanto, el paso siguiente es linealizar esa estructura.

5.3.1 Linealización del estimador de frecuencia del FQSG

En la Figura 5.5 se presenta la estructura del estimador de frecuencia del FQSG con los parámetros del regulador normalizados con la tensión nominal.

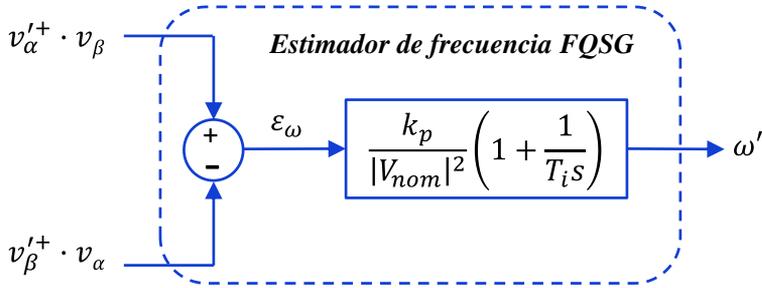


Figura 5.5 Estructura simplificada del estimador de frecuencia del FQSG

Su función de transferencia es la siguiente:

$$\omega' = \frac{k_p}{|V_{nom}|^2} \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \epsilon_{\omega} = k_p' \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) (v_{\alpha}^{\prime+} v_{\beta} - v_{\beta}^{\prime+} v_{\alpha}) \quad (5.38)$$

Aplicando los mismos criterios de linealización indicados al comienzo del apartado 5.3, se obtiene el error en frecuencia a partir de la perturbación de tensión de entrada en coordenadas estacionarias. Para simplificar, se reescribe la expresión (5.39) en función de $B_{\alpha\beta}$.

$$\Delta\omega = \frac{-2k\omega_l(k'_p s + k'_i) \omega_l (\Delta v_\alpha + \Delta v_\beta)}{s(s^2 + 2k\omega_l s + \omega_l^2) + \omega_l s(2ks + 2\omega_l) + 4k\omega_l(k'_p s + k'_i)} \quad (5.39)$$

$$\Delta\omega = B_{\alpha\beta} \omega_l (\Delta v_\alpha + \Delta v_\beta) \quad (5.40)$$

Sustituyendo en (5.36) y (5.37), se obtiene el modelo completo de pequeña señal del pre-filtro FQSG con estimador de frecuencia incluido.

$$\Delta v_\alpha'^+ = \left(\frac{k\omega_l s}{(s^2 + 2k\omega_l s + \omega_l^2)} + B_{\alpha\beta} A_\alpha \right) \Delta v_\alpha + \left(B_{\alpha\beta} A_\alpha - \frac{k(\omega_l)^2}{(s^2 + 2k\omega_l s + \omega_l^2)} \right) \Delta v_\beta \quad (5.41)$$

$$\Delta v_\beta'^+ = \left(B_{\alpha\beta} A_\beta + \frac{k(\omega_l)^2}{(s^2 + 2k\omega_l s + \omega_l^2)} \right) \Delta v_\alpha + \left(\frac{k\omega_l s}{(s^2 + 2k\omega_l s + \omega_l^2)} + B_{\alpha\beta} A_\beta \right) \Delta v_\beta \quad (5.42)$$

Se realiza una última agrupación de términos con las funciones $F_{11\omega}$, $F_{12\omega}$, $F_{21\omega}$ y $F_{22\omega}$ llegando a la función de transferencia matricial de la expresión (5.45).

$$\Delta v_\alpha'^+ = F_{11\omega} \Delta v_\alpha + F_{12\omega} \Delta v_\beta \quad (5.43)$$

$$\Delta v_\beta'^+ = F_{21\omega} \Delta v_\alpha + F_{22\omega} \Delta v_\beta \quad (5.44)$$

$$\frac{\mathbf{v}'_{\alpha\beta}}{\mathbf{v}_{\alpha\beta}} = \begin{bmatrix} F_{11\omega} & F_{12\omega} \\ F_{21\omega} & F_{22\omega} \end{bmatrix} = F_\omega(s) \quad (5.45)$$

Siguiendo un procedimiento análogo al realizado con la función de transferencia (5.1) en el apartado 5.1, se establece un desplazamiento de frecuencia $s \rightarrow s + j\omega_l$ que permite obtener la función de transferencia $F_{\omega dq}(s)$ en el sistema de referencia giratorio.

$$F_{\omega}(s + j\omega_l) = F_{\omega dq}(s) = \begin{bmatrix} F_{11\omega dq} & F_{12\omega dq} \\ F_{21\omega dq} & F_{22\omega dq} \end{bmatrix} \quad (5.46)$$

El impacto de la estructura FQSG-PLL en el modelo de impedancia, detallado en el apartado 5.2, se completa con la incorporación del modelo de pequeña señal del estimador de frecuencia. En la expresión (5.16) se sustituye la matriz de transferencia $F_{dq}(s)$ por $F_{\omega dq}(s)$, obteniéndose la expresión (5.47).

$$\begin{bmatrix} V'_d + \Delta v'_d \\ V'_q + \Delta v'_q \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} 1 & \Delta\theta \\ -\Delta\theta & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11\omega dq} & F_{12\omega dq} \\ F_{21\omega dq} & F_{22\omega dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1d} + \Delta v_d \\ V_{1q} + \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

Como ya se indicaba en la expresión (5.17), el modelo de pequeña señal de la PLL permite establecer la relación entre la perturbación en la tensión medida en el eje q ($\Delta v'_q$) con el error de estimación de ángulo $\Delta\theta$. Desarrollando (5.47) e igualando a (5.17) se obtiene la relación definitiva entre las perturbaciones de tensión de red medidas y el error en el ángulo estimado.

$$\begin{aligned} \Delta v'_q = & -F_{11\omega dq} \Delta\theta V_{1d} + F_{22\omega dq} \Delta\theta V_{1d} - F_{21\omega dq} \Delta\theta V_{1q} - F_{12\omega dq} \Delta\theta V_{1q} \\ & + F_{21\omega dq} \Delta v_d + F_{22\omega dq} \Delta v_q \end{aligned} \quad (5.48)$$

$$\Delta\theta = \frac{H_{PLL,dq}(s) [F_{21\omega dq} \Delta v_d(s) + F_{22\omega dq} \Delta v_q(s)]}{s + H_{PLL,dq}(s) [(F_{11\omega dq} - F_{22\omega dq})V_{1d} + (F_{21\omega dq} + F_{12\omega dq})V_{1q}]} \quad (5.49)$$

Por tanto, la expresión equivalente a la (5.21) que incorpora el modelo de pequeña señal del estimador de frecuencia, sustituye F_{PLL1} y F_{PLL2} por $F_{PLL1\omega dq}$ y $F_{PLL2\omega dq}$, respectivamente.

$$\Delta\theta = F_{PLL1\omega dq} \Delta v_d + F_{PLL2\omega dq} \Delta v_q \quad (5.50)$$

Se obtienen dos nuevas matrices de transferencia asociadas con la influencia, como una perturbación adicional, en la corriente de realimentación ($\Delta \mathbf{i}_{F,dq}^*$) y en la tensión de referencia del modulador ($\Delta \mathbf{u}_{F,dq}$). Incorporando la expresión (5.50) en (5.22) y (5.23), obtenidas para el modelo de pequeña señal de la estructura FQSG-PLL:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{F,d}^* \\ \Delta i_{F,q}^* \end{bmatrix} = j\Delta\theta \mathbf{I}_{1,dq} = \underbrace{\begin{bmatrix} -F_{PLL1\omega dq}(s) I_{1q} & -F_{PLL2\omega dq}(s) I_{1q} \\ F_{PLL1\omega dq}(s) I_{1d} & F_{PLL2\omega dq}(s) I_{1d} \end{bmatrix}}_{G_{iF\omega dqm}(s)} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta u_{F,d} \\ \Delta u_{F,q} \end{bmatrix} = j\Delta\theta \mathbf{U}_{1,dq} = \underbrace{\begin{bmatrix} -F_{PLL1\omega dq}(s) V_{1q} & -F_{PLL2\omega dq}(s) V_{1q} \\ F_{PLL1\omega dq}(s) V_{1d} & F_{PLL2\omega dq}(s) V_{1d} \end{bmatrix}}_{G_{uF\omega dqm}(s)} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (5.52)$$

Se incorporan las matrices $G_{iF\omega dqm}(s)$ y $G_{uF\omega dqm}(s)$ al modelo de control de corriente de forma análoga a como se presenta en la Figura 5.3 y se calculan las funciones de control de corriente y admitancia de salida de convertidor siguiendo el procedimiento detallado en el apartado 5.2.

Tabla 5-2 Parámetros del FQSG-PLL con estimador de frecuencia

Parámetro	Símbolo	Valor
Corriente de salida, régimen estacionario (eje d)	I_{1d}	2.485 A
Corriente de salida, régimen estacionario (eje q)	I_{1q}	0 A
Ganancia proporcional PLL (BW = 150 Hz)	$k_{p,PLL}$	942,5
Ganancia integral PLL (BW = 150 Hz)	$k_{i,PLL}$	$444,1 \cdot 10^3$
Constante de amortiguamiento (FQSG)	k_{FQSG}	0,35
Frecuencia resonancia (FQSG)	ω_1	$2 \cdot \pi \cdot 50$
Ganancia proporcional (estimador frecuencia)	k_p'	$3,15 \cdot 10^{-6}$
Ganancia integral (estimador frecuencia)	k_i'	$31,5 \cdot 10^{-3}$

Para analizar la influencia de la etapa de prefiltrado FQSG, incluyendo el posible error en la estimación de frecuencia de su bloque de auto-sintonización, en la admitancia de salida del convertidor se considera la parametrización de la Tabla 4.1 para el VSC y su control de corriente. Además, se configura el sistema de sincronización con los parámetros presentados en la Tabla 5.2.

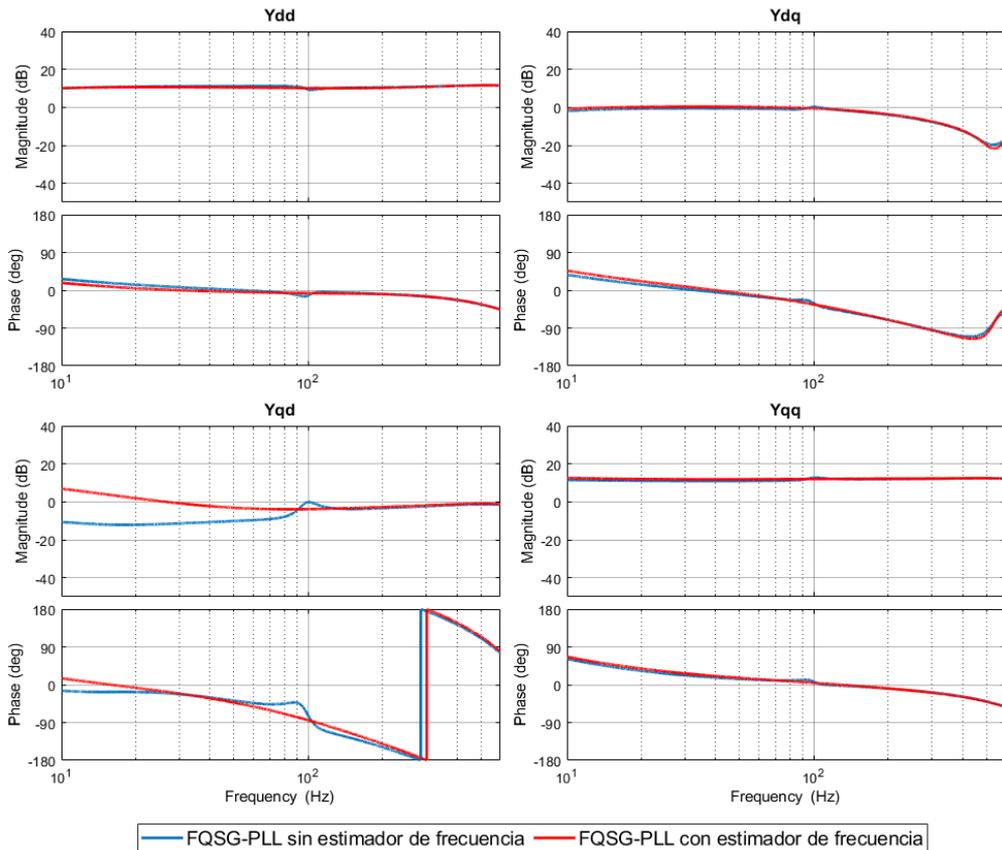


Figura 5.6 Bodes de admitancias de convertidor con efecto del estimador de frecuencia

Las constantes del regulador del estimador de frecuencia se normalizan a partir de la tensión nominal definida en la Tabla 4.1. Con una PLL con un ancho de banda elevado de 150 Hz, se obtiene la respuesta en frecuencia de la admitancia de salida del convertidor. Estos Bodes se presentan en la Figura 5.6 comparando la respuesta

con la admitancia obtenida para la misma estructura de sincronización pero sin considerar el error en la estimación de frecuencia, o lo que es lo mismo, con el pre-filtro sintonizado exactamente a su frecuencia de resonancia ω_f .

Se puede apreciar como el error de estimación de frecuencia en el bloque de auto-sintonización del FQSG no modifica la dinámica de la PLL para una parametrización del PI del estimador de frecuencia con una respuesta lenta. El Bode de la admitancia, Y_{qq} , sin considerar el posible error de frecuencia estimada, es prácticamente igual que incorporando el modelo del bloque de auto-sintonización.

El error en la estimación de frecuencia del bloque de sintonización del pre-filtro ($\Delta\omega$) tiene una influencia muy limitada en la admitancia de salida del convertidor y se desprecia en el análisis de estabilidad basado en impedancia que se aborda a continuación.

5.4 Análisis de estabilidad basado en impedancia

Este análisis se realiza de forma análoga a como se ha desarrollado el análisis de estabilidad basado en impedancias para el convertidor conectado a red con sistema de sincronización SRF-PLL. En el apartado 5.2 se ha obtenido un modelo de impedancia equivalente del convertidor, controlado desde la corriente del lado inversor y con el efecto de la dinámica de la estructura FQSG-PLL incluida. Está compuesto por una función de transferencia matricial $G_{CLm}(s)$ y una admitancia equivalente de salida del convertidor $Y_{Fm}(s)$.

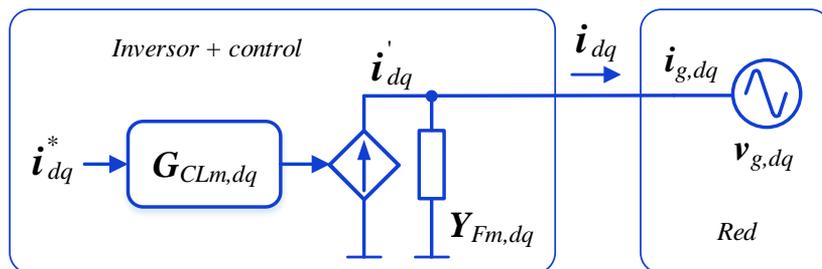


Figura 5.7 Modelo de impedancia de un VSC conectado a red ideal y con efecto de la estructura FQSG-PLL incluido

Como se precisa en la Figura 5.7, un primer circuito equivalente se establece desde los bornes de la inductancia del lado inversor del filtro, L_l , hacia dentro, considerando una red ideal que deja fuera del análisis el resto del filtro y todas las impedancias del lado de red.

Este modelo de impedancia es adaptado del desarrollado en el capítulo 4 con las funciones de transferencia matriciales que han sido obtenidas al considerar la influencia de la dinámica de la FQSG-PLL. La corriente de salida del convertidor queda definida por la expresión (5.53) y, de nuevo, si las dos funciones de transferencia, $G_{CLM}(s)$ y $Y_{Fm}(s)$, son estables, la corriente inyectada en este modelo sin impedancia de red, será estable y controlable.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{g,d} \\ i_{g,q} \end{bmatrix} = G_{CLM}(s) \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} - Y_{Fm}(s) \begin{bmatrix} v_{g,d} \\ v_{g,q} \end{bmatrix} \quad (5.53)$$

Se considera un segundo circuito, presentado en la Figura 5.8. Considerando el condensador y la inductancia lado red del filtro de salida del convertidor e incluyendo cualquier otra parte de la interconexión convertidor-red, se agrupan todas las impedancias del lado red en una impedancia equivalente vista desde los bornes del convertidor, $Z_{Eqm}(s)$.

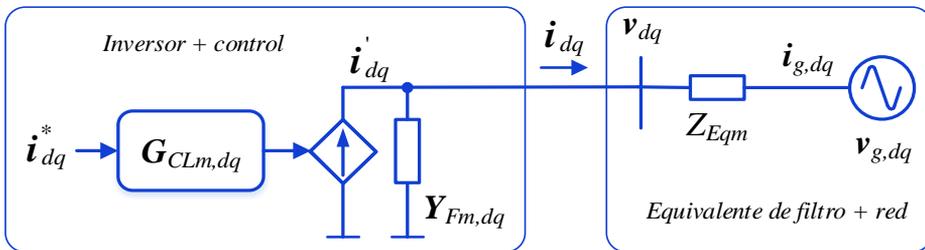


Figura 5.8 Modelo de impedancia del VSC+FQSG-PLL con impedancia de red

En este circuito equivalente se crea un lazo de realimentación adicional (Figura 5.9) formado por el producto de la admittancia del convertidor y la impedancia equivalente de la red, que puede hacer al sistema inestable para alguna frecuencia. Si se supone que el conjunto de impedancias de red es pasivo, en esas condiciones, si

para alguna frecuencia la admitancia del convertidor tiene un comportamiento de resistencia negativa, el sistema podría entrar en resonancia excitado por ella. Para ello, haría falta que la resistencia negativa fuera mayor que la resistencia pasiva exterior para esa frecuencia. Si en cambio, la resistencia de $Y_{Fm}(s)$ a esa frecuencia es positiva y relativamente alta, como se puede apreciar en los bodes presentados en la Figura 5.4, el convertidor es pasivo y atenuará cualquier resonancia del circuito exterior. En este caso si se podría generalizar para cualquier frecuencia y decir que el sistema es siempre estable.

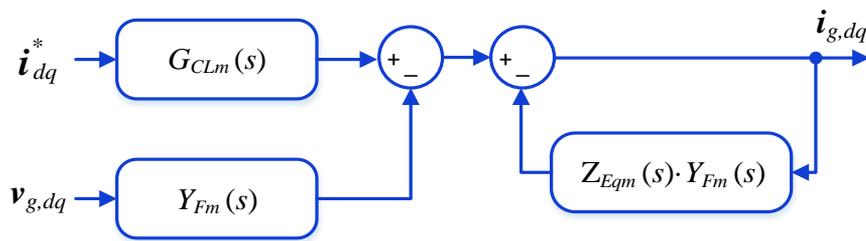


Figura 5.9 Lazo de realimentación con admitancia del VSC+FQSG-PLL y con impedancia de red

Como se ha demostrado en el capítulo 4, el control de corriente $G_{CLm}(s)$ es estable para la parametrización de las Tablas 4.1 y 4.2. Se trata de una función donde la dinámica del sistema de sincronización no tiene efecto, independientemente de si se trata de una SRF-PLL o FQSG-PLL. El circuito en general podría ser inestable para determinados valores del producto entre la admitancia de salida del convertidor $Y_{Fm}(s)$ y la impedancia equivalente de red $Z_{Eqm}(s)$, la ya definida como matriz de ratio de impedancias $L_m(s)$.

$$L_m(s) = Z_{Eqm}(s) Y_{Fm}(s) \quad (5.54)$$

Teniendo en cuenta que la red exterior se puede complicar tanto como se desee, se va a considerar el modelo simplificado de red para la Figura 5.8, a partir del cual, la impedancia total de la red, $Z_{Eqm}(s)$, incluye la inductancia del filtro del lado de la red, L_2 , la impedancia del transformador, Z_{2t} , la impedancia de red, Z_g , y la

admitancia del condensador del filtro, C_f . Esta función de transferencia ya está detallada en el apartado 4.6 del capítulo 4. En estas condiciones, la impedancia del lado de red ya presenta al menos una frecuencia de resonancia, la del filtro, en la que su resistencia es muy baja y podría resonar con una resistencia negativa del convertidor. Si se diera el caso de que el sistema convertidor-red está interconectado con cables aislados de una cierta longitud, estos presentan varias frecuencias de resonancia que también pueden hacer al sistema inestables.

Dada la admitancia del convertidor y la impedancia de la red, la matriz de ratio de impedancias seguirá definida como una función de transferencia matricial asimétrica, dando lugar a un sistema MIMO, cuya estabilidad se puede analizar con diagramas de Bode y el criterio de estabilidad GNC.

5.4.1 Análisis de estabilidad con diagramas de Bode (FQSG-PLL)

Se parte de uno de los escenarios que antes aseguraban un comportamiento inestable del convertidor por el elevado ancho de banda de la PLL. De acuerdo al análisis presentado en el apartado 4.6 del capítulo 4, para una red débil de SCR=4, un ancho de banda de 150 Hz provocaba inestabilidad, aspecto que evidenciaba el análisis del modelo de impedancia con diagramas de Bode y con el criterio GNC, y que corroboraban las pruebas de simulación.

Se sigue considerando una red que presenta los parámetros de la Tabla 4.3. Se analiza la estabilidad del convertidor al incluir la dinámica de la estructura con pre-filtro FQSG-PLL, en función de las respuestas de frecuencia de los valores propios de la matriz ratio de impedancias, $\lambda_1(s)$ y $\lambda_2(s)$, que se calcularán resolviendo:

$$\det [\lambda(s)I_m - L_m(s)] = \det [\lambda(s)I_m - Z_{Eqm}(s)Y_{Fm}(s)] = 0 \quad (5.55)$$

Se obtienen los diagramas de Bode de los valores propios mostrados en la Figura 5.10. En este caso, cuando la fase de ambos valores propios, $\lambda_1(s)$ y $\lambda_2(s)$, cruza -180° en 114,27 Hz (718,25 rad/s), las magnitudes de los valores propios son negativas, -3,5 dB para $\lambda_1(s)$ y -9 dB para $\lambda_2(s)$. De esta forma se confirma el funcionamiento estable del convertidor.

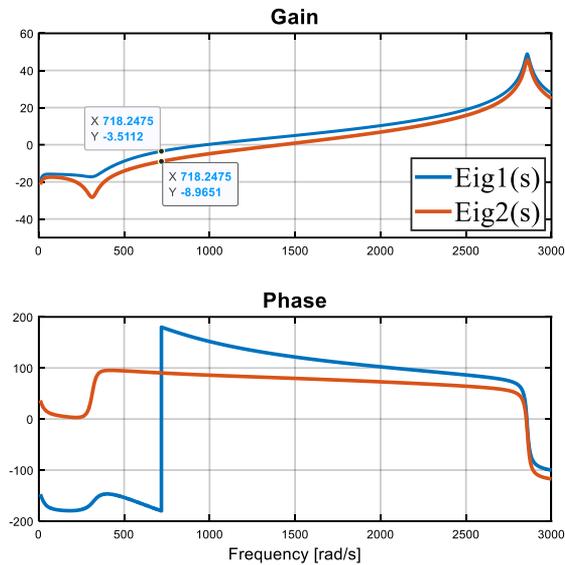


Figura 5.10 Respuesta en frecuencia de los valores propios en el dominio $d-q$, con efecto de la dinámica de FQSG-PLL

5.4.2 Análisis de estabilidad con el método generalizado de Nyquist (FQSG-PLL)

Teniendo en cuenta los mismos casos analizados con los diagramas de Bode en el apartado previo, con un ancho de banda de la PLL fijado en 150 Hz, la Figura 5.11 muestra las curvas de Nyquist para los valores propios de la matriz de ratio de impedancias.

Se puede observar que solo en el caso con la influencia de la dinámica de la estructura SRF-PLL, Figura 5.11(a), el sistema se vuelve inestable al rodear $(-1,0)$. Las curvas de Nyquist para el FQSG-PLL de la Figura 5.11(b) no rodean $(-1,0)$ y, por tanto, la etapa de pre-filtrado vuelve al sistema estable en esta red de SCR = 4, como ya habían determinado, tanto el análisis de pasividad del convertidor como el análisis de los diagramas de Bode de los valores propios de la matriz de ratio de impedancias.

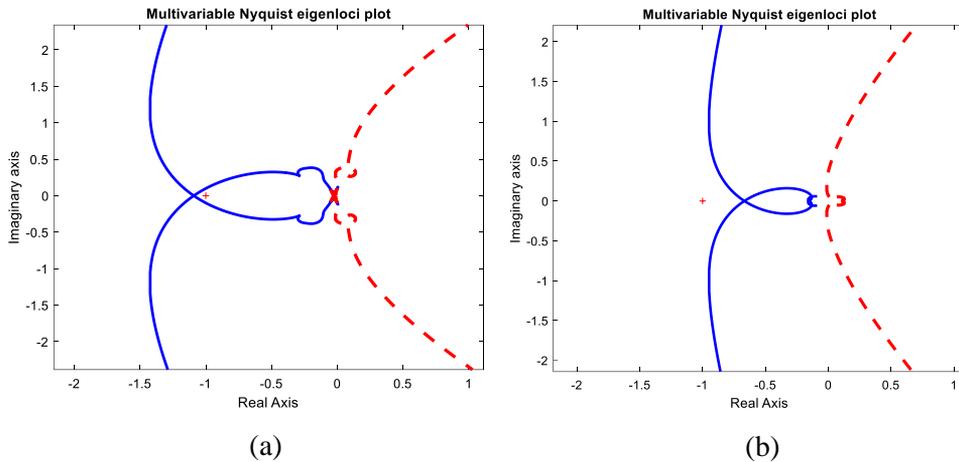


Figura 5.11 Diagramas de Nyquist para los valores propios del ratio de impedancias. (a) SRF-PLL, (b) FQSG-PLL.

5.5 Resultados de simulación

Los escenarios característicos afectados en estabilidad por la dinámica de la PLL han sido seleccionados para evaluar la capacidad de sincronización de la estructura FQSG-PLL presentado en este trabajo. Para probar su respuesta, se repitieron los casos que se muestran en la Figura 4.46, donde solo se ha sustituido la SRF-PLL por la FQSG-PLL configurada en el valor recomendado para $k = 0,35$.

La Figura 5.12 refleja el comportamiento estable de la FQSG-PLL, con un ancho de banda de la PLL de 150 Hz cerca del límite de estabilidad del SRF-PLL.

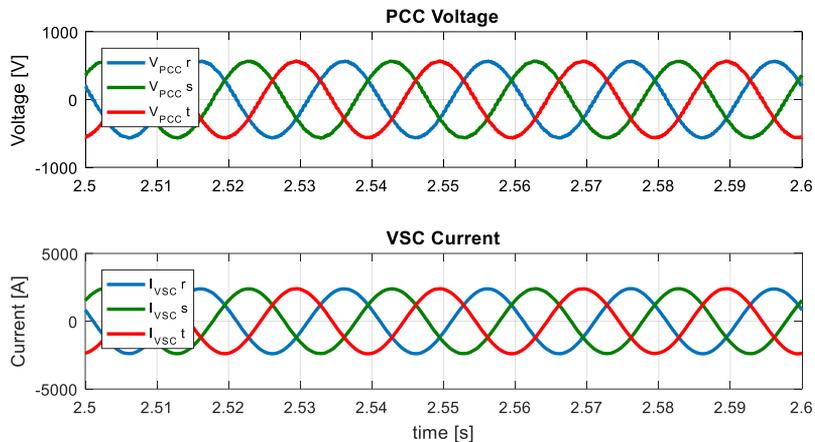


Figura 5.12 Tensión en el PCC y corriente en el VSC (FQSG-PLL)

5.6 Resultados de experimentación

Para probar la estructura de sincronización y observar su comportamiento en diferentes condiciones reales de la red, se emplea un sistema experimental facilitado por INGETEAM. En el capítulo 6 se dan más detalles de esta plataforma de ensayos. Se trata de un convertidor *Ingecon Wind* de 2 MW conectado a una red virtual. Los parámetros principales del convertidor han sido recogidos en la Tabla 4.1 y el sistema replica los parámetros de la red incluidos en las Tablas 4.2 y 4.3 donde es importante destacar la relación de cortocircuito de la red ($SCR=4$). El control de corriente se configura con reguladores PI en secuencias separadas, con una frecuencia de conmutación establecida en 2,5 kHz y con una referencia de corriente de salida de convertidor de 2000 A.

5.6.1 Efecto del pre-filtro en la estabilidad en pequeña señal

Dada la dificultad de forzar situaciones inestables en pruebas reales de 2500 A de valor máximo de corriente, se ha optado por proporcionar los resultados de las pruebas realizadas con el SRF-PLL estándar y el FQSG-PLL prefiltrado con un ancho de banda del PLL cercano al límite de estabilidad de 150 Hz.

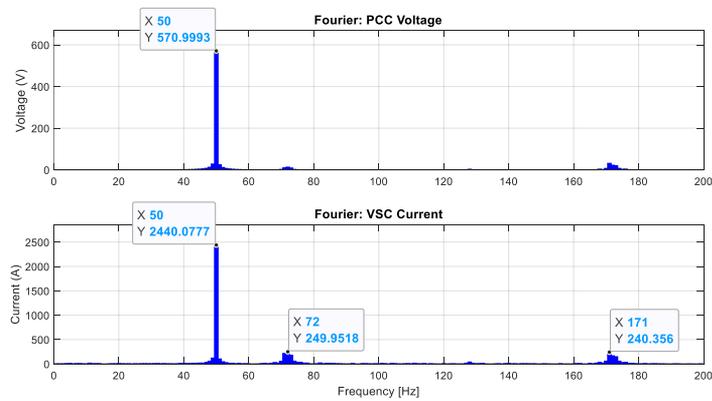


Figura 5.14 Espectro armónico de registros con SRF-PLL

Por su parte, el FQSG ofrece una buena compensación entre la velocidad de respuesta y su sensibilidad frente a armónicos y señales ruidosas que afectan al sistema de sincronización. Además, tiene una característica fundamental que es su rechazo de la secuencia negativa. En redes distorsionadas, y especialmente durante huecos desequilibrados, la proporción de la secuencia negativa en la tensión de la red puede ser muy alta y causar perturbaciones en la estimación de la frecuencia del sistema SRF-PLL.

En el capítulo 6 se aborda la evaluación experimental completa de la estructura de sincronización en la plataforma de ensayos descrita anteriormente con escenarios representativos de redes perturbadas.

5.7 Conclusiones

El análisis de la respuesta dinámica de la estructura de sincronización SRF-PLL en el dominio $d-q$, desarrollado en el capítulo 4, presentaba inestabilidad en redes débiles para PLLs rápidas. En este capítulo 5, se detalla el modelo de pequeña señal del pre-filtro FQSG y su interacción con el lazo de control de corriente y la impedancia de la red. Además, se analiza un modelo de matrices de impedancia asimétrica, formulado como un sistema MIMO, basado en el criterio de estabilidad de impedancia.

El estudio llevado a cabo permite llegar a las siguientes conclusiones:

- El modelo de impedancia propuesto, de un sistema MIMO de un VSC conectado a la red utilizando la estructura de sincronización FQSG-PLL, permite analizar el impacto en la estabilidad del convertidor utilizando métodos basados en impedancia.
- Para una pequeña perturbación de la tensión de red ($\Delta v_{\alpha\beta}$), el error en la estimación de frecuencia del bloque de sintonización del pre-filtro ($\Delta\omega$) es pequeño y, en consecuencia, tiene una influencia bastante limitada en la admitancia de salida del convertidor. Por tanto, se ha despreciado ese efecto para el análisis de estabilidad basado en impedancia.
- La respuesta dinámica del FQSG-PLL muestra un buen comportamiento y lo confirma como una solución adecuada para mejorar la estabilidad de los sistemas VSC conectados a la red. Además de filtrar, la señal sobre la que se sincroniza la PLL elimina las componentes de secuencia negativa, lo que la hace muy adecuada para mejorar la estabilidad durante fallas en la red.
- Las conclusiones extraídas del estudio teórico de la estabilidad se han confirmado mediante simulaciones y los resultados experimentales muestran que un inversor de 2 MW conectado a una red débil puede funcionar de forma estable con el sistema de sincronización propuesto.

Capítulo 6.

Validación por simulación y ensayos experimentales

En este capítulo se presentan simulaciones y ensayos experimentales con la estructura de sincronización propuesta en esta tesis, con el objetivo de validar su buen comportamiento, y el del convertidor, ante perturbaciones de tensión de red de acuerdo a los desarrollos teóricos de capítulos anteriores.

El capítulo está dividido en dos partes. La primera parte está basada en simulaciones de la estructura de sincronización frente a faltas en la red de especial interés, presentando la respuesta a dos huecos de tensión severos. El *software* utilizado en la fase de simulación ha sido MATLAB/Simulink. En la segunda parte del capítulo se aborda la fase de experimentación que cubrirá ensayos con todo tipo de perturbaciones de red en una plataforma experimental de alta potencia.

Los registros de tensión perturbada reales, empleados en las simulaciones, y el acceso a la plataforma de pruebas con un equipo comercial de 2MW, han sido facilitados por INGETEAM, líder del mercado especializado en el desarrollo de convertidores para la generación de energía eólica.

Los contenidos principales de este capítulo se han publicado en los artículos de revista “*Enhanced Performance Controller for High Power Wind Converters Connected to Weak Grids*”, en IET Renewable Power Generation 2020, y “*An Adaptive Synchronization Structure for Voltage-Source Converters under Grid Fault*”.

Conditions", en proceso de revisión, y en el artículo de conferencia "*Grid synchronization structure for wind converters under grid fault conditions*", IECON 2016.

6.1 Resultados de simulación

En la fase de simulación del método avanzado de sincronización propuesto, se incluye la comparativa con el sistema basado en el método de cancelación de señal retardada (DSC-PLL). Como paso necesario antes de las pruebas experimentales, se han discretizado todos los procesos y algoritmos de los sistemas AVGS y DSC-PLL, ambos detallados en los capítulos anteriores. Las simulaciones de los modelos discretos se realizarán respetando el tiempo de control impuesto por la unidad de control del convertidor de la plataforma experimental $T_{Cycle} = 200 \mu s$.

Durante los ensayos de simulación, se verifica el funcionamiento de las estructuras de sincronización en escenarios significativos de perturbaciones de la tensión de red, principalmente con presencia de huecos de tensión y distorsión armónica. En el apartado 3.3.4 del capítulo 3, se presenta el comportamiento bajo simulación, ante perturbaciones de tensión normalizadas, de las etapas de prefiltrado de estructuras de sincronización avanzadas, concretamente DSOGI, DSC y FQSG. En este capítulo, se abordan las estructuras completas AVGS y DSC-PLL, incluyendo el lazo de seguimiento de fase, con especial atención a la ganancia programada de la VB-PLL propuesta en este trabajo.

Los registros reales de tensión en el PCC proporcionados por INGETEAM, corresponden a una red de 690 V y 50 Hz y se aplican como señal de entrada a las estructuras a evaluar. Entre una gran variedad de faltas bifásicas y trifásicas simuladas, se han seleccionado para este capítulo dos de los registros más representativos. El primero de ellos es una falta trifásica que provoca un hueco de tensión profundo tipo A, de únicamente un 10% de la tensión nominal durante 75 ms. Uno de los aspectos más relevantes del ensayo simulado es la activación del modo de congelación de la PLL al detectar el sistema una amplitud de tensión inferior al límite establecido. En el segundo caso seleccionado, se presenta la respuesta a una falta fase-fase que provoca un hueco de tensión tipo C, con una reducción al 20% de tensión nominal en una de sus fases durante 840 ms.

La Tabla 6.1 muestra los parámetros empleados en la fase de simulación.

Tabla 6-1 Configuración de la simulación para escenarios reales

Parámetro	Símbolo	Valor
Parámetros de red		
Tensión nominal (fase-fase)	U_n	690 V
Frecuencia nominal	ω_l	$2 \cdot \pi \cdot 50$ rad/s
Parámetros del convertidor		
Frecuencia de conmutación	f_s	2.500 Hz
Periodo de muestreo del control	T_{Cycle}	200 μ s
Parámetros del AVGS		
Ganancia proporcional VB-PLL (lazo de fase)	$k_{p\omega}$	90
Ganancia integral VB-PLL (lazo de fase)	$k_{i\omega}$	1.000
Constante de amortiguamiento (FQSG)	k_{FQSG}	0,35
Ganancia proporcional (estimador frecuencia FQSG)	k'_p	0,25
Ganancia integral (estimador frecuencia FQSG)	k'_i	2500
Parámetros de la DSC-PLL		
Ganancia proporcional PLL	k_{pPLL}	90
Ganancia integral PLL	k_{iPLL}	1000
Parámetros base para la transformación <i>p.u.</i>		
Potencia base	S_b	3,1 MW
Tensión base	V_b	563,38 V

6.1.1 Respuesta del sistema de sincronización a una falta trifásica

En la Figura 6.1 se muestran las señales más representativas del funcionamiento de la estructura de sincronización ante una falta trifásica que provoca un hueco trifásico severo tipo A de 75 ms de duración. En la Figura 6.1(a) se aportan las tensiones en el PCC, obtenidas del registro real, transformadas las magnitudes al sistema *p.u.* a

partir de los parámetros de la Tabla 6-1. En las Figuras 6.1(b) y 6.1(c) se muestran, respectivamente, los módulos de las tensiones de secuencia positiva y negativa estimados por los sistemas de detección considerados. Se puede comprobar que, en la estimación de amplitud, el FQSG mejora la respuesta del DSC en cuanto a la capacidad de rechazo de armónicos, especialmente en el retorno de hueco, aunque el tiempo de establecimiento es mayor. Como se ha indicado en varias ocasiones, se podría mejorar la respuesta dinámica del FQSG, pero limitando la capacidad de filtrado. La etapa de prefiltrado DSC no incluye filtrado pasa-bajos adicional, por lo que está justificado el tiempo de establecimiento aproximado de 5 ms en todos los escenarios en el inicio del hueco. Por su parte, la parametrización del FQSG, fija ese tiempo en 30 ms.

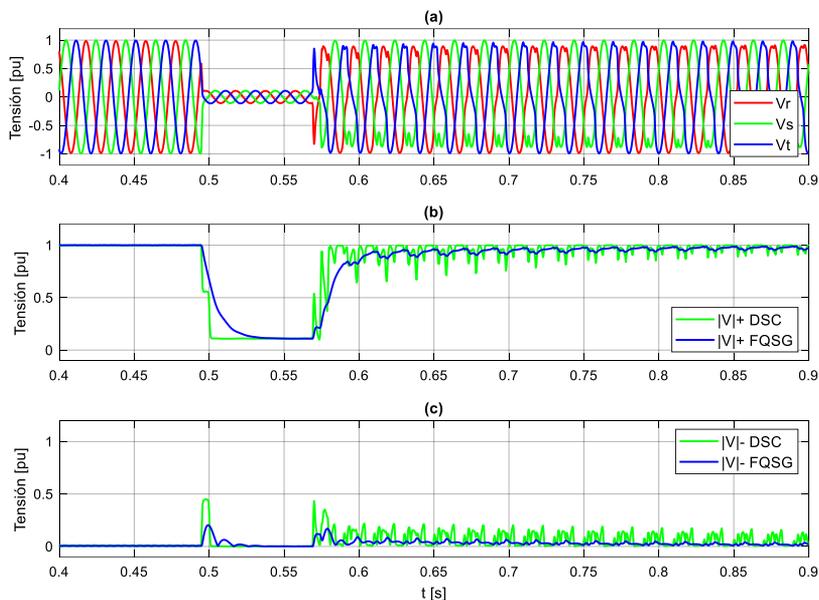


Figura 6.1 Simulación de hueco trifásico. Estimación de amplitudes de tensión de secuencias. (a) Tensiones en el PCC, (b) Secuencia positiva, (c) Secuencia negativa

En la Figura 6.2(a) se puede ver la correcta detección por parte del FQSG de las componentes simétricas de tensión de secuencia positiva. En la Figura 6.2(b) se incluyen las frecuencias detectadas por ambos sistemas de sincronización. Se observa cómo la estructura VB-PLL, en el instante $t = 0,496$ s en el que se detecta el

huevo profundo, congela la frecuencia debido a que el valor de la tensión es muy bajo y, una vez recuperada por encima del 20% establecido como frontera, sigue funcionando con la dinámica normal. A pesar de la entrada en el modo de congelación durante los 75 ms del huevo, la PLL sigue integrando y aporta un valor de fase como muestra la Figura 6.2(c).

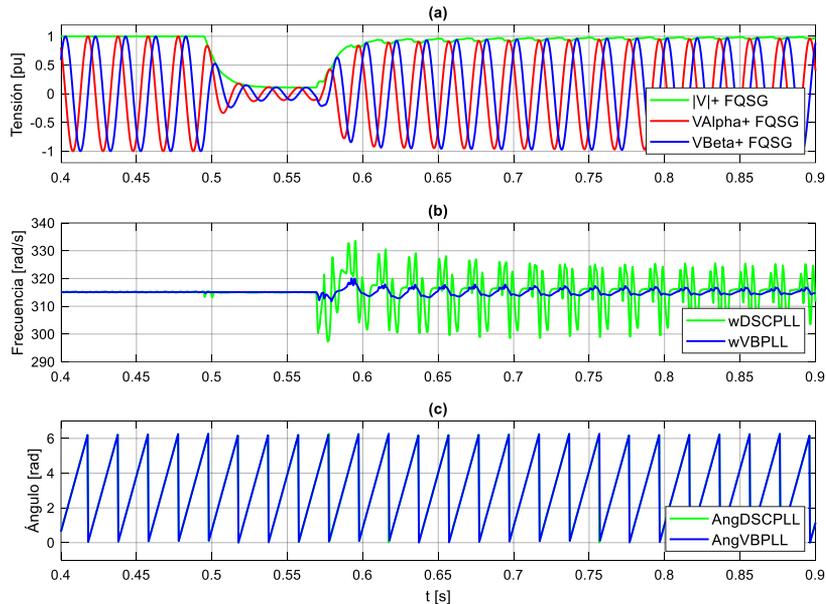


Figura 6.2 Simulación de hueco trifásico. (a) Estimación de componentes simétricas de tensión de secuencia positiva, (b) Estimación de frecuencia, (c) Estimación de ángulo

Para este ensayo bajo simulación, en la Figura 6.3 se aporta el detalle de la entrada de hueco con el objetivo de apreciar el efecto del controlador de ganancia en la dinámica de la VB-PLL. Se emplea el controlador de ganancia implementado según la referencia [112] con una estrategia de control de ganancias basado en lógica difusa (FGS) para determinar los parámetros de la VB-PLL. Dentro de esta implementación, es de especial importancia la rápida estimación de la amplitud de la tensión de entrada y para ello se emplea una técnica rápida de detección de amplitud VFAE (*voltage fast amplitude estimation*), conocida como estimación de Mann-

Morrison, y que se basa en el cálculo de la amplitud de una señal sinusoidal a través de la lectura de 3 puntos.

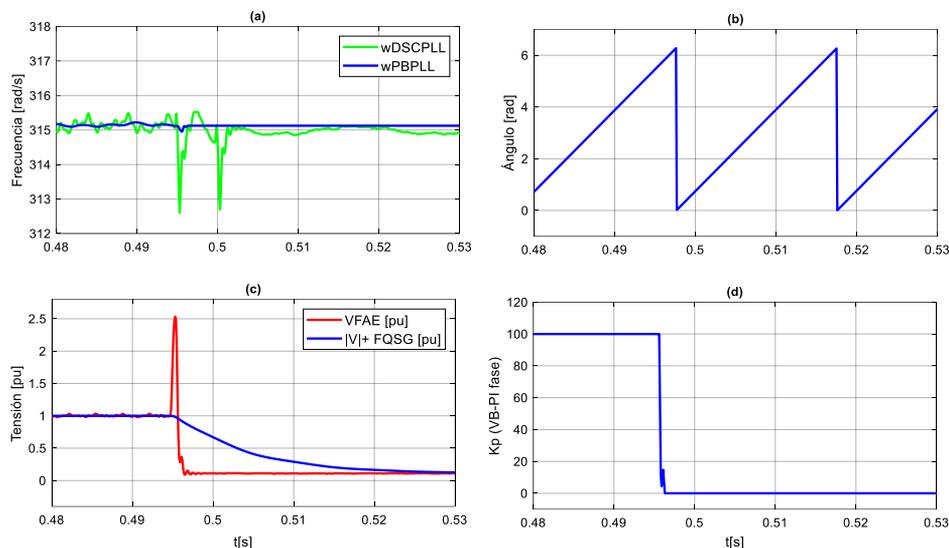


Figura 6.3 Simulación de hueco trifásico. Detalle de la acción del controlador de ganancia

La Figura 6.3(c) presenta la estimación rápida mediante el bloque VFAE frente a la detección de amplitud de tensión de secuencia positiva que proporciona el FQSG. En la Figura 6.3(d) se muestra el efecto inmediato sobre la evolución de la constante proporcional del lazo de fase de la VB-PLL por acción del controlador de ganancia. La reducción de amplitud por debajo del 20%, activa el modo de congelación de la VB-PLL anulando esa constante proporcional y dejando la estimación de frecuencia fija a partir de $t = 0,496$ s, como se puede observar en la Figura 6.3(a). La estimación de frecuencia de la DSC-PLL presenta oscilaciones en la entrada de hueco, pero es buena durante el mismo. La Figura 6.3(b) muestra como la VB-PLL sigue aportando el valor de fase a pesar de estar en el modo de congelación.

6.1.2 Respuesta del sistema de sincronización a una falta fase-fase

En la Figura 6.4 se presenta la respuesta del AVGS a una falta fase-fase que provoca un hueco desequilibrado tipo C de 840 ms de duración. Esa tensión en el PCC desequilibrada durante el hueco bifásico, se muestra en la Figura 6.4(a) con el

detalle de 200 ms del retorno de hueco. De la misma forma se presentan, para ambos sistemas de sincronización, las amplitudes de secuencia positiva y negativa de tensión de red estimadas en el sistema $p.u.$ En el detalle de las Figuras 6.4(b) y (c) se aprecia la mejor respuesta del FQSG en lo que a inmunidad frente armónicos se refiere, aunque sea con una dinámica más lenta que la que presenta el DSC.

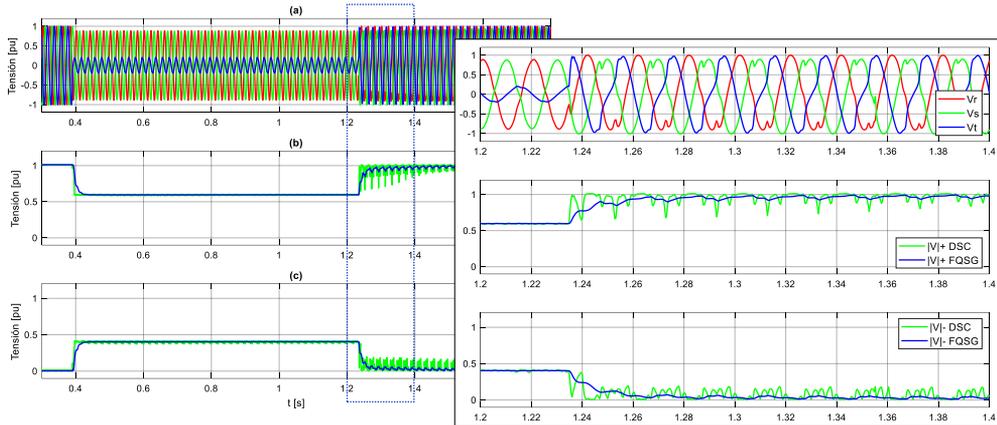


Figura 6.4 Simulación de hueco bifásico. Estimación de amplitudes de tensión de secuencias. (a) Tensiones en el PCC, (b) Secuencia positiva, (c) Secuencia negativa

La Figura 6.5(a) corrobora la buena estimación de componentes simétricas por secuencias, que ya apuntaba la respuesta al hueco trifásico, y las Figuras 6.5(b) y (c), la correcta detección de la frecuencia y fase de la tensión por parte del AVGS, con pequeños transitorios en la detección de frecuencia tanto en la entrada como en la salida de hueco, como muestran las ventanas de detalle de retorno de hueco. Una vez más, es destacable el comportamiento del AVGS frente al sistema DSC-PLL, incluso en presencia de estas condiciones de funcionamiento adversas, especialmente en la frecuencia estimada de la Figura 6.5(b). La estimación de la VB-PLL muestra un transitorio en la entrada del hueco, pero rápidamente vuelve a seguir la fase y la frecuencia correctamente.

Cabe destacar que no se entra en el modo de congelación de la PLL, como muestra la Figura 6.6 en el detalle de entrada de hueco. El bloque VFAE detecta rápidamente una amplitud que, aunque presenta oscilaciones, no baja por debajo del $0,45 p.u.$ como se puede apreciar en la Figura 6.6(c). El descenso en la constante proporcional del regulador del lazo de fase de la VB-PLL que muestra la Figura 6.6(d), ralentiza

su dinámica y permite una detección de frecuencia estable en 40 ms con un rechazo a armónicos significativo respecto a la estimación de la DSC-PLL.

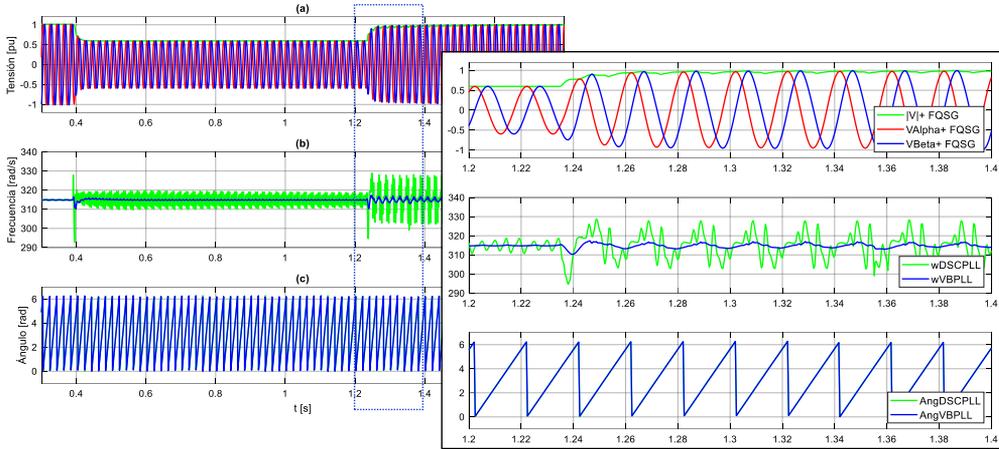


Figura 6.5 Simulación de hueco bifásico. (a) Estimación de componentes simétricas de tensión de secuencia positiva, (b) Estimación de frecuencia, (c) Estimación de ángulo

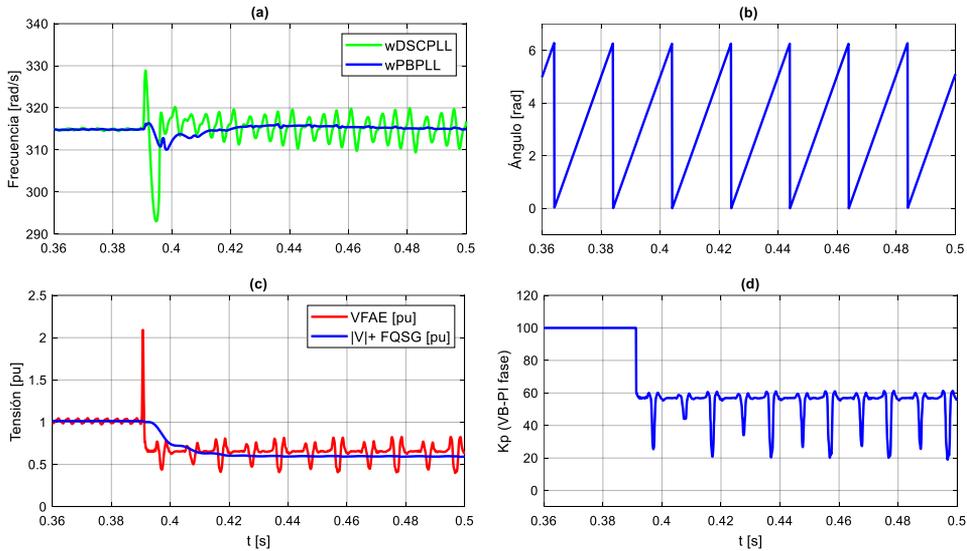


Figura 6.6 Simulación de hueco bifásico. Detalle de la acción del controlador de ganancia

6.2 Evaluación experimental con controlador de corriente dq

Para probar la estructura de sincronización y analizar su comportamiento en diferentes condiciones reales de la red, se emplea una plataforma experimental de alta potencia en el laboratorio de INGETEAM.

6.2.1 Configuración de la experimentación

La plataforma experimental, basada en un producto comercial, permite ensayar la topología FC (*full converter*) en baja tensión (LV, 400 Vrms). La Figura 6.7 muestra el esquema general de la plataforma, donde un convertidor *Ingecon Wind* de dos niveles y 2 MW está conectado a una red virtual VSC que proporciona unas condiciones de red débil ($SCR=4$) para todos los ensayos.

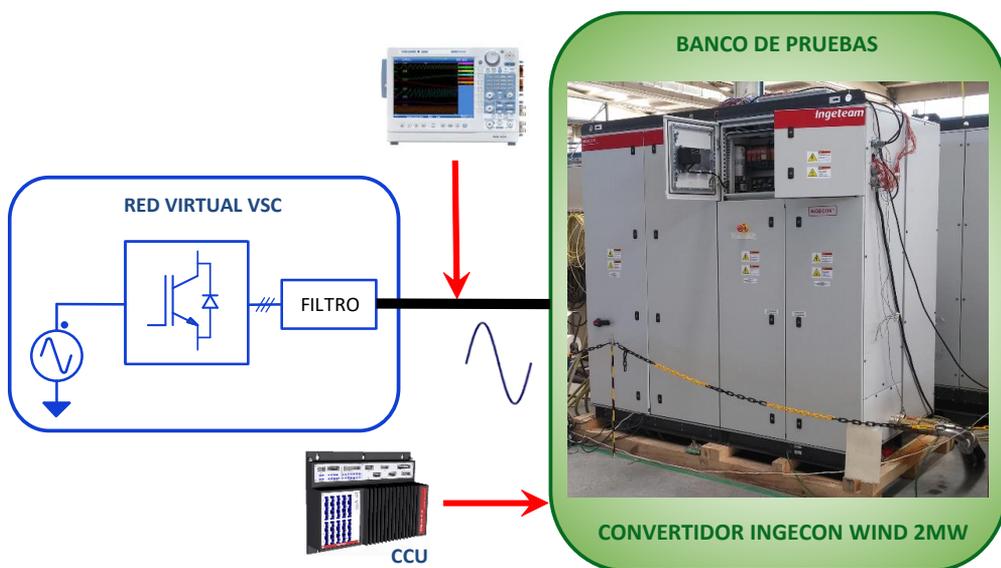


Figura 6.7 Banco de pruebas para tecnología *Full Converter*. INGETEAM

Los parámetros principales de la plataforma de ensayos se incluyen en la Tabla 6.2.

Tabla 6-2 Parámetros de configuración de la experimentación

Parámetro	Símbolo	Valor
Parámetros de red		
Tensión nominal (fase-fase)	U_n	400 V
Frecuencia nominal	ω_1	$2 \cdot \pi \cdot 50$ rad/s
Relación de cortocircuito de la red	SCR	4
Parámetros del convertidor y filtro		
Potencia nominal	P_n	2,1 MW
Frecuencia de conmutación	f_s	2.500 Hz
Periodo de muestreo del control	T_{Cycle}	200 μ s
Consigna de tensión de bus	V_{dc}	1.100 V
Inductancia filtro LC (lado inversor)	L_l	65 μ H
Condensador filtro LC	C_f	1000 μ F

De la misma forma que en la fase de simulación, en la evaluación experimental del método avanzado de sincronización propuesto, se incluye la comparativa con el sistema basado en el método de cancelación de señal retardada (DSC-PLL). Los algoritmos discretizados de las estructuras AVGS y DSC-PLL se implementan en la unidad de control del convertidor en paralelo, por lo que las señales de cada estructura de sincronización se miden al mismo tiempo. Se mantiene la funcionalidad completa del control de corriente del producto comercial implementado en la unidad de control, definido en el apartado 4.2 y sincronizado a red con el sistema AVGS.

Para las dos estructuras de sincronización consideradas, la capacidad de realizar una sincronización rápida y precisa se prueba en la plataforma de experimentación bajo diferentes escenarios de perturbaciones en la red y con diferentes referencias de corriente inyectada.

En la Tabla 6-3 se incluyen los parámetros de configuración de las estructuras de sincronización empleadas en los ensayos. Los controladores de las PLLs están

normalizados con la tensión nominal de red y su parametrización inicial es idéntica, aunque la VB-PLL modificará sus constantes en función del controlador de ganancia. La parametrización del regulador del estimador de frecuencia del FQSG, que también está normalizado con la tensión nominal de entrada, está justificada en el capítulo 3 para una constante característica k_{FQSG} de valor 0,35.

Tabla 6-3 Parámetros de configuración de las estructuras de sincronización

Parámetro	Símbolo	Valor
Parámetros del sistema DSC-PLL		
Constante proporcional PLL	$k_{p,PLL}$	90
Constante integral PLL	$k_{i,PLL}$	1000
Parámetros del sistema AVGS		
Ganancia proporcional inicial PLL (lazo de fase)	$k_{p\omega}$	90
Ganancia integral inicial PLL (lazo de fase)	$k_{i\omega}$	1000
Constante de amortiguamiento (FQSG)	k_{FQSG}	0,35
Frecuencia resonancia (FQSG)	ω_1	$2 \cdot \pi \cdot 50$ rad/s
Ganancia proporcional (estimador frecuencia FQSG)	k'_p	1
Ganancia integral (estimador frecuencia FQSG)	k'_i	10000

Los resultados de las pruebas experimentales frente a huecos de tensión, desequilibrios, variaciones de frecuencia, distorsión armónica y cambios bruscos de potencia, se presentan en los siguientes apartados.

Además de las señales de tensión y corriente a la salida del convertidor obtenidas con el osciloscopio, los registros capturados por la unidad de control del convertidor CCU (*converter control unit*) se procesan en MATLAB y se incorporan a la información presentada para cada ensayo.

6.2.2 Respuesta ante huecos de tensión

La respuesta del sistema de sincronización AVGS se pone a prueba con una batería de ensayos de huecos trifásicos y desequilibrados con el objetivo de analizar la separación de secuencias positiva y negativa, la estimación de fase y frecuencia de la tensión de red, además de la adecuada integración en el control de corriente del convertidor.

En un primer bloque de ensayos se consideran nulas las consignas de corriente del convertidor y se analiza exclusivamente la estimación de amplitud y frecuencia con los cambios de dinámica de la VB-PLL asociados a la actuación del controlador de ganancia.

Un segundo bloque de ensayos permite analizar el comportamiento de las dos estructuras avanzadas de sincronización frente a huecos profundos con una consigna de potencia para el convertidor de 700 kW.

Finalmente, con una consigna de 1 MW y huecos equilibrados y desequilibrados muy profundos, se detalla el comportamiento del sistema AVGS como soporte estable al control efectivo de corrientes de secuencia positiva y negativa del convertidor.

6.2.2.1 Efecto del controlador de ganancia frente a hueco trifásico

Inicialmente no se considera inyección de corriente a la red y se analiza la respuesta del sistema de sincronización ante un hueco trifásico muy severo generado por la red virtual. Por tanto, el interés de este ensayo está centrado en la evolución de las variables características de la tensión, detectadas por el sistema a partir de los cambios necesarios en la dinámica de la PLL. El registro de osciloscopio mostrado en la Figura 6.8, con unos ajustes de 100V/div-50ms/div, corresponde a las tensiones de red ($v_r - v_s - v_l$).

Al igual que en la fase de simulación, se emplea el controlador de ganancia implementado según la referencia [114] con una estrategia de control de ganancias basado en lógica difusa (FGS) para fijar los parámetros de los reguladores de los lazos de la VB-PLL en función de la evolución de la tensión de red. Dentro de esta implementación, destaca el bloque VFAE, que proporciona la estimación rápida de amplitud necesaria para provocar cambios inmediatos en la dinámica de la PLL.



Figura 6.8 Registros de tensiones de red para hueco trifásico severo en vacío

La Figura 6.9 presenta la estimación rápida mediante el bloque VFAE y la evolución de la constante proporcional del lazo de fase de la VB-PLL por acción del controlador de ganancia.

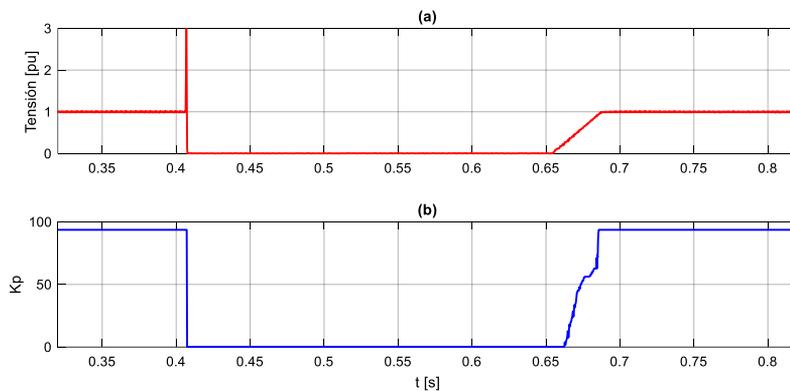


Figura 6.9 Señales del controlador de ganancia para hueco trifásico en vacío. (a) Estimación rápida de amplitud, (b) Constante proporcional del lazo de fase de la VB-PLL

Se aprecia perfectamente como la detección del hueco profundo provoca un cambio brusco en la constante proporcional del regulador de la PLL, anulando su valor y

congelando su dinámica. El controlador de ganancia establece la frontera en un 20% de la tensión nominal para la transición entre una dinámica normal y la zona congelada. En el retorno del hueco a partir de $t = 0,65s$, la recuperación de la amplitud de la tensión, cambia la constante proporcional hasta recuperar su valor inicial.

En la Figura 6.10(a) se presenta la estimación de frecuencia de los dos sistemas de detección quedando en evidencia las dificultades del sistema DSC-PLL en huecos trifásicos tan profundos. En la estimación correspondiente a la VB-PLL, se puede comprobar la activación del modo de congelación de la PLL al anularse la constante proporcional, manteniéndose la estimación de frecuencia en el último valor detectado antes del evento y continuando la integración para dar un valor de fase como muestra la Figura 6.10(b).

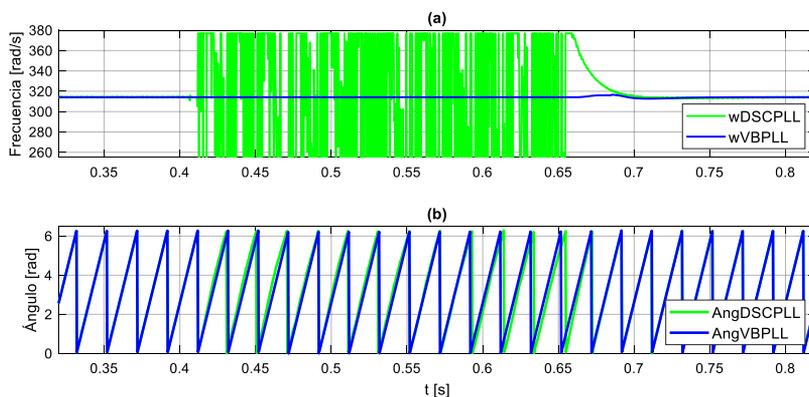


Figura 6.10 Estimación de frecuencia y fase para hueco trifásico severo en vacío

Para finalizar con los registros obtenidos de la CCU, se destacan en la Figura 6.11 las señales de estimación del módulo de la tensión de secuencia positiva y negativa por parte de los dos sistemas considerados en esta fase experimental. Como ya se ha avanzado en las simulaciones de los capítulos 2 y 3, el pre-filtro DSC tiene una respuesta reducida a 5 ms en la entrada brusca del hueco. Con la parametrización del ensayo el FQSG presenta una dinámica más lenta con un tiempo de establecimiento de 30 ms.

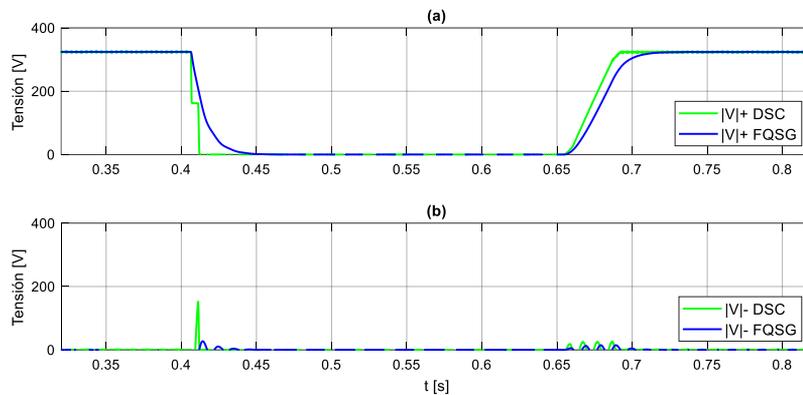


Figura 6.11 Estimación de amplitud de tensión para hueco trifásico en vacío. (a) Secuencia positiva, (b) Secuencia negativa

6.2.2.2 Efecto del controlador de ganancia frente a huecos desequilibrados

Se repiten los ensayos del apartado anterior, pero con un hueco desequilibrado muy severo generado por la red virtual.

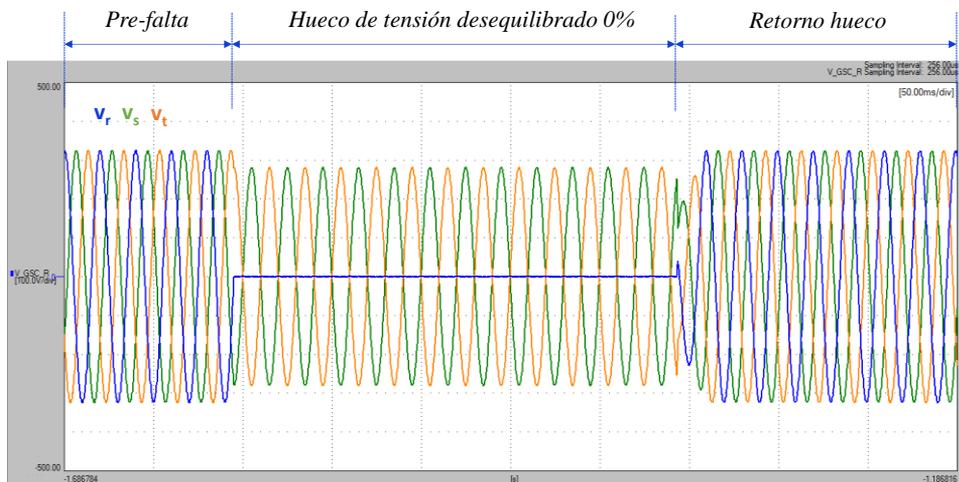


Figura 6.12 Registros de tensiones de red para hueco desequilibrado severo en vacío

Las tensiones de red ($v_r - v_s - v_r$) se muestran en los registros del osciloscopio de la Figura 6.12 con unos ajustes de 100V/div-50ms/div. Se trata de un hueco cero con valor nulo de tensión v_r .

La Figura 6.13 presenta la estimación rápida mediante el bloque VFAE y la evolución de la constante proporcional del lazo de fase de la VB-PLL por acción del controlador de ganancia.

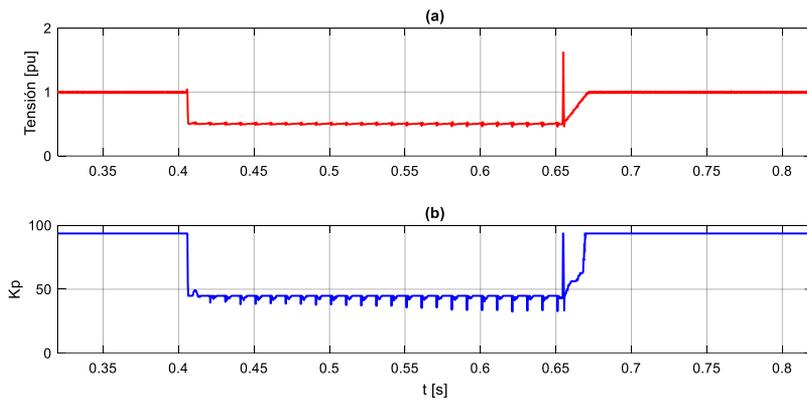


Figura 6.13 Señales del controlador de ganancia para hueco desequilibrado en vacío. (a) Estimación rápida de amplitud, (b) Constante proporcional del lazo de fase de la VB-PLL

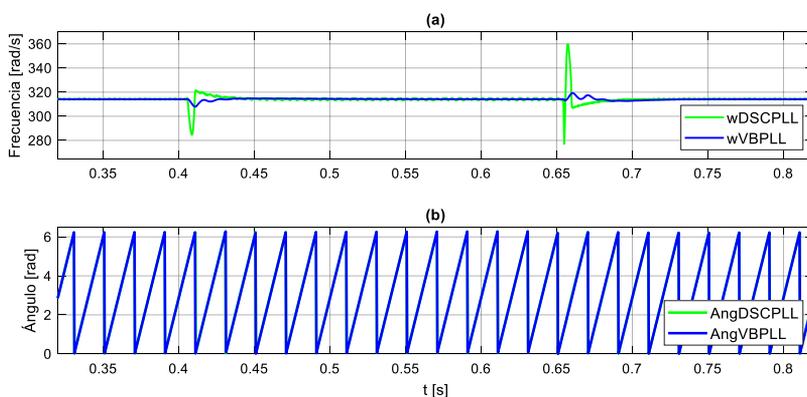


Figura 6.14 Estimación de frecuencia y fase para hueco desequilibrado severo en vacío

En este caso, la amplitud estimada no es inferior al límite de $0,2 p.u.$ y no se activa el modo congelación de la PLL, como se puede comprobar en la Figura 6.14(a). El cambio de dinámica en la VB-PLL favorece a una mejor estimación de la frecuencia respecto a la DSC-PLL.

En la Figura 6.15 se presentan las señales de estimación del módulo de la tensión de secuencia positiva y negativa por parte de los dos sistemas considerados en esta fase experimental, destacando la rapidez de respuesta del sistema DSC-PLL. La respuesta del FQSG en este caso también muestra un buen comportamiento con detección rápida de la amplitud de secuencia positiva, a unos 30 ms, a pesar de la fuerte reducción de tensión.

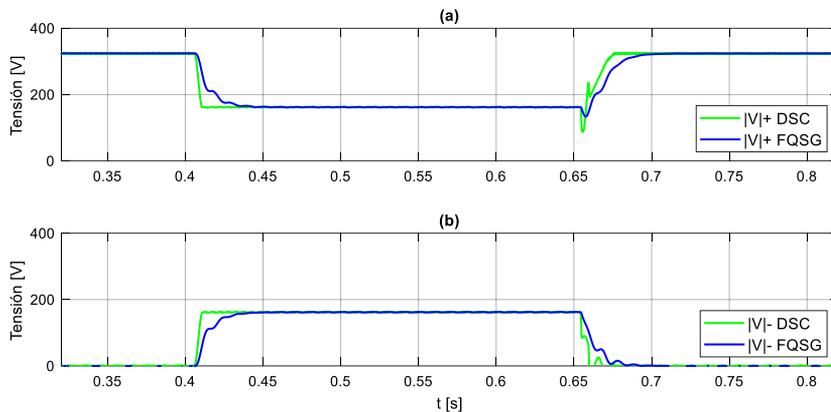


Figura 6.15 Estimación de amplitud de tensión para hueco desequilibrado en vacío. (a) Secuencia positiva, (b) Secuencia negativa

6.2.2.3 Comparativa de respuesta ante hueco de tensión trifásico

En este caso se establece una consigna de potencia al convertidor de 700 kW que supone una corriente inyectada de 1.000 A(rms) en régimen permanente. Se mantienen los ajustes de los controladores de las PLLs implementados en la CCU y, como en todos los ensayos, la funcionalidad completa del control de corriente por secuencias y en coordenadas síncronas del convertidor comercial.

La Figura 6.16 muestra las formas de onda experimentales para las tensiones de red ($v_r - v_s - v_t$), 100V/div, y para las corrientes de convertidor inyectadas ($i_r - i_s - i_t$), 500A/div. Mediante la red virtual, se aplica un hueco trifásico severo con una reducción de tensión equilibrada de red hasta el 20%.

Estos registros revelan una buena integración del sistema de sincronización con los lazos de control de corriente avanzados en cuanto a la respuesta temporal, la continuidad de las formas de onda de la corriente durante los transitorios y la suave recuperación de las faltas.

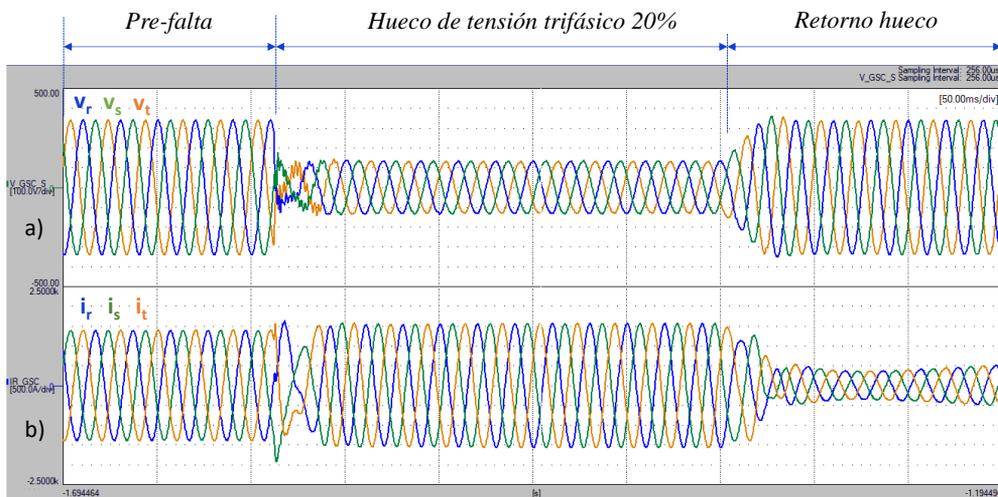


Figura 6.16 Formas de onda experimentales con hueco trifásico 20%. (a) Tensiones de red, (b) Corrientes de convertidor

La respuesta del AVGS en este caso, representada en la Figura 6.17, también muestra un buen comportamiento con una rápida detección de la amplitud de secuencia positiva, a unos 30ms, a pesar de la fuerte reducción de las tensiones trifásicas.

Como se muestra en la Figura 6.17(a), debido a la inyección de reactiva, la amplitud de tensión de secuencia positiva se consigue elevar hasta el 40% del valor nominal. De acuerdo con el código de red, el convertidor de potencia al inyectar corriente reactiva de secuencia positiva trabaja en modo de soporte de tensión.

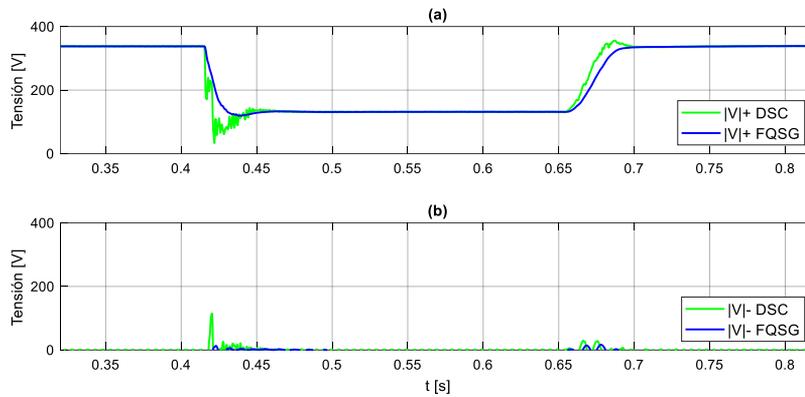


Figura 6.17 Estimación de amplitudes en hueco trifásico 20%. (a) Secuencia positiva, (b) Secuencia negativa

En la Figura 6.18 las estimaciones de frecuencia y fase refuerzan la evaluación positiva de la estructura de sincronización, con unos transitorios mínimos en la detección de frecuencia tanto en la entrada como en la salida de hueco. En la Figura 6.18(a) se incluye la frecuencia detectada por el estimador integrado en el FQSG que se puede considerar independiente de la dinámica que presenta el lazo de fase de la VB-PLL.

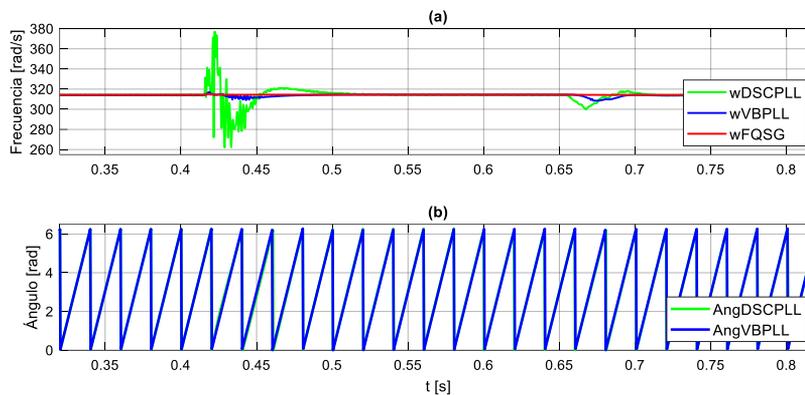


Figura 6.18 Hueco trifásico 20%. (a) Estimación de frecuencia, (b) Estimación de fase

Esta buena respuesta está apoyada en el rápido cambio de ganancia del controlador de la VB-PLL ante los cambios de tensión de entrada. La Figura 6.19(a) presenta la estimación rápida del cambio de amplitud por parte del algoritmo VFAE y su efecto inmediato en la ralentización de la dinámica de la VB-PLL con la disminución de su constante proporcional, que puede apreciarse en la Figura 6.19(b).

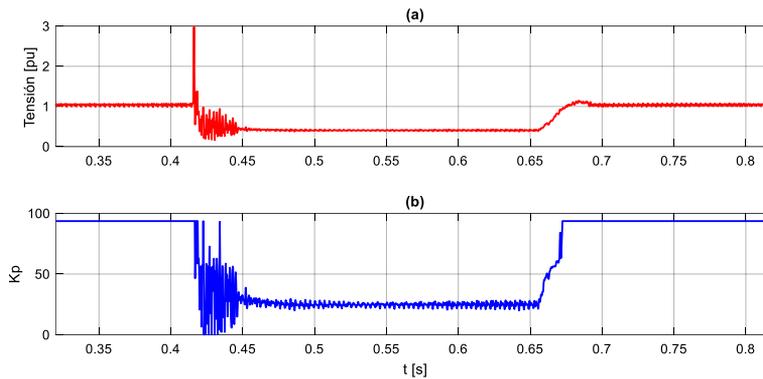


Figura 6.19 Hueco trifásico 20%. (a) Estimación rápida de amplitud, (b) Constante proporcional del regulador del lazo de fase de la VB-PLL

6.2.2.4 Comparativa de respuesta ante hueco de tensión desequilibrado

Con la misma consigna en régimen permanente de 700 kW, se ensaya una nueva situación de hueco severo. En este caso se trata de un hueco desequilibrado con una reducción de tensión hasta el 20% del valor nominal.

La Figura 6.20 muestra las formas de onda experimentales para las tensiones de red ($v_r - v_s - v_t$), 100V/div, y para las corrientes de convertidor inyectadas ($i_r - i_s - i_t$), 500A/div.

De nuevo, las señales capturadas por el osciloscopio evidencian un excelente comportamiento del convertidor tanto en la entrada como en la salida del hueco.

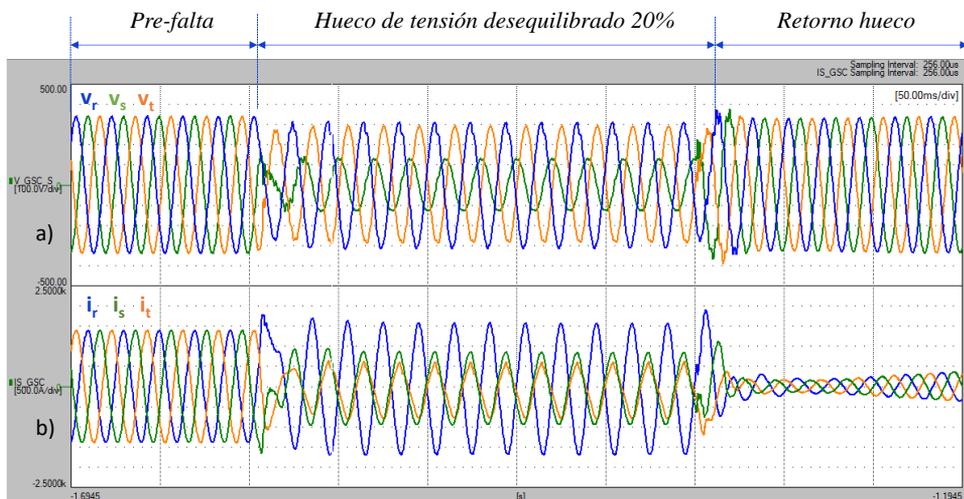


Figura 6.20 Formas de onda experimentales con hueco desequilibrado 20%. (a) Tensiones de red, (b) Corrientes de convertidor

El filtro FQSG tiene una respuesta rápida y permite la detección de la secuencia positiva y negativa de la tensión en 30 ms, como se muestra en la Figura 6.21.

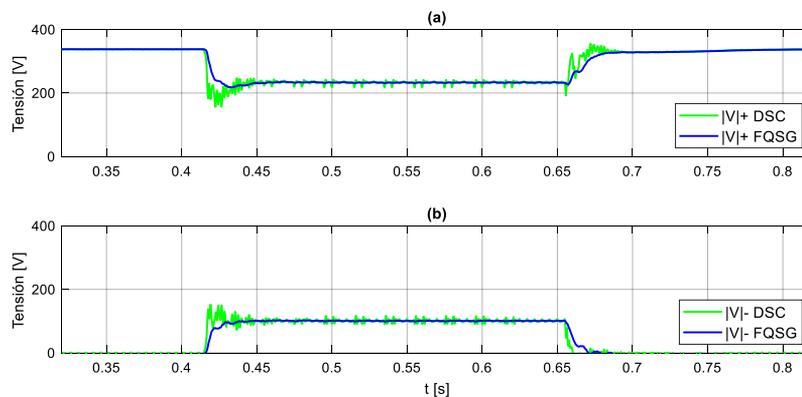


Figura 6.21 Estimación de amplitudes en hueco desequilibrado 20%. (a) Secuencia positiva, (b) Secuencia negativa

El retraso en la detección de la magnitud de las tensiones de secuencia positiva y negativa se mantiene respecto al ensayo de hueco equilibrado. Esto es debido a que la respuesta de la etapa de prefiltrado, en la estimación de la magnitud de la tensión de red, es independiente de la dinámica de la VB-PLL, que para la separación de secuencias hace uso de su propia estimación de frecuencia cuya dinámica no varía en todos los ensayos realizados. Esta estimación de frecuencia del FQSG, justo con las estimaciones de las PLLs de las dos estructuras incluidas en el conjunto de ensayos, se aporta en la Figura 6.22(a). Se completa la información del ensayo con la estimación de ángulo en la Figura 6.22(b).

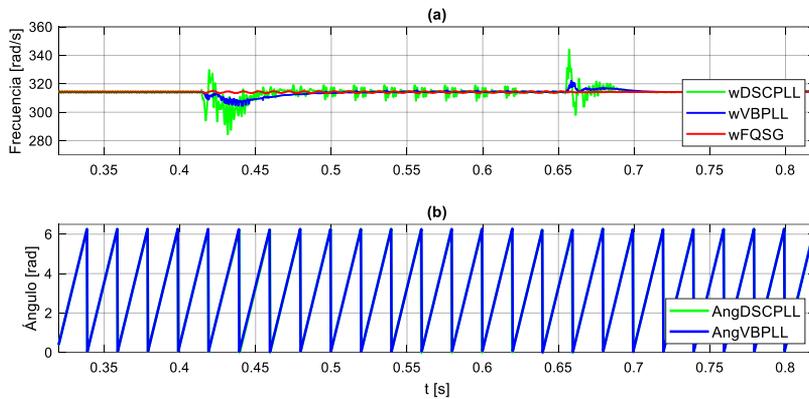


Figura 6.22 Hueco desequilibrado. (a) Estimación de frecuencia, (b) Estimación de fase

En comparación con el AVGS, el sistema DSC-PLL provoca más oscilaciones en la detección de las amplitudes de secuencias y la frecuencia de la tensión de red. Su respuesta es más rápida pero con una baja inmunidad a armónicos.

Finalmente, como en los ensayos anteriores, en la Figura 6.23 se muestra la estimación rápida de la amplitud de la tensión que precisa el controlador de ganancia implementado en la CCU. A pesar de la importante reducción de la constante proporcional del controlador del lazo de fase de la VB-PLL en la entrada de hueco, el sistema queda aún lejos de la transición al modo de congelación de la PLL, como queda reflejado en la detección de frecuencia presentada en la Figura 6.23(a). La dinámica mejorada de la VB-PLL favorece a la rápida y estable estimación de frecuencia y fase.

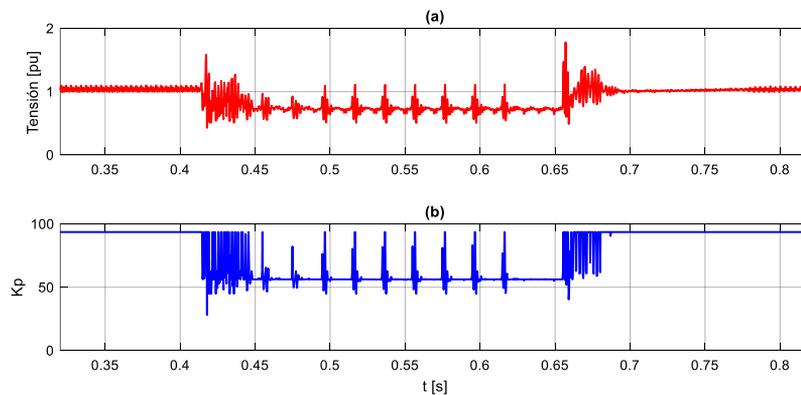


Figura 6.23 Hueco desequilibrado 20%. (a) Estimación rápida de amplitud, (b) Constante proporcional del regulador del lazo de fase de la VB-PLL

6.2.2.5 Sincronización y control de corriente ante un hueco trifásico

Para finalizar la presentación de la respuesta ante huecos severos de tensión se quiere aportar detalles sobre la integración del sistema de sincronización con los lazos de control de corriente en coordenadas síncronas. En un primer ensayo se establece una consigna de potencia al convertidor de 1 MW que supone una corriente inyectada de 1.450 A(rms) en régimen permanente. Se mantienen los ajustes de los controladores de las PLLs implementados en la CCU y, como en todos los ensayos, la funcionalidad completa del control de corriente del convertidor comercial. Se programa una perturbación muy severa en la red con un hueco equilibrado de 0,5 s de duración con una reducción de tensión del 100%.

La Figura 6.24 muestra las formas de onda experimentales recogidas por el osciloscopio para las tensiones de red compuestas (v_{rs} y v_{st}), 160V/div, y para las corrientes de convertidor inyectadas (i_r , i_s e i_t), 700A/div. A pesar de programar un hueco del 100%, las tensiones en el punto de medida no son nulas debido al bajo SCR configurado en la red virtual y a la inyección de corriente reactiva. Con la aceptable respuesta transitoria mostrada, se valida experimentalmente el buen comportamiento del sistema de sincronización integrado en la estrategia de control del convertidor.

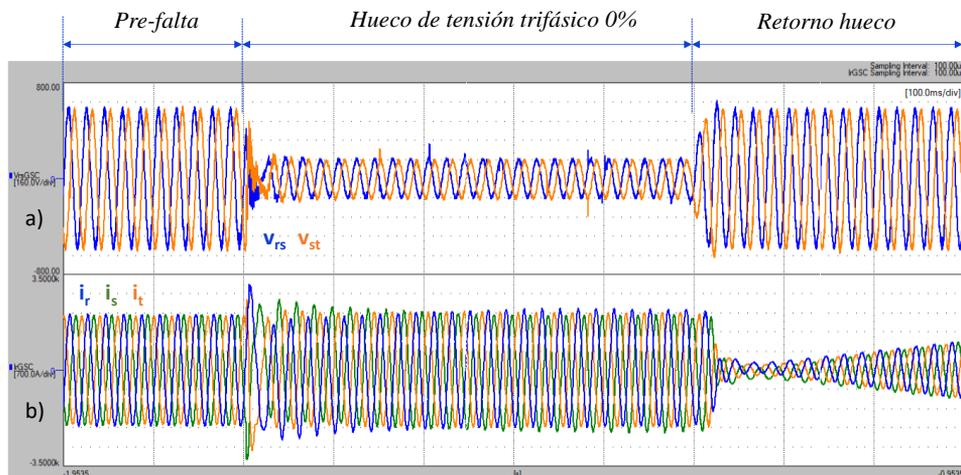


Figura 6.24 Formas de onda experimentales con hueco trifásico 0%. (a) Tensiones compuestas de red, (b) Corrientes de convertidor

En la Figura 6.25 se muestran las señales principales del control de corriente, las consignas de corriente de secuencia positiva generadas para el controlador ($SpIdq+$) y las capturas reales realizadas por la CCU ($Idq+$).

Cuando se produce la falta en $t = 1s$, el control de corriente del convertidor obliga a inyectar corrientes activas y reactivas adecuadas para soportar la tensión de la red. En relación a las consignas de corriente de secuencia positiva, $SpIq+$ se acerca a 2.100 A para el apoyo a la red y $SpId+$ se reduce a 300 A para limitar la corriente del convertidor. En las gráficas se observa un buen seguimiento de las consignas con error estacionario nulo y una respuesta transitoria adecuada.

Como se puede comprobar en la Figura 6.26(a), la amplitud de tensión de secuencia positiva en los terminales del convertidor se consigue elevar, gracias a la inyección de reactiva, a 0,28 p.u. En la misma línea se justifica la evolución de las potencias activa y reactiva de secuencia positiva a la salida del convertidor, mostradas en la Figura 6.26(b), donde la potencia reactiva alcanza los 290 kVAr durante la caída de tensión. Por otro lado, la potencia activa se reduce a 50 kW siguiendo las directrices del código de red y, durante la recuperación de la caída de tensión, presenta una evolución satisfactoria a pesar de tratarse de un hueco severo.

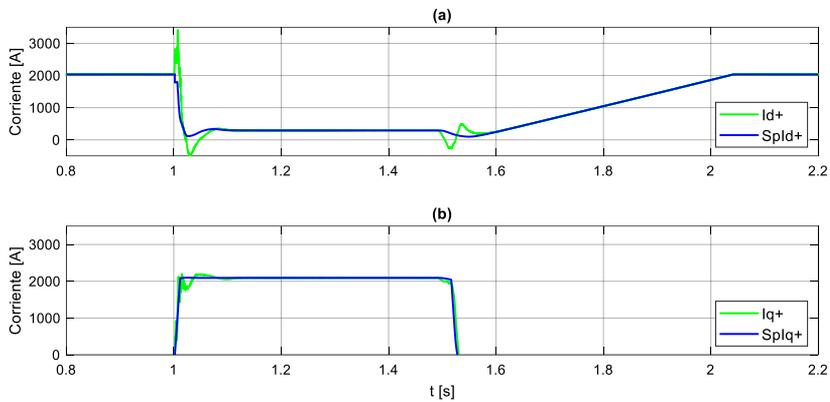


Figura 6.25 Hueco trifásico 0%. (a) Corriente I_{d+} , (b) Corriente I_{q+}

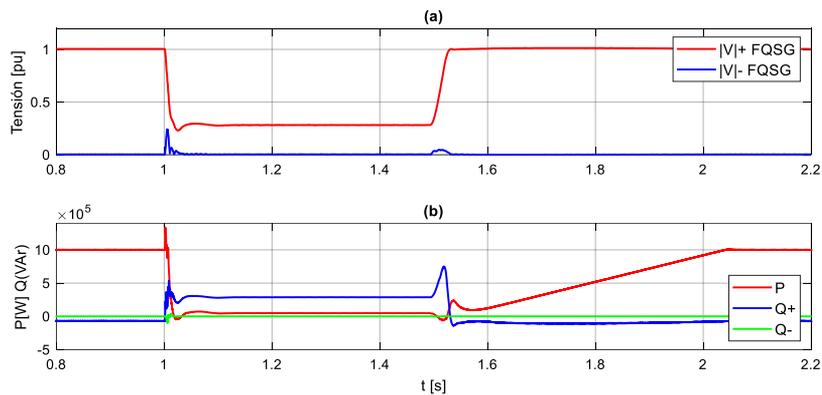


Figura 6.26 Hueco trifásico 0%. (a) Estimación de magnitudes de tensiones por secuencias, (b) Potencias de salida del convertidor

6.2.2.6 Sincronización y control de corriente ante un hueco desequilibrado

En el último ensayo de respuesta del convertidor ante huecos severos de tensión, se sigue la misma línea que el del apartado previo, pero en este caso se trata de un hueco desequilibrado de 0,5 s de duración con una reducción de tensión del 100% en una de sus fases.

De nuevo, se establece una consigna de potencia al convertidor de 1 MW que supone una corriente inyectada de 1.450 A(rms) en régimen permanente. La Figura 6.23 muestra las formas de onda experimentales recogidas por el osciloscopio para las tensiones de red compuestas (v_{rs} y v_{st}), 160V/div, y para las corrientes de convertidor inyectadas (i_r , i_s e i_t), 700A/div. La respuesta transitoria que muestran los resultados permite validar experimentalmente el buen comportamiento del sistema de sincronización.

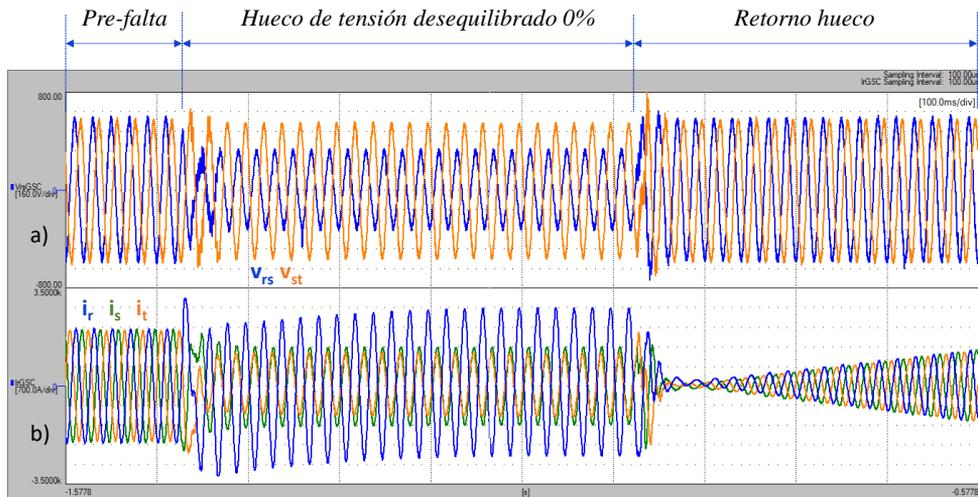


Figura 6.27 Formas de onda experimentales con hueco desequilibrado 0%. (a) Tensiones compuestas de red, (b) Corrientes de convertidor

La Figura 6.28 muestra que las corrientes detectadas por la CCU se ajustan bien a las referencias. Los valores de consigna $Splq+$, $Spld-$ y $Splq-$ se fijan en 1.124 A, 180 A y 1.048 A, respectivamente, y la consigna de corriente activa de secuencia positiva $Spld+$ se reduce a cero por el limitador de corriente para evitar disparos por sobre-corriente del convertidor.

El convertidor ayuda a restablecer la tensión y, como muestra la Figura 6.29(a), la amplitud de las tensiones de secuencia positiva y negativa son 0,66 *p.u.* y 0,32 *p.u.*, respectivamente. La Figura 6.29(b) incluye las potencias registradas a la salida del convertidor, con una potencia activa de secuencia positiva nula durante el hueco y

unas potencias reactivas de secuencia positiva y negativa acordes a la función de soporte de red exigida por los códigos.

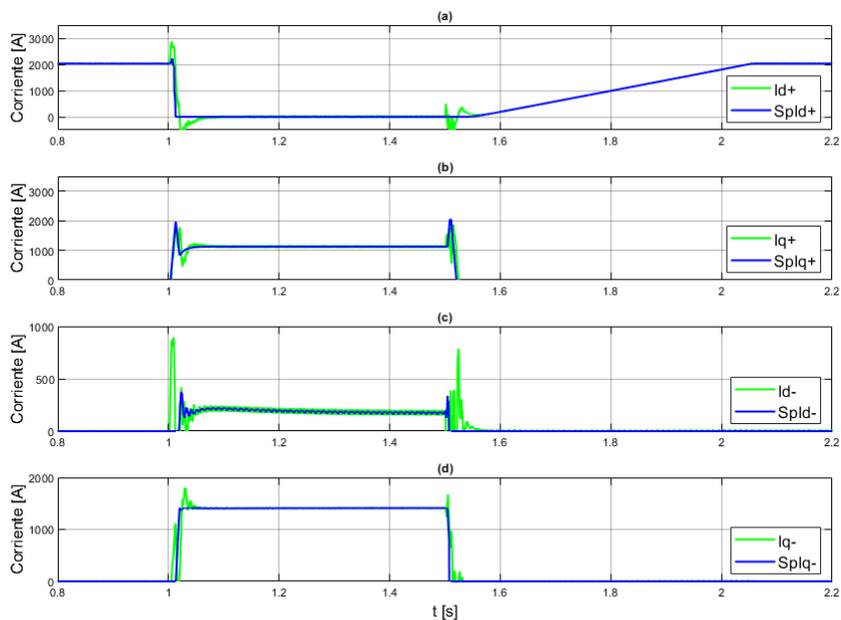


Figura 6.28 Hueco desequilibrado 0%. (a)(c) Corriente I_{d+-} , (b)(d) Corriente I_{q+-}

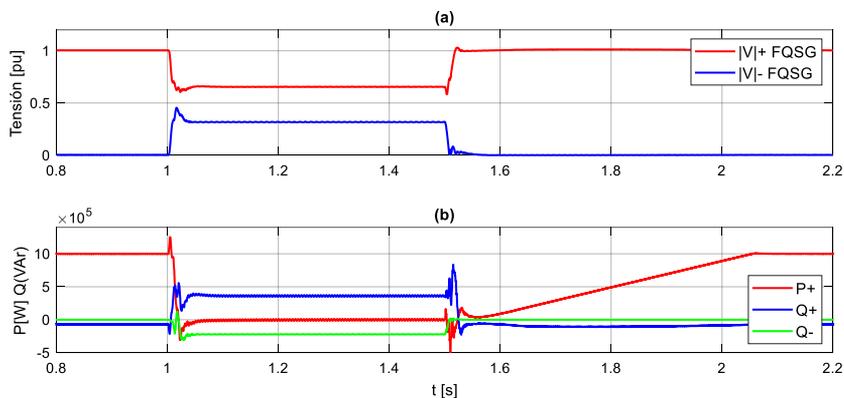


Figura 6.29 Hueco desequilibrado 0%. (a) Estimación de magnitudes de tensiones por secuencias, (b) Potencias de salida del convertidor

6.2.3 Respuesta a variaciones de frecuencia de la tensión

Para analizar la respuesta de las estructuras de adaptación de frecuencia que se están probando, en este ensayo se provoca un salto de 2 Hz (de 50 a 52 Hz) en la frecuencia de la tensión de red, con diferentes derivas e incluso con variación instantánea. En las próximas figuras se muestra la evolución de la frecuencia detectada por el sistema DSC-PLL y por los dos estimadores del sistema AVGS, el propio del FQSG y la VB-PLL. Los registros capturados por la unidad de control del convertidor se procesan en MATLAB.

Para el FQSG, se mantiene la constante $k_{FQSG} = 0,35$ y se consideran dos parametrizaciones para el controlador PI de su estimador de frecuencia. Normalizando los parámetros del controlador con la tensión nominal, por un lado se considera una dinámica lenta con $k'_p = 0,05$ y $k'_i = 250$ que proporciona un tiempo de establecimiento de 1,6 s y, por otro lado, se acelera la respuesta del estimador multiplicando por 10 la constante proporcional, llegando a un tiempo de establecimiento de 200 ms.

Los parámetros de los controladores de las PLLs de ambas estructuras, normalizados con la tensión nominal de red, se fijan en los mismos valores $k_{pPLL} = k_{p\omega} = 90$ y $k_{iPLL} = k_{i\omega} = 1000$, teniendo en cuenta que está activado el sistema de control de ganancia para las constantes del sistema AVGS.

6.2.3.1 Salto de frecuencia

Las respuestas a un cambio brusco de frecuencia, con la dinámica más lenta del FQSG, se muestra en la Figura 6.30(a). Tanto la DSC-PLL como la VB-PLL responden con un tiempo de estabilización de 250 ms y con el mismo sobre-pico, aunque la DSC-PLL sea más sensible a las señales de ruido que puedan afectar en la sincronización. El estimador de frecuencia del FQSG evidencia la lenta dinámica que proporciona su parametrización con un tiempo de establecimiento de 1,6 s.

Se repite el ensayo con un ajuste diferente del controlador PI del estimador de frecuencia del FQSG. Se multiplica por 10 la ganancia proporcional y el efecto de este nuevo ajuste se puede observar en la Figura 6.30(b). La dinámica más rápida del estimador del FQSG, reduce el tiempo de establecimiento en la captura de la frecuencia a 200 ms. No se puede decir que sea independiente la dinámica de la VB-

PLL frente a la del estimador del FQSG, ya que se aprecia un sobre-pico ligeramente mayor en la respuesta de la primera, pero desde luego la influencia es mínima. Por otra parte, en ambas figuras se aprecia cómo un valor superior de la constante proporcional del estimador va en contra de la inmunidad del sistema de detección frente a ruidos en la sincronización, como se ha demostrado en el apartado 3.3.2.

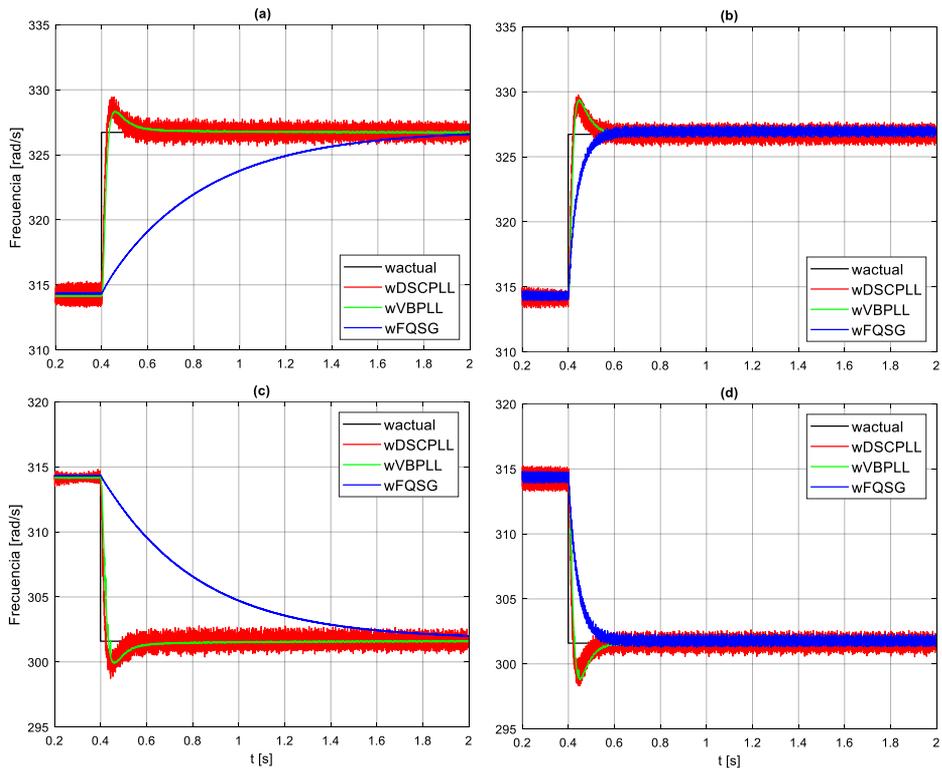


Figura 6.30 Estimación de frecuencia con un salto de 2 Hz

En la Figura 6.30(c), se muestra las respuestas con los parámetros iniciales para una bajada brusca de la frecuencia de 2 Hz (de 50 a 48 Hz) y en la Figura 6.30(d) de nuevo se pone de manifiesto el efecto mínimo de la dinámica del estimador de frecuencia del FQSG, con una constante proporcional 10 veces superior. El comportamiento es el mismo que en el salto de frecuencia positivo.

6.2.3.2 Deriva de frecuencia

A continuación, se muestran las respuestas de los diferentes métodos de detección de frecuencia ante un cambio en la señal de entrada de 2 Hz con diferentes derivas. Se ha mantenido la dinámica lenta del estimador de frecuencia del FQSG. La Figura 6.31(a) corresponde a una deriva de 2 Hz/s y la Figura 6.31(b) a una de 4 Hz/s y se constata como el cambio frecuencia se sigue perfectamente en ambos sistemas de detección. La Figura 6.31(c) con una deriva de 8 Hz/s y la Figura 6.31(d) con una de 20 Hz/s, ambas fuera de los rangos esperados de cambios de frecuencia de la tensión de red, muestran tiempos de estabilización superiores con bajos sobre-picos en el seguimiento de dicha frecuencia.

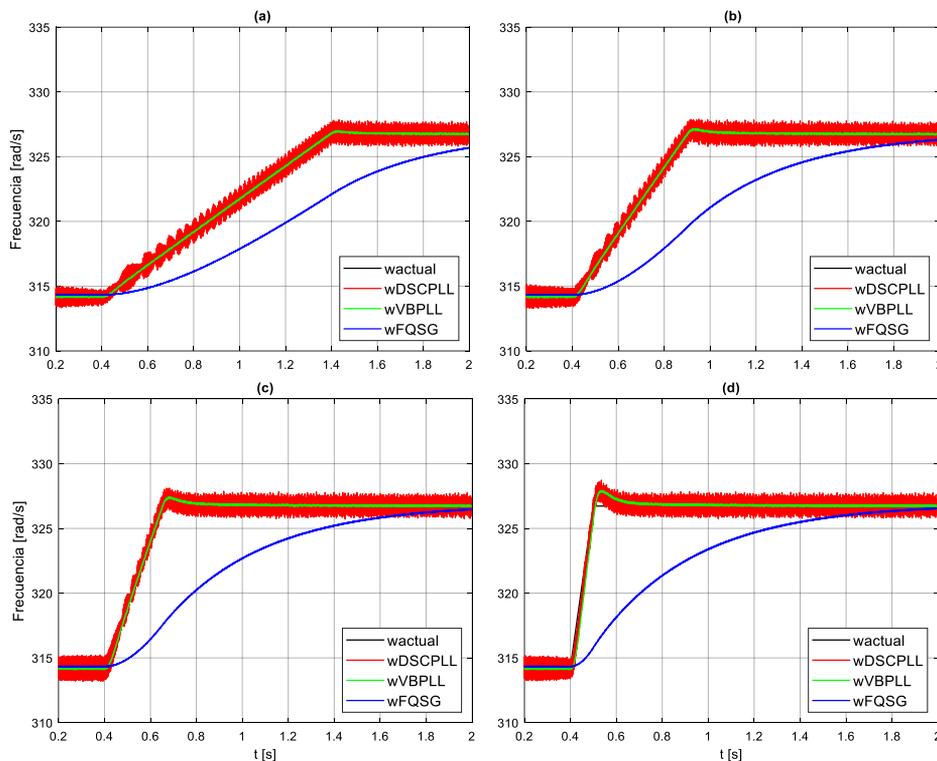


Figura 6.31 Estimación de frecuencia con diferentes derivas

6.2.4 Respuesta en redes de tensión distorsionada

La inmunidad frente a los armónicos se ha ensayado generando una tensión de red distorsionada con un 5% de 5º armónico (secuencia negativa) y un 7,5% de 7º armónico (5,3% de secuencia positiva y 2,2% de secuencia negativa). La Figura 6.32 muestra los registros del osciloscopio con unos ajustes de 100V/div-50ms/div.

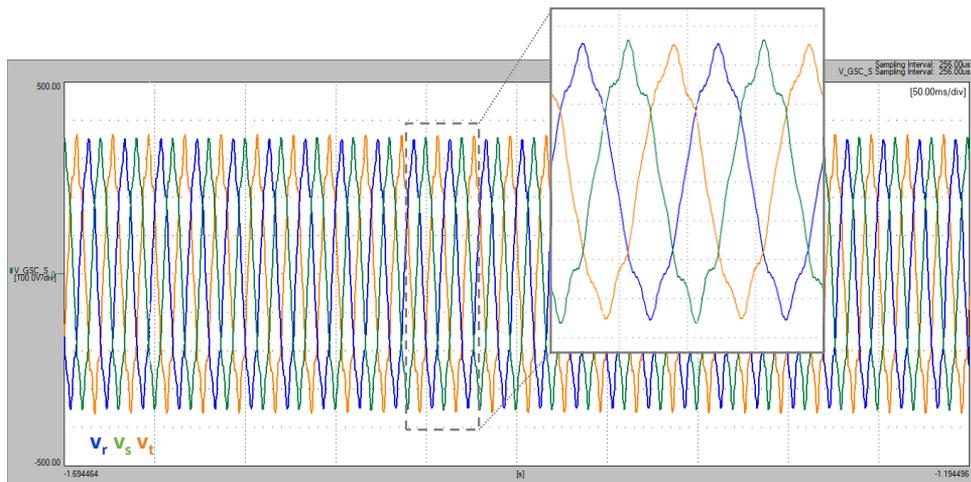


Figura 6.32 Tensiones de red distorsionadas (5º y 7º armónico)

La sintonía específica de los parámetros del AVGS, que ha permitido la rápida estabilización de las señales estimadas en los ensayos anteriores, da lugar a pequeñas oscilaciones en la detección del módulo de tensión por secuencias, en la Figura 6.33(a), y en la estimación de la frecuencia, en la Figura 6.33(b). Aun así, la parametrización del FQSG con el valor de $k_{FQSG} = 0,35$ ofrece una buena respuesta frente a los armónicos que afectan menos al sistema de sincronización en comparación con el DSC-PLL.

Para el sistema DSC-PLL, la estimación de magnitud de tensión de secuencia positiva evidencia una oscilación de 350 Hz y la estimación de frecuencia tiene la oscilación de 400 Hz. El armónico 7º de secuencia negativa de la tensión de red, que el DSC de secuencia positiva no rechaza, es el responsable de ambas oscilaciones, con el desplazamiento de frecuencia nominal 50 Hz para la estimación de frecuencia asociado al regulador PI de la PLL.

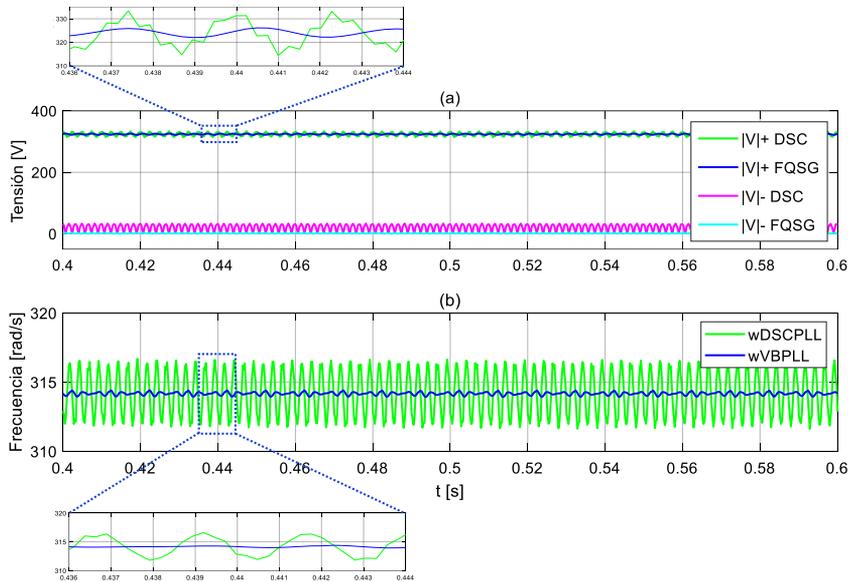


Figura 6.33 Red distorsionada. Amplitudes de secuencias estimadas y frecuencia detectada

La respuesta de ambas estructuras a la distorsión de la tensión de red también se evidencia en la Figura 6.34. Se trata de las estimaciones de las componentes simétricas de secuencia positiva para el pre-filtro DSC en la Figura 6.34(a), y para el pre-filtro FQSG en la Figura 6.34(c).

La capacidad de rechazo de armónicos del DSC se ha detallado en el capítulo 2 y, principalmente, en el capítulo 4, donde la Figura 4.13 presenta la respuesta en frecuencia del filtro DSC de secuencia positiva. Ese diagrama de Bode refleja el rechazo total a las frecuencias de 250 Hz (secuencia negativa) y 350 Hz (secuencia positiva) y la ganancia unitaria para la frecuencia de 350 Hz (secuencia negativa). La Figura 6.34(b) pone de manifiesto esa respuesta en frecuencia, con una atenuación muy alta de los dos armónicos de secuencia positiva y un 7° armónico de secuencia negativa de 7,15 V de amplitud (2,19% de la magnitud de tensión nominal de fase).

Por otro lado, el pre-filtro FQSG se comporta como un filtro de pasa-banda para la señal de entrada. Como puede verse en la Figura 6.34(d), el FQSG ofrece la mejor capacidad de filtrado entre las dos estructuras bajo prueba, presentando un THD de

0,42% frente al 2,31% del DSC. La sintonización de sus parámetros, que permite una estabilización más rápida de la señal estimada en las pruebas anteriores, juega en contra de su inmunidad frente a los armónicos dando lugar a pequeñas oscilaciones en la estimación de la secuencia positiva. Para las dos frecuencias de interés, la magnitud de las oscilaciones asociadas a los armónicos 5° y 7° es inferior a 1 V (0,3% de la magnitud de tensión nominal de fase).

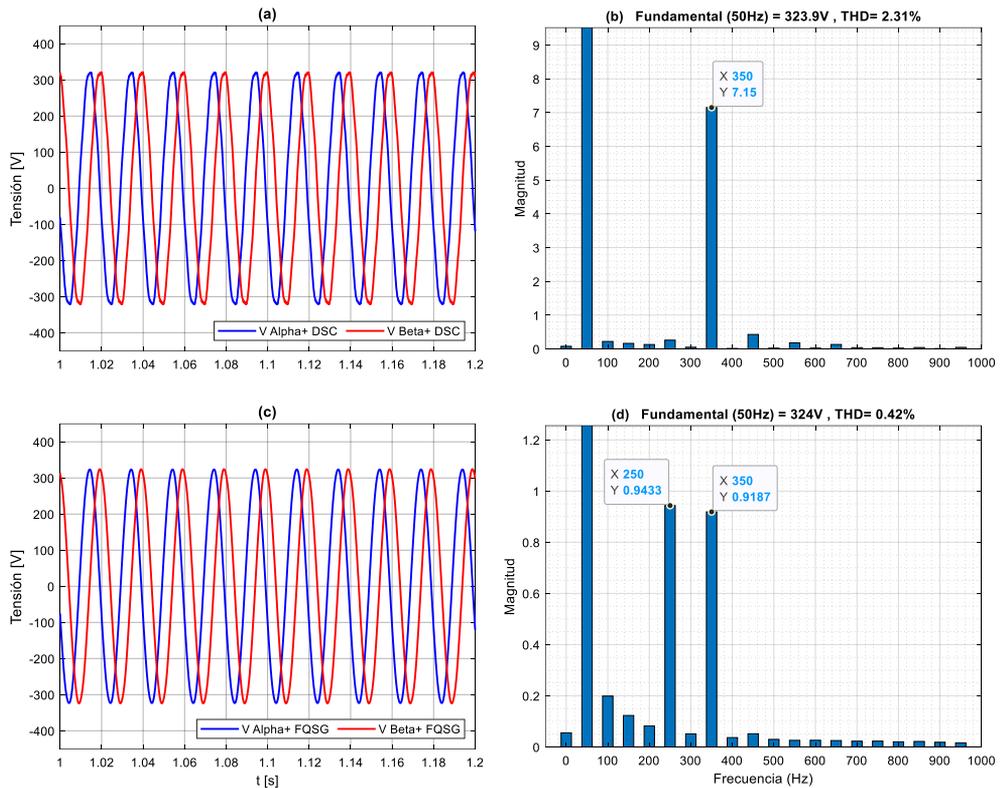
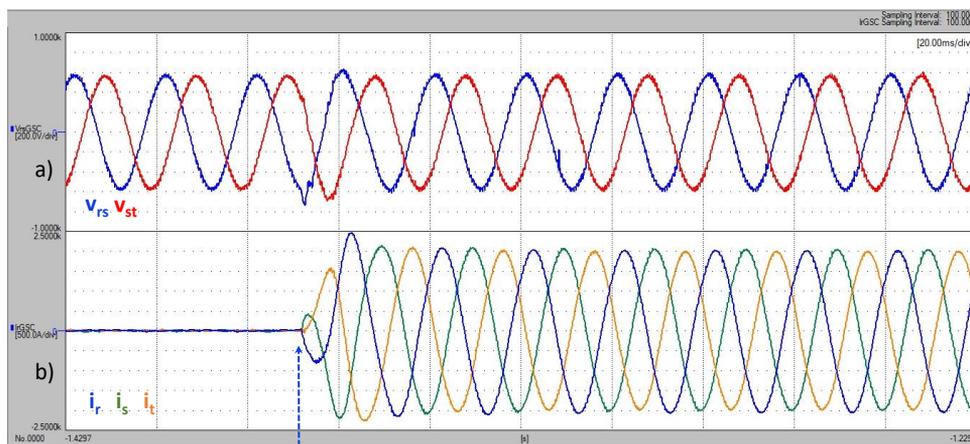


Figura 6.34 Análisis armónico de la respuesta del pre-filtrado

6.2.5 Respuesta a un escalón de potencia

En este ensayo, se analiza la respuesta del convertidor frente a un salto brusco de potencia activa. La consigna de potencia activa se ajusta a 1 MW y la referencia de

potencia reactiva a cero. Se muestran las tensiones de la red (100V/div) en la Figura 6.35(a) y las corrientes de convertidor (500A/div) en la Figura 6.35(b), ambas registradas en el osciloscopio ajustado en 20ms/div, que confirman el buen comportamiento del convertidor sin fenómenos de resonancia apreciables.



Escalón de potencia

Figura 6.35 Escalón de potencia activa. Tensión de red y corriente de convertidor

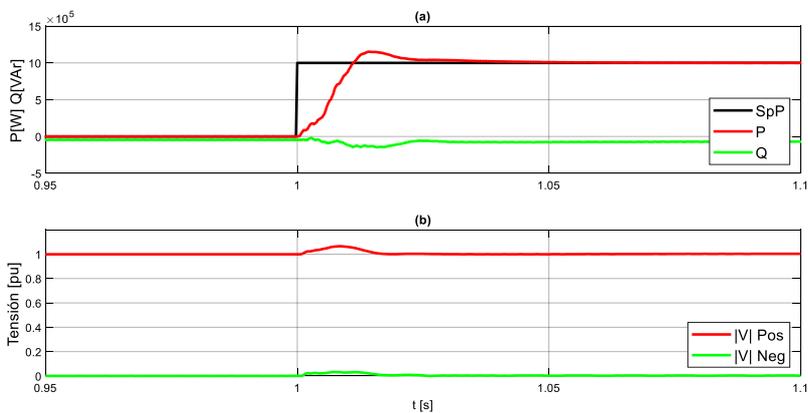


Figura 6.36 Escalón de potencia activa. Potencia de salida y tensión estimada

Como en los casos anteriores, los registros capturados por la unidad de control del convertidor del *Ingecon Wind* se procesan en MATLAB. La Figura 6.36(a) aporta la consigna de potencia y los valores reales de potencia de salida del convertidor. Esta referencia es seguida con una buena respuesta transitoria, con un corto tiempo de establecimiento, de unos 25-30 ms y un error nulo en estado estacionario. La Figura 6.36(b) muestra el mínimo efecto en la tensión de red estimada con los valores de amplitud detectada de secuencia positiva y negativa.

6.3 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado la validación de la estructura de sincronización presentada a lo largo de la Tesis mediante simulaciones, con registros reales de perturbaciones en la red, y mediante pruebas experimentales en una plataforma de ensayos de alta potencia.

El comportamiento del AVGS ha sido evaluado ante diferentes condiciones adversas de red (huecos, desequilibrio, distorsión, cambios de frecuencia) con unos resultados muy satisfactorios en lo que a la respuesta dinámica y la precisión de las estimaciones de amplitud, frecuencia y fase de tensión se refiere.

Además, la respuesta temporal, la continuidad de la corriente durante los transitorios y la evolución satisfactoria en la recuperación de faltas severas revelan una buena integración del sistema de sincronización con los lazos de control de corriente de secuencia positiva y negativa del convertidor.

Los resultados obtenidos en la fase experimental para las estructuras de sincronización evaluadas han coincidido con los obtenidos en el análisis teórico y con las simulaciones realizadas a lo largo de la presente Tesis.

Conclusiones y trabajos futuros

7.1 Conclusiones

Esta Tesis tenía como objetivo principal realizar aportaciones al control de corriente de convertidores VSC de sistemas eólicos conectados a redes perturbadas, en concreto, mejorando la respuesta en presencia de huecos de tensión, contenido armónico y redes débiles. El trabajo se ha enfocado en la etapa de sincronización con la red y la influencia de su dinámica en la estabilidad del convertidor. En lo que respecta al convertidor VSC, para el análisis teórico y para las fases de simulación y experimentación, se ha considerado el convertidor lado red de una estructura de conversión clásica *back-to-back* de una turbina eólica tipo 4 con convertidores binivel, manteniendo la funcionalidad completa del control de corriente del equipo comercial que INGETEAM ha facilitado para las pruebas experimentales, un *Ingecon Wind* de 2 MW.

El recorrido por las estructuras avanzadas de sincronización trifásicas encontradas en la revisión de la bibliografía, recogida en el capítulo 2, ha constatado que la sincronización con seguimiento de fase que aporta la PLL sigue siendo dominante con una mayor variedad de opciones en la etapa de prefiltrado, que además de mejorar la respuesta a la distorsión armónica permite la generación de señales en cuadratura y la separación de secuencias. Se han revisado estructuras y prestaciones

fundamentales en lo que respecta a su respuesta dinámica, carga computacional, robustez ante desequilibrios y distorsión armónica, inmunidad al ruido o adaptación a cambios de frecuencia. Este capítulo ha finalizado con en análisis de la respuesta, bajo simulación, de la sincronización en redes perturbadas de dos de las estructuras más representativas, DSC-PLL y DSOGI-FLL, evidenciando los problemas de la primera en redes distorsionadas.

La estructura de sincronización AVGS que se ha presentado en el capítulo 3, cumple con los requisitos de funcionamiento transitorio, especialmente en condiciones de falta y distorsión de la red y, la acción combinada del bloque de prefiltrado y la PLL de dinámica variable, la convierte en un sistema de sincronización avanzado. Su etapa de prefiltrado FQSG es una evolución del DSOGI, ya publicado y patentado, aunque con una estructura diferente. Estima la secuencia positiva y negativa de la tensión en α - β con buenos resultados en redes perturbadas y una destacada capacidad de bloqueo de armónicos. El estimador de secuencia positiva elimina de manera específica la secuencia negativa que aparece durante los huecos de tensión con un adecuado equilibrio entre respuesta dinámica y filtrado. Además, incorpora un estimador de frecuencia propio que proporciona una auto-sintonización de dinámica independiente a la de la PLL. Por otra parte, el controlador de ganancia ajusta la dinámica de los lazos de fase y módulo de la VB-PLL en función de la amplitud de la señal de tensión de entrada. La PLL, basada en operaciones vectoriales sobre las tensiones, ofrece entonces un mejor compromiso entre precisión y respuesta dinámica que una SRF-PLL clásica.

Los sistemas de sincronización tienen una muy fuerte influencia en la estabilidad de convertidores conectados a red, sobre todo cuando estas son débiles, y los modelos de impedancia de convertidores pueden ser una herramienta muy potente para determinar la estabilidad de estos convertidores conectados a red. El estudio realizado en esta Tesis acerca de los problemas de estabilidad asociados con la dinámica de los sistemas de sincronización de los convertidores conectados a redes débiles se ha detallado en el capítulo 4. Inicialmente se ha considerado una dinámica muy lenta para la etapa de sincronización, despreciando su influencia en la estabilidad del conjunto, y se ha desarrollado el modelo, en el dominio α - β , de un convertidor VSC de dos niveles con control de corriente de secuencias separadas en coordenadas síncronas, justificando la estabilidad del control de corriente e introduciendo el concepto de estabilidad basado en pasividad de convertidores. La influencia en el control de corriente de la dinámica del sistema de sincronización

tradicional SRF-PLL se ha estudiado a partir de un modelo simplificado del convertidor en el dominio $d-q$, integrando la inductancia del lado inversor del filtro LCL, que permite obtener por separado las funciones de transferencia del control de corriente y de la admitancia asimétrica de salida del convertidor formulado como un sistema MIMO. El modelo de impedancia, dependiente de los parámetros internos de control, facilita la integración de elementos pasivos externos, serie o paralelo, para el análisis de la interacción del convertidor con redes débiles. El análisis basado en impedancias revela inestabilidad para PLLs muy rápidas en una red débil de SCR = 4. El estudio llevado a cabo permite concluir que la respuesta en frecuencia de la admitancia del convertidor para diferentes dinámicas de la PLL, pone en evidencia los márgenes de posible inestabilidad en base a criterios de pasividad de convertidor. Además, el método GNC se puede utilizar para predecir la estabilidad del sistema basándose en las impedancias del inversor y de la red. Los resultados de simulación validan el análisis de estabilidad realizado, basado en la impedancia del convertidor, y cuyo resultado se muestra con los diagramas de Bode y las curvas de Nyquist de los valores propios de la matriz de ratio de impedancias.

La nueva estructura de sincronización con la red ha permitido implementar con éxito lazos de control de corriente avanzados en condiciones de red muy problemáticas y, mediante criterios de estabilidad basados en el modelo de impedancia, se ha demostrado que, para dinámicas rápidas de la PLL en redes de baja relación de cortocircuito, fuente de problemas en estructuras convencionales de seguimiento de fase, asegura la estabilidad del convertidor. El modelo de pequeña señal del prefiltro FQSG desarrollado en el capítulo 5, y su interacción con el lazo de control de corriente y la impedancia de la red, permite evaluar, utilizando métodos basados en impedancia, el impacto en la estabilidad del convertidor de la estructura de sincronización presentada en este trabajo de Tesis. Las conclusiones extraídas del estudio teórico de la estabilidad se han confirmado mediante simulaciones y los resultados experimentales muestran que un inversor de 2 MW conectado a una red débil puede funcionar de forma estable con el sistema de sincronización propuesto.

Ante escenarios de red problemáticos con huecos, desequilibrio, distorsión y cambios de frecuencia, los resultados experimentales presentados en el capítulo 6 han sido muy satisfactorios en lo que se refiere a la respuesta dinámica, la precisión de las estimaciones de amplitud, frecuencia y fase de tensión, la continuidad de la corriente durante los transitorios y la evolución satisfactoria en la recuperación de faltas severas.

El trabajo de investigación desarrollado ha cubierto todos los objetivos planteados. Este documento de Tesis Doctoral ha detallado los resultados obtenidos y las conclusiones resultantes de la investigación realizada.

7.2 Trabajos futuros

Con el objetivo de continuar el trabajo de investigación iniciado en esta Tesis, se presentan a continuación algunas ideas a desarrollar en un futuro dentro del marco teórico establecido por:

- Convertidores conectados a red débil con sincronización con seguimiento de fase basada en la tensión en el PCC, conocidos como sistemas *grid-following*.
- Análisis de estabilidad en pequeña señal mediante criterios basados en la impedancia del convertidor.

Entre esas líneas de trabajo futuro destacan las siguientes:

- El desarrollo del modelo de admitancia del convertidor de red contemplando estructuras de conversión multinivel. El trabajo de Tesis se centra en una estructura de conversión clásica, con un sistema *back-to-back* con convertidores binivel que limitan la potencia con la que puede trabajar el sistema de conversión.
- El análisis de estabilidad del convertidor en pequeña señal con el impacto en el modelo de impedancia, y la posterior aplicación de los criterios de estabilidad, de modificaciones en los lazos de control de corriente avanzados o el lazo de control de la tensión del bus de continua. En lo referente a los lazos de control de corriente, se plantea margen de mejora en la estrategia de *feedforward* de tensión, con un efecto importante en la impedancia del convertidor cuanto mayor sea su ancho de banda y el *damping* activo y los retardos introducidos por los filtros de medida de tensión y corriente, con una clara influencia para la estabilidad del convertidor a las frecuencias cercanas a la de resonancia del filtro LCL. Por otro lado, estudios recientes revelan problemas de estabilidad a altas frecuencias, asociados a la parametrización del regulador de tensión de bus.
- La dinámica asimétrica introducida por la PLL en el sistema de referencia síncrono, provoca que el modelo de impedancia del convertidor tenga que caracterizarse como un sistema MIMO con una función de transferencia

matricial. El análisis de la respuesta frecuencial de estas matrices de impedancias, con un alto grado de complejidad matemática, no es evidente y dificulta el análisis de estabilidad aplicando criterios basados en impedancias. Partiendo de las representaciones MIMO originales, una línea de trabajo en este sentido es la de obtener fiables representaciones equivalentes SISO para facilitar ese análisis.

- La ampliación del análisis teórico y las fases de simulación y experimentación a redes exteriores delicadas, profundizando en la definición de la impedancia de red, por ejemplo, con cables aislados con múltiples frecuencias de resonancia o posibles resonancias entre controles de convertidores conectados en paralelo.
- El desarrollo del modelo de impedancia ampliado a sistemas multiconvertidor, particularmente a la paralelización de convertidores sincronizados por PLL y conectados a un mismo PCC. La parametrización particular de cada convertidor deriva en diferentes anchos de banda de las PLLs y consignas de inyección de potencia, por lo que se considera un reto interesante investigar en la interacción entre convertidores y sus márgenes de estabilidad para una operación estable en redes débiles.
- El estudio ampliado de métodos para mejorar la estabilidad en pequeña señal en redes débiles. Después de la revisión de la bibliografía se pueden destacar varias líneas de trabajo. Se pueden plantear otras modificaciones de la sintonización del controlador de la PLL, al alcance de la estructura propuesta en este trabajo con el bloque controlador de ganancia. También es otra opción los cambios de la estructura interna de la PLL basados en estrategias de *active damping* o impedancias virtuales *in loop*. En una red débil, la tensión en el PCC se ve muy afectada por la corriente inyectada por el convertidor en la red. Y esa variación de la tensión del PCC, se propaga a través de la PLL afectando al control de corriente del convertidor y deteriorando la estabilidad de sincronización de los convertidores *grid-following*. El control basado en realimentación de variables de tensión o corriente apoyado en el concepto de impedancia virtual, otra línea de interés, está orientado a evitar la propagación de la variación de la tensión del PCC a la PLL.
- El estudio ampliado de métodos para mejorar la estabilidad transitoria en redes de bajo SCR. En este sentido, se establecen dos líneas de trabajo para sistemas *grid-following*. Por un lado, están las técnicas de control de estabilización

mediante la modificación de la componente de la corriente activa durante las faltas, siempre dentro de los requerimientos de los códigos de red. Por otro lado, en base al controlador de ganancia, se puede actuar sobre los parámetros del regulador de la PLL.

En los últimos tiempos, algunos estudios han revelado que los sistemas *grid-forming* logran una estabilidad superior en redes débiles en comparación con los sistemas *grid-following*, ya que la PLL no es necesaria para el control de corriente. Sin embargo, el control de *grid-forming* introduce otros desafíos para la estabilidad de la sincronización más lejos aún del alcance de este trabajo de Tesis.

Referencias bibliográficas

-
- [1] REN21. *Renewables 2021 Global Status Report*
 - [2] F. Blaabjerg and K. Ma, "Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 139-152, Sept. 2013.
 - [3] GWEC, Global Wind Energy Council. *Global Wind Report 2021*
 - [4] M. Tsili and S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms,". *IET Renewable Power Generation*, 2009, vol.3, no.3, pp. 308–332
 - [5] M. Altın, Ö. Göksu, R. Teodorescu, P. Rodriguez, B. Jensen and L. Helle, "Overview of recent grid codes for wind power integration," *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, 2010, pp. 1152-1160.
 - [6] O. P. Mahela, N. Gupta, M. Khosravy and N. Patel, "Comprehensive Overview of Low Voltage Ride Through Methods of Grid Integrated Wind Generator," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 99299-99326, 2019.

-
- [7] X. Luo, J. Wang, J.D. Wojcik, J. Wang, D. Li, M. Draganescu, Y. Li Y and S. Miao, "Review of Voltage and Frequency Grid Code Specifications for Electrical Energy Storage Applications," *Energies*. 2018; 11(5):1070.
- [8] E. Robles, M. Haro-Larrode, M. Santos-Mugica, A. Etxegarai and E. Tedeschi, "Comparative analysis of European grid codes relevant to offshore renewable energy installations," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 102, 2019, pp. 171-185.
- [9] ENTSO-E (European Network of Transmission System Operators for Electricity), Network Code for Requirements for Grid Connection Applicable to all Generators (NCRfG), 2016. https://www.entsoe.eu/network_codes/.
- [10] V. Kaura and V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 58-63, Jan.-Feb. 1997.
- [11] L. N. Arruda, S. M. Silva and B. J. C. Filho, "PLL structures for utility connected systems," *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, Chicago, IL, USA, 2001, pp. 2655-2660 vol.4.
- [12] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, Oct. 2006.
- [13] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - An overview and evaluation," *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Dresden, Germany, 2005, pp. 2474-2481.
- [14] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre and F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions," *2006 IEEE 37th Power Electronics Specialists Conference*, Jeju, Korea (South), 2006, pp. 1-7.
- [15] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, 2011.

-
- [16] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, March 2007.
- [17] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1263-1270, Aug. 2004.
- [18] A. Luna et al., "Grid Voltage Synchronization for Distributed Generation Systems Under Grid Fault Conditions," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3414-3425, July-Aug. 2015.
- [19] X. Wang, M. G. Taul, H. Wu, Y. Liao, F. Blaabjerg and L. Harnefors, "Grid-Synchronization Stability of Converter-Based Resources-An Overview," in *IEEE Open Journal of Industry Applications*, vol. 1, pp. 115-134, 2020.
- [20] J. Sun, "Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems—A Review," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 11, pp. 2545-2554, Nov. 2009.
- [21] Y. Wang, X. Wang, F. Blaabjerg and Z. Chen, "Harmonic Instability Assessment Using State-Space Modeling and Participation Analysis in Inverter-Fed Power Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 806-816, Jan. 2017.
- [22] A. Adib, B. Mirafzal, X. Wang and F. Blaabjerg, "On Stability of Voltage Source Inverters in Weak Grids," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 4427-4439, 2018.
- [23] L. Harnefors, M. Bongiorno and S. Lundberg, "Input-Admittance Calculation and Shaping for Controlled Voltage-Source Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 3323-3334, 2007.
- [24] J. Sun, "Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.26, n.11, pp. 3075-3078, 2011.
- [25] L. Harnefors, X. Wang, A. G. Yepes and F. Blaabjerg, "Passivity-Based Stability Assessment of Grid-Connected VSCs—An Overview," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 116-125, March 2016.

-
- [26] C. Zhang, X. Wang, F. Blaabjerg, W. Wang and C. Liu, "The influence of phase-locked loop on the stability of single-phase grid-connected inverter," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, QC, 2015, pp. 4737-4744.
- [27] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli and Z. Shen, "Analysis of D-Q Small-Signal Impedance of Grid-Tied Inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.31,no.1, pp.675-687, Jan. 2016.
- [28] H. Yi, X. Wang, F. Blaabjerg and F. Zhuo, "Impedance Analysis of SOGI-FLL-Based Grid Synchronization," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 7409-7413, Oct. 2017.
- [29] D. Yang, X. Wang, F. Liu, K. Xin, Y. Liu and F. Blaabjerg, "Symmetrical PLL for SISO Impedance Modeling and Enhanced Stability in Weak Grids," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 1473-1483, Feb. 2020.
- [30] K. M. Alawasa, Y. A. I. Mohamed and W. Xu, "Active Mitigation of Subsynchronous Interactions Between PWM Voltage-Source Converters and Power Networks," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 1, pp. 121-134, Jan. 2014.
- [31] J. Fang, X. Li, H. Li and Y. Tang, "Stability Improvement for Three-Phase Grid-Connected Converters Through Impedance Reshaping in Quadrature-Axis," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 10, pp. 8365-8375, Oct. 2018.
- [32] X. Zhang, S. Fu, W. Chen, N. Zhao, G. Wang and D. Xu, "A Symmetrical Control Method for Grid-Connected Converters to Suppress the Frequency Coupling Under Weak Grid Conditions," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13488-13499, Dec. 2020.
- [33] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli and Z. Shen, "Small-Signal Stability Analysis of Three-Phase AC Systems in the Presence of Constant Power Loads Based on Measured d-q Frame Impedances," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5952-5963, Oct. 2015.

-
- [34] M. Cespedes and J. Sun, "Impedance Modeling and Analysis of Grid-Connected Voltage-Source Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1254-1261, March 2014.
- [35] M. Kazem Bakhshizadeh *et al.*, "Couplings in Phase Domain Impedance Modeling of Grid-Connected Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 6792-6796, Oct. 2016.
- [36] A. Rygg, M. Molinas, C. Zhang and X. Cai, "A Modified Sequence-Domain Impedance Definition and Its Equivalence to the dq-Domain Impedance Definition for the Stability Analysis of AC Power Electronic Systems," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1383-1396, Dec. 2016.
- [37] C. Zhang, X. Cai, A. Rygg and M. Molinas, "Sequence Domain SISO Equivalent Models of a Grid-Tied Voltage Source Converter System for Small-Signal Stability Analysis," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 2, pp. 741-749, June 2018.
- [38] L. Xu, H. Xin, L. Huang, H. Yuan, P. Ju and D. Wu, "Symmetric Admittance Modeling for Stability Analysis of Grid-Connected Converters," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 35, no. 1, pp. 434-444, March 2020.
- [39] X. Wang, L. Harnefors and F. Blaabjerg, "Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1775-1787, Feb. 2018.
- [40] Ö. Göksu, R. Teodorescu, C. L. Bak, F. Iov and P. C. Kjaer, "Instability of Wind Turbine Converters During Current Injection to Low Voltage Grid Faults and PLL Frequency Based Stability Solution," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 29, no. 4, pp. 1683-1691, July 2014.
- [41] M. G. Taul, X. Wang, P. Davari and F. Blaabjerg, "Robust Fault Ride Through of Converter-Based Generation During Severe Faults With Phase Jumps," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 56, no. 1, pp. 570-583, Jan.-Feb. 2020.

-
- [42] M. G. Taul, X. Wang, P. Davari and F. Blaabjerg, "Systematic Approach for Transient Stability Evaluation of Grid-Tied Converters during Power System Faults," *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 5191-5198.
- [43] H. Wu and X. Wang, "Design-Oriented Transient Stability Analysis of PLL-Synchronized Voltage-Source Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 3573-3589, April 2020.
- [44] C. Wu, X. Xiong, M. G. Taul and F. Blaabjerg, "Enhancing Transient Stability of PLL-Synchronized Converters by Introducing Voltage Normalization Control," in *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 11, no. 1, pp. 69-78, March 2021.
- [45] M. Boyra and J. Thomas, "A review on synchronization methods for grid-connected three-phase VSC under unbalanced and distorted conditions," *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2011, pp. 1-10.
- [46] A. A. Girgis, W. B. Chang and E. B. Makram, "A digital recursive measurement scheme for online tracking of power system harmonics," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, no. 3, pp. 1153-1160, July 1991.
- [47] B. P. McGrath, D. G. Holmes and J. J. H. Galloway, "Power converter line synchronization using a discrete Fourier transform (DFT) based on a variable sample rate," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 877-884, July 2005.
- [48] M. S. Padua, S. M. Deckmann, G. S. Sperandio, F. P. Marafao and D. Colon, "Comparative analysis of Synchronization Algorithms based on PLL, RDFT and Kalman Filter," *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2007, pp. 964-970.
- [49] J. Svensson, "Synchronization methods for grid-connected voltage source converter". *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings*, 148(3): 229-235, may 2001.

-
- [50] R. F. de Camargo, A. T. Pereira and H. Pinheiro, "New Synchronization Method for Three-Phase Three-Wire PWM Converters under Unbalance and Harmonics in the Grid Voltages," *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005, pp. 506-512.
- [51] E. Robles, J. Pou, S. Ceballos, I. Gabiola, M. Santos-Mugica, "Grid Sequence Detector Based on a Stationary Reference Frame," *EPE Journal*. 1–10, 2009.
- [52] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Ó. LÓpez and E. Acha, "A Generic Open-Loop Algorithm for Three-Phase Grid Voltage/Current Synchronization With Particular Reference to Phase, Frequency, and Amplitude Estimation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.24, n.1, pp. 94-107, Jan. 2009.
- [53] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani and A. Bakhshai, "Time-Domain Signal Analysis Using Adaptive Notch Filter," in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 55, no. 1, pp. 85-93, Jan. 2007.
- [54] M. Mojiri, M. Karimi-Ghartemani and A. Bakhshai, "Processing of Harmonics and Interharmonics Using an Adaptive Notch Filter," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 2, pp. 534-542, April 2010.
- [55] R. Cardoso, R. F. de Camargo, H. Pinheiro and H. A. Gründling, "Kalman filter based synchronization methods," *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-7.
- [56] V. M. Moreno, M. Liserre, A. Pigazo and A. Dell'Aquila, "A Comparative Analysis of Real-Time Algorithms for Power Signal Decomposition in Multiple Synchronous Reference Frames," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, pp. 1280-1289, July 2007.
- [57] Hong-Seok Song, Hyun-Gyu Park and Kwanghee Nam, "An instantaneous phase angle detection algorithm under unbalanced line voltage condition," *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*, 1999, pp. 533-537 vol.1.
- [58] Hong-Seok Song, Kwanghee Nam and P. Mutschler, "Very fast phase angle estimation algorithm for a single-phase system having sudden phase angle jumps," *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, 2002, pp. 925-931 vol.2.

- [59] A. Blanchard, A. *Phase-Locked Loops: Application to coherent receiver design*. Wiley Interscience, 1976
- [60] W. C. Lindsey and Chak Ming Chie, "A survey of digital phase-locked loops," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, no. 4, pp. 410-431, April 1981
- [61] Guan-Chyun Hsieh and J. C. Hung, "Phase-locked loop techniques. A survey," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 6, pp. 609-615, Dec. 1996.
- [62] S. Golestan, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez, "Single-Phase PLLs: A Review of Recent Advances," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9013-9030, Dec. 2017.
- [63] F. Blaabjerg, *Control of Power Electronic Converters and Systems*. vol. 3. Academic Press, 2021
- [64] Se-Kyo Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 3, pp. 431-438, May 2000.
- [65] S. A. O. da Silva, E. Tomizaki, R. Novochadlo, E. Antonio and A. Coelho, "PLL Structures for Utility Connected Systems under Distorted Utility Conditions," *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 2636-2641.
- [66] S. M. Silva, B. M. Lopes, B. J. C. Filho, R. P. Campana and W. C. Bosventura, "Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems," *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, 2004, pp. 2259-2263 vol.4.
- [67] S. Lee, J. Kang and S. Sul, "A new phase detecting method for power conversion systems considering distorted conditions in power system," *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting*, 1999, pp. 2167-2172 vol.4.
- [68] J. Svensson, M. Bongiorno and A. Sannino, "Practical Implementation of Delayed Signal Cancellation Method for Phase-Sequence Separation," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, no. 1, pp. 18-26, Jan. 2007.

-
- [69] D. Yazdani, M. Mojiri, A. Bakhshai and G. JoÓs, "A Fast and Accurate Synchronization Technique for Extraction of Symmetrical Components," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, v.24, n.3, pp. 674-684, 2009.
- [70] Xiaoming Yuan, W. Merk, H. Stemmler and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, no. 2, pp. 523-532, March-April 2002.
- [71] M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-6.
- [72] K. De Brabandere *et al.*, "Design and Operation of a Phase-Locked Loop with Kalman Estimator-Based Filter for Single-Phase Applications," *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 525-530.
- [73] G. Saccomando and J. Svensson, "Transient operation of grid-connected voltage source converter under unbalanced voltage conditions," *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, 2001, pp. 2419-2424 vol.4.
- [74] A. Nicastrì and A. Nagliero, "Comparison and evaluation of the PLL techniques for the design of the grid-connected inverter systems," *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2010, pp. 3865-3870.
- [75] E. Courbon, S. Poullain, and J. Thomas, "Analysis and synthesis of a digital high dynamics robust PLL for VSC-HVDC robust control", *10th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2003.
- [76] E. Robles, S. Ceballos, J. Pou, J. L. Martín, J. Zaragoza and P. Ibañez, "Variable-Frequency Grid-Sequence Detector Based on a Quasi-Ideal Low-Pass Filter Stage and a Phase-Locked Loop," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 10, pp. 2552-2563, Oct. 2010.
- [77] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo and M. Monfared, "Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2750-2763, June 2014.

- [78] J. Wang, J. Liang, F. Gao, L. Zhang and Z. Wang, "A Method to Improve the Dynamic Performance of Moving Average Filter-Based PLL," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5978-5990, Oct. 2015.
- [79] S. Golestan, J. M. Guerrero and J. C. Vasquez, "Three-Phase PLLs: A Review of Recent Advances," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1894-1907, March 2017.
- [80] I. Carugati, S. Maestri, P. G. Donato, D. Carrica and M. Benedetti, "Variable Sampling Period Filter PLL for Distorted Three-Phase Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 321-330, Jan. 2012.
- [81] S. Golestan, J. M. Guerrero and A. M. Abusorrah, "MAF-PLL With Phase-Lead Compensator," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3691-3695, June 2015.
- [82] F. D. Freijedo, A. G. Yepes, Ó. Lopez, P. Fernandez-Comesana and J. Doval-Gandoy, "An Optimized Implementation of Phase Locked Loops for Grid Applications," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 9, pp. 3110-3119, Sept. 2011.
- [83] F. Gonzalez-Espin, G. Garcera, I. Patrao and E. Figueres, "An Adaptive Control System for Three-Phase Photovoltaic Inverters Working in a Polluted and Variable Frequency Electric Grid," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 10, pp. 4248-4261, Oct. 2012.
- [84] S. Eren, M. Karimi-Ghartemani and A. Bakhshai, "Enhancing the three-phase synchronous reference frame PLL to remove unbalance and harmonic errors," *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 2009, pp. 437-441.
- [85] L. Shi and M. L. Crow, "A novel PLL system based on adaptive resonant filter," *2008 40th North American Power Symposium*, 2008, pp. 1-8.
- [86] A. V. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre and P. Rodriguez, "PLL algorithm for power generation systems robust to grid voltage faults," *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-7.

-
- [87] P. Mattavelli and F. P. Marafao, "Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 5, pp. 1018-1024, Oct. 2004.
- [88] L. R. Limongi, R. Bojoi, C. Pica, F. Profumo and A. Tenconi, "Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications," *2007 Power Conversion Conference-Nagoya*, 2007, pp. 674-681.
- [89] P. Xiao, K. A. Corzine and G. K. Venayagamoorthy, "Multiple Reference Frame-Based Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers under Unbalanced and Distorted Input Conditions," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 2006-2017, July 2008.
- [90] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides and F. Blaabjerg, "A Robust Synchronization to Enhance the Power Quality of Renewable Energy Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4858-4868, 2015.
- [91] S. Golestan, M. Monfared and F. D. Freijedo, "Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 765-778, Feb. 2013.
- [92] Karimi-Ghartemani, M. "A distortion-free phase-locked loop system for FACTS and power electronic controllers." *Electric Power Systems Research* 77 (2007): 1095-1100.
- [93] M. Karimi-Ghartemani and M. R. Iravani, "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 2, pp. 617-622, April 2002.
- [94] M. Karimi-Ghartemani, *Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications*. John Wiley & Sons, 2014.
- [95] W. Li, X. Ruan, C. Bao, D. Pan and X. Wang, "Grid Synchronization Systems of Three-Phase Grid-Connected Power Converters: A Complex-Vector-Filter Perspective," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 4, pp. 1855-1870, April 2014.

- [96] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo and J. M. Guerrero, "Performance Improvement of a Prefiltered Synchronous-Reference-Frame PLL by Using a PID-Type Loop Filter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3469-3479, July 2014.
- [97] X. Guo, W. Wu and Z. Chen, "Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based Phase-Locked Loop and Synchronization Technique for Three-Phase Grid-Interfaced Converters in Distributed Utility Networks," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1194-1204, April 2011.
- [98] X. Du, Y. Liu, G. Wang, P. Sun, H. M. Tai, and L. Zhou, "Three-phase grid voltage synchronization using sinusoidal amplitude integrator in synchronous reference frame," *Int. J. Elect. Power Energy Syst.*, vol. 64, no. 1, pp. 861–872, Jan. 2015.
- [99] M. Bongiorno, J. Svensson and A. Sannino, "Effect of Sampling Frequency and Harmonics on Delay-Based Phase-Sequence Estimation Method," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 23, no. 3, pp. 1664-1672, July 2008.
- [100] F. A. S. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. P. de Souza, F. Bradaschia, E. J. Bueno and M. Rizo, "A Generalized Delayed Signal Cancellation Method for Detecting Fundamental-Frequency Positive-Sequence Three-Phase Signals," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 3, pp. 1816-1825, July 2010.
- [101] Y. N. Batista, H. E. P. de Souza, F. A. S. Neves, R. F. Dias Filho and F. Bradaschia, "Variable-Structure Generalized Delayed Signal Cancellation PLL to Improve Convergence Time," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 7146-7150, Nov. 2015.
- [102] S. Golestan, F. D. Freijedo, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero and J. Doval-Gandoy, "An Efficient Implementation of Generalized Delayed Signal Cancellation PLL," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1085-1094, Feb. 2016.
- [103] Y. F. Wang and Y. W. Li, "Three-Phase Cascaded Delayed Signal Cancellation PLL for Fast Selective Harmonic Detection," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1452-1463, April 2013.

- [104] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero and M. Monfared, "dq-Frame Cascaded Delayed Signal Cancellation- Based PLL: Analysis, Design, and Comparison With Moving Average Filter-Based PLL," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1618-1632, March 2015.
- [105] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions," *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 5173-5178.
- [106] P. Rodríguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 127-138, Jan. 2011.
- [107] S. Golestan, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, A. M. Abusorrah and Y. Al-Turki, "A Study on Three-Phase FLLs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 213-224, Jan. 2019.
- [108] S. Golestan, J. M. Guerrero, M. J. H. Rawa, A. M. Abusorrah and Y. Al-Turki, "FLLs in Electrical Power & Energy Systems: Equivalent or Different to PLLs?," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Early Access Article, 2021.
- [109] P. Rodríguez, A. Luna, R. S. Muñoz-Aguilar, I. Etxeberria-Otadui, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "A Stationary Reference Frame Grid Synchronization System for Three-Phase Grid-Connected Power Converters Under Adverse Grid Conditions," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 99-112, Jan. 2012.
- [110] A. Sannino, M. H. J. Bollen and J. Svensson, "Voltage tolerance testing of three-phase voltage source converters," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 20, no. 2, pp. 1633-1639, April 2005.
- [111] M.H.J. Bollen, *Understanding Power Quality Problems*, New York: IEEE Press, 2000.
- [112] H. Markiewicz and A. Klajn, *Power quality application guide: Voltage disturbances standard EN 50160-voltage characteristics in public distribution systems*. Copper Development Association IEE Endorsed Provider, 2004.

- [113] Franklin, G.F., Powell, J. D. and Emami-Naeini, A., *Feedback Control of Dynamic Systems*, 8th edition, Pearson, 2018.
- [114] K. Rouzbehi, A. Luna, J. Rocabert, P. Catalán and P. Rodríguez, "Fuzzy Gain Scheduling based Grid Synchronization System Responsive to the Electrical Network Conditions," 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 2018, pp. 3120-3125.
- [115] L. Hansen, P. Madsen, F. Blaabjerg, H. Christensen, U. Lindhard and K. Eskildsen, "Generators and power electronics technology for wind turbines," in *Proc. Annual conference on IEEE Industrial Electronics (IE-CON'01)*, pages 2000-2005, Paris, France, 2001.
- [116] E. J. Bueno. *Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica*. Tesis Doctoral. Universidad de Alcalá. Escuela Politécnica Superior. Departamento de Electrónica. 2005.
- [117] AENOR, «EN 61400-27-1:2015 Aerogeneradores. Parte I: Modelos de simulación eléctrica,» AENOR, 2015.
- [118] S. Buso, P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics, 2nd Edition*, Morgan & Claypool, 2015.
- [119] D. M. Van de Sype, K.D. Gusseme, F.D. Belie, A. P. Van den Bossche, and J. A. Melkebeek, "Small-signal z-domain analysis of digitally controlled converters," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 21, no. 2, pp. 470–478, Mar. 2006.
- [120] L. Harnefors, "Modeling of Three-Phase Dynamic Systems Using Complex Transfer Functions and Transfer Matrices," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2239-2248, Aug. 2007.
- [121] X. Wang, D. Yang and F. Blaabjerg, "Harmonic current control for LCL-filtered VSCs connected to ultra-weak grids," *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2017, pp. 1608-1614
- [122] X. Ruan, X. Wang, D. Pan, D. Yang, W. li, C. Bao. *Control Techniques for LCL-Type Grid-Connected Inverters*. 2017

-
- [123] X. Wang, Y. W. Li, F. Blaabjerg and P. C. Loh, "Virtual-Impedance-Based Control for Voltage-Source and Current-Source Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 7019-7037, Dec. 2015
- [124] L. Harnefors, L. Zhang y M. Bongiorno, «Frequency-domain passivity-based current controller design,» *IET Power Electronics*, vol. vol. 1, n° n° 4, pp. pp. 455-465, 2008.
- [125] M. Karimi-Ghartemani, "A Unifying Approach to Single-Phase Synchronous Reference Frame PLLs," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4550-4556, Oct. 2013.
- [126] D. Lu, X. Wang and F. Blaabjerg, "Impedance-Based Analysis of DC-Link Voltage Dynamics in Voltage-Source Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.34, no.4, pp. 3973-3985, 2019.
- [127] P. M. Dalton and V. J. Gosbell, "A study of induction motor current control using the complex number representation," *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*,, 1989, pp. 355-361 vol.1.
- [128] M. Belkhat, "Stability criteria for ac power systems with regulated loads," Ph.D. dissertation, Purdue Univ., West Lafayette, IN, USA, Dec. 1997.
- [129] B. Wen, D. Boroyevich, R. Burgos, P. Mattavelli, and Z. Shen, "Small signal stability analysis of three-phase ac systems in the presence of constant power loads based on measured d-q frame impedances," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 10, pp. 5952–5963, Dec. 2015.
- [130] A. G. J. MacFarlane and I. Postlethwaite, "The generalized Nyquist stability criterion and multivariable root loci," *Int. J. of Control*, vol. 25, no. 1, pp. 81–127, 1977.
- [131] A. MacFarlane, "Return-difference and return-ratio matrices and their use in analysis and design of multivariable feedback control systems," *Proc. Inst. Electr. Eng.*, vol. 117, no. 10, pp. 2037–2049, 1970.