

# ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA INVERSORES FOTOVOLTAICOS DE GRAN POTENCIA EN REDES MUY DÉBILES

Memoria que, para optar al grado de Doctor  
Ingeniero Industrial, presenta:

**David Arricibita de Andrés**

Realizada bajo la dirección de:

**Luis María Marroyo Palomo**

y

**Pablo Sanchis Gúrpide**

**upna**

Universidad Pública de Navarra  
Nafarroako Unibertsitate Publikoa

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de  
Comunicación

Pamplona, Febrero 2019





# Resumen

La energía fotovoltaica ha experimentado un gran crecimiento en el mundo en los últimos años, motivado principalmente por el descenso de su precio durante la última década. Esta reducción de costes ha hecho que se convierta en una tecnología de generación eléctrica muy atractiva en países en desarrollo, donde la demanda eléctrica es cada vez mayor, y en sistemas insulares, en los que permite mejorar la independencia energética de los mismos. El sistema eléctrico de potencia en esos lugares está muy poco mallado en comparación con los lugares en los que habitualmente se situaban las plantas fotovoltaicas, por lo que presentan una impedancia de red mucho mayor que lo habitual. Esto, unido al tamaño cada vez mayor de las plantas instaladas, hace que el ratio de la potencia de cortocircuito (SCR) disminuya hasta valores cercanos a la unidad. En este nuevo escenario, la integración de inversores fotovoltaicos plantea nuevos problemas relacionados con la estabilidad de los lazos de control.

Dentro de este contexto, en esta tesis se abordan las siguientes líneas de investigación:

- Modelo el lazo de control de corriente, incluyendo la PLL utilizada para sincronizarse con la red.
- Estudio del efecto de la impedancia de red en la estabilidad del lazo de control.
- Mejora de la estabilidad del lazo de control de corriente en redes débiles.
- Mejora de la estabilidad de la PLL en redes débiles.
- Análisis de las técnicas de control basadas en la emulación del generador síncrono y aplicación al caso de redes débiles.



# Índice general

Índice de figuras	IX
Índice de tablas	XV
<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Antecedentes . . . . .	1
1.2. Objetivos . . . . .	6
<b>2. Influencia de la impedancia de red en la estabilidad del inversor fotovoltaico</b>	<b>9</b>
2.1. Introducción . . . . .	9
2.2. Descripción del equipo a analizar . . . . .	10
2.3. Modelado del lazo de control . . . . .	14
2.3.1. Planta del lazo de corriente . . . . .	14
2.3.2. Función de transferencia del sistema a controlar . . . . .	15
2.3.3. Reguladores del lazo de corriente . . . . .	18
2.3.3.1. Regulador resonante a la frecuencia fundamental	20
2.3.3.2. Regulador de adelanto de fase . . . . .	21
2.3.3.3. Regulador PI . . . . .	24
2.3.3.4. Reguladores para el rechazo de armónicos . . . . .	26
2.3.4. Unidad de sincronización . . . . .	29
2.3.4.1. Modelado de la PLL . . . . .	29
2.3.4.2. Rechazo de perturbaciones . . . . .	32
2.4. Análisis de estabilidad del lazo de corriente en redes débiles . . . . .	35

2.5. Análisis de estabilidad de la PLL en redes débiles . . . . .	41
2.5.1. Modelo quasi-estático . . . . .	43
2.5.2. Modelo con coeficientes complejos . . . . .	45
2.5.3. Influencia de parámetros en la estabilidad del sistema . . . . .	55
2.6. Conclusiones . . . . .	60
<b>3. Técnicas de estabilización del lazo de control de corriente</b>	<b>63</b>
3.1. Introducción . . . . .	63
3.2. Mejora de la compensación de la tensión del condensador . . . . .	64
3.2.1. Técnicas de compensación de retrasos . . . . .	65
3.2.1.1. Aproximación de los retrasos en el dominio de Laplace . . . . .	67
3.2.1.2. Compensación digital de los retrasos . . . . .	70
3.3. Control de la corriente del lado red . . . . .	72
3.3.1. Función de transferencia de la planta a controlar . . . . .	73
3.3.2. Influencia de los sensores de corriente . . . . .	76
3.3.3. Sintonización del lazo de control . . . . .	78
3.3.3.1. Lazo de control de la corriente fundamental . . . . .	79
3.3.3.2. Lazo de control para el rechazo de armónicos . . . . .	80
3.3.4. Estabilidad del lazo de control de la corriente de red . . . . .	83
3.4. Resultados de simulación . . . . .	84
3.4.1. Implementación de los reguladores resonantes . . . . .	85
3.4.2. Funcionamiento del lazo de control para diferentes SCR . . . . .	87
3.5. Conclusiones . . . . .	92
<b>4. Propuestas de mejora de la estabilidad de la PLL</b>	<b>93</b>
4.1. Introducción . . . . .	93
4.2. Sincronización con punto lejano . . . . .	95
4.3. Análisis de estabilidad y propuestas de mejora para la sincronización con punto lejano . . . . .	98
4.3.1. Análisis de estabilidad de la RP-PLL . . . . .	99
4.3.2. Compensación de fase de la tensión virtual . . . . .	104
4.4. Resultados de simulación . . . . .	110

---

4.5. Conclusiones . . . . .	112
<b>5. Emulación de máquina síncrona</b>	<b>115</b>
5.1. Introducción . . . . .	115
5.2. Clasificación de VSGs . . . . .	117
5.2.1. Modelo mecánico . . . . .	117
5.2.2. Emulación de FEM . . . . .	119
5.2.3. Modelo completo . . . . .	121
5.2.4. Modelo simplificado . . . . .	122
5.3. Análisis de un VSG conectado a una red muy débil . . . . .	123
5.3.1. Modelado del lazo de tensión . . . . .	124
5.3.2. Modelado del lazo de potencia . . . . .	127
5.3.3. Resultados de simulación . . . . .	130
5.4. Conclusiones . . . . .	134
<b>6. Conclusiones y líneas futuras</b>	<b>137</b>
6.1. Conclusiones . . . . .	137
6.2. Contribuciones . . . . .	141
6.3. Líneas futuras . . . . .	142
6.3.1. Validación experimental del sistema propuesto . . . . .	142
6.3.2. Validación y mejora de la PLL propuesta ante huecos . . . . .	143
6.3.3. Proporcionar soporte a la red . . . . .	143
6.3.4. Capacidad de funcionar en modo aislado . . . . .	144
<b>Referencias</b>	<b>147</b>
<b>Nomenclatura</b>	<b>155</b>



# Índice de figuras

1.1. Potencia instalada en el año 2017, dividida por tecnologías . . .	1
1.2. Evolución de la potencia fotovoltaica instalada en el mundo durante los años 2007-2017 . . . . .	2
1.3. Previsiones de crecimiento de la capacidad fotovoltaica instalada desde 2018 hasta 2022 . . . . .	3
1.4. Mapa de líneas de transporte del sistema eléctrico australiano .	4
2.1. Conjunto Inversor-Red . . . . .	11
2.2. Diagrama de bloques de los lazos de control del inversor . . . .	13
2.3. Diagrama de bloques del emulador del control digital . . . . .	16
2.4. Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente con y sin el emulador del control digital . . . . .	16
2.5. Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente con y sin compensación de la tensión del condensador . . . . .	18
2.6. Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente del convertidor . . . . .	19
2.7. Implementación serie y paralelo del regulador resonante . . . .	21
2.8. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente con regulador resonante a la frecuencia fundamental y de ganancia variable . . . . .	22
2.9. Diagrama de Bode del regulador de adelanto de fase . . . . .	23
2.10. Diagrama de bloques de los lazos de control del inversor incluyendo los diferentes reguladores . . . . .	24

2.11. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente una vez incluidos el regulador resonante y el adelanto de fase . . . . .	25
2.12. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente una vez incluidos todos los reguladores de la cadena directa . . . . .	26
2.13. Diagrama de Bode de la función de transferencia de rechazo de perturbaciones . . . . .	28
2.14. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de corriente con rechazo de armónicos . . .	29
2.15. Diagrama fasorial para modelar la transformada de Park . . . .	30
2.16. Diagrama de bloques del modelo en pequeña señal de la PLL .	31
2.17. Diagrama de bloques del modelo en pequeña señal de la PLL tomando como entrada el ángulo de la tensión . . . . .	31
2.18. Diagrama de bloques del filtro DSOGI . . . . .	33
2.19. Señales de entrada y de salida de un DSOGI . . . . .	35
2.20. Respuesta del lazo de control de corriente ante una rampa de corriente de referencia . . . . .	36
2.21. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de la corriente del convertidor . . . . .	37
2.22. Mapa de polos y ceros de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de la corriente del convertidor . . . .	38
2.23. Diagrama de bloques del lazo de control de corriente, separando el lazo de la corriente fundamental y el lazo de rechazo de armónicos. . . . .	39
2.24. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo interno de rechazo de armónicos . . . . .	39
2.25. Respuesta transitoria del inversor analizado para una red con $SCR = 1.15$ , inyectando una potencia activa igual al 100 % con factor de potencia unitario . . . . .	42
2.26. Esquema de la PLL para el desarrollo del modelo <i>quasi-estático</i>	43
2.27. Diagrama de bloques de la PLL según el modelo <i>quasi-estático</i>	44
2.28. Diagrama de bloques de la planta a controlar incluyendo la PLL	46
2.29. Error cometido al linealizar el cociente entre las componentes $q$ y $d$ de la tensión medida en el condensador . . . . .	51



2.30. Diagrama de bloques del inversor conectado a red incluyendo la dinámica de la PLL. . . . .	53
2.31. Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente incluyendo la PLL (inversor funcionando en condiciones nominales). . . . .	54
2.32. Respuesta del inversor ante un hueco de tensión para diferentes valores de SCR . . . . .	55
2.33. Diagrama de Nyquist a tensión reducida (270 V) de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de corriente incluyendo la PLL. . . . .	56
2.34. Respuesta transitoria del inversor analizado para una rampa en la consigna de corriente y $SCR = 1$ . . . . .	56
2.35. Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de corriente incluyendo la PLL. Punto de operación de estabilidad límite. . . . .	57
2.36. Influencia de la consigna de potencia activa en la estabilidad de los lazos de control . . . . .	58
2.37. Influencia de la consigna de potencia reactiva en la estabilidad de los lazos de control . . . . .	59
2.38. Influencia de la frecuencia de corte de la PLL en la estabilidad de los lazos de control . . . . .	60
3.1. Planta del control de la corriente del lado convertidor . . . . .	65
3.2. Diagrama de bloques del lazo de control con compensación de retrasos en el <i>feedforward</i> de tensión . . . . .	67
3.3. Diagrama de Bode de los retrasos de la compensación de la tensión en el condensador . . . . .	68
3.4. Diagrama de bloques. <i>Feedforward</i> de $v_c$ con compensación de retrasos utilizando $i_c$ . . . . .	69
3.5. Diagrama de Bode de la planta a controlar incluyendo el <i>Feedforward</i> de $v_c$ con compensación de retrasos utilizando $i_c$ . . . . .	70
3.6. Diagrama de Bode de la planta a controlar incluyendo el <i>Feedforward</i> de $v_c$ con compensación de retrasos digital . . . . .	71
3.7. Diagrama de bloques del control de la corriente de red . . . . .	73
3.8. Filtro LCL ideal . . . . .	74
3.9. Circuito equivalente del filtro LCL para el control de $i_L$ . . . . .	74

3.10. Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente .	75
3.11. Diagrama de Bode de la función de transferencia sobre la que actúa el regulador para el control de la corriente del lado red .	76
3.12. Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente del lado red para diferentes valores de SCR . . . . .	77
3.13. Diagrama de Bode de la estimación de la corriente de red para diferentes valores de SCR . . . . .	78
3.14. Diagrama de Bode de la relación entre $i'_g$ y $v_{con}$ para diferentes valores de SCR . . . . .	78
3.15. Diagrama de Bode de la FTLA del lazo de control de la corriente fundamental (control de $i'_g$ ) . . . . .	80
3.16. Mapa de polos y ceros del lazo de control de la corriente fundamental (control de $i'_g$ ) . . . . .	81
3.17. Diagrama de Bode de la $FTLA_{RH}$ para el control de $i'_g$ . . . . .	83
3.18. Mapa de polos y ceros del lazo de rechazo armónico (control de $i'_g$ ) . . . . .	84
3.19. Diagrama de Bode de la $FTLA$ para el control de $i'_g$ con el rechazo de armónicos incluido . . . . .	85
3.20. Mapa de polos y ceros del lazo de control de $i'_g$ . . . . .	86
3.21. Respuesta del lazo de control de corriente ante una rampa de potencia en una red distorsionada con $SCR = 1$ . . . . .	88
3.22. Respuesta del lazo de control de corriente ante una rampa de potencia en una red distorsionada con $SCR = 15$ . . . . .	89
3.23. Contenido armónico de la corriente de red y la tensión en el punto de conexión. Comprobación del lazo de rechazo de armónicos. . . . .	90
3.24. Respuesta transitoria del lazo de control de corriente a un escalón en la referencia . . . . .	91
3.25. Respuesta transitoria del lazo de rechazo de armónicos ante un escalón de carga. . . . .	91
4.1. Diagrama unifilar del inversor para el análisis de la sincronización con punto lejano . . . . .	97
4.2. Diagrama de bloques de la PLL con sincronización con una tensión virtual. . . . .	97

4.3. Diagrama fasorial para el cálculo de la tensión del punto lejano en unas condiciones teóricas de operación . . . . .	98
4.4. Diagrama de bloques del modelo en pequeña señal de la RP-PLL	99
4.5. Diagrama fasorial para el cálculo del ángulo a compensar en el lazo de sincronización propuesto. . . . .	100
4.6. Comparativa de la PLL original y la RP-PLL en condiciones nominales y compensando una impedancia igual al 100 % de la impedancia de red . . . . .	101
4.7. Comparativa de la PLL original y la RP-PLL en condiciones nominales y compensando una impedancia igual a la mitad de la impedancia de red . . . . .	102
4.8. Diagrama fasorial para el cálculo de la tensión del punto lejano en condiciones de sobrecompensación. . . . .	103
4.9. Comparativa de la PLL original y la RP-PLL en condiciones nominales y compensando una impedancia de 0,5 pu . . . . .	103
4.10. Diagrama de bloques de la RP-PLL con compensación de ángulo basada en las referencias de corriente. . . . .	107
4.11. Diagrama de Nyquist del sistema completo en funcionamiento nominal comparando la RP-PLL con y sin compensación de fase	108
4.12. Comparativa del efecto de la tensión de red en la PLL original y en la RP-PLL con compensación de fase . . . . .	108
4.13. Comparativa de la PLL original y la RP-PLL con compensación de fase operando con factor de potencia en retraso . . . . .	109
4.14. Diagrama fasorial que muestra la relación entre la tensión del punto lejano y la tensión de salida con el inversor funcionando con factor de potencia en retraso. . . . .	109
4.15. Comparativa de la PLL original y la RP-PLL con compensación de fase operando con factor de potencia en adelanto . . . . .	110
4.16. Respuesta del inversor ante un cambio de consigna de potencia activa utilizando la RP-PLL con factor de potencia unitario . .	111
4.17. Resultados de simulación del inversor con RP-PLL y compensación de fase operando con factor de potencia 0,8 . . .	112
4.18. Respuesta transitoria del inversor con RP-PLL y compensación de fase ante una falta trifásica de baja impedancia . . . . .	113
5.1. Curva de par de una máquina asíncrona. . . . .	118

5.2. Diagrama de bloques del esquema de aporte de inercia del modelo mecánico de VSG. . . . .	119
5.3. Diagrama de bloques del esquema de emulación de la FEM. . .	120
5.4. Esquema eléctrico del intercambio de potencia entre la FEM virtual y la red. . . . .	124
5.5. Diagrama de bloques del lazo de control de tensión. . . . .	126
5.6. Diagrama de Bode de la planta para el control de tensión del VSG para $SCR = 1$ y diferentes valores de impedancia virtual. . . . .	126
5.7. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de tensión del VSG para diferentes valores de SCR. . . . .	127
5.8. Diagrama de bloques para el lazo de control de potencia activa en el VSG. . . . .	128
5.9. Diagrama de Bode de la planta para el control de potencia activa. . . . .	129
5.10. Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de potencia. . . . .	130
5.11. Respuesta del VSG ante un cambio de consigna de potencia activa. . . . .	131
5.12. Respuesta del VSG ante un cambio de consigna de potencia activa eliminando el efecto del control de tensión . . . . .	132
5.13. Respuesta del VSG ante una falta trifásica sin limitar las corrientes de salida. . . . .	133
5.14. Respuesta del VSG ante una falta trifásica limitando las corrientes de salida. . . . .	134

# Índice de tablas

2.1. Parámetros del filtro de salida LC y del transformador de conexión a red. . . . .	12
2.2. Parámetros del inversor a analizar . . . . .	12
2.3. Parámetros del regulador de adelanto de fase. . . . .	24
2.4. Parámetros del regulador PI. . . . .	25
2.5. Parámetros de los reguladores para el rechazo de armónicos. . .	27
2.6. Parámetros del PI de la unidad de sincronización. . . . .	32
2.7. Punto de operación de la PLL para en análisis de estabilidad .	53
3.1. Parámetros de los controladores para el lazo de control de la corriente de red estimada. . . . .	80
3.2. Parámetros de los controladores para el lazo de rechazo de armónicos de la corriente de red estimada. . . . .	83
3.3. Valores de THD de la tensión en el punto de conexión y de la corriente de red para diferentes valores de SCR, activando y desactivando los reguladores resonantes para el rechazo de armónicos. . . . .	89
5.1. Parámetros del PI de control de tensión del VSG. . . . .	127
5.2. Parámetros mecánicos del VSG. . . . .	129



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Antecedentes

En los últimos años, la energía fotovoltaica ha experimentado un gran crecimiento debido, principalmente, al espectacular descenso que ha sufrido su coste. En base a proyectos finalizados durante el año 2017, se estima que el precio de esta tecnología se ha reducido aproximadamente un 73 % desde 2010, haciendo que la energía fotovoltaica sea competitiva frente a los combustibles fósiles sin la necesidad de primas o subvenciones en muchos lugares [VAR17]. Tanto es así, que en el año 2017 fue la tecnología de generación eléctrica más instalada en el mundo, con un total de 98 GW, como puede verse en la [Figura 1.1](#). Esta potencia fue incluso superior a la potencia instalada de centrales nucleares y de combustibles fósiles juntas [SOL18].

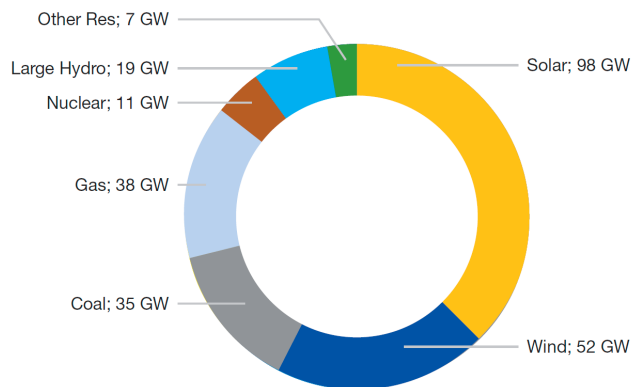


Figura 1.1: Potencia neta instalada de cada tecnología durante el año 2017. Fuente: *SolarPower Europe* [SOL18].

En definitiva, la capacidad total instalada en el mundo ha aumentado aproximadamente en un tercio en el último año, llegando hasta los 402 GW de potencia instalada [REN18], y manteniendo la tendencia de crecimiento exponencial de los últimos años, tal y como puede verse en la Figura 1.2. Con la potencia instalada en la actualidad, la tecnología fotovoltaica es capaz de suministrar más de 440 TWh al año [GLO18].

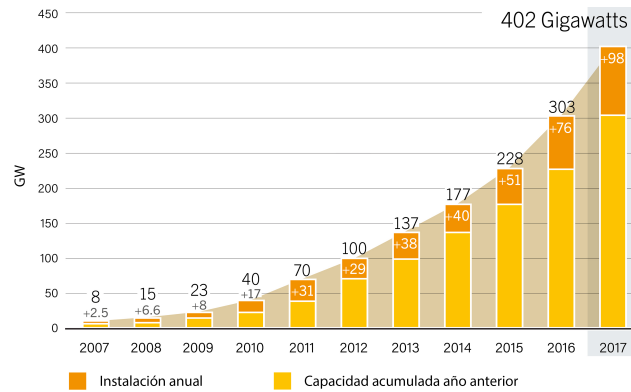


Figura 1.2: Evolución de la potencia fotovoltaica instalada en el mundo durante los años 2007-2017. Fuente: REN21 [REN18].

Además del descenso en el precio de esta tecnología, la aparición de nuevos mercados en países en desarrollo, donde se está produciendo un fuerte aumento de la demanda eléctrica, y la apuesta de múltiples países por la instalación de sistemas de generación renovable para reducir la contaminación, también ha contribuido a este aumento global de la potencia instalada [R2017]. A finales de 2017, más de 29 países contaban ya con al menos 1 GW de potencia fotovoltaica instalada [UNI17].

Todos los análisis prevén que el precio de la tecnología fotovoltaica siga decreciendo, lo que, unido al aumento de competitividad entre las empresas desarrolladoras, proporciona un escenario en el que las previsiones para los próximos años hablan de un crecimiento sostenido incluso en los análisis más conservadores [SOL18], tal y como puede verse en la Figura 1.3. De hecho, en 2017, la energía fotovoltaica fue la que atrajo un número mayor de inversiones de entre todas las tecnologías renovables existentes, con un 56% del total, siendo la única en la que las inversiones aumentaron con respecto al año anterior [REN18].

La mayor parte de la potencia instalada se corresponde con grandes plantas fotovoltaicas conectadas a la red de transporte. Tradicionalmente, estas centrales fotovoltaicas eran de pequeño tamaño y se instalaban en redes



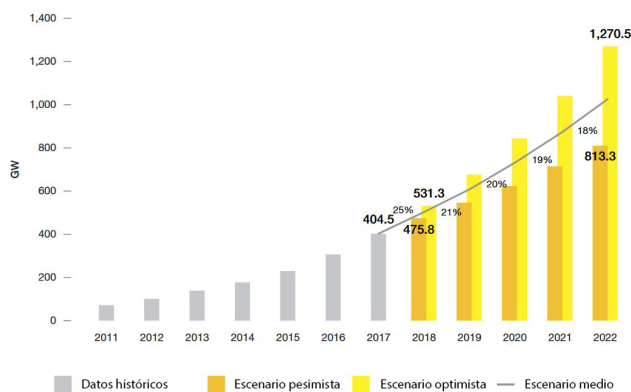


Figura 1.3: Previsiones de crecimiento de la capacidad fotovoltaica instalada desde 2018 hasta 2022. Fuente: *SolarPower Europe* [SOL18].

fuertes. Sin embargo, conforme se desarrolla la tecnología y su precio decrece, comienza a darse un doble efecto:

- Por un lado, dado que los costes de instalación son proporcionalmente menores cuanto mayor es el tamaño de la planta, cada vez se tiende a construir centrales fotovoltaicas de mayor tamaño. Además, el descenso del precio de los módulos, unido al hecho de que se trata de una tecnología modular (habitualmente las centrales se construyen a partir de unidades de hasta 3 MW), hace que la construcción de grandes plantas sea cada vez más interesante. A modo de ejemplo, en 2017, se construyeron una planta de 800 MW en Dubai y otra de 1,18 GW en Abu Dhabi, entre otras.
- Por otro lado, la fotovoltaica es una tecnología cada vez más accesible económicamente si se compara con otras fuentes de generación. Esto hace que, en países en desarrollo en los que la demanda eléctrica está aumentando considerablemente, se opte por la instalación de sistemas fotovoltaicos para proporcionar la energía necesaria. En estos países, el sistema eléctrico no está tan mallado como en los lugares en los que se han instalado las centrales tradicionalmente, por lo que las plantas fotovoltaicas se están conectando en redes cada vez más débiles. Esto mismo está ocurriendo en sistemas insulares de lugares ya desarrollados, en los que se busca aprovechar la competitividad de la tecnología fotovoltaica para mejorar la independencia energética de estos sistemas. Este tipo de sistemas, además de presentar una red relativamente débil de por sí, están obligando a conectar las centrales fotovoltaicas en lugares

cada vez más alejados, haciendo que la red vista por las grandes plantas presente una impedancia aún mayor.

El aumento en el tamaño medio de las centrales fotovoltaicas instaladas, junto con su instalación en redes cada vez más débiles, hace que se tenga que trabajar con valores de SCR (*Short Circuit Ratio*), que relaciona la potencia nominal de la planta con la potencia de cortocircuito de la red, cada vez menores, llegando incluso a valores cercanos a 1 (un SCR de 1 implica que la potencia de cortocircuito es igual a la potencia nominal de la planta).

Un ejemplo de esta situación es lo que está sucediendo en Australia, donde debido a la creciente demanda eléctrica del país, se están incluyendo cada vez más centrales fotovoltaicas. En 2017, se añadieron 1,3 GW de energía fotovoltaica hasta alcanzar un total de 7,2 GW instalados en el país. Se espera, además, que este crecimiento continúe hasta alcanzar 22,97 GW instalados en 2022, lo que supone multiplicar por tres la potencia instalada actualmente [SOL18]. Sin embargo, Australia cuenta con un sistema eléctrico insular, con una red muy poco mallada, tal y como puede verse en la Figura 1.4. Este tipo de redes presentan una impedancia elevada, especialmente si las centrales se conectan en los extremos de las líneas.

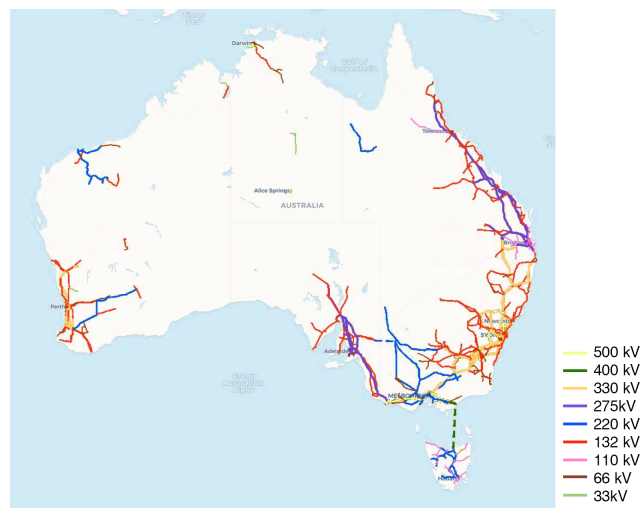


Figura 1.4: Mapa de líneas de transporte del sistema eléctrico australiano. Fuente: *Australian Renewable Energy Agency*. <https://arena.gov.au/>.

La conexión de grandes plantas en redes débiles, con la consiguiente reducción del SCR en el punto de conexión de la planta, provoca la aparición de nuevos retos para la estabilidad del control. Estos retos se enmarcan en un contexto de unos códigos de red cada vez más exigentes que imponen nuevos

requerimientos a las plantas fotovoltaicas, como la limitación del contenido armónico de la corriente inyectada o una respuesta cada vez más rápida ante transitorios de red [BDE08, IEE09, AUS18].

Para cumplir con los límites de contenido armónico, los inversores de las plantas fotovoltaicas se conectan habitualmente a la red a través de un filtro LCL. Este tipo de filtros ayuda a reducir enormemente la amplitud de los armónicos de la corriente inyectada a red, pero tienen una importante desventaja: esta topología presenta una frecuencia de resonancia que, al interactuar con los lazos de control, puede dar lugar a inestabilidades. La frecuencia de resonancia se sitúa habitualmente lejos de la frecuencia de corte del lazo de control, por lo que no suele suponer ningún problema a la hora de sintonizar los reguladores. Sin embargo, al conectar los inversores a redes más débiles, la impedancia de red afecta a la inductancia de salida del filtro y por lo tanto a la frecuencia de resonancia del mismo. Esto hace que las frecuencias a las que se sitúa la resonancia del filtro, teniendo en cuenta la impedancia de red, disminuyan, acercándose a la frecuencia de corte de los lazos de control [SAM18]. Este hecho, junto con los elevados retrasos de control de los inversores de gran potencia, aumenta el riesgo de sufrir problemas de estabilidad [SUN11].

Para el correcto control de las potencias activa y reactiva, el inversor necesita conocer la fase de la tensión en el punto de conexión para poder inyectar las corrientes con el factor de potencia deseado. Para el cálculo de esta fase, es habitual utilizar una PLL (*Phase-Locked Loop*) que se sincroniza con la tensión de salida y permite calcular las referencias de corriente con el ángulo deseado respecto de la tensión de salida. En redes fuertes, esta tensión queda prácticamente fijada por la tensión de la red debido a la baja impedancia de la línea. Sin embargo, cuanto mayor es la impedancia de red, es decir, cuanto más débil es la red, más influencia tiene la corriente inyectada sobre la tensión de salida del convertidor. Esto hace que el inversor, cuando opera en una red débil, tienda a sincronizarse con una tensión sobre la que él mismo está influyendo en gran medida [SUU15]. El caso extremo se daría para una red de impedancia infinita (funcionamiento aislado), en el que el inversor trataría de sincronizarse con la tensión que él mismo genera.

Además, dependiendo de la configuración de red y de la regulación utilizada para optimizar el funcionamiento del sistema en cada instante, la impedancia de la red puede sufrir variaciones [YAN14]. Esto es especialmente importante en redes muy débiles, donde pequeñas variaciones de configuración de red provocan grandes cambios en la impedancia vista por el inversor [LIG10]. En estos casos, el inversor no solo deberá ser capaz de funcionar de forma estable en una red muy débil, sino que su lazo de control deberá ser robusto ante

variaciones de impedancia de red.

## 1.2. Objetivos

Los principales objetivos de esta tesis están relacionados con los retos que supone la integración de inversores de gran potencia en redes muy débiles, donde el SCR puede bajar a niveles cercanos a la unidad, y además puede variar dentro de un amplio rango debido a modificaciones en la configuración de red.

El primer objetivo de la tesis es analizar la estabilidad del inversor conectado a red y la influencia de la impedancia de la misma en el funcionamiento del sistema. Para ello, en el [Capítulo 2](#) se modela el lazo de control de corriente incluyendo los efectos de la impedancia de red. Este modelo recoge tanto el lazo de control de corriente como la unidad de sincronización del inversor basada en la PLL. A partir del modelo, se analiza la estabilidad del inversor conectado a red para diferentes valores de SCR y se identifican los principales riesgos de inestabilidad del lazo de control.

Una vez caracterizado el sistema y analizados los riesgos que supone una red débil para la estabilidad del mismo, el segundo objetivo de esta tesis es desarrollar propuestas de control que permitan garantizar el correcto funcionamiento del inversor en un amplio rango de valores de SCR. Para ello, en el [Capítulo 3](#), y tras haber comprobado la influencia de la impedancia de red en la estabilidad del control de corriente debido a su interacción con la frecuencia de resonancia y antirresonancia del filtro LCL de salida, se desarrollan propuestas de mejora para el lazo de control de corriente. Estas propuestas se basan en eliminar la antirresonancia de la planta o, al menos, reducir su efecto.

Tras obtener un lazo de control de corriente estable para todo el posible rango de valores de SCR, el siguiente objetivo de esta tesis es plantear modificaciones a la PLL original que permitan al sistema sincronizarse en redes débiles sin perder la estabilidad, tanto en funcionamiento normal como ante transitorios de red. Para ello, en el [Capítulo 4](#) se analiza en primer lugar el método de sincronización con punto lejano que se ha propuesto recientemente en la literatura, que permite eliminar en parte el efecto de la impedancia de red para ampliar el rango de estabilidad de la PLL. Una vez analizado este método de sincronización, se desarrolla una modificación que permite asegurar la estabilidad tanto en redes débiles como en redes fuertes, y además corrige las desventajas de la PLL con sincronización en punto lejano.

El último objetivo de este trabajo es analizar el comportamiento de la técnica de control conocida como *Virtual Synchronous Generator* (VSG) en redes muy débiles para compararla con el sistema propuesto. Esta propuesta ha surgido como una alternativa a los métodos de control tradicionales para facilitar la integración de los inversores en la red eléctrica, debido a la creciente preocupación por las consecuencias de la progresiva sustitución de los grandes generadores síncronos por sistemas de generación basados en convertidores, y cómo esto puede afectar a la estabilidad del sistema eléctrico. El principal objetivo, en este caso, es replicar en el inversor el comportamiento dinámico del generador tradicional. Así, en el [Capítulo 5](#) se realiza un análisis general de las propuestas existentes con objeto de identificar sus ventajas y desventajas respecto al control tradicional. Una vez realizado este análisis, se selecciona aquella que ofrece un mejor comportamiento, y se estudia su funcionamiento en redes muy débiles, comparándola con el sistema de control propuesto en los capítulos anteriores para identificar los puntos fuertes y débiles de esta técnica.

Por último, en el [Capítulo 6](#) se muestran las conclusiones del trabajo realizado en la presente tesis, incluyendo las contribuciones realizadas durante el desarrollo de la misma. Además, al final del capítulo se presentan de forma resumida las líneas de investigación futuras que han surgido a partir de esta tesis.



## Capítulo 2

# Influencia de la impedancia de red en la estabilidad del inversor fotovoltaico

### 2.1. Introducción

La impedancia de red es un parámetro que tradicionalmente no se ha tenido en cuenta a la hora de analizar la estabilidad de los lazos de control de un inversor fotovoltaico. Esto se debe a que las redes a las que se conectan habitualmente estos inversores presentan una baja impedancia (redes fuertes). En este tipo de red, debido a la baja impedancia, la tensión del punto de conexión queda prácticamente fijada por la tensión de red y la corriente inyectada no tiene apenas influencia sobre ella. Por lo tanto, esta suele considerarse como una fuente de tensión ideal.

Conforme la penetración de energías renovables aumenta, las plantas fotovoltaicas se instalan en lugares más alejados de las líneas de transporte principales, es decir, en redes cada vez más débiles. En estos casos, debido a la impedancia existente en el punto de conexión, ya no se puede suponer que la red es ideal, sino que el inversor modifica tanto la fase como la amplitud de la tensión en el punto de conexión, pudiendo afectar estas variaciones a los algoritmos de control [CAR15]. Además, la impedancia de red reduce las frecuencias de resonancia y antirresonancia del sistema, acercándolas peligrosamente a la frecuencia de corte del lazo de control de corriente. Esto cobra mayor importancia si se utilizan inversores de gran potencia, en los cuales la relación entre la frecuencia de muestreo/conmutación y las frecuencias de

resonancia del sistema es mucho menor [GHO15].

Un ejemplo de esta situación se está viviendo en las plantas fotovoltaicas que están siendo instaladas en Australia debido a que, en una red ya débil de por sí, se están conectando plantas fotovoltaicas construidas en zonas cada vez más alejadas. Tanto es así, que comienzan a darse casos en los que el SCR (*Short Circuit Ratio*, que relaciona la potencia de cortocircuito de la red con la potencia nominal de la planta) visto por el inversor cuando se abre alguna línea (por mantenimiento, despejes de falta o al funcionar en baja carga) puede acercarse a 1. En estos casos, los lazos de control pueden volverse inestables, lo que provoca la desconexión de la planta.

Estas desconexiones suponen un problema no solo desde la perspectiva económica o de producción de energía, sino también desde el punto de vista del cumplimiento de los códigos de red. Es, por tanto, necesario analizar estos problemas de inestabilidad para identificar su causa y buscar mejoras en los lazos de control que permitan el funcionamiento en redes de este tipo.

En este capítulo se pretende modelar el sistema completo teniendo en cuenta la impedancia de red y analizar la influencia que ésta tiene sobre la estabilidad del sistema. Para ello, en la [Sección 2.3](#) se modela la planta sobre la que actúa el control de corriente y se añaden los reguladores sintonizados para una red ideal. En la [Sección 2.4](#) se comprueba la estabilidad de los lazos de control a partir del modelo y de simulaciones para diferentes valores de SCR. Por último, en la [Sección 2.5](#) se analiza el efecto de la unidad de sincronización en la estabilidad de los lazos de control y su relación con la impedancia de la red a la que el inversor está conectado.

## 2.2. Descripción del equipo a analizar

El análisis de la influencia de la impedancia de red en la estabilidad del inversor fotovoltaico se va a llevar a cabo para el caso particular del inversor fotovoltaico de Ingeteam PowerMax 1110TL B400, cuya potencia nominal es de 1,1 MVA. La [Figura 2.1](#) muestra el esquema de conexión del sistema completo, compuesto por el inversor trifásico, el filtro LC de salida y el transformador para elevar a media tensión. Cada fase del filtro de salida LC está compuesto por una inductancia  $L_1$  y un condensador  $C$ , con unas resistencias parásitas  $R_1$  y  $R_c$  respectivamente. La variable  $i_L$  representa la corriente de salida del convertidor, mientras que  $i_c$  e  $i_g$  son la corriente del condensador del filtro LC y la corriente inyectada a la red respectivamente. El valor de fase de la tensión de salida del inversor antes del filtro LC se representa como  $v_o$ , mientras que la tensión en los terminales del inversor, medida en los condensadores del



filtro LC, está representada por la variable  $v_c$ . La red a la que se conecta el inversor se modelará como una fuente de tensión ideal de valor de fase  $v_g$  y una impedancia de red inductiva con una inductancia  $L_g$  y una resistencia  $R_g$ , cuyos valores dependen del SCR y del ratio XR de la red.

$$L_g = \frac{1}{2\pi f_{nom}} \cdot \frac{V_{nom}^2}{SCR \cdot S_{nom}} \cdot \frac{XR}{\sqrt{XR^2 + 1}} \quad (2.1)$$

$$R_g = \frac{V_{nom}^2}{SCR \cdot S_{nom}} \cdot \frac{1}{\sqrt{XR^2 + 1}} \quad (2.2)$$

En la expresión anterior,  $S_{nom}$ ,  $V_{nom}$  y  $f_{nom}$  son la potencia aparente, tensión de línea y frecuencia nominales del inversor.

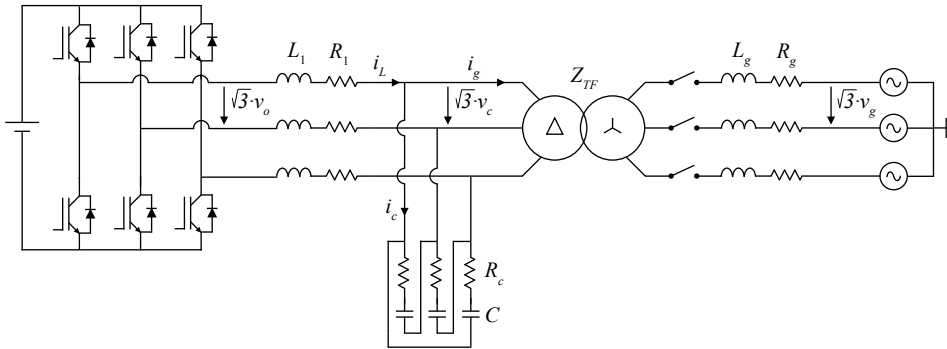


Figura 2.1: Inversor trifásico con filtro de salida LC y transformador de conexión a red.

Los parámetros del filtro de salida LC y del transformador de conexión a red del equipo que se va a analizar se muestran en la [Tabla 2.1](#), mientras que en la [Tabla 2.2](#) se muestran los parámetros más relevantes del inversor. El inversor dispone de sensores de tensión y de corriente para medir la corriente de salida  $i_L$ , la corriente del condensador  $i_c$  y la tensión en los condensadores  $v_c$ . Esto implica que, desde el punto de vista del lazo de control de corriente, el punto de conexión del inversor queda situado en los condensadores del filtro LC. Es decir, la “impedancia de red” que ve el inversor será igual a la suma de la impedancia de red real más la impedancia del transformador  $Z_{TF}$ . Con el objetivo de simplificar el análisis y el modelado, se toma como punto de conexión del inversor la salida del filtro LC y la impedancia del transformador se integra dentro de la impedancia de red.

En el caso de conectar el sistema a una red ideal la impedancia que vería el inversor se correspondería únicamente con la del transformador. Teniendo en cuenta los valores de la [Tabla 2.1](#), se deduce que, en este caso, el inversor vería una impedancia del 7%, lo que implica un valor de SCR máximo de aproximadamente 15. Para acotar el rango de valores de SCR en los que el

Tabla 2.1: Parámetros del filtro de salida LC y del transformador de conexión a red.

Filtro LC		Transformador	
$L_1$	70 $\mu\text{H}$	$S$	1,1 MVA
$R_1$	138 $\mu\Omega$	$a$	400 V/33 kV
$C$	260 $\mu\text{F}$	$Z_{TF}$	7 %
$R_c$	650 $\mu\Omega$	$X/R$	8

Tabla 2.2: Parámetros del inversor a analizar

Parámetro	Símbolo	Valor	Uds.
Potencia nominal	$S_{nom}$	1108	kVA
Tensión AC nominal	$V_{nom}$	400	V
Frecuencia de conmutación	$f_{sw}$	3	kHz
Frecuencia de muestreo	$f_s$	6	kHz
Frecuencia de corte filtro de medida $i_L$	$f_{c,i_L}$	2600	Hz
Frecuencia de corte filtro de medida $i_c$	$f_{c,i_c}$	1539	Hz
Frecuencia de corte filtro de medida $v_c$	$f_{c,v_c}$	2680	Hz

inversor va a trabajar, se establece además un valor de SCR mínimo de 1 en terminales del inversor, lo que equivale a una red con una impedancia del 93 %, siendo el 7 % restante la impedancia del transformador.

La [Figura 2.2](#) muestra el diagrama de bloques del lazo de control de corriente del inversor, que incluye:

- Unidad de sincronización (PLL) para alinear los ejes del lazo de control de corriente con la tensión del condensador. La PLL calcula, a partir de la medida filtrada de la tensión en el condensador  $v_{c,f}$ , el ángulo  $\theta_{PLL}$ . Este ángulo se utiliza para transformar la corriente de referencia  $i_{L,ref}$ , que proviene de los lazos de control de potencia y está en el sistema de referencia  $dq$ , al sistema de referencia  $\alpha\beta$ .
- Regulador del lazo de control de corriente  $G_{REG}$  para controlar la corriente de salida del convertidor  $i_L$ , tomando como entrada la diferencia entre la referencia de corriente y la corriente medida y filtrada a la salida del convertidor  $i_{L,f}$ .
- Sensores de medida y filtrado de la tensión en el condensador y de la corriente del convertidor, representados por los filtros  $HV_c$  y  $HI_L$  respectivamente, cuya frecuencia de corte se muestra en la [Tabla 2.2](#)
- Reguladores resonantes  $G_{HR}$ , utilizados para rechazar los armónicos de orden quinto y séptimo de la tensión de red, cuya entrada se puede ver

como la diferencia entre una referencia nula y la corriente medida.

- Realimentación de la tensión en el condensador  $v_c$  para amortiguar la resonancia de la planta y rechazar perturbaciones de la red.
- Bloque  $G_{RET}$  que representa la función de transferencia que aproxima los efectos de la digitalización, y que será explicada en la [Sección 2.3](#).
- Impedancias de la inductancia y condensadores del filtro LC  $Z_{L1}$  y  $Z_c$  e impedancia de red  $Z_{Lg}$ .

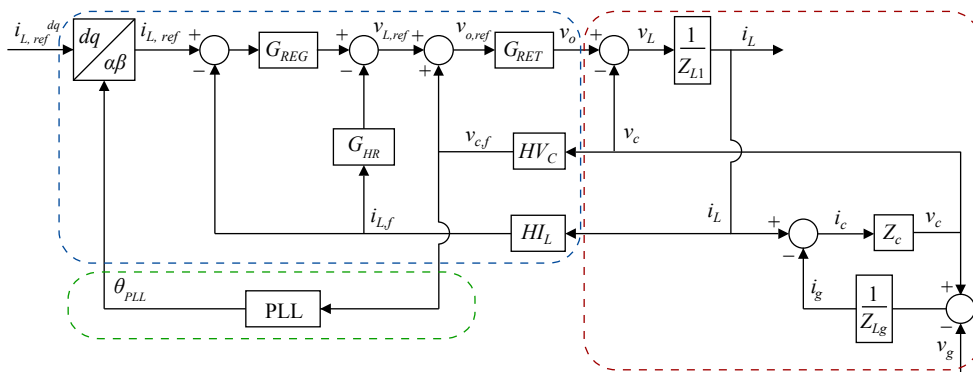


Figura 2.2: Diagrama de bloques del lazo de control del inversor a analizar. Incluye la unidad de sincronización (verde), el lazo de control de corriente (azul) y la planta teniendo en cuenta la influencia de la red (rojo).

A partir del diagrama de bloques de la [Figura 2.2](#) se puede calcular la tensión de salida del inversor como

$$v_c = \frac{Z_c}{Z_c + Z_{Lg}} \cdot v_g + \frac{Z_c \cdot Z_{Lg}}{Z_c + Z_{Lg}} \cdot i_L \quad (2.3)$$

En el caso de redes fuertes, la impedancia de red  $Z_{Lg}$  será muy pequeña en comparación con la impedancia del condensador  $Z_c$ . En la expresión anterior se puede comprobar que, en este caso, la tensión en bornes de los condensadores será prácticamente igual a la tensión de red  $v_g$ , e independiente del valor de la corriente  $i_L$  inyectada. Sin embargo, en el caso de redes más débiles, la inyección de corriente adquiere una mayor influencia sobre  $v_c$ , lo que puede afectar a la estabilidad. Esa influencia de la tensión del condensador, tal y como puede verse en la [Figura 2.2](#), se da a través de una doble vía:

1. A través de la realimentación de  $v_c$  en la planta, que hace que la corriente de salida, debido a su influencia sobre la tensión, afecte a los polos del sistema.

2. A través de la PLL, que utiliza  $v_c$  para determinar la posición de los ejes  $dq$ , utilizados para el cálculo de las corrientes de referencia en los ejes  $\alpha\beta$ . La influencia de  $i_L$  sobre esta tensión hace que la estabilidad se vea afectada por la corriente inyectada.

## 2.3. Modelado del lazo de control

### 2.3.1. Planta del lazo de corriente

A partir de la [Figura 2.2](#) se obtiene la planta para el lazo de control de corriente, que se corresponde con la relación entre la corriente  $i_L$  y la tensión de salida del convertidor  $v_o$ :

$$\frac{i_L}{v_o} = \frac{Z_c + Z_{Lg}}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg}} \quad (2.4)$$

Como se puede ver en la [Ecuación 2.4](#), en el caso de redes fuertes, que tienen impedancias muy bajas, la relación entre la corriente y la tensión de salida se puede aproximar por la impedancia de la inductancia del filtro de salida. Esta aproximación es utilizada de forma habitual en este tipo de aplicaciones, especialmente si se realiza la compensación de  $v_c$ , tal y como se verá más adelante. Sin embargo, al conectarse a una red débil (que presenta una mayor impedancia), esta aproximación deja de ser válida.

Por otro lado, si se eliminan las resistencias parásitas de la planta descrita por la [Ecuación 2.4](#), se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{i_L}{v_o} = \frac{1 + \frac{s^2}{\omega_{ar}^2}}{(L_1 + L_g) \cdot s \left(1 + \frac{s^2}{\omega_r^2}\right)} \quad (2.5)$$

En la [Ecuación 2.5](#),  $\omega_r$  es la frecuencia de resonancia de la planta debida a la resonancia serie entre el condensador del filtro y el paralelo de ambas inductancias, y  $\omega_{ar}$  es la frecuencia de antirresonancia debida a la resonancia paralelo del condensador del filtro y la inductancia de red, cuyas expresiones pueden calcularse como:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C \cdot \frac{L_1 \cdot L_g}{L_1 + L_g}}} \quad ; \quad \omega_{ar} = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L_g}} \quad (2.6)$$

### 2.3.2. Función de transferencia del sistema a controlar

La función de transferencia sobre la que actúa el controlador sería igual a la planta calculada en la [Ecuación 2.4](#) si el lazo de control actuara de forma instantánea y no hubiera compensación de  $v_c$ . Sin embargo, a la hora de modelar el sistema, hay que tener también en cuenta que los lazos de control están implementados de forma digital. Esto, a pesar de tener muchas ventajas respecto a la implementación analógica (versatilidad, monitorización, fiabilidad, etc.) [[CAS03](#)], hace necesario representar en el modelo continuo las características de un sistema discreto. Estas características se resumen en [[HOU05](#)]:

- Retraso de un periodo de muestreo  $T_s$  debido al tiempo de cálculo del microprocesador.
- Efecto del muestreador.
- Retenedor de orden cero.

La [Figura 2.3](#) muestra el diagrama de bloques que representa los tres efectos mencionados y cuya expresión es:

$$G_{RET} = \frac{e^{-T_s \cdot s} \cdot (1 - e^{-T_s \cdot s})}{T_s \cdot s} \quad (2.7)$$

La [Ecuación 2.7](#) convierte el modelo en no lineal y complica su análisis, por lo que en este trabajo se propone utilizar la aproximación de *Padé* de primer orden [[DAZ03](#)] y sustituirla en el retraso de un periodo de muestreo y en la expresión del retenedor de orden cero [[AGO11](#)], obteniendo la función de transferencia denominada *emulador del control digital*,  $G_{RET}$ , cuya expresión es:

$$G_{RET} \simeq \frac{1 - 0,5 \cdot T_s \cdot s}{(1 + 0,5 \cdot T_s \cdot s)^2} \quad (2.8)$$

Teniendo en cuenta que las frecuencias de resonancia del sistema se dan a frecuencias relativamente cercanas a la frecuencia de Nyquist, se prefiere su utilización con respecto a la aproximación de primer orden típicamente utilizada en otras aplicaciones [[BLA97](#)], mucho menos precisa en estos rangos de frecuencia.

Si se añade la [Ecuación 2.8](#) a la planta descrita en la [Ecuación 2.4](#), se obtiene la siguiente expresión:

$$\frac{i_L}{v_{o,ref}} = \frac{Z_c + Z_{Lg}}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg}} \cdot \frac{1 - 0,5 \cdot T_s \cdot s}{(1 + 0,5 \cdot T_s \cdot s)^2} \quad (2.9)$$

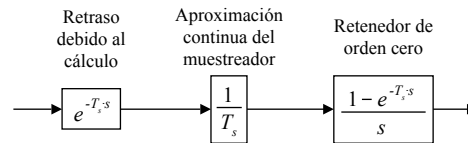


Figura 2.3: Diagrama de bloques del emulador del control digital

En ella,  $v_{o,ref}$  es la referencia de tensión de salida del convertidor. Si no existieran retrasos debidos a la digitalización esta sería igual a la tensión de salida  $v_o$ . La [Figura 2.4](#) muestra el diagrama de Bode de la planta junto con el emulador del control digital, para el caso de red ideal en el que el inversor únicamente ve el transformador de salida como impedancia de red ( $SCR = 15$ ). Se puede observar que a las frecuencias en el entorno de varios cientos de Hz, rango en el que se encuentra la frecuencia de corte del lazo de control, los retrasos de la digitalización reducen la fase del sistema. Además, esta pérdida de fase es más acusada conforme la frecuencia se acerca a las resonancias de la planta, lo cual puede afectar negativamente, como se verá más adelante, a la estabilidad de los lazos de control.

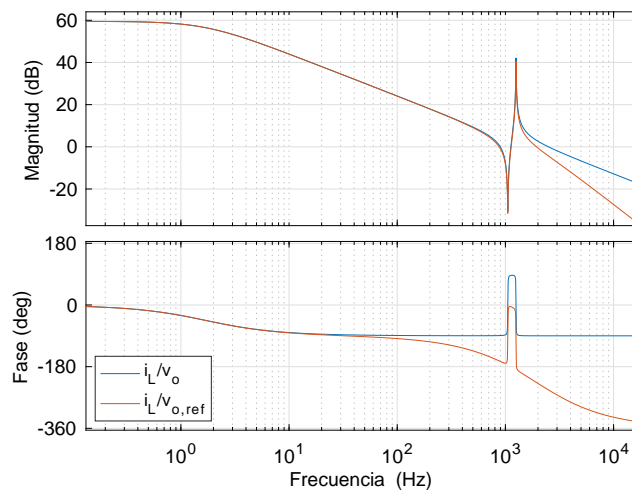


Figura 2.4: Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente con y sin el emulador del control digital.

Además, en la [Figura 2.4](#) se puede comprobar que la resonancia de la planta está muy poco amortiguada, lo que puede dar lugar a problemas de estabilidad [ROU07]. Para amortiguar esta resonancia, se pueden utilizar tanto técnicas de amortiguamiento pasivo como de amortiguamiento activo. Las técnicas de amortiguamiento pasivo, basadas en añadir elementos resistivos al filtro, tienen

como principales problemas el coste de dichos elementos y el aumento de las pérdidas del convertidor [BER16]. Para evitar estos problemas, habitualmente se prefiere la utilización de técnicas de amortiguamiento activo basadas en modificar los lazos de control. Estas modificaciones se pueden realizar de múltiples formas. Una de las más habituales, aunque implica añadir nuevos sensores de medida, es utilizar la medida de la corriente por el condensador para emular una impedancia virtual [ROU07, WAN15b]. Otras propuestas que no requieren el uso de estos sensores, se basan en la inclusión de filtros o retrasos en los lazos de control [DAN11, ZOU14], o en la utilización de la tensión del condensador, ya sea para derivarla y estimar la corriente del mismo [PA14, SAM19] o como señal de compensación [LU16, LI18]. Como puede verse en la Figura 2.2, el convertidor analizado en esta tesis utiliza esta última técnica para amortiguar la resonancia de la planta. Se puede comprobar que, si la compensación o *feedforward* de la tensión en el condensador fuese ideal, se eliminaría por completo la influencia de  $v_c$ . En este caso, la planta se reduciría a la inductancia del filtro LC y desaparecerían las resonancias de la función de transferencia a controlar. Sin embargo, en una aplicación real, la compensación no se llevará a cabo de forma perfecta debido a los retrasos provocados por los filtros de medida y al control digital. La Figura 2.5 muestra los diagramas de Bode de la planta a controlar para el inversor conectado a una red ideal, comparando los siguientes casos:

1. Función de transferencia sobre la que actúa el controlador si no se utiliza amortiguamiento activo, determinada por la relación  $i_L/v_{o,ref}$ .
2. Función de transferencia sobre la que actúa el controlador si el amortiguamiento activo se realiza con la tensión del condensador instantánea, sin tener en cuenta los retrasos anteriormente mencionados. En este caso, la función de transferencia vendrá determinada por la relación  $i_L/v_L \cdot G_{RET}$ .
3. Función de transferencia sobre la que actúa el controlador con amortiguamiento activo basado en la compensación de la tensión del condensador medida, retrasada debido a los efectos comentados antes. Esta función de transferencia se calcula a partir de la expresión  $i_L/v_{L,ref}$ , siendo  $v_{L,ref}$  la referencia de la tensión a aplicar en la inductancia del filtro LC, y cuya expresión matemática se muestra en la Ecuación 2.10.

$$\frac{i_L}{v_{L,ref}} = \frac{G_{RET} \cdot (Z_c + Z_{Lg})}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg} \cdot (1 - G_{RET} \cdot HV_c)} \quad (2.10)$$

A pesar de que no se consigue una planta puramente inductiva, se logra amortiguar en gran medida la resonancia del filtro LCL. Sin embargo, esta

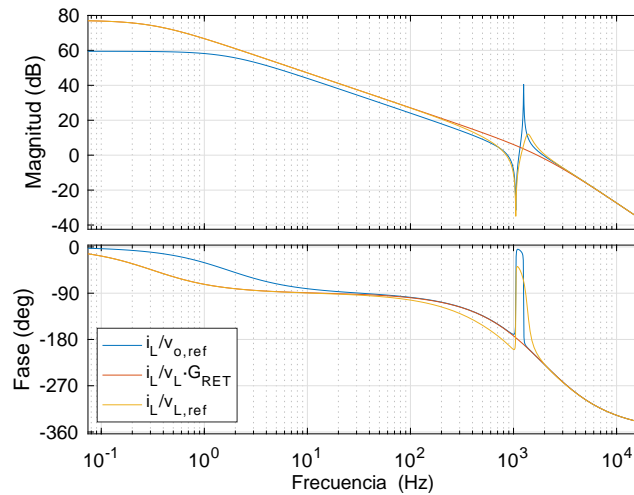


Figura 2.5: Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente con y sin compensación de la tensión del condensador. Se muestran los efectos de una compensación ideal y los de una compensación real, teniendo en cuenta filtrado y retrasos.

compensación no perfecta provoca una pérdida de fase adicional en el rango de las centenas de Hz, que se añade a la que introducen los retrasos debidos a la digitalización.

La [Figura 2.6](#) muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia a controlar en el caso de una red ideal, para la cual se diseñarán los reguladores del lazo de control. Este diagrama es el mismo que se mostraba en la [Figura 2.5](#), pero se ha optado por incluirlo nuevamente separado de los demás para aclarar la planta que se va a utilizar.

### 2.3.3. Reguladores del lazo de corriente

Una vez modelada la función de transferencia sobre la que actúa el controlador, se procede al diseño del lazo de control de corriente para una red fuerte ( $SCR = 15$ ), en la que el inversor únicamente verá la impedancia del transformador. Este lazo de corriente debe reunir las siguientes características:

- Rechazo de cualquier componente continua.
- Margen de fase de  $60^\circ$ .
- Correcto seguimiento de la referencia a 50 Hz.
- Rechazo de perturbaciones periódicas a los armónicos quinto y séptimo.



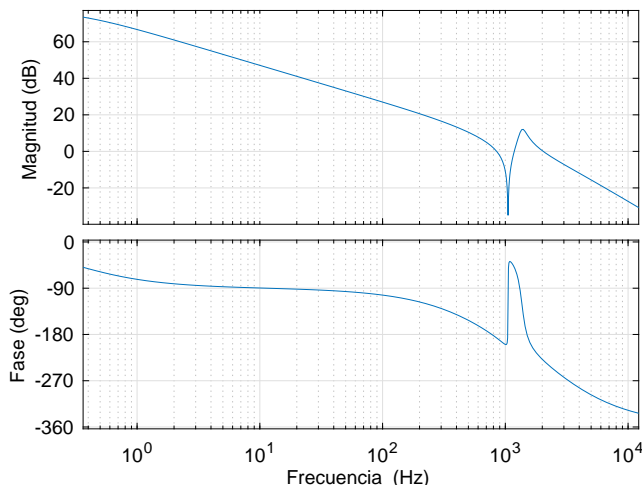


Figura 2.6: Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente del convertidor,  $i_L/v_{L,ref}$ .

Para cumplir con el primer requisito, se introduce un regulador proporcional integral (PI). Si se quisiera utilizar este regulador PI para realizar un correcto seguimiento de la corriente fundamental sería necesaria una frecuencia de corte de al menos 500 Hz. Observando la función de transferencia mostrada en la [Figura 2.6](#), se puede comprobar que a esa frecuencia la fase del sistema está ya muy cerca de  $180^\circ$ . Además, esta frecuencia de corte se encuentra cerca de la resonancia y antirresonancia de la planta, por lo que la estabilidad del lazo de control podría verse comprometida. Por tanto, para conseguir el margen de fase deseado y, teniendo en cuenta que el regulador PI quitará algo de fase, se selecciona una frecuencia de corte de 200 Hz, donde la fase de la planta es de  $-116^\circ$  por lo que el margen de fase disponible antes de introducir los reguladores es de  $64^\circ$ .

El correcto seguimiento de la referencia a 50 Hz se consigue utilizando un controlador resonante sintonizado a la frecuencia fundamental. Este regulador afectará ligeramente al margen de fase del sistema, por lo que será necesario tenerlo en cuenta antes de sintonizar el regulador PI para obtener el margen de fase deseado. Además, y como se verá más adelante, será necesario incluir un regulador de adelanto de fase que permita recuperar la pérdida de fase provocada por el regulador resonante. Por último, para rechazar las perturbaciones a las frecuencias del quinto y séptimo armónico, se utilizan otros dos reguladores resonantes sintonizados a estas frecuencias.

### 2.3.3.1. Regulador resonante a la frecuencia fundamental

El regulador resonante ha cobrado gran importancia en los últimos tiempos por su capacidad para eliminar el error de seguimiento ante referencias periódicas [TEO04, TEO06]. Su expresión se muestra en la [Ecuación 2.11](#). De forma resumida, se trata de un controlador que introduce una ganancia infinita a la frecuencia  $\omega_h$ , siendo  $h$  el orden del armónico para el cual se va sintonizar el regulador. Esta ganancia infinita permite eliminar el error de seguimiento a esa frecuencia. Conceptualmente, el efecto del regulador resonante es similar al que tiene un regulador PI sobre la componente DC, por lo que se puede ver como un integrador generalizado para una frecuencia determinada [YUA02]. Además, se puede hacer que el regulador sea más o menos selectivo con la frecuencia a controlar variando su ganancia  $K_{Rh}$ . Si se utiliza un valor alto de  $K_{Rh}$ , el controlador puede responder correctamente en una banda mayor alrededor de la frecuencia  $\omega_h$ , lo que puede resultar de gran ayuda en sistemas en los que la frecuencia a controlar pueda sufrir pequeñas variaciones.

$$R_h(s) = K_{Rh} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_h^2} \quad (2.11)$$

Este tipo de reguladores en los lazos de corriente presentan las siguientes ventajas respecto a los reguladores PI tradicionales [YEP11b]:

- En sistemas trifásicos, tienen menor coste computacional al controlar las secuencias directa e inversa con un único controlador. En el caso de utilizar reguladores PI en el sistema de referencia  $dq$  es habitual emplear un regulador para cada secuencia (control PI dual) [ABA11, SON99]. El regulador resonante en  $\alpha\beta$  es equivalente a este control dual y elimina la necesidad de separar ambas secuencias [ZMO03].
- En aplicaciones monofásicas, permiten eliminar el error de seguimiento sin tener que recurrir a la transformada de *Park* para sistemas monofásicos (más compleja que la de sistemas trifásicos).
- Por último, son menos sensibles al ruido o a errores de sincronización al responder únicamente a la frecuencia sintonizada.

Este tipo de regulador puede implementarse de forma conjunta con otros (proporcional, PI, otros resonantes, etc.). Esta implementación puede realizarse en paralelo o en serie con el resto de reguladores, como puede verse en la [Figura 2.7](#). En el caso de la implementación en paralelo se utiliza la [Ecuación 2.11](#). Sin embargo, si se opta por una implementación en serie, la

ecuación a implementar se transforma en:

$$R_h(s) = 1 + K_{Rh} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_h^2} \quad (2.12)$$

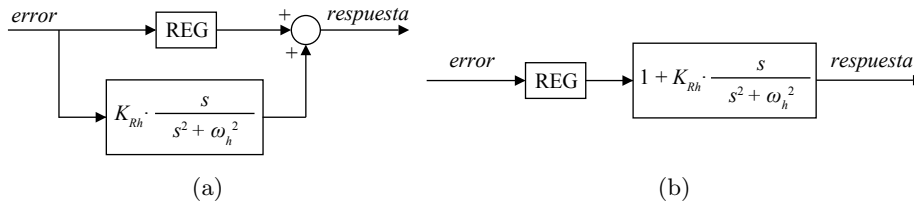


Figura 2.7: Diagrama de bloques de un regulador resonante implementado junto con un regulador genérico REG. a) Implementación en paralelo. b) Implementación en serie.

Teniendo en cuenta que el regulador resonante únicamente actúa a la frecuencia  $\omega_h$ , se puede ver que la respuesta del sistema utilizando ambas implementaciones será muy similar. En este caso se opta por la implementación en serie porque facilita la sintonización de los diferentes parámetros de éste y del resto de reguladores.

La [Figura 2.8](#) muestra el diagrama de Bode de la planta con el regulador resonante incorporado. Este regulador se ha sintonizado a la frecuencia fundamental ( $h = 1$ ) y se ha realizado un barrido de valores de ganancia desde  $K_{R1} = 25$  hasta  $K_{R1} = 150$ . Se puede comprobar que al aumentar la ganancia del regulador se reduce la fase de la planta en el rango de frecuencias en las que se situará la frecuencia de corte del lazo de control. Existe por tanto un compromiso entre la velocidad de respuesta del regulador y la estabilidad del lazo de control puesto que, en general, un aumento de la ganancia del regulador resonante provoca una mayor rapidez de seguimiento de la referencia [[VID13](#), [VID14](#)]. En este caso, se va a seleccionar una ganancia  $K_{R1}$  igual a 75, lo que reduce el margen de fase disponible a  $51^\circ$ , valor inferior al fijado en las especificaciones.

### 2.3.3.2. Regulador de adelanto de fase

Para recuperar los  $60^\circ$  de margen de fase fijados en las especificaciones, y perdidos al introducir el regulador resonante, se va a añadir en la cadena directa una función de transferencia que permita aumentar la fase del sistema alrededor de la frecuencia de corte. Para lograr este objetivo existen diferentes métodos, siendo uno de los más habituales la utilización de un regulador de adelanto de fase (*Phase-lead controller*) [[NIS07](#)]. Este tipo de reguladores introducen un cero y un polo en la planta, de tal forma que:

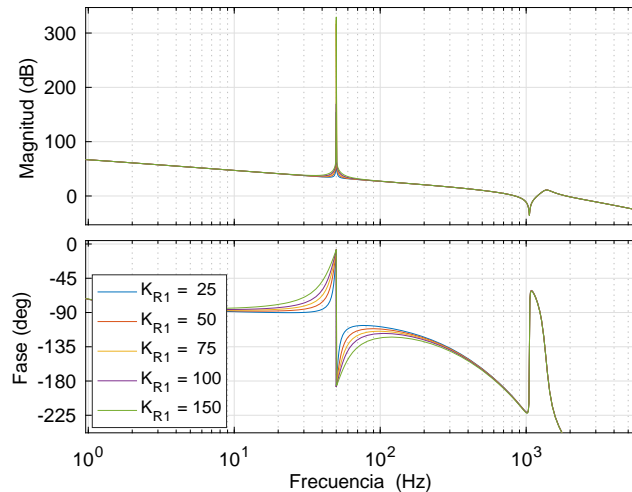


Figura 2.8: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente con regulador resonante a la frecuencia fundamental para distintos valores de ganancia  $K_{R1}$ .

- A partir de la frecuencia a la que se sitúa el cero del regulador, la fase y la ganancia del regulador comienzan a aumentar.
- La entrada en acción del polo hace que la fase vuelva a disminuir hasta el valor inicial y que la ganancia quede constante en cierto valor.

El regulador de adelanto de fase tiene la siguiente expresión:

$$AF(s) = \frac{s + z}{s + p} \quad (2.13)$$

donde  $z < p$  si se desea aumentar la fase de la planta. En caso contrario, lo que se obtendría sería un regulador de retraso de fase (*Phase-lag controller*).

Cuanto más alejados estén mayor será el aumento de fase conseguido, pudiendo llegar hasta los  $90^\circ$  que es capaz de introducir el cero. Cuanto más se acerquen, antes comenzará el polo a disminuir la fase del regulador, limitando el máximo adelanto conseguido. Sin embargo, si el polo y el cero están muy alejados la ganancia del regulador a alta frecuencia se verá fuertemente afectada.

Existe por tanto un compromiso entre el adelanto de fase que se desea introducir y el efecto que este provoca sobre la ganancia del lazo a frecuencias superiores a la del polo del regulador.

La [Ecuación 2.13](#) muestra la expresión genérica de un regulador de adelanto de fase. No obstante, para facilitar la sintonización el regulador es habitual

utilizar la expresión:

$$AF(s) = \frac{1 + \tau_{AF}s}{1 + \alpha\tau_{AF}s} \quad (2.14)$$

donde:

$$\alpha = \frac{1 - \sin(\phi_{AF})}{1 + \sin(\phi_{AF})} \quad ; \quad \tau = \frac{1}{2\pi \cdot f_{AF} \cdot \sqrt{\alpha}}$$

siendo  $\phi_{AF}$  la fase que se desea adelantar y  $f_{AF}$  la frecuencia a la que se desea conseguir ese adelanto (expresada en Hz).

Se selecciona como frecuencia central la frecuencia de corte del lazo de control de corriente. La [Figura 2.9](#) muestra el diagrama de Bode de un regulador de adelanto de fase, sintonizado para diferentes ángulos de adelanto  $\phi_{AF}$ . Se comprueba que, tal y como se ha comentado, cuanto mayor es el adelanto introducido más se ve afectada la ganancia a frecuencias superiores a la del polo del regulador.

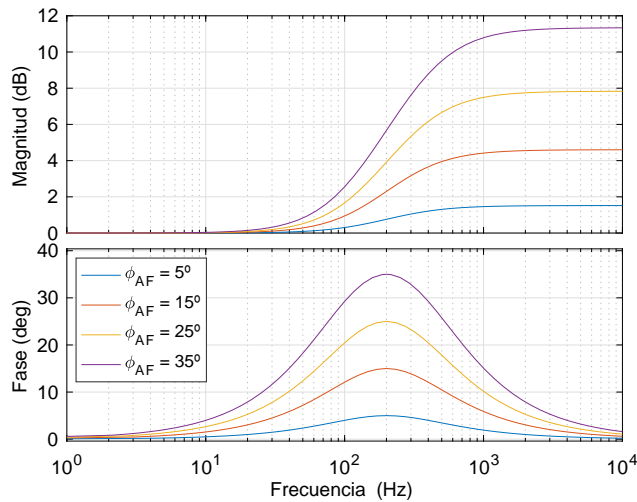


Figura 2.9: Diagrama de Bode del regulador de adelanto de fase.

Con el objetivo de mantener la ganancia lo menos afectada posible al mismo tiempo que se compensa el retraso provocado por el regulador resonante, se utilizará un regulador de adelanto de fase con un adelanto de  $15^\circ$  a 200 Hz. De esta forma, se logra un margen de fase disponible en la planta antes de introducir el regulador PI de  $67^\circ$ . La [Tabla 2.3](#) muestra los parámetros del regulador de adelanto de fase utilizado.

Tabla 2.3: Parámetros del regulador de adelanto de fase.

Parámetro	Símbolo	Valor	Uds.
Frecuencia central	$f_{AF}$	200	Hz
Ángulo a adelantar	$\phi_{AF}$	15	°
Posición del cero	$z$	153	Hz
Posición del polo	$p$	261	Hz

### 2.3.3.3. Regulador PI

La Figura 2.10 muestra el diagrama de bloques del sistema incorporando todos los reguladores utilizados en la cadena directa. A partir de este diagrama de bloques se puede calcular la planta sobre la que actúa el regulador PI, sin tener en cuenta el lazo de rechazo de armónicos, como:

$$Planta_{PI} = \frac{R_1 \cdot AF \cdot G_{RET} \cdot (Z_c + Z_{Lg})}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg} \cdot (1 - G_{RET} \cdot HV_c)} \quad (2.15)$$

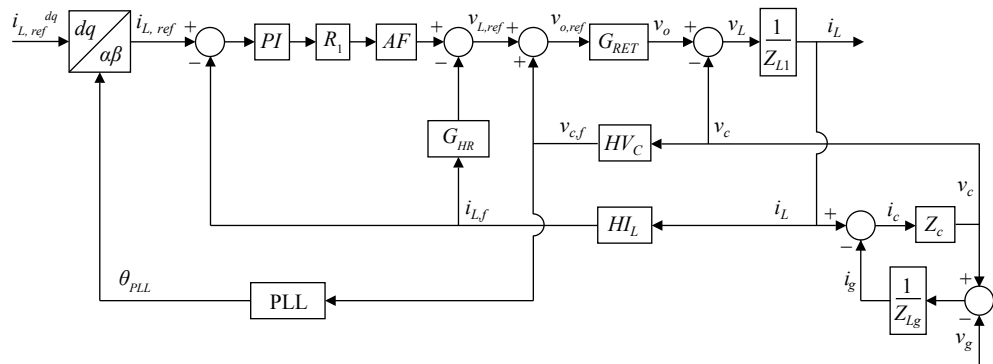


Figura 2.10: Diagrama de bloques de los lazos de control del inversor incluyendo los reguladores PI, resonante y adelanto de fase.

La Figura 2.11 muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia sobre la que actúa el regulador PI. En ella se puede comprobar que, gracias a la inclusión del regulador de adelanto de fase, se ha conseguido un margen de fase de  $67^\circ$  a 200 Hz.

Una vez definidos el resto de elementos de la cadena directa, se sintoniza el PI para obtener una frecuencia de corte de 200 Hz y un margen de fase de  $60^\circ$  para el caso en el que el inversor únicamente ve la impedancia del transformador como impedancia de red. Para ello, se calculan los parámetros

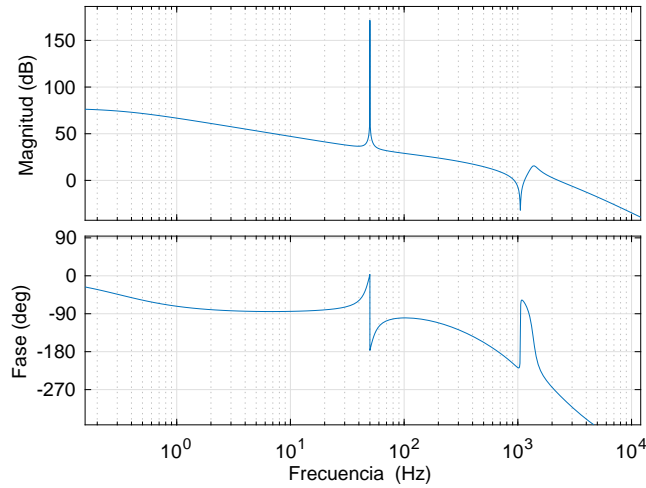


Figura 2.11: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente una vez incluidos el regulador resonante a la frecuencia fundamental y el adelanto de fase.

utilizando las siguientes expresiones:

$$T_n = \frac{\tan(MF - 90 - \phi(Planta_{PI}(j\omega_c)))}{\omega_c}$$

$$K_p = \frac{\omega_c \cdot T_n}{|Planta_{PI}(j\omega_c)| \cdot \sqrt{1 + (T_n \cdot \omega_c)^2}} \quad (2.16)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_n}$$

donde  $\omega_c$  es la frecuencia de corte deseada (en rad/s),  $MF$  el margen de fase que se quiere conseguir, y  $K_p$  y  $K_i$  son las ganancias de la parte proporcional e integral del PI respectivamente, y  $T_n$  la constante de integración del mismo. Los parámetros del regulador PI diseñado utilizando la [Ecuación 2.16](#) se muestran en la [Tabla 2.4](#).

El diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de corriente, una vez incluidos todos los reguladores de la

Tabla 2.4: Parámetros del regulador PI.

Parámetro	Símbolo	Valor
Ganancia parte proporcional	$K_p$	0,0625
Ganancia parte integral	$K_i$	0,166
Constante de integración	$T_n$	0,3762

cadena directa, se muestra en la [Figura 2.12](#). En ella se puede observar que se han obtenido la frecuencia de corte y margen de fase marcados en las especificaciones al inicio del capítulo.

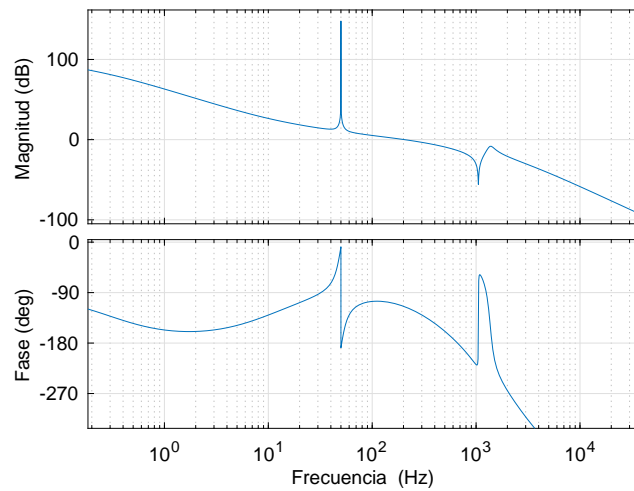


Figura 2.12: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente una vez incluidos el regulador PI, el resonante fundamental y el adelanto de fase.

#### 2.3.3.4. Reguladores para el rechazo de armónicos

Debido a la baja frecuencia de corte del lazo de control de corriente en estas aplicaciones de gran potencia (alrededor de 200 Hz en este caso), el regulador PI no es capaz de rechazar los armónicos de la red. Sin embargo, los códigos de red son cada vez más estrictos con respecto a la calidad de la corriente, reduciendo cada vez más la amplitud permitida para cada componente armónica inyectada. Para cumplir con este requisito, al lazo de control anteriormente sintonizado se le añaden dos reguladores resonantes sintonizados para los armónicos 5<sup>o</sup> y 7<sup>o</sup>, por ser estos los predominantes en la red eléctrica. Como puede verse en la [Figura 2.10](#), estos reguladores no están colocados en la cadena directa sino que se sitúan en paralelo con los de la componente fundamental y se les proporciona una referencia nula. Esto permite evitar que el lazo de control pueda seguir cualquier ruido que pueda aparecer en la referencia de corriente, garantizando que la referencia para el rechazo de armónicos sea siempre cero.

En [[LAS07](#), [YEP11a](#)] se propone una alternativa a la función de transferencia tradicional del regulador resonante, conocida como Resonante



Tipo II,  $R_h^2$ . Este regulador tiene la expresión:

$$R_h^2(s) = K_{R_h} \frac{s^2}{s^2 + \omega_h^2} \quad (2.17)$$

Esta expresión se corresponde con la de un regulador resonante con un cero extra en el origen. Este tipo de controlador presenta una serie de ventajas respecto al regulador resonante original cuando se desea implementarlo por encima de la frecuencia de corte que hacen que sea el seleccionado en esta aplicación:

- El cero extra de este regulador proporciona un adelanto de fase adicional de  $90^\circ$  a todas las frecuencias, por lo que aporta mayor estabilidad para frecuencias altas, donde los retrasos de la planta cobran mayor importancia.
- Ganancia inferior a frecuencias inferiores. De esta forma, minimiza su influencia en la frecuencia de corte del lazo de control de la corriente fundamental.

A pesar de que este tipo de regulador aporta un adelanto de fase, éste no es suficiente para compensar los retrasos introducidos por el muestreo y la computación. Para evitar que el lazo se vuelva inestable, en [YEP11a] se propone compensar el retraso introducido por la digitalización, aproximado a 1,5 periodos de muestreo  $T_s$ . Al introducir esta compensación en el regulador, su función de transferencia se ve modificada y según la expresión:

$$R_h^2(s) = \frac{K_{R_h}}{\omega_h} \cdot \frac{s \cdot (s \cdot \cos(1,5T_s\omega_h) - \omega_h \cdot \sin(1,5T_s\omega_h))}{s^2 + \omega_h^2} \quad (2.18)$$

Los parámetros de los reguladores utilizados,  $R_5^2$  y  $R_7^2$  se muestran en la [Tabla 2.5](#).

Una vez introducidos los resonantes para el rechazo de armónicos con el resto de reguladores, la función de transferencia que relaciona la corriente

Tabla 2.5: Parámetros de los reguladores para el rechazo de armónicos.

Parámetro	Símbolo	Valor	Uds.
Frecuencia central resonante quinto	$f_5$	250	Hz
Frecuencia central resonante séptimo	$f_7$	350	Hz
Ganancia resonante quinto	$K_{R5}$	10	
Ganancia resonante séptimo	$K_{R7}$	10	
Periodo de muestreo	$T_s$	166,6	$\mu s$

del convertidor  $i_L$  con la tensión de red  $v_g$ , también llamada función de transferencia de rechazo de perturbaciones  $G_{RP}$ , tiene la siguiente expresión:

$$G_{RP} = \frac{-Z_c (1 - G_{RET} \cdot HV_c)}{Z_{L1} (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg} (1 - G_{RET} \cdot HV_c) + HI_L \cdot G_{RET} \cdot REG} \quad (2.19)$$

donde:

$$REG = PI \cdot R_1 \cdot AF + R_5^2 + R_7^2 \quad (2.20)$$

La [Figura 2.13](#) muestra la respuesta frecuencial de la función de transferencia de rechazo de perturbaciones. Se puede comprobar que el lazo de control de corriente es capaz de rechazar las perturbaciones a las frecuencias del quinto y séptimo armónico gracias a la inclusión de los reguladores resonantes. Además, debido a la utilización del PI y el regulador resonante a la frecuencia fundamental, el sistema también muestra un fuerte rechazo a perturbaciones a la frecuencia fundamental y a la componente continua.

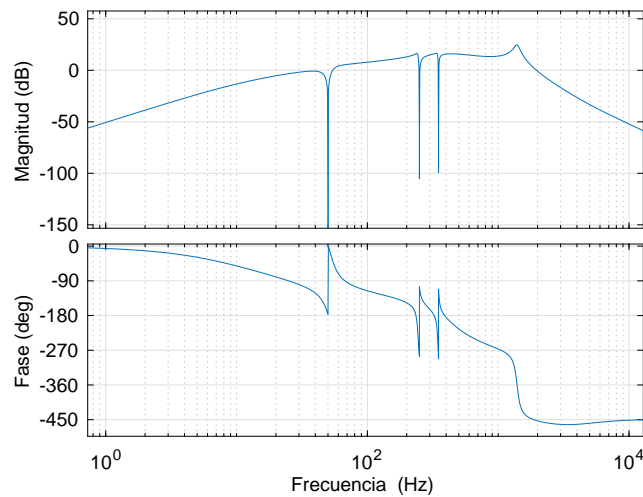


Figura 2.13: Diagrama de Bode de la función de transferencia de rechazo de perturbaciones  $G_{RP}$  que modela la relación  $i_L/v_g$ .

El diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de corriente, una vez incluidos los reguladores resonantes para el rechazo de armónicos, se muestra en la [Figura 2.14](#).

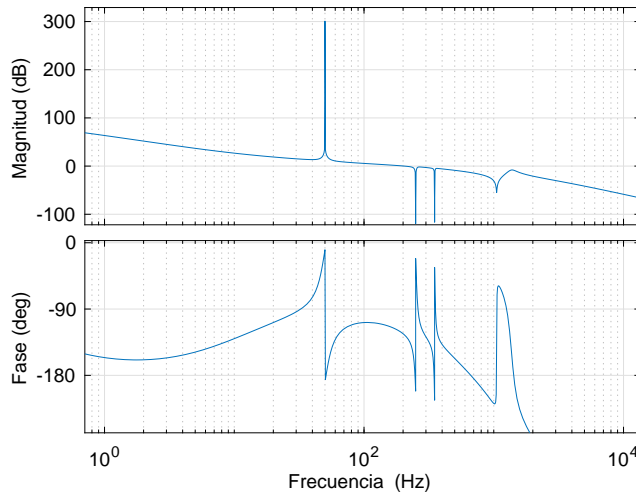


Figura 2.14: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de corriente con rechazo de armónicos.

## 2.3.4. Unidad de sincronización

### 2.3.4.1. Modelado de la PLL

Una vez se han sintonizado los reguladores del lazo de control de corriente, en este apartado se modela la unidad de sincronización (PLL) y se sintoniza su regulador. La [Figura 2.15](#) muestra el diagrama fasorial que se utilizará para modelar la PLL. En ella se puede ver el vector giratorio de la tensión en el condensador  $V_c$ , cuyo ángulo respecto a los ejes  $\alpha\beta$  es  $\theta$ . El objetivo de la PLL es que el ángulo estimado  $\theta_{PLL}$  sea igual al ángulo de la tensión, haciendo que el  $d$  coincida con el vector de la tensión en el condensador y que la componente  $q$  sea igual a cero.

Las componentes de la tensión en el sistema de referencia  $\alpha\beta$ , pueden calcularse como:

$$\begin{aligned} V_{c\alpha} &= V_c \cos \theta \\ V_{c\beta} &= V_c \sin \theta \end{aligned} \quad (2.21)$$

A partir de la [Ecuación 2.21](#) se pueden calcular los valores de las

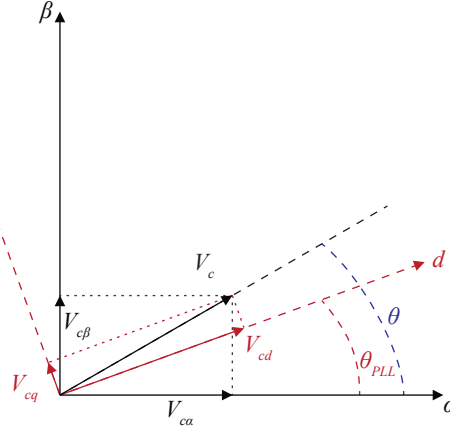


Figura 2.15: Diagrama fasorial para modelar la transformada de Park. Se muestran los ejes  $\alpha\beta$  y los ejes  $dq$  que proporciona la unidad de sincronización.

componentes en los ejes  $dq$ ,  $V_{cd}$  y  $V_{cq}$  como:

$$\begin{aligned} V_{cd} &= V_{c\alpha} \cos \theta_{PLL} + V_{c\beta} \sin \theta_{PLL} \\ &= V_c \cos \theta \cos \theta_{PLL} + V_c \sin \theta \sin \theta_{PLL} \\ &= V_c \cos(\theta - \theta_{PLL}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} V_{cq} &= -V_{c\alpha} \sin \theta_{PLL} + V_{c\beta} \cos \theta_{PLL} \\ &= -V_c \cos \theta \sin \theta_{PLL} + V_c \sin \theta \cos \theta_{PLL} \\ &= V_c \sin(\theta - \theta_{PLL}) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Si se asume que el error cometido en la estimación es pequeño, y que la diferencia entre el ángulo real y el estimado tiende a cero, las expresiones anteriores pueden reescribirse como:

$$V_{cd} = V_c \cos(\theta - \theta_{PLL}) \approx V_c \quad (2.24)$$

$$V_{cq} = V_c \sin(\theta - \theta_{PLL}) \approx V_c \cdot (\theta - \theta_{PLL}) \quad (2.25)$$

La [Ecuación 2.25](#) permite calcular el valor de  $V_{cq}$  a partir del ángulo estimado, por lo que puede ser utilizada como planta para el lazo de control de la PLL. La [Figura 2.16](#) muestra el diagrama de bloques de la PLL, en la que se introduce la tensión de referencia  $V_{cq,ref}$  y se compara con la medida. El error entra al regulador PI, y este proporciona a su salida la frecuencia estimada. El valor de frecuencia calculado se integra para obtener el ángulo de salida de la PLL. Este diagrama de bloques puede reordenarse teniendo en cuenta que, para alinear el eje  $d$  con la tensión, la referencia  $V_{cq,ref}$  será igual

a cero, obteniendo el que se muestra en la [Figura 2.17](#). En este diagrama se ha compensado además la amplitud de la tensión dentro del lazo, técnica que se utiliza habitualmente para hacer la PLL inmune a variaciones de la tensión de red.

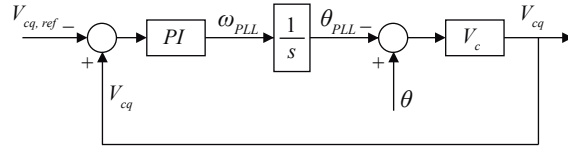


Figura 2.16: Diagrama de bloques del modelo en pequeña señal del lazo de control de la PLL.

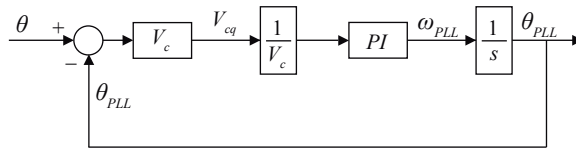


Figura 2.17: Diagrama de bloques del modelo en pequeña señal del lazo de control de la PLL, tomando como entrada el ángulo de la tensión y compensando su amplitud.

El diagrama de la [Figura 2.17](#) permite analizar la precisión de seguimiento del ángulo real de la tensión,  $\theta$ , que se alimenta al lazo como referencia. Se puede calcular el error de seguimiento como:

$$\text{error}(s) = \theta(s) - \theta_{PLL}(s) = \frac{1}{1 + PI/s} \cdot \theta(s) \quad (2.26)$$

El error en estado estacionario se puede obtener a partir de la siguiente expresión:

$$\text{error} = \lim_{t \rightarrow \infty} (\theta(t) - \theta_{PLL}(t)) = \lim_{s \rightarrow 0} s (\theta(s) - \theta_{PLL}(s)) \quad (2.27)$$

Sabiendo que  $\theta(t) = \omega \cdot t$  y que, por tanto,  $\theta(s) = \omega/s^2$ , y uniendo las ecuaciones anteriores:

$$\text{error} = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \frac{\omega}{s^2} \cdot \frac{1}{1 + PI/s} = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{\omega}{s + K_p + K_i/s} = 0 \quad (2.28)$$

De esta forma, se comprueba que, gracias a los dos integradores presentes en la cadena directa, la PLL es capaz de realizar un seguimiento perfecto del ángulo de la tensión en régimen permanente. La [Tabla 2.6](#) muestra los parámetros del PI obtenidos para una frecuencia de corte de la unidad de sincronización de 20 Hz y un margen de fase de 65°.

Tabla 2.6: Parámetros del PI de la unidad de sincronización.

Parámetro	Símbolo	Valor
Ganancia parte proporcional PI	$K_p$	114
Ganancia parte integral PI	$K_i$	6674
Constante de tiempo parte integral PI	$T_n$	0,017

### 2.3.4.2. Rechazo de perturbaciones

El lazo de sincronización modelado en el apartado anterior es capaz de seguir la fase de la tensión con un error de seguimiento nulo en régimen permanente. Sin embargo, la PLL resulta muy sensible a la presencia de armónicos y desequilibrios en la tensión  $v_c$  debido a la limitada capacidad del regulador PI para rechazar perturbaciones [KAU97].

Para mejorar la capacidad de rechazo de perturbaciones de la PLL, existen diferentes propuestas que se basan en añadir filtros avanzados en la PLL para eliminar las componentes armónicas y los desequilibrios y sincronizarse con la secuencia directa de la componente fundamental [GOL17b]. Todas estas técnicas pueden clasificarse en dos grandes grupos. Por un lado, están aquellas que introducen los filtros dentro del propio lazo de control de la PLL. La principal ventaja de esta opción es que, una vez se transforma la tensión a los ejes  $dq$ , la secuencia directa queda como una componente continua mientras que la secuencia inversa y los armónicos aparecen como componentes de alterna a diferentes frecuencias. Esto facilita la extracción de la componente directa de la tensión. Sin embargo, introducir los filtros dentro del propio lazo de sincronización hace que el lazo de control sea más lento debido al retraso introducido por los filtros [ARR17a].

En el otro grupo se encuentran aquellas técnicas que introducen los filtros en la medida de la tensión, antes de realizar la transformada. De esta forma, se evita ralentizar la respuesta dinámica del lazo de sincronización, pero la extracción de la secuencia directa resulta más compleja.

Uno de los filtros más utilizados en el primer grupo es el filtro de ventana deslizante [WAN15a]. Este tipo de filtro es capaz de bloquear cualquier frecuencia que sea múltiplo de la longitud de ventana, pero tiene el inconveniente de ralentizar en exceso la respuesta dinámica de la PLL. En el caso en el que solo interese bloquear algunas frecuencias concretas, el filtro de ventana deslizante se puede sustituir por una cadena de filtros *notch* [GON12], con la desventaja de necesitar un filtro por cada frecuencia a rechazar. Este problema se soluciona en parte utilizando filtros *notch* de fase lineal [GOL17a], cuya complejidad de implementación es menor y por lo tanto

pueden ser implementados para múltiples frecuencias sin elevar tanto el coste computacional del lazo. Existen también otras técnicas basadas en filtros de coeficientes complejos (CCF) [GUO11] o en la utilización de múltiples sistemas de ejes  $dq$  dentro de la PLL [HAD15]. A pesar de ofrecer buenos resultados para el rechazo de perturbaciones, su implementación es compleja y eleva en exceso la complejidad computacional de la PLL.

Una técnica que ofrece un buen rechazo de perturbaciones manteniendo una dinámica rápida es la que se basa en utilizar un filtro DSOGI (*Dual Second Order Generalized Integrator*) [LI14, COS14]. Estos van a ser los filtros utilizados en esta tesis. La Figura 2.18 muestra el esquema de filtrado DSOGI. Está basado en la utilización de dos filtros tipo SOGI y en la combinación de sus salidas para eliminar la secuencia inversa de la tensión. El filtro SOGI funciona como un filtro pasa banda de ganancia  $k$  y frecuencia central  $\omega$  que ofrece dos salidas. La primera,  $v_f$ , es la señal de entrada filtrada con el filtro pasa banda  $F(s)$ . La segunda,  $qv_f$ , es la misma señal pero en cuadratura (retrasada  $90^\circ$ ), obtenida a partir del filtro  $Q(s)$ .

$$F(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (2.29)$$

$$Q(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (2.30)$$

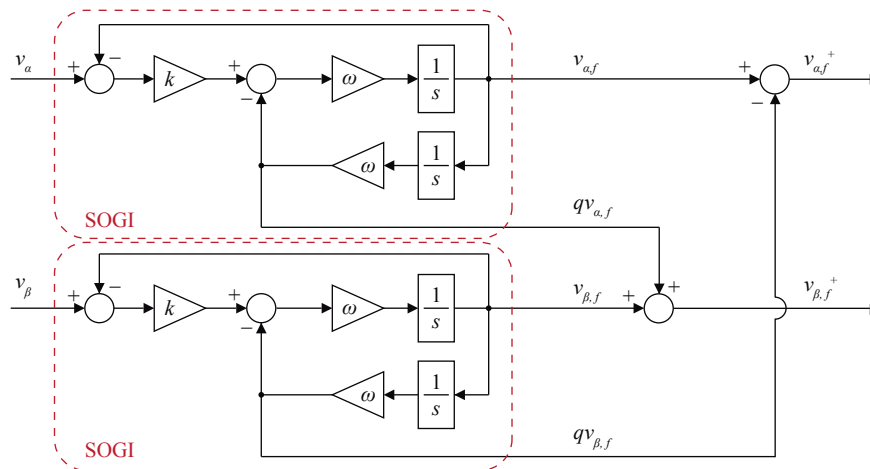


Figura 2.18: Diagrama de bloques del filtro DSOGI.

Una vez obtenidas ambas señales, la secuencia directa de cada componente,

$v_{\alpha,f}^+$  y  $v_{\beta,f}^+$ , se puede calcular como:

$$v_{\alpha,f}^+(s) = F(s) \cdot v_{\alpha}(s) - Q(s) \cdot v_{\beta}(s) \quad (2.31)$$

$$v_{\beta,f}^+(s) = Q(s) \cdot v_{\alpha}(s) + F(s) \cdot v_{\beta}(s) \quad (2.32)$$

A continuación se muestra un ejemplo para describir cómo funciona el filtro DSOGI a la hora de eliminar secuencia inversa. Se parte de una señal de tensión con componente directa de amplitud  $V^+$  y componente inversa de amplitud  $V^-$ . Esta tensión puede ser descrita en los ejes  $\alpha\beta$  según la expresión:

$$\begin{aligned} v_{\alpha} &= V^+ \cos(\omega t) + V^- \cos(-\omega t) \\ &= (V^+ + V^-) \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} v_{\beta} &= V^+ \sin(\omega t) + V^- \sin(-\omega t) \\ &= (V^+ - V^-) \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (2.34)$$

Si se aplica el filtro DSOGI a esta tensión se obtiene:

$$\begin{aligned} v_{\alpha,f} &= (V^+ + V^-) \cdot \cos(\omega t) & v_{\beta,f} &= (V^+ - V^-) \cdot \sin(\omega t) \\ qv_{\alpha,f} &= (V^+ + V^-) \cdot \sin(\omega t) & qv_{\beta,f} &= -(V^+ - V^-) \cdot \cos(\omega t) \end{aligned} \quad (2.35)$$

Una vez obtenidas las salidas de los filtros SOGI se opera con ellas tal y como se describe en la [Figura 2.18](#), obteniendo:

$$v_{\alpha,f}^+ = v_{\alpha,f} - qv_{\beta,f} = 2V^+ \cos(\omega t) \quad (2.36)$$

$$v_{\beta,f}^+ = v_{\beta,f} + qv_{\alpha,f} = 2V^+ \sin(\omega t) \quad (2.37)$$

Se puede comprobar que la secuencia inversa desaparece al operar con las distintas señales de salida de los filtros SOGI. Este mismo comportamiento se verifica en la simulación mostrada en la [Figura 2.19](#), donde se muestra la respuesta del DSOGI ante una tensión con secuencia directa y ante una tensión con secuencia inversa.

Para el caso de la tensión de secuencia directa, las señales  $v_{\alpha,f}$  y  $qv_{\beta,f}$  quedan en oposición de fase, por lo que al restarlas se obtiene una señal  $v_{\alpha,f}^+$  del doble de amplitud que la original. Lo mismo ocurre con las señales  $v_{\beta,f}$  y  $qv_{\alpha,f}$ , que quedan en fase y al sumarlas se obtiene a la salida la señal  $v_{\beta,f}^+$  con el doble de amplitud que las anteriores, como puede verse en la [Figura 2.19 \(a\)](#). Por este motivo, es habitual incluir en cada uno de los SOGI una ganancia  $k$  igual a  $1/2$  para que la salida tenga la amplitud correspondiente a la tensión real.

Si, por el contrario, la tensión de entrada tiene componente de secuencia inversa, como muestra la [Figura 2.19 \(b\)](#), la señal  $v_{\beta}$  queda adelantada respecto a  $v_{\alpha}$  y, al filtrarla en el SOGI, la fase de ambas salidas cambia  $180^\circ$  respecto al caso anterior. Esto hace que al combinarlas la señal resultante tenga valor nulo.



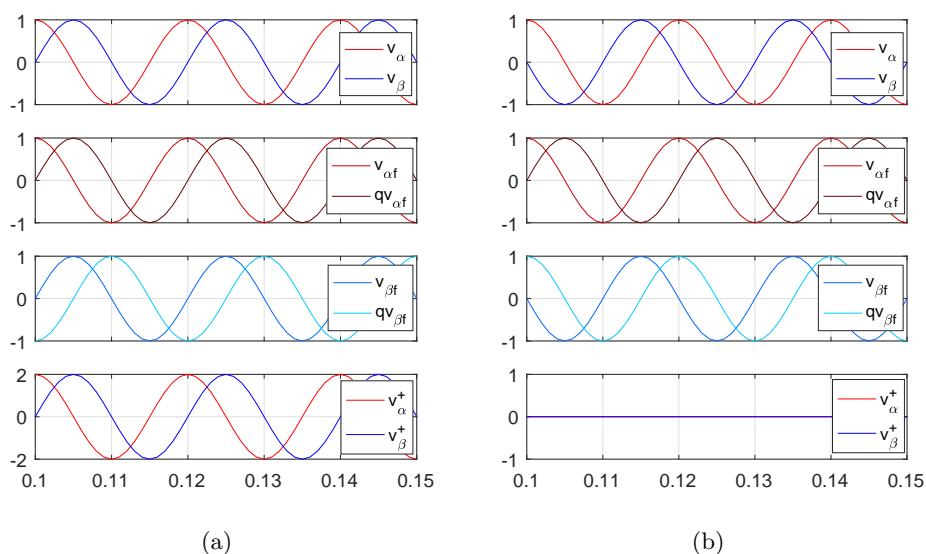


Figura 2.19: Señales de entrada y de salida de un DSOGI. a) Respuesta ante una señal de entrada en secuencia directa. b) Respuesta ante una señal de entrada en secuencia inversa.

Este tipo de filtro asegura una correcta eliminación de las diferentes componentes armónicas y posibles componentes de continua gracias a su comportamiento como filtro pasa banda, y además es capaz de extraer la secuencia directa de la tensión de red. De esta forma, se garantiza que la tensión introducida a la PLL no contiene ninguna perturbación que comprometa la sincronización del inversor.

## 2.4. Análisis de estabilidad del lazo de corriente en redes débiles

En la [Sección 2.3](#) se ha modelado la planta del lazo de control de corriente y se han sintonizado los diferentes reguladores para alcanzar el comportamiento deseado cuando el inversor se conecta a una red ideal. En esta sección se analiza en profundidad el efecto que puede tener una red débil en la estabilidad de este lazo de control.

Este efecto se puede apreciar en la [Figura 2.20](#), donde se muestra la evolución de las componentes  $\alpha\beta$  de la corriente durante el proceso de arranque del inversor. Este proceso consiste en conectar el inversor a la red, funcionando

con consigna de corriente nula hasta  $t = 5$  s. En ese instante, se introduce en la referencia una rampa hasta alcanzar la potencia nominal. En la [Figura 2.20 \(a\)](#) se muestra la respuesta del lazo de control de corriente sintonizado cuando el inversor está conectado a una red ideal ( $SCR = 15$ ), mientras que en la [Figura 2.20 \(b\)](#) el inversor se conecta a una red débil, con un valor de  $SCR$  de 1,5. Se puede ver que, en el caso de red ideal considerado durante el diseño, el sistema funciona correctamente. Sin embargo, el lazo de control de corriente se vuelve inestable cuando el inversor está conectado a una red débil.

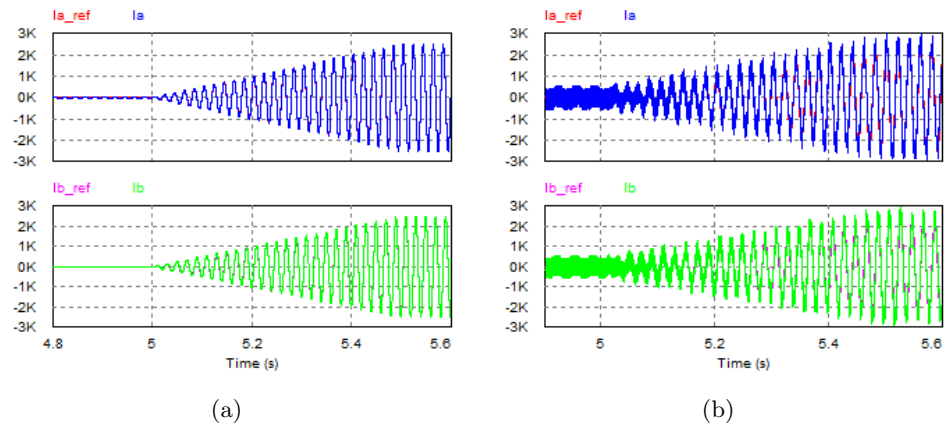


Figura 2.20: Respuesta del lazo de control de corriente ante una rampa de corriente de referencia. a) Inversor conectado a red ideal ( $SCR = 15$ ). b) Inversor conectado a red débil ( $SCR = 1,5$ ).

Este resultado confirma que la impedancia de red va a jugar un papel determinante en la estabilidad del lazo de control del inversor y, por lo tanto, debe ser tenida en cuenta a la hora de diseñar el lazo. La [Figura 2.21](#) muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente, una vez incluidos los reguladores resonantes para el rechazo de armónicos, para diferentes valores de  $SCR$ .

En esta figura se puede observar que, al aumentar la impedancia de red, la frecuencia de corte del sistema disminuye, y también lo hace su margen de fase. Se comprueba que, para el peor caso ( $SCR = 1$ ), si bien la frecuencia de corte baja hasta los 100 Hz y el margen de fase se reduce hasta los  $30^\circ$ , la estabilidad del lazo de control no se ve comprometida. Sin embargo, cuanto menor es el valor de  $SCR$  de la red, la resonancia y la antirresonancia de la planta se dan a frecuencias menores, llegando hasta las frecuencias de los reguladores resonantes, y provocando una interacción a estas frecuencias que puede ser la causa de la inestabilidad detectada.

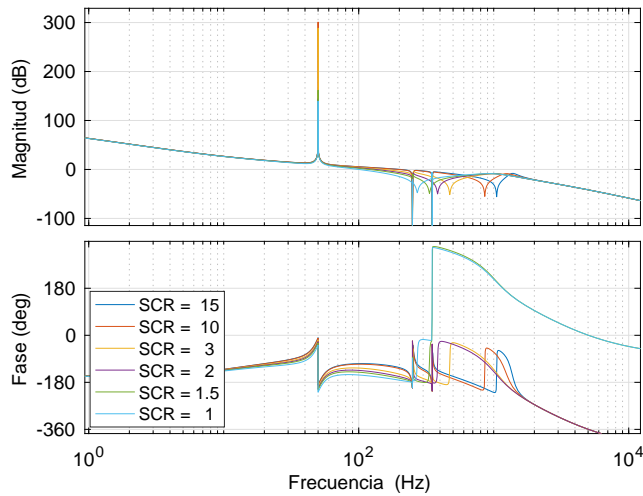


Figura 2.21: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de la corriente del convertidor para diferentes valores de SCR.

Para realizar el análisis de estabilidad de los lazos de control se utilizará el Criterio de Bode Generalizado, propuesto en [LUM18]. Según este criterio, el número de polos inestables del sistema en lazo cerrado,  $P_{LC}$ , es igual a:

$$P_{LC} = P_{LA} - 2 \cdot (C^+ - C^-) - C_0 \quad (2.38)$$

donde  $P_{LA}$  es el número de polos inestables de la función de transferencia en lazo abierto,  $C^+$  es el número de puntos del diagrama de Bode en lazo abierto con margen de ganancia negativo y fase creciente,  $C^-$  es el número de puntos del diagrama de Bode en lazo abierto con margen de ganancia negativo y fase decreciente, y  $C_0$  es el número de puntos del sistema en lazo abierto con margen de ganancia negativo a 0 Hz, que se evalúa analizando el sistema entre  $0^-$  y el  $0^+$  Hz. Este criterio de estabilidad está basado en el diagrama de Nyquist [DOR11], pero la información puede obtenerse fácilmente del diagrama de Bode, que habitualmente es además más sencillo de interpretar.

Si se observa el diagrama de Bode de la Figura 2.21, se puede comprobar que los únicos cortes con  $180^\circ$  y ganancia positiva (puntos con margen de ganancia negativo) se dan alrededor de la frecuencia fundamental, debido al cambio de fase del regulador resonante  $R_1$ . Los cortes que se dan a frecuencias superiores tienen ganancia negativa y, por lo tanto, margen de ganancia positivo. Así, tanto  $C^+$  como  $C^-$  son igual a uno y, teniendo en cuenta la Ecuación 2.38, se compensan entre sí, por lo que no provocan la aparición de polos inestables. Además, en el sistema analizado, el parámetro  $C_0$  vale

cero, por lo que únicamente es necesario estudiar los polos del sistema en lazo abierto para comprobar que estos son los que están provocando la inestabilidad del lazo de control.

La [Figura 2.22](#) muestra los polos dominantes de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente para diferentes valores de SCR. Se puede observar que, para valores bajos de SCR, aparecen dos polos en el semiplano derecho en la función de transferencia en lazo abierto. Además, se comprueba que estos polos se corresponden con los que introduce el resonante  $R_7^2$ , sintonizado para rechazar las componentes armónicas a 350 Hz. Esto provoca que, aplicando el criterio de Bode generalizado, aparezcan dos polos inestables en la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de control y se dé la respuesta observada en la [Figura 2.20 \(b\)](#).

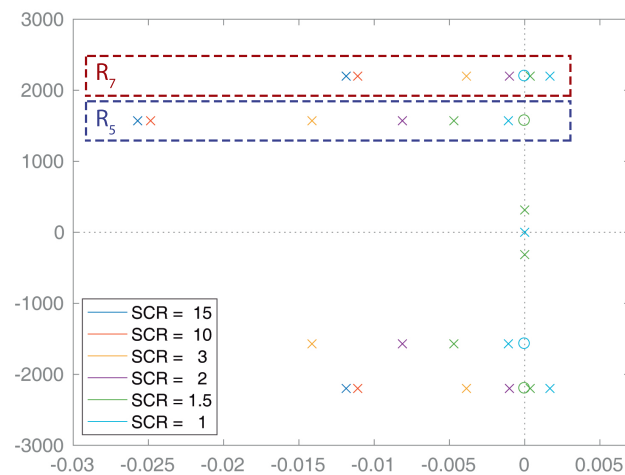


Figura 2.22: Mapa de polos y ceros de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de la corriente del convertidor para diferentes valores de SCR.

Para analizar la influencia del regulador resonante  $R_7^2$  en la estabilidad del sistema, se reagrupa el diagrama de bloques de la [Figura 2.2](#), obteniendo el diagrama mostrado en la [Figura 2.23](#). En esta figura se puede ver que el lazo de control de la corriente del lado convertidor funciona como dos lazos de control en paralelo. Un lazo para el seguimiento de la corriente fundamental y otro con referencia cero para el rechazo de armónicos.

Dado que los polos inestables del lazo de control son aquellos debidos a la inclusión de los reguladores resonantes para el rechazo armónico, se analiza la estabilidad del lazo de rechazo de perturbaciones, cuya función de transferencia

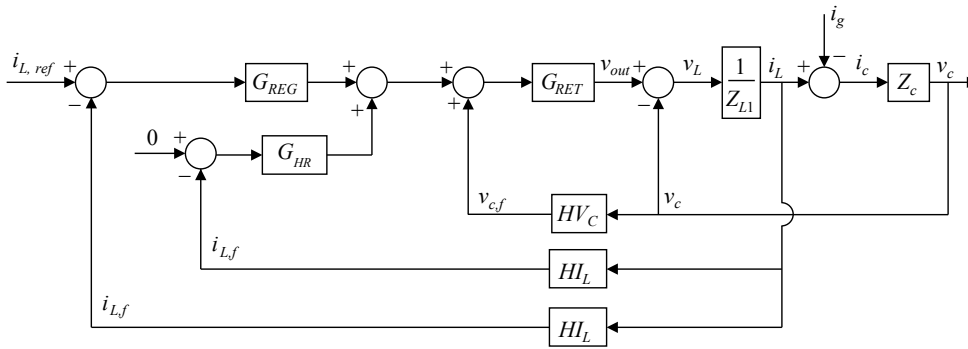


Figura 2.23: Diagrama de bloques del lazo de control de corriente, separando el lazo de la corriente fundamental y el lazo de rechazo de armónicos.

en lazo abierto viene determinada por la Ecuación 2.39, y cuyo diagrama de Bode se muestra en la Figura 2.24.

$$FTLA_{HR} = \frac{G_{HR} \cdot HI_L \cdot G_{RET} \cdot (Z_c + Z_{Lg})}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg} \cdot (1 - G_{RET} \cdot HV_c)} \quad (2.39)$$

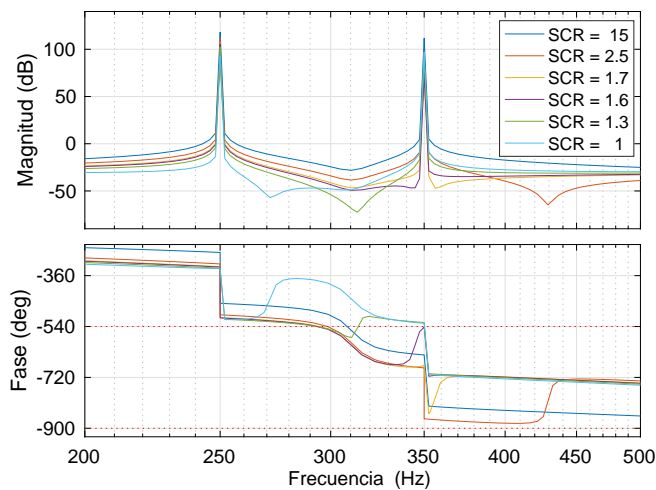


Figura 2.24: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo interno de rechazo de armónicos.

Analizando esta figura, se observan tres cambios bruscos en la fase del sistema:

- En primer lugar, a 250 Hz, se observa un retraso de 180° debido a los polos del regulador resonante para el rechazo del quinto armónico,  $R_5^2$ .

- En segundo lugar, a 350 Hz, aparece otro retraso de  $180^\circ$  debido a los polos del resonante sintonizado para el séptimo armónico,  $R_7^2$ .
- Por último, se da un adelanto de aproximadamente  $180^\circ$  debido a la antirresonancia de la planta descrita en la [Ecuación 2.4](#). La frecuencia a la que se produce este adelanto de fase depende de la impedancia de red, llegando a ocurrir antes que el retraso introducido por  $R_7^2$  en el caso de redes muy débiles.

Es importante destacar que, debido a la ganancia del controlador resonante a su frecuencia de resonancia, el cambio de fase provocado por el regulador coincide con un punto de ganancia positiva en la función de transferencia. Si ese cambio de fase llega a cortar con algún múltiplo de  $180^\circ$  contabilizaría un  $C^-$  que, según el criterio de Bode generalizado, podría provocar la aparición de polos inestables en lazo cerrado. La compensación de retrasos incluida en los reguladores resonantes se utiliza precisamente para evitar que se produzca este corte. Como puede apreciarse en la [Figura 2.24](#), si el inversor está conectado a una red fuerte ( $SCR \simeq 15$ ), cuando se llega a la frecuencia del regulador resonante, la fase de la función de transferencia en lazo abierto se encuentra alrededor de los  $90^\circ$ . Por tanto, cuando los dos polos del regulador resonante provocan un retraso de  $180^\circ$  en la fase de la función de transferencia, este salto de fase queda centrado alrededor de los  $0^\circ$  y, en consecuencia, alejado de los  $\pm 180^\circ$  en todo momento, evitando los cortes citados anteriormente. Sin embargo, cuando el inversor se conecta a una red muy débil ( $SCR < 1,6$ ), la antirresonancia del filtro de salida se da a frecuencias inferiores a 350 Hz. En este caso, el adelanto de fase provocado por la antirresonancia hace que, cuando actúan los polos del regulador resonante, el salto de  $180^\circ$  ya no quede centrado en cero y aparezcan cortes con  $180^\circ$  y ganancia positiva. Se puede comprobar que ocurre lo mismo con el regulador  $R_5$  para valores de SCR inferiores a 0,8, momento en el que la antirresonancia se sitúa en 250 Hz.

La aparición de estos  $C^-$  hace que, al aplicar el criterio de Bode generalizado, la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de rechazo de armónicos tenga polos inestables. Como este lazo cerrado forma parte de la función de transferencia en lazo abierto del control de la corriente fundamental, estos polos inestables son los que se habían visto anteriormente en la [Figura 2.22](#), y son, por tanto, los causantes de la inestabilidad del lazo de control de corriente.

Si se reajustara la compensación de retrasos para centrar en  $0^\circ$  los saltos de fase del regulador resonante, se podría estabilizar el sistema cuando el inversor estuviera conectado a una red muy débil. Sin embargo, al ser ambos saltos de fase tan bruscos, esta nueva compensación no sería apta para valores altos de

SCR, en los que la antirresonancia actúa después del regulador, por lo que sería necesario ajustar la fase de los reguladores resonantes en función del tipo de red. Por tanto, el funcionamiento del lazo de control actual está limitado por el tipo de red ya que la posición de la antirresonancia de la planta con respecto a la frecuencia de los reguladores resonantes determina la estabilidad del lazo de control.

## 2.5. Análisis de estabilidad de la PLL en redes débiles

En la sección anterior se ha analizado la estabilidad de los lazos de control de corriente y se ha comprobado que la interacción de los reguladores resonantes con la frecuencia de resonancia y de antirresonancia del sistema provoca que el lazo de control se vuelva inestable para valores de SCR menores que 1,6. Una vez analizada la influencia de la impedancia de red en la estabilidad del lazo de corriente, queda por analizar su influencia sobre el funcionamiento de la PLL. Como se veía en la [Ecuación 2.3](#), la tensión en el condensador  $v_c$  es función de la tensión de red  $v_g$  y de la corriente inyectada  $i_L$ . En dicha expresión se puede comprobar que, al aumentar la impedancia de red, el segundo término cobra importancia y el efecto de la corriente de salida del inversor sobre la tensión en el condensador comienza a no ser despreciable. Este hecho puede provocar inestabilidades en el sistema por dos vías. Por un lado, la influencia de la corriente de salida  $i_L$  sobre la tensión  $v_c$  puede hacer que el propio lazo de sincronización sea inestable. Por otro lado, aparece una interacción entre la unidad de sincronización y el lazo de control de corriente que también puede llevar a la inestabilidad.

Así, la corriente de salida afecta a la amplitud y a la fase de la tensión medida en bornes del condensador, variable con la que se sincroniza la PLL. De esta forma, un cambio en la corriente provocará una variación en el ángulo de salida de la PLL, lo que, para una referencia de potencia determinada, modifica la corriente de referencia. Por tanto, desde el punto de vista del control, el lazo de corriente tiene una realimentación más a través de la PLL que podría afectar a la estabilidad global del inversor conectado a red. Con el objetivo de determinar si esta realimentación provoca inestabilidades para el rango de SCR a estudiar ( $1 \leq \text{SCR} \leq 15$ ), se lleva cabo una simulación en la que los reguladores resonantes han sido desactivados, haciendo que el lazo de control de corriente sea estable. La [Figura 2.25](#) muestra el arranque del inversor en estas condiciones para una red con  $\text{SCR} = 1,15$ . Se puede comprobar que la corriente de salida del inversor es oscilante, con una frecuencia de oscilación

inferior a la frecuencia fundamental de la corriente inyectada, precisamente en el rango de la frecuencia de corte de la PLL.

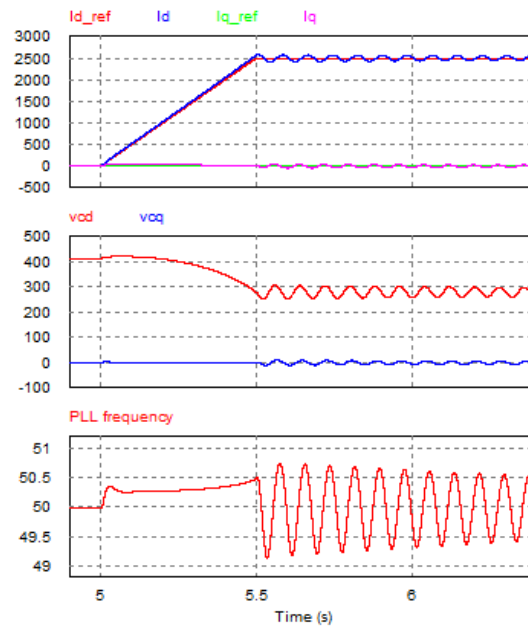


Figura 2.25: Respuesta transitoria del inversor analizado para una red con  $SCR = 1.15$ , inyectando una potencia activa igual al 100% con factor de potencia unitario

Por tanto, la inestabilidad del inversor conectado a una red débil puede no estar provocada únicamente por los lazos de control de corriente, sino que también se ve influida por su capacidad de sincronizarse con la tensión medida en determinadas condiciones.

Sin embargo, el modelo descrito en la [Sección 2.3](#) no mostraba esta dependencia de la estabilidad y la velocidad de la PLL con respecto de la impedancia de red. Esto se debe a que el modelo tradicional utiliza las siguientes suposiciones:

- La amplitud de la tensión en el condensador es constante.
- El error en ángulo es pequeño: modelo en pequeña señal.
- El lazo de corriente y la unidad de sincronización son independientes.
- Las corrientes de salida no influyen en la tensión en el condensador.

Estas suposiciones ya no son válidas si el inversor se conecta a una red débil. Es necesario, por tanto, utilizar un modelo que tenga en cuenta la interacción



entre el control de corriente y la PLL para poder analizar correctamente la estabilidad de la PLL en redes débiles y la influencia de los diferentes parámetros del sistema en la respuesta de la unidad de sincronización.

### 2.5.1. Modelo quasi-estático

Para integrar los lazos de control dentro del modelo de la PLL, se han propuesto recientemente diferentes métodos [ZHA15, XIA17]. Sin embargo, la mayoría de estos métodos únicamente son aplicables a lazos de control de corriente en el sistema de referencia  $dq$ , por lo que no pueden ser utilizados para analizar la estabilidad del sistema en los ejes  $\alpha\beta$ . El modelo *quasi-estático* propuesto en [DON15] permite realizar un análisis para cada punto de operación del convertidor, independientemente de los sistemas de referencia de los lazos de control. Para ello, parte de la Ecuación 2.3 para incluir, en la tensión con la que la PLL trata de sincronizarse, el efecto de la corriente de salida. En este modelo se desprecia la dinámica del lazo de control de corriente y se supone que la corriente de salida es en todo momento igual a la de referencia.

La Figura 2.26 muestra el diagrama de bloques de la PLL incluyendo el efecto de la corriente de salida. En este diagrama,  $\theta_g$  hace referencia al ángulo de la tensión de red,  $\varphi_{FP}$  es el factor de potencia de la corriente inyectada y  $\varphi_g$  y  $\varphi_L$  son las fases de las funciones de transferencia que determinan la influencia en  $v_c$  de la tensión de red,  $v_g$ , y la corriente de salida,  $i_L$ , respectivamente. Estos dos parámetros se calculan como:

$$\varphi_g = \angle \left( \frac{Z_c}{Z_c + Z_{Lg}} \right) \quad ; \quad \varphi_L = \angle \left( \frac{Z_c \cdot Z_{Lg}}{Z_c + Z_{Lg}} \right) \quad (2.40)$$

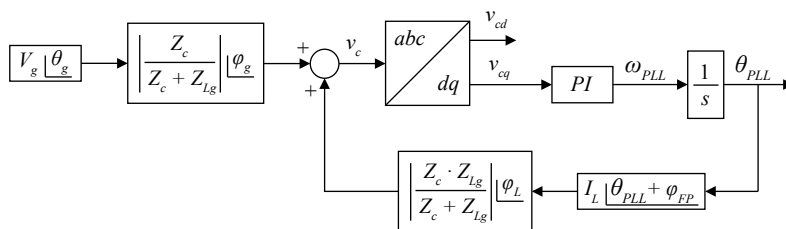


Figura 2.26: Esquema de la PLL para el desarrollo del modelo *quasi-estático*.

A partir de este esquema, se puede reescribir el modelo de la PLL descrito en la Sección 2.3 como:

$$v_{c\alpha} = V_g \cdot K_g \cos \theta_{v_g} + I_L \cdot K_L \cos \theta_{i_L} \quad (2.41)$$

$$v_{c\beta} = V_g \cdot K_g \sin \theta_{v_g} + I_L \cdot K_L \sin \theta_{i_L} \quad (2.42)$$

donde:

$$\begin{aligned}
 \theta_{v_g} &= \theta_g + \varphi_g \\
 \theta_{i_L} &= \theta_{PLL} + \varphi_{FP} + \varphi_L \\
 K_g &= \frac{Z_c}{Z_c + Z_{Lg}} \\
 K_L &= \frac{Z_c \cdot Z_{Lg}}{Z_c + Z_{Lg}}
 \end{aligned} \tag{2.43}$$

Utilizando estas expresiones, la tensión en bornes del condensador, en el sistema de referencia  $dq$ , puede calcularse como:

$$\begin{aligned}
 v_{cd} &= V_g \cdot K_g \cos \theta_{v_g} \cos \theta_{PLL} + I_L \cdot K_L \cos \theta_{i_L} \cos \theta_{PLL} \\
 &\quad + V_g \cdot K_g \sin \theta_{v_g} \sin \theta_{PLL} + I_L \cdot K_L \sin \theta_{i_L} \sin \theta_{PLL} \\
 &= V_g \cdot K_g \cos(\theta_{v_g} - \theta_{PLL}) + I_L \cdot K_L \cos(\theta_{i_L} - \theta_{PLL}) \\
 &= V_g \cdot K_g \cos(\theta_{v_g} - \theta_{PLL}) + I_L \cdot K_L \cos(\varphi_{FP} + \varphi_L)
 \end{aligned} \tag{2.44}$$

$$\begin{aligned}
 v_{cq} &= -V_g \cdot K_g \cos \theta_{v_g} \sin \theta_{PLL} - I_L \cdot K_L \cos \theta_{i_L} \sin \theta_{PLL} \\
 &\quad + V_g \cdot K_g \sin \theta_{v_g} \cos \theta_{PLL} + I_L \cdot K_L \sin \theta_{i_L} \cos \theta_{PLL} \\
 &= V_g \cdot K_g \sin(\theta_{v_g} - \theta_{PLL}) + I_L \cdot K_L \sin(\theta_{i_L} - \theta_{PLL}) \\
 &= V_g \cdot K_g \sin(\theta_{v_g} - \theta_{PLL}) + I_L \cdot K_L \sin(\varphi_{FP} + \varphi_L)
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

A partir de las expresiones anteriores, se puede construir el modelo quasi-estático propuesto en [DON15] y descrito por la Figura 2.27. A diferencia del modelo descrito en la Sección 2.3, este modelo tiene en cuenta la corriente de salida del convertidor, que actúa como una perturbación. Para cancelar el efecto de esta perturbación y llevar  $v_{cq}$  a cero, el PI de la PLL puede ajustar la diferencia entre  $\theta_{v_g}$  y  $\theta_{PLL}$  al valor necesario en cada caso.

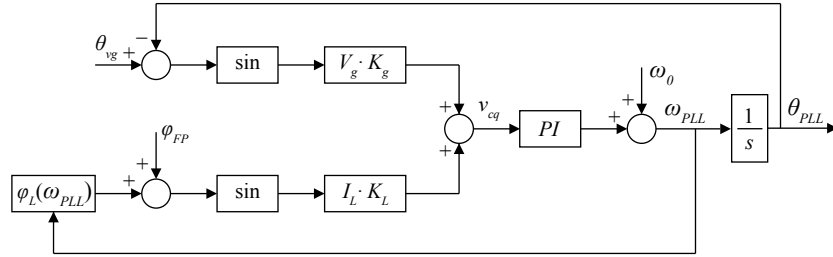


Figura 2.27: Diagrama de bloques de la PLL según el modelo *quasi-estático*

Este modelo permite encontrar un límite de operación estable para la PLL. Dado que el valor máximo del seno es igual a uno, la acción máxima que el controlador es capaz de realizar para compensar la perturbación será igual a

$V_g \cdot K_g$ . Por lo tanto, la PLL podrá operar de forma estable siempre y cuando la acción de control sea capaz de compensar el efecto de la perturbación, es decir, cuando se cumpla la condición:

$$V_g \cdot K_g \geq I_L \cdot K_L \cdot \sin(\varphi_L(\omega_{PLL}) + \varphi_{FP}) \quad (2.46)$$

Operando con la expresión anterior, se puede calcular la corriente máxima del convertidor con la que se puede obtener un funcionamiento estable de la PLL:

$$I_{L,max} = \frac{V_g}{Z_{Lg} \cdot \sin(\varphi_L(\omega_{PLL}) + \varphi_{FP})} \quad (2.47)$$

A partir de la [Ecuación 2.47](#), se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- El nivel de tensión influye directamente en la estabilidad de la PLL, por lo que durante huecos es más difícil mantener el inversor sincronizado.
- Cuanto más débil es la red a la que se conecta el inversor (mayor impedancia  $Z_{Lg}$ ) menor es la capacidad del inversor de inyectar corriente sin perder el sincronismo.
- La inyección de potencia reactiva (variación del factor de potencia) es beneficiosa para los límites de funcionamiento de la PLL. El ángulo de la corriente inyectada compensa el de la impedancia de red, permitiendo una mayor inyección de corriente.

Este modelo permite introducir el efecto de la corriente inyectada y de la red a la que está conectado el inversor en el análisis de estabilidad de la PLL. Sin embargo, se trata de un modelo estático que únicamente permite analizar la estabilidad de la PLL en puntos de operación concretos y no es posible obtener una función de transferencia que permita estudiar su respuesta en frecuencia. Además, no tiene en cuenta el efecto de los lazos de control de corriente ni la dinámica de la propia PLL, ya que estudia únicamente el sistema en estado estacionario. Dado que el lazo de control de corriente del inversor a estudiar, como se vio en la [Sección 2.4](#), tiene una frecuencia de corte de 100 Hz para el peor caso de SCR y el lazo de control de la PLL tiene una frecuencia de corte de 20 Hz, no se puede asumir que ambos lazos estén totalmente desacoplados.

### 2.5.2. Modelo con coeficientes complejos

Los modelos de PLL utilizados hasta ahora no permiten analizar la dinámica de la propia unidad de sincronización ni su interacción con el lazo de corriente. Además, tampoco recogen la influencia del filtro DSOGI utilizado para extraer la secuencia directa de la tensión  $v_c$ .

Por ello, se hace necesario elaborar un modelo para la PLL que recoja la dinámica del lazo completo, incluyendo el filtro DSOGI, para analizar tanto su estabilidad como su interacción con el lazo de corriente. La Figura 2.28 muestra el diagrama de bloques del sistema completo incluyendo la dinámica de la PLL. El lazo de control de corriente se incluye dentro de este diagrama como un único bloque que representa la función de transferencia en lazo cerrado.

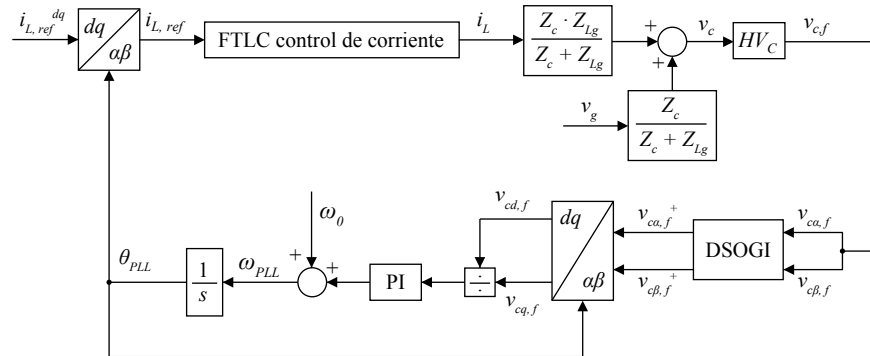


Figura 2.28: Diagrama de bloques de la planta a controlar incluyendo la PLL

En la Figura 2.28 se puede observar que coexisten dos sistemas de referencia diferentes en el lazo de control, los sistemas  $\alpha\beta$  y  $dq$ . Las transformaciones de un sistema a otro se realizan para las siguientes variables:

1. Referencia de corriente para el lazo de control,  $i_{L,ref}$ .
2. Tensión medida en el condensador,  $v_{c,f}$ .

Por tanto, es necesario incluir esas transformadas dentro del modelo. Además, esta transformación hace que cada una de las componentes, en un sistema de referencia concreto, dependa simultáneamente de las dos componentes en el otro sistema de referencia. Esto provoca una interacción entre ambas componentes de cada sistema de referencia que debe ser tenida en cuenta a la hora de elaborar el modelo.

Para lograr este modelo se parte del modelo multifrecuencia descrito en [LI16]. La técnica propuesta en este modelo se basa en introducir una perturbación a la salida de la PLL, a una frecuencia genérica  $\omega$ , y analizar cómo se ve afectado el sistema por esta perturbación. Si se aplica una perturbación  $\Delta\theta(t)$  al ángulo de la transformada, la referencia de corriente se ve afectada

según:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{L\alpha,ref} \\ i_{L\beta,ref} \end{bmatrix} &= \mathbf{T}^{-1}(\theta_{PLL}(t)) \cdot \begin{bmatrix} I_{Ld,ref} \\ I_{Lq,ref} \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{T}^{-1}(\theta_0 + \Delta\theta(t)) \cdot \begin{bmatrix} I_{Ld,ref} \\ I_{Lq,ref} \end{bmatrix} \\
&\approx \mathbf{T}^{-1}(\theta_0) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\theta(t) \\ \Delta\theta(t) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{Ld,ref} \\ I_{Lq,ref} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.48}$$

En esta expresión,  $\mathbf{T}^{-1}$  es la inversa de la matriz de transformación de Park,  $\mathbf{T}$ , descrita en [PAR29, LIP84], y  $\theta_0$  es el ángulo previo a la perturbación. A partir de la ecuación anterior, y teniendo en cuenta que el ángulo  $\theta_0$  es igual a  $\omega_0 \cdot t$ , donde  $\omega_0$  es la frecuencia del sistema antes de la perturbación, se puede calcular la variación de las referencias de corriente introducidas en el lazo de control como:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{L\alpha,ref} \\ \Delta i_{L\beta,ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \omega_0 t & -\sin \omega_0 t \\ \sin \omega_0 t & \cos \omega_0 t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -I_{Lq,ref} \\ I_{Ld,ref} \end{bmatrix} \cdot \Delta\theta(t) \tag{2.49}$$

A continuación, se modela la perturbación en el ángulo como una señal periódica de amplitud  $\Delta\theta$  y frecuencia  $\omega$ :

$$\Delta\theta(t) = \Delta\theta \cdot e^{j\omega t} \tag{2.50}$$

Utilizando la Ecuación 2.50 e introduciéndola en la Ecuación 2.49, y sustituyendo las funciones seno y coseno por sus expresiones exponenciales, se puede calcular la variación en la componente  $\alpha$  de la referencia de corriente,  $\Delta i_{L\alpha,ref}$ , como:

$$\begin{aligned}
\Delta i_{L\alpha,ref} &= \left[ \frac{-I_{Lq,ref}}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) + \frac{jI_{Ld,ref}}{2} (e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}) \right] \cdot \Delta\theta \cdot e^{j\omega t} \\
&= \left[ \frac{jI_{Ld,ref} - I_{Lq,ref}}{2} e^{j\omega_0 t} - \frac{jI_{Ld,ref} + I_{Lq,ref}}{2} e^{-j\omega_0 t} \right] \cdot \Delta\theta \cdot e^{j\omega t} \\
&= \frac{jI_{Ld,ref} - I_{Lq,ref}}{2} \Delta\theta \cdot e^{j\omega t + j\omega_0 t} - \frac{jI_{Ld,ref} + I_{Lq,ref}}{2} \Delta\theta \cdot e^{j\omega t - j\omega_0 t} \\
&= \Delta i_{L\alpha,ref} [\omega + \omega_0] + \Delta i_{L\alpha,ref} [\omega - \omega_0]
\end{aligned} \tag{2.51}$$

Se puede observar que, ante una perturbación a una frecuencia  $\omega$ , la componente  $\alpha$  de la referencia de corriente presenta dos componentes a las frecuencias  $\omega + \omega_0$  y  $\omega - \omega_0$ .

Realizando el mismo desarrollo para la componente  $\beta$  de la referencia de corriente,  $i_{L\beta,ref}$ , aparecen también dos componentes:

$$\begin{aligned}
\Delta i_{L\beta,ref} &= \left[ \frac{jI_{Lq,ref}}{2} (e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}) + \frac{I_{Ld,ref}}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) \right] \cdot \Delta\theta \cdot e^{j\omega t} \\
&= \left[ \frac{I_{Ld,ref} + jI_{Lq,ref}}{2} e^{j\omega_0 t} + \frac{I_{Ld,ref} - jI_{Lq,ref}}{2} e^{-j\omega_0 t} \right] \cdot \Delta\theta \cdot e^{j\omega t} \\
&= \frac{I_{Ld,ref} + jI_{Lq,ref}}{2} \Delta\theta \cdot e^{j\omega t + j\omega_0 t} + \frac{I_{Ld,ref} - jI_{Lq,ref}}{2} \Delta\theta \cdot e^{j\omega t - j\omega_0 t} \\
&= \Delta i_{L\beta,ref} [\omega + \omega_0] + \Delta i_{L\beta,ref} [\omega - \omega_0] \tag{2.52}
\end{aligned}$$

Además, a partir de la [Ecuación 2.51](#) y la [Ecuación 2.52](#), se puede observar que las componentes de  $\Delta I_{L\beta,ref}$  se pueden expresar en función de las componentes de  $\Delta I_{L\alpha,ref}$ :

$$\Delta I_{L\beta,ref} [\omega + \omega_0] = -j \cdot \Delta I_{L\alpha,ref} [\omega + \omega_0] \tag{2.53}$$

$$\Delta I_{L\beta,ref} [\omega - \omega_0] = j \cdot \Delta I_{L\alpha,ref} [\omega - \omega_0] \tag{2.54}$$

De esta forma, se pueden expresar los términos de la componente  $\beta$  en función de los de la componente  $\alpha$ , lo que permite simplificar el modelo.

Aplicando esta misma perturbación a la transformación de la secuencia directa de la tensión medida en bornes del condensador, se obtiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{cd,f} \\ v_{cq,f} \end{bmatrix} &= \mathbf{T}(\theta_{PLL}(t)) \cdot \begin{bmatrix} v_{c\alpha,f}^+ \\ v_{c\beta,f}^+ \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{T}(\theta_0 + \Delta\theta(t)) \cdot \begin{bmatrix} v_{c\alpha,f}^+ \\ v_{c\beta,f}^+ \end{bmatrix} \\
&= \mathbf{T}(\theta_0) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\Delta\theta(t) \\ \Delta\theta(t) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{c\alpha,f}^+ \\ v_{c\beta,f}^+ \end{bmatrix} \tag{2.55} \\
&= \mathbf{T}(\theta_0) \cdot \begin{bmatrix} v_{c\alpha,f}^+ + v_{c\beta,f}^+ \cdot \Delta\theta(t) \\ v_{c\beta,f}^+ - v_{c\alpha,f}^+ \cdot \Delta\theta(t) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Linealizando la [Ecuación 2.55](#) se obtiene:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} V_{cd,f} + \Delta v_{cd,f} \\ V_{cq,f} + \Delta v_{cq,f} \end{bmatrix} &= \mathbf{T}(\theta_0) \begin{bmatrix} V_{c\alpha,f}^+ + \Delta v_{c\alpha,f}^+ \\ V_{c\beta,f}^+ + \Delta v_{c\beta,f}^+ \end{bmatrix} \\
&+ \mathbf{T}(\theta_0) \begin{bmatrix} V_{c\beta,f}^+ \cdot \Delta\theta(t) \\ -V_{c\alpha,f}^+ \cdot \Delta\theta(t) \end{bmatrix} \\
&+ \mathbf{T}(\theta_0) \begin{bmatrix} \Delta v_{c\beta,f}^+ \cdot \Delta\theta(t) \\ -\Delta v_{c\alpha,f}^+ \cdot \Delta\theta(t) \end{bmatrix} \quad (2.56)
\end{aligned}$$

Eliminando el término de segundo orden de la [Ecuación 2.56](#) y aquellos términos que no se ven afectados por la perturbación y permanecen constantes, se puede calcular el efecto de la perturbación  $\Delta\theta(t)$  en la tensión del condensador como:

$$\begin{bmatrix} \Delta v_{cd,f} \\ \Delta v_{cq,f} \end{bmatrix} = \mathbf{T}(\theta_0) \cdot \begin{bmatrix} \Delta v_{c\alpha,f}^+ \\ \Delta v_{c\beta,f}^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{cq,f} \\ -V_{cd,f} \end{bmatrix} \Delta\theta(t) \quad (2.57)$$

Se puede observar que, a diferencia del caso de las corrientes de referencia, la respuesta dependerá no solo de la perturbación en el ángulo, sino también de las variaciones de la tensión en el sistema de referencia  $\alpha\beta$ . Esto ocurre porque, en este análisis, se ha considerado que las referencias de corriente en ejes  $dq$  no contienen ninguna perturbación. Separando ambas componentes y operando los términos de la [Ecuación 2.57](#) se obtiene:

$$\begin{aligned}
\Delta v_{cd,f}(t) &= \frac{\Delta v_{c\alpha,f}^+(t)}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) \\
&- \frac{j\Delta v_{c\beta,f}^+(t)}{2} (e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}) + V_{cq,f} \cdot \Delta\theta(t) \quad (2.58)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Delta v_{cq,f}(t) &= \frac{j\Delta v_{c\alpha,f}^+(t)}{2} (e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}) \\
&+ \frac{\Delta v_{c\beta,f}^+(t)}{2} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}) - V_{cd,f} \cdot \Delta\theta(t) \quad (2.59)
\end{aligned}$$

Aplicando la transformada de *Laplace* a las ecuaciones anteriores, utilizando la propiedad  $\mathcal{L}\{x(t) \cdot e^{j\omega t}\} = X(s - j\omega)$ , y aplicando la relación entre la componente  $\alpha$  y la componente  $\beta$  descrita en la [Ecuación 2.51](#) y en la [Ecuación 2.52](#), se obtiene la expresión para las variaciones de tensión en el

dominio de la frecuencia:

$$\begin{aligned}\Delta v_{cd,f}(s) &= \frac{1}{2}\Delta v_{\alpha,f}^+(s - j\omega_0) + \frac{1}{2}\Delta v_{\alpha,f}^+(s + j\omega_0) \\ &\quad - \frac{j}{2}\Delta v_{\beta,f}^+(s - j\omega_0) + \frac{j}{2}\Delta v_{\beta,f}^+(s + j\omega_0) + V_{cq,f} \cdot \Delta\theta(s) \\ &= \Delta v_{\alpha,f}^+(s - j\omega_0) + \Delta v_{\alpha,f}^+(s + j\omega_0) + V_{cq,f} \cdot \Delta\theta(s)\end{aligned}\quad (2.60)$$

$$\begin{aligned}\Delta v_{cq,f}(s) &= \frac{j}{2}\Delta v_{\alpha,f}^+(s - j\omega_0) - \frac{j}{2}\Delta v_{\alpha,f}^+(s + j\omega_0) \\ &\quad + \frac{1}{2}\Delta v_{\beta,f}^+(s - j\omega_0) + \frac{1}{2}\Delta v_{\beta,f}^+(s + j\omega_0) - V_{cd,f} \cdot \Delta\theta(s) \\ &= j\Delta v_{\alpha,f}^+(s - j\omega_0) - j\Delta v_{\alpha,f}^+(s + j\omega_0) - V_{cd,f} \cdot \Delta\theta(s)\end{aligned}\quad (2.61)$$

Una vez calculadas las variaciones que la perturbación provoca en la tensión, en  $dq$ , a partir de sus valores en  $\alpha\beta$ , ambos sistemas de referencia pueden ser unidos en el modelo de la PLL. Sin embargo, el error que se alimenta al regulador PI de la PLL es el cociente de  $v_{cq,f}$  entre  $v_{cd,f}$ , por lo que es necesario linealizar la expresión del error,  $e$ , para incluirlo en el modelo:

$$\begin{aligned}e(v_{cd,f}, v_{cd,f}) &= \frac{v_{cq,f}}{v_{cd,f}} \\ e(V_{cd,f} + \Delta v_{cd,f}, V_{cd,f} + \Delta v_{cd,f}) &= \frac{V_{cq,f}}{V_{cd,f}} + \frac{1}{V_{cd,f}} \cdot \Delta v_{cq,f} - \frac{V_{cq,f}}{V_{cd,f}^2} \cdot \Delta v_{cd,f} \\ \Delta e(\Delta v_{cd,f}, \Delta v_{cd,f}) &= \frac{1}{V_{cd,f}} \cdot \Delta v_{cq,f} - \frac{V_{cq,f}}{V_{cd,f}^2} \cdot \Delta v_{cd,f}\end{aligned}\quad (2.62)$$

De esta forma se consigue una expresión lineal que relaciona las variaciones de tensión,  $\Delta v_{cd,f}$  y  $\Delta v_{cq,f}$ , con las variaciones del error alimentado al PI,  $\Delta e$ . La [Figura 2.29](#) muestra el error cometido (en voltios) al utilizar la aproximación lineal del error en vez de su valor real, tomando como partida el caso en el que la PLL está sincronizada antes de la perturbación y por tanto  $V_{cq,f} = 0$  y  $V_{cd,f} = 400$ . Se puede observar que la aproximación es válida para un amplio rango de variaciones de tensión, cometiendo un error grande únicamente cuando  $v_{cd,f}$  disminuye hasta valores cercanos a 100 con  $v_{cq,f}$  en valores lejanos al cero. Esto implica que la aproximación es válida siempre que la PLL esté correctamente sincronizada ( $v_{cq,f} = 0$ ) o que la amplitud de la tensión de salida esté por encima del 25 %.

Una vez calculado el error, éste entra en el PI, obteniendo a su salida la frecuencia de la PLL,  $\omega_{PLL}$ , que es integrada para calcular el ángulo  $\theta_{PLL}$ . Utilizando las ecuaciones anteriores, se puede calcular el efecto de la



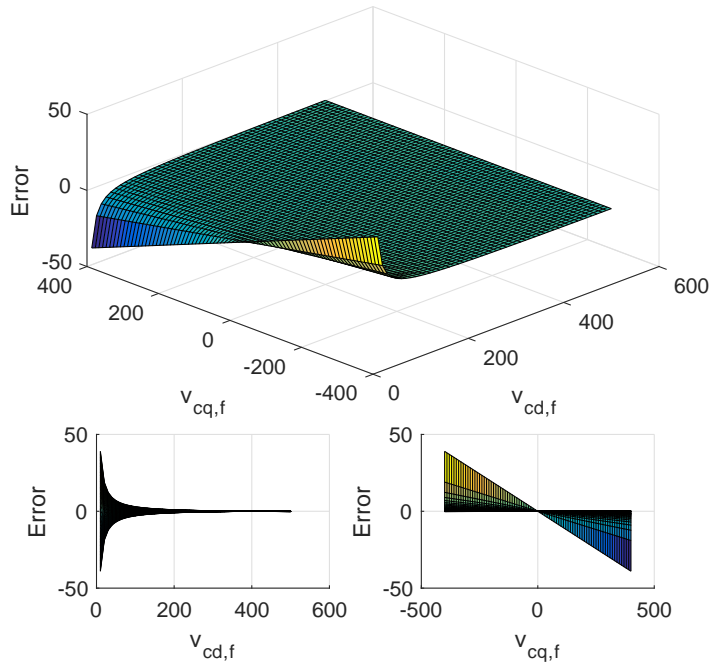


Figura 2.29: Error cometido al linealizar el cociente entre las componentes  $q$  y  $d$  de la tensión medida en el condensador

perturbación en la salida de la PLL como:

$$\begin{aligned} \Delta\theta(s) &= \Delta e(s) \cdot PI(s) \cdot \frac{1}{s} \\ &= \left( \frac{1}{V_{cd,f}} \cdot \Delta v_{cq,f}(s) - \frac{V_{cq,f}}{V_{cd,f}^2} \cdot \Delta v_{cd,f}(s) \right) \cdot PI(s) \cdot \frac{1}{s} \end{aligned} \quad (2.63)$$

Introduciendo las Ecuaciones 2.61 y 2.60 en la Ecuación 2.63, se obtiene la expresión para la salida de la PLL en función de las tensiones medidas en  $\alpha\beta$ :

$$\begin{aligned} \Delta\theta(s) &= \left( \Delta v_{c\alpha,f}^+(s - j\omega_0) \cdot \left( j - \frac{V_{cq,f}}{V_{cd,f}} \right) - \Delta v_{c\alpha,f}^+(s + j\omega_0) \cdot \left( j + \frac{V_{cq,f}}{V_{cd,f}} \right) \right) \\ &\quad \cdot \frac{PI(s)}{s + PI(s)} \cdot \frac{1}{V_{cd,f}} \end{aligned} \quad (2.64)$$

La secuencia directa de la componente  $\alpha$  de la tensión medida en bornes del condensador,  $v_{c\alpha,f}^+$ , se obtiene aplicando las funciones de transferencia del filtro DSOGI, mostradas en las Ecuaciones 2.29 y 2.30, a la tensión medida en

el condensador:

$$\begin{aligned} v_{c\alpha,f}^+ &= V_{c\alpha,f}^+ + \Delta v_{c\alpha,f}^+ \\ &= F(s) \cdot (V_{c\alpha,f} + \Delta v_{c\alpha,f}) - Q(s) \cdot (V_{c\beta,f} + \Delta v_{c\beta,f}) \end{aligned} \quad (2.65)$$

Al tratarse de funciones de transferencia lineales, se puede calcular la variación de esta componente  $\Delta v_{c\alpha,f}^+$  como:

$$\Delta v_{c\alpha,f}^+ = F(s) \cdot \Delta v_{c\alpha,f} - Q(s) \cdot \Delta v_{c\beta,f} \quad (2.66)$$

A partir de la expresión anterior, se puede calcular la secuencia directa de la variación de la tensión a las dos frecuencias a las que ésta aparece,  $\omega + \omega_0$  y  $\omega - \omega_0$ :

$$\begin{aligned} \Delta v_{c\alpha,f}^+(s + j\omega_0) &= F(s + j\omega_0) \cdot \Delta v_{c\alpha,f}(s + j\omega_0) \\ &\quad - Q(s + j\omega_0) \cdot \Delta v_{c\beta,f}(s + j\omega_0) \\ &= (F(s + j\omega_0) + jQ(s + j\omega_0)) \cdot \Delta v_{c\alpha,f}(s + j\omega_0) \end{aligned} \quad (2.67)$$

$$\begin{aligned} \Delta v_{c\alpha,f}^+(s - j\omega_0) &= Q(s - j\omega_0) \cdot \Delta v_{c\alpha,f}(s - j\omega_0) \\ &\quad + F(s - j\omega_0) \cdot \Delta v_{c\beta,f}(s - j\omega_0) \\ &= (F(s - j\omega_0) - jQ(s - j\omega_0)) \cdot \Delta v_{c\alpha,f}(s - j\omega_0) \end{aligned} \quad (2.68)$$

Una vez modelados y enlazados todos los elementos que forman el lazo de control de corriente y la PLL, se puede obtener el modelo global que permite analizar el sistema completo. La [Figura 2.30](#) muestra el diagrama de bloques completo del sistema. El bloque  $Z_c//Z_{Lg}$  es la impedancia resultante de calcular el paralelo de  $Z_c$  y  $Z_{Lg}$ , FTLC hace referencia a la función de transferencia en lazo cerrado del control de corriente descrito en la [Sección 2.4](#) y:

$$\text{DSOGI}^+(s + j\omega_0) = F(s + j\omega_0) + jQ(s + j\omega_0) \quad (2.69)$$

$$\text{DSOGI}^-(s - j\omega_0) = F(s - j\omega_0) - jQ(s - j\omega_0) \quad (2.70)$$

A partir de este diagrama de bloques, se puede observar que el sistema completo se puede analizar como un lazo de control de las variaciones del ángulo de la tensión de salida,  $\Delta\theta(s)$ , con realimentación unitaria y referencia cero. Se puede comprobar que, al realizar las transformaciones de  $dq$  a  $\alpha\beta$ , aparecen componentes girando respecto a la frecuencia de la perturbación en ambos sentidos, algo que también ocurre cuando se transforman directamente las funciones de transferencia de un sistema de referencia al otro [ZMO01]. El resultado es un modelo con funciones de transferencia con coeficientes complejos. Este tipo de funciones de transferencia pueden presentar diferentes comportamientos a frecuencias positivas y negativas ya que los polos complejos

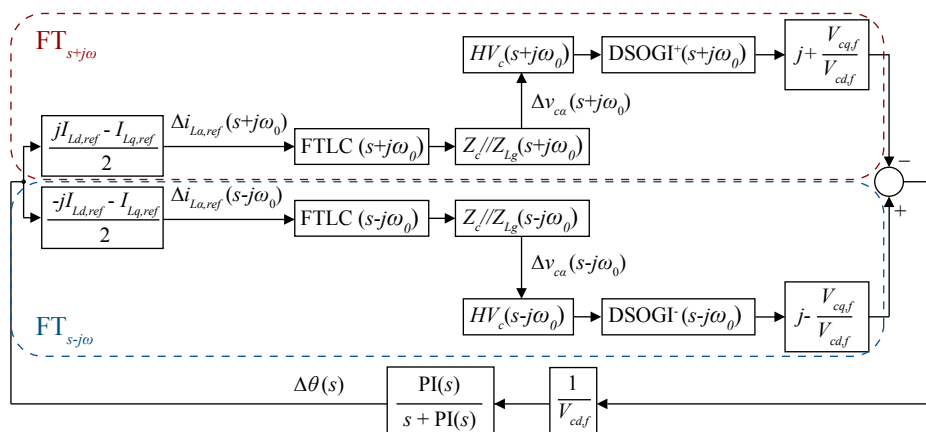


Figura 2.30: Diagrama de bloques del inversor conectado a red incluyendo la dinámica de la PLL.

no tienen por qué aparecer junto con su conjugado, por lo que será necesario utilizar el diagrama de Nyquist para estudiar su estabilidad [TRO17]. La función de transferencia en lazo abierto del control tiene la siguiente expresión:

$$FTLA_{PLL} = (FT_{s-j\omega} - FT_{s+j\omega}) \cdot \frac{PI(s)}{s + PI(s)} \cdot \frac{1}{V_{cd,f}} \quad (2.71)$$

donde  $FT_{s+j\omega}$  es la función de transferencia de la cadena directa con funciones transformadas en sentido positivo, mientras que  $FT_{s-j\omega}$  es la de funciones transformadas en sentido negativo.

La Figura 2.31 muestra el diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto del control, con la PLL sintonizada a 20 Hz y utilizando el punto de operación descrito en la Tabla 2.7.

Se puede comprobar que el tipo de red a la que está conectada el inversor tiene una gran influencia sobre la estabilidad del lazo. Si bien el sistema funcionando en condiciones nominales será estable en todo el rango de SCR

Tabla 2.7: Punto de operación de la PLL para en análisis de estabilidad. Para la transformación a ejes  $dq$  se ha utilizado el criterio de potencia invariante.

Parámetro	Valor	Uds.
$I_{Ld,ref}$	2500	A
$I_{Lq,ref}$	0	A
$V_{cd,f}$	400	V
$V_{cq,f}$	0	V

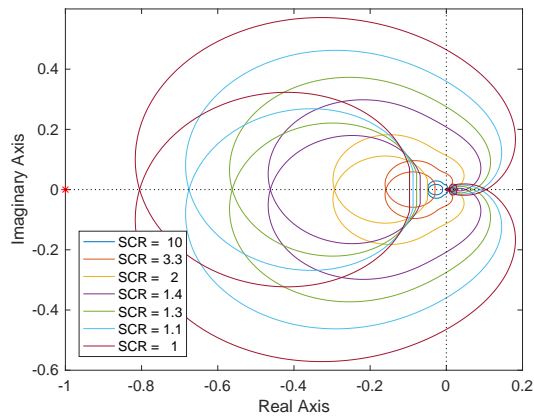


Figura 2.31: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto del control de corriente incluyendo la PLL (inversor funcionando en condiciones nominales).

previsto, el margen de estabilidad es cada vez menor conforme aumenta la impedancia de red. Además, como puede verse en la [Figura 2.30](#), la tensión previa a la perturbación  $V_{cd,f}$  actúa como una ganancia inversa dentro del lazo de control. Así, si la amplitud de la tensión disminuye debido a, por ejemplo, un hueco de tensión, la ganancia del lazo aumentaría acercando al sistema a la inestabilidad. La [Figura 2.32](#) muestra la respuesta del inversor ante un hueco de tensión de aproximadamente un 33 % de profundidad cuando éste está conectado a una red fuerte y a una red débil. En ambos casos, el punto de operación del inversor se ha ajustado para que el sistema esté funcionando a tensión nominal antes de la perturbación, motivo por el que, en el caso de red débil, el inversor se encuentra generando potencia reactiva para mantener los niveles de tensión. Se puede observar que, para el caso de red fuerte, la PLL es capaz de mantenerse sincronizada y el control de corriente sigue correctamente las referencias. Sin embargo, cuando el inversor está conectado a una red débil, la PLL comienza a oscilar al aplicar el hueco y se pierde el control de las corrientes, siendo incapaz de recuperarlo una vez se despeja la falta.

Si se realiza el análisis de estabilidad utilizando los parámetros de la [Tabla 2.7](#) y sustituyendo  $V_{cd,f}$  por 270 V (tensión equivalente al hueco de profundidad 33 %), se obtiene la [Figura 2.33](#), donde se puede comprobar que para una red con  $SCR = 1$  el sistema es inestable.

Con el fin de comprobar si los resultados que arroja el modelo se corresponden con lo que sucede en las simulaciones, se busca el punto límite para la estabilidad del sistema. Si se fuerza al inversor a trabajar con factor de potencia unitario y se introduce una rampa en la referencia de corriente, se comprueba que el límite de estabilidad se alcanza para un valor de  $I_{Ld,ref}$  de

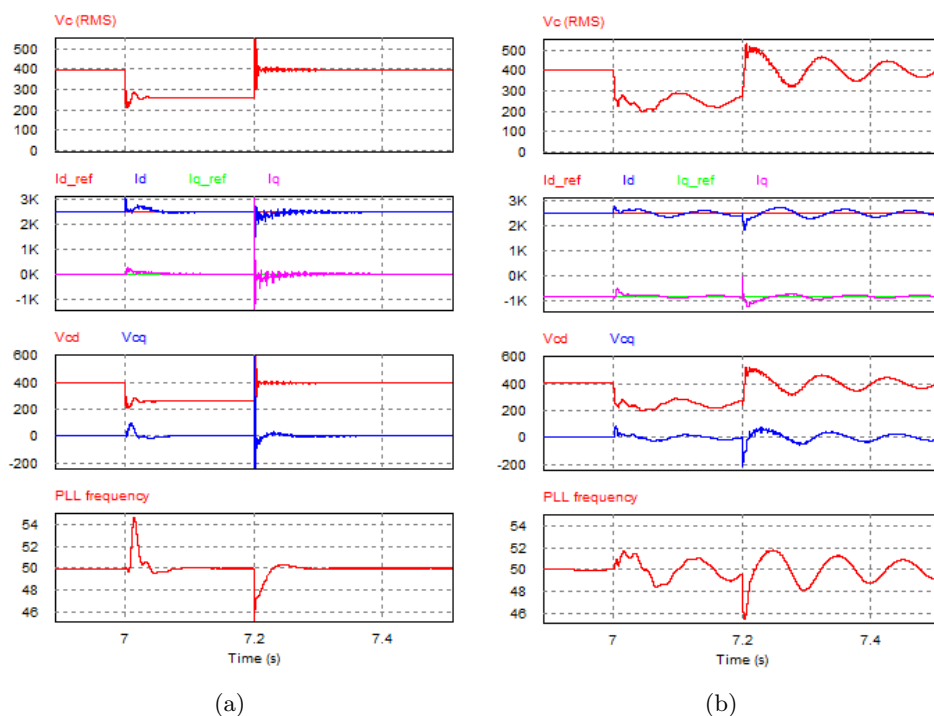


Figura 2.32: Resultados de simulación obtenidos al aplicar un hueco de tensión del 33% de profundidad. a) Inversor conectado a red fuerte (SCR = 15). b) Inversor conectado a red débil (SCR = 1).

2090 A, tal y como se muestra en la [Figura 2.34](#). En este caso, la tensión se estabiliza en 280 V. La [Figura 2.35](#) muestra el diagrama de Nyquist del lazo de control para este punto de operación. Se puede comprobar que el modelo predice correctamente el comportamiento de la simulación, mostrando que el sistema se encuentra al borde de la inestabilidad.

Este modelo puede ser utilizado, por lo tanto, para modelar posibles propuestas que mejoren el comportamiento de la PLL y analizar su estabilidad antes de implementarlas. En el [Capítulo 4](#) se desarrollará una modificación en la PLL con filtro DSOGI para que se comporte de forma estable ante perturbaciones en redes con valores de SCR tan bajos.

### 2.5.3. Influencia de parámetros en la estabilidad del sistema

En los apartados anteriores, se ha desarrollado un modelo en el que se incluyen no solo los lazos de control de corriente del inversor, sino también los

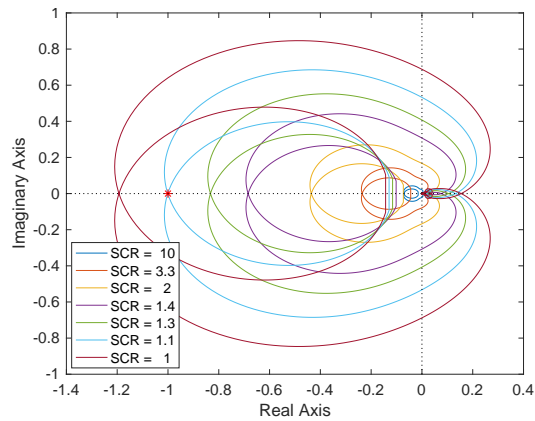


Figura 2.33: Diagrama de Nyquist a tensión reducida (270 V) de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de corriente incluyendo la PLL.

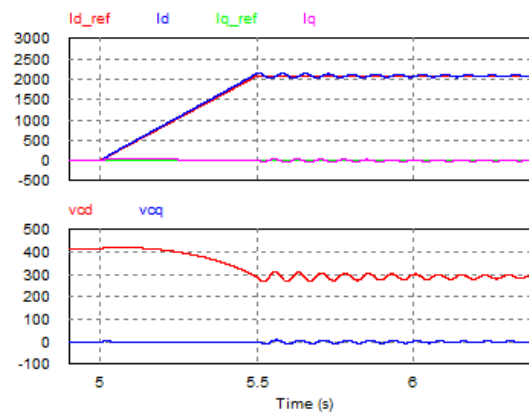


Figura 2.34: Respuesta transitoria del inversor analizado para una red con  $SCR = 1$  introduciendo una rampa en la consigna de corriente para buscar el límite de estabilidad del sistema.

efectos del lazo de sincronización, con el fin de determinar la estabilidad del sistema completo en una red muy débil. Una vez diseñado el modelo, se puede abordar el análisis de cómo afectan las variaciones de los diferentes parámetros a la estabilidad del sistema.

Los resultados obtenidos al aplicar este modelo son coherentes con lo que se observaba en el modelo *quasi-estático* descrito en la [Subsección 2.5.1](#), pero además permiten obtener unos datos más precisos al incluir la dinámica del lazo de control de corriente, la de la PLL y los filtros de medida. En dicho modelo se calculaba una expresión, recogida en la [Ecuación 2.47](#), que describe

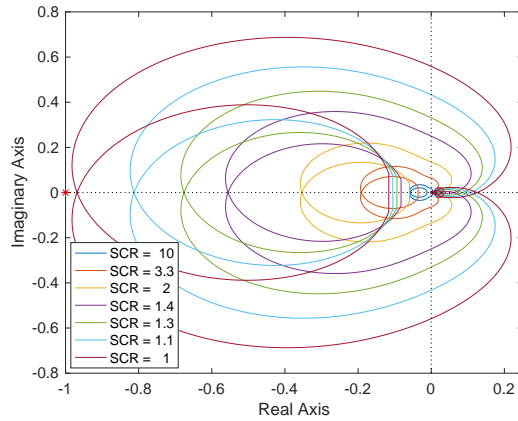


Figura 2.35: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de corriente incluyendo la PLL. Punto de operación de estabilidad límite.

la corriente máxima que el inversor puede inyectar sin perder la estabilidad. Se va a comprobar que la impedancia de red es un factor determinante a la hora de determinar esa corriente máxima. De igual forma, el nivel de tensión a la salida del inversor también limitaba la corriente que el sistema era capaz de inyectar sin perder la estabilidad. Ambos efectos han sido comprobados al analizar la estabilidad del sistema en la [Subsección 2.5.2](#). Además, el modelo *quasi-estático* mostraba la influencia del factor de potencia en la estabilidad del lazo de control, por lo que se verificará esta dependencia en el modelo desarrollado. Por otro lado, los modelos anteriores no tenían en cuenta posibles acoplamientos entre el lazo de control de corriente y la PLL. En este apartado se comprobará la influencia que tiene la frecuencia de corte de la PLL en la estabilidad del sistema.

Por lo tanto, las variables que se tendrán en cuenta en este estudio serán:

1. Consigna de potencia activa.
2. Consigna de potencia reactiva.
3. Frecuencia de corte de la PLL.

Para este estudio, se toma como referencia el análisis de estabilidad basado en el inversor trabajando al 80 % de su potencia nominal con factor de potencia unitario y perfectamente sincronizado con la tensión de salida, con la PLL sintonizada para obtener una frecuencia de corte,  $f_{c,PLL}$ , de 20 Hz y la red operando a tensión nominal.

### Influencia de la consigna de potencia activa

Para estudiar la influencia de la consigna de potencia activa en la estabilidad de los lazos de control, se compara la respuesta ante perturbaciones en la PLL para el inversor funcionando al 80 % de la potencia nominal y al 100 % de su potencia. La [Figura 2.36](#) muestra el diagrama de Nyquist del lazo de control en ambas situaciones. Se comprueba que, al aumentar la generación de potencia activa sin variar el factor de potencia, se reduce el margen de estabilidad del sistema.

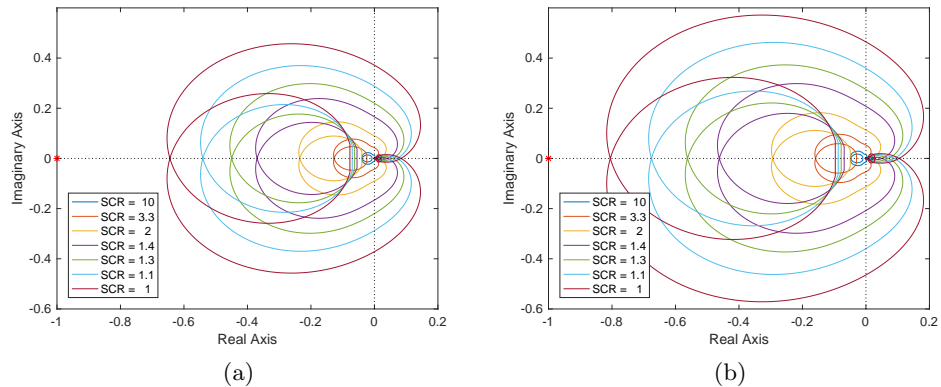


Figura 2.36: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL. a) Diagrama con el inversor funcionando al 80 % de su potencia nominal. b) Diagrama con el inversor funcionando al 100 % de su potencia nominal.

Estas mismas conclusiones pueden deducirse de los resultados vistos anteriormente en simulación, en los que se comprobaba que era necesario reducir la inyección de potencia para llegar a un punto de funcionamiento estable.

Además, estos resultados concuerdan con lo descrito por el modelo *quasi-estático*, donde el resto de parámetros determinaban una corriente máxima a inyectar. Si se tiene en cuenta una inyección con factor de potencia unitario, cuanto mayor sea la corriente inyectada más cerca estará el sistema de la inestabilidad.

### Influencia de la consigna de potencia reactiva

Se ha visto anteriormente que el factor de potencia de la corriente inyectada influye en la corriente máxima a inyectar. La [Figura 2.37](#) muestra la influencia



de inyectar un 20% de potencia reactiva respecto al caso de factor de potencia unitario. Se puede observar que la inyección de potencia reactiva contribuye a aumentar la estabilidad de los lazos de control. Cabe destacar, además, que en este caso el efecto es doblemente beneficioso ya que, cuando el inversor esté operando en una red débil, la potencia reactiva contribuirá a aumentar la amplitud de la tensión y con ella los márgenes de estabilidad del lazo.

Sin embargo, los lazos de control de tensión que habitualmente se incluyen en un controlador de planta suelen ser mucho más lentos que los de corriente, teniendo un tiempo de establecimiento de entre 2 y 5 segundos, por lo que el control de potencia reactiva podría no tener tiempo suficiente para actuar y estabilizar el sistema.

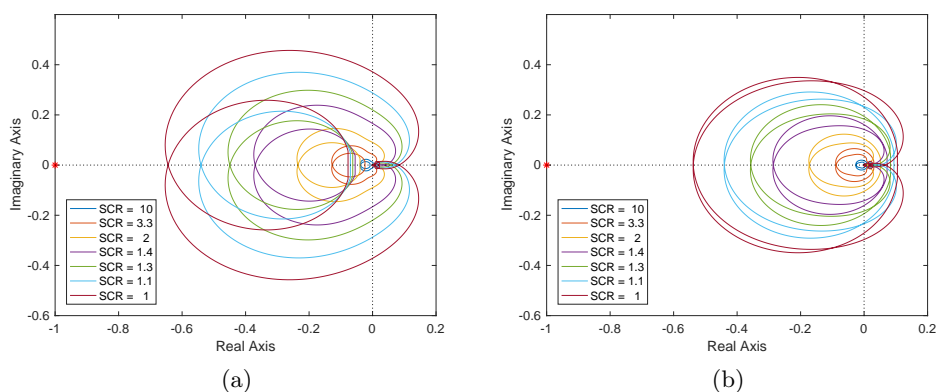


Figura 2.37: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL. a) Diagrama con el inversor funcionando con factor de potencia unitario. b) Diagrama con el inversor generando un 20% de potencia reactiva.

### Influencia de la frecuencia de corte de la PLL

A pesar de que el modelo *quasi-estático* no tenía en cuenta la velocidad de la PLL, el diagrama de bloques de la [Figura 2.30](#) muestra que el lazo de control de corriente actúa como un lazo interno que tiene un efecto en la tensión, por lo que habrá que analizar cómo influye el acoplamiento de ambos lazos en la estabilidad del sistema completo.

La [Figura 2.38](#) muestra el diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de la respuesta a una perturbación en el ángulo de salida de la PLL y compara estos diagramas para una PLL sintonizada a 20 Hz y otra sintonizada a 30 Hz. Se puede comprobar que aumentar la velocidad de

la PLL reduce los márgenes de estabilidad de los lazos de control, aunque su influencia es menor que la de los parámetros analizados anteriormente.

Se comprueba, por tanto, que existe un compromiso entre la velocidad de respuesta de la PLL (especialmente relevante durante huecos, donde la tensión cambia bruscamente) y la estabilidad de los lazos de control. El acoplamiento entre ambos lazos hace que la respuesta ante cualquier perturbación en la salida de la PLL pueda ser oscilante.

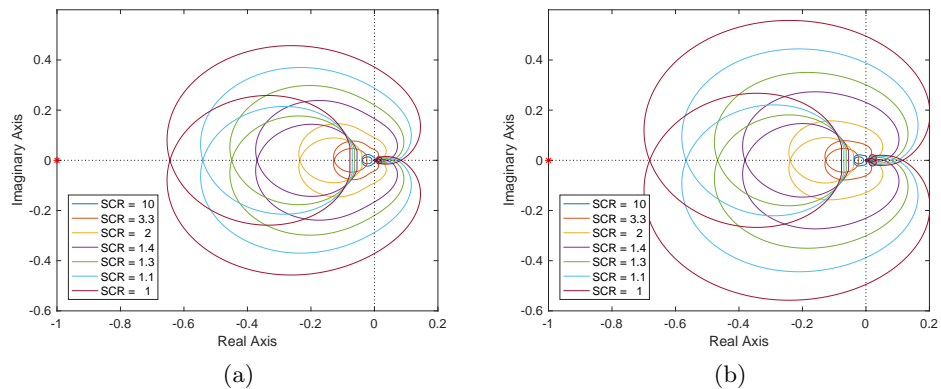


Figura 2.38: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL. a) PLL con frecuencia de corte de 20 Hz. b) PLL con frecuencia de corte de 30 Hz.

## 2.6. Conclusiones

En este capítulo se ha analizado el inversor conectado a la red, modelando los lazos de control de corriente y la unidad de sincronización, y obteniendo un modelo completo que aúna ambos lazos y predice su comportamiento ante perturbaciones.

Se ha comprobado que la impedancia de red juega un papel determinante en la estabilidad de los lazos de control, afectando principalmente en dos aspectos:

1. Rechazo de armónicos: al aumentar la impedancia de red, la antirresonancia de la planta se da a frecuencias cada vez menores. En redes muy débiles, esta frecuencia genera problemas de estabilidad debido a su interacción con los reguladores resonantes utilizados para el rechazo de armónicos.

2. Sincronización con la tensión de salida: la impedancia de red reduce drásticamente los márgenes de estabilidad de la PLL ante cualquier perturbación en el ángulo de salida.

Estos dos problemas suponen un reto a solucionar para hacer que el inversor pueda funcionar en redes muy débiles, por lo que en los siguientes capítulos se estudiarán técnicas de control que permitan incrementar la estabilidad de los lazos de control. En primer lugar, se buscarán alternativas para garantizar la estabilidad de los lazos de control de corriente, de manera independiente a la PLL. Una vez se logre estabilizar los lazos de control de corriente, se abordará la estabilidad del sistema completo incluyendo la dinámica de la PLL, para obtener un sistema que permita operar al inversor tanto en redes muy débiles como en sistemas más robustos, garantizando un correcto funcionamiento del sistema en un amplio rango de valores de SCR.



## Capítulo 3

# Técnicas de estabilización del lazo de control de corriente

### 3.1. Introducción

En el [Capítulo 2](#) se ha demostrado que la interacción entre los reguladores resonantes y la antirresonancia de la planta, debida a la resonancia paralelo del condensador del filtro LC y la impedancia de red, inestabiliza el lazo de control de corriente cuando el inversor se conecta a una red con un SCR menor que 1,6. Una posibilidad para poder trabajar en este tipo de redes tan débiles sería deshabilitar los reguladores resonantes en el momento en el que se produzca esta interacción. Sin embargo, esto provocaría un rechazo armónico muy poco efectivo debido a la baja frecuencia de corte del lazo de control de corriente, haciendo que el inversor no cumpla con los actuales códigos de red, que son cada vez más exigentes con respecto al contenido armónico de la corriente inyectada [[IEE09](#), [AUS18](#)]. Por ello, en este capítulo se proponen estrategias de control que permiten funcionar correctamente al inversor en redes muy débiles sin la necesidad de deshabilitar los reguladores resonantes.

Desde el punto de vista del lazo de control de corriente, la resonancia paralelo del condensador del filtro LC de salida y la inductancia de red aparece como una antirresonancia en la planta a controlar. Esta antirresonancia provoca un cambio de fase de  $180^\circ$  que al interactuar con los reguladores resonantes provoca la aparición de polos inestables. Las estrategias propuestas en este capítulo pretenden eliminar esa antirresonancia de la planta para ampliar el rango de frecuencias en el que el lazo es capaz de actuar.

El primer método propuesto está basado en la mejora de la compensación

o *feedforward* de la tensión del condensador  $v_c$ . Si la compensación fuese perfecta, la tensión de salida del regulador sería únicamente la tensión a aplicar en la bobina del filtro LC, por lo que se obtendría una planta puramente inductiva, eliminando tanto la resonancia del sistema como su antirresonancia. Sin embargo, los retrasos ligados a la implementación digital del control y al filtrado de la tensión afectan negativamente a la precisión de la compensación de  $v_c$ , haciendo que no se logre una planta puramente inductiva. Por ello, este primer método estará basado en la compensación de dichos retrasos.

Dado que el objetivo es eliminar la antirresonancia de la planta, el segundo método se basa en cambiar la planta a controlar para evitar su aparición. Al controlar la corriente de la inductancia del convertidor, lo primero que atraviesa la corriente controlada es un circuito resonante formado por el condensador del filtro LC y la inductancia de la red. Este circuito es el que, como se ha comentado anteriormente, provoca la aparición de la antirresonancia dentro del lazo de control. Por lo tanto, la segunda propuesta plantea controlar la corriente del lado red, una vez pasado el condensador del filtro LC, de tal forma que esta corriente inyectada no vea el circuito resonante.

El inconveniente de desplazar el lazo de control a la corriente del lado red es que esto hace necesario medir dicha corriente. Una opción pasa por trasladar los sensores de medida de la salida del convertidor a la salida del filtro LC, pero en ese caso el sistema dejaría de monitorizar la corriente de salida de los IGBTs, lo cual no es deseable por motivos de seguridad [LI18]. A pesar de que esta desventaja se podría solventar estimando  $i_L$  a partir de la corriente de red y la corriente del condensador, cualquier fallo en los condensadores haría que dicha estimación, necesaria para proteger el inversor, fuera errónea. En este caso, aprovechando que la corriente del condensador ya se mide en el equipo para proteger los condensadores ante sobrecorrientes, se estima la corriente del lado red a partir de la medida de  $i_L$  e  $i_c$ . De esta forma se garantiza la seguridad del equipo al monitorizar directamente las corrientes de los IGBTs y los condensadores, y se estima la medida utilizada para el lazo de control.

### 3.2. Mejora de la compensación de la tensión del condensador

La compensación de la tensión del condensador se utiliza habitualmente como técnica de amortiguamiento activo para amortiguar la resonancia del filtro LCL [LU16, LI18]. Como se puede ver en la Figura 3.1, para una red con  $SCR = 1$  y con la compensación actual de la tensión, si bien se amortigua la resonancia de la planta, el cambio de fase debido a la antirresonancia

sigue siendo cercano a los  $180^\circ$ . En esta figura se puede observar que, si esta compensación fuera perfecta, el regulador tendría que aportar únicamente la tensión a aplicar en la inductancia  $L_1$  y, por lo tanto, la dinámica del sistema sería independiente de la impedancia de red y desaparecerían tanto la resonancia como la antirresonancia de la planta.

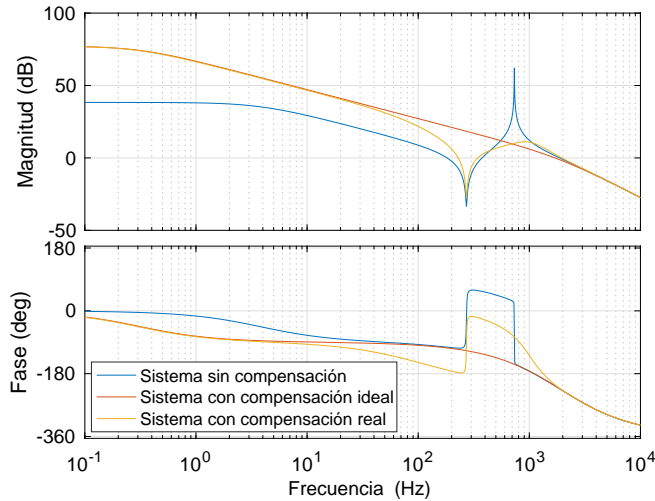


Figura 3.1: Diagrama de Bode de la planta a controlar. Relación entre la tensión de control  $v_{ref}$  y la corriente del lado convertidor  $i_L$ . La compensación real incluye los efectos del filtrado, muestreo y computación.

El hecho de que la compensación de la tensión no sea perfecta se debe principalmente al efecto de retrasos de la implementación digital. Por ello, una opción para mejorar el *feedforward* de tensión y acercarse lo más posible a una planta inductiva consiste en compensar los distintos retrasos que aparecen [LI18, CIT16].

### 3.2.1. Técnicas de compensación de retrasos

La compensación de los retrasos del *feedforward* de tensión se puede realizar de diferentes maneras, siendo una de las más populares la sincronización del muestreo de la tensión con el cálculo de la tensión de salida [LI18, ZOU13].

Habitualmente el muestreo se realiza al inicio y a la mitad del periodo de conmutación (muestreo regular asimétrico), ya que esto permite obtener la corriente media durante un periodo de muestreo y reduce la necesidad de

filtrado [PAN14]. La muestra obtenida en un instante de tiempo  $t$  se utiliza para realizar los cálculos del control, y habitualmente no se actualiza la salida hasta el siguiente instante de muestreo  $t + T_s$ , motivo por el cual aparece el retraso de un periodo de muestreo. En [ZOU13] se propone desplazar el instante en el que se realiza el muestreo, para que el tiempo transcurrido desde el muestreo hasta la actualización de las salidas sea mínimo. Sin embargo, es necesario elegir con mucha precisión el instante de muestreo teniendo en cuenta los tiempos necesarios de cálculo, y es muy complicado compensar prácticamente la totalidad del retraso. Además, al no realizar un muestreo sincrónico, puede sufrir problemas de aliasing o de ruido. Para evitar esto, en [LI18] se propone mantener el muestreo sincrónico, pero actualizar las salidas del controlador un tiempo  $t_d$  después del muestreo. De esta forma:

1. En el instante  $t$  se muestrean las variables, y con las medidas de corriente se calcula la acción de los reguladores  $v_{L,ref}$ .
2. En el instante  $t + T_s$  se toma la siguiente muestra de las variables, y se añade la medida de  $v_{c,f}$  a  $v_{L,ref}$  para obtener la salida del lazo de control  $v_{o,ref}$ .
3. En el instante  $t + T_s + t_d$  se actualiza la salida de la PWM.

De esta forma, el retraso existente se reduce a  $t_d$ , eliminando así el retraso de un periodo de muestreo. A pesar de que esta técnica es capaz de eliminar casi por completo este retraso, en ocasiones no es posible hacer que  $t_d$  sea despreciable debido a los retrasos del convertidor analógico-digital, y además aumenta el retraso del lazo de control de corriente.

Otra propuesta con una base similar es la desarrollada en [CIT16]. En este caso, se asume que la tensión en el condensador no va a variar en el tiempo ni en amplitud ni en frecuencia, y por lo tanto se comporta como una onda periódica perfecta. Teniendo esto en cuenta, el *feedforward* de tensión se realiza utilizando el valor muestreado un ciclo de red antes. Si la forma de onda de la tensión es perfectamente periódica, esta muestra anterior es exactamente igual que la actual, y por lo tanto se elimina el retraso por completo. Sin embargo, cualquier transitorio en la red hace que este método de compensación no funcione, o lo haga con un ciclo de red de retraso, y además necesita recursos de memoria muy elevados para almacenar todas las muestras durante un ciclo de red.

Debido a la dificultad de modificar en nuestro sistema los tiempos de sincronización del muestreo y de la aplicación de la salida del regulador, y a las necesidades de memoria del sistema propuesto en [CIT16], en este



capítulo se analizarán dos posibilidades basadas en introducir una función de transferencia  $G_{CR}$  en el *feedforward* de tensión que sea capaz de compensar los retrasos, consiguiendo alimentar a la salida del regulador una tensión  $v_{c,comp}$  adelantada con respecto a la medida  $v_{c,f}$ . La Figura 3.2 muestra el diagrama de bloques del lazo de control de la corriente del convertidor, donde se ha añadido la función de transferencia  $G_{CR}$  para la compensación de retrasos del *feedforward* de tensión. Los dos métodos utilizados para calcular la función de transferencia de compensación de retrasos son:

1. Aproximación de los retrasos en el dominio de *Laplace*.
2. Compensación de retrasos en el dominio digital.

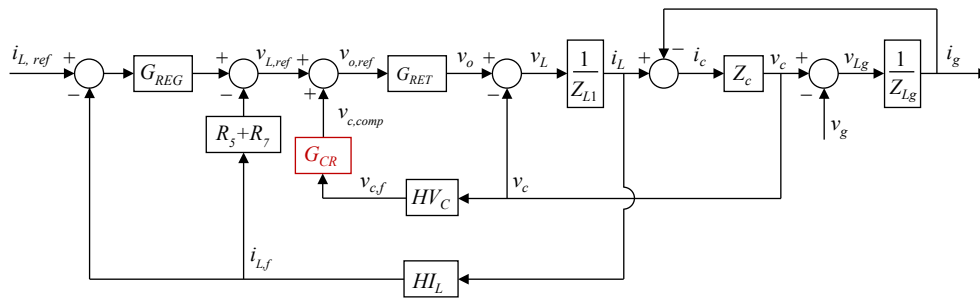


Figura 3.2: Diagrama de bloques del lazo de control de la corriente del convertidor, incluyendo la función de compensación de retrasos  $G_{CR}$  en la realimentación de la tensión del condensador.

### 3.2.1.1. Aproximación de los retrasos en el dominio de Laplace

A la hora de compensar los retrasos que aparecen en el *feedforward* de tensión en el dominio de *Laplace*, la aproximación más precisa consiste en utilizar el emulador del control digital descrito en el Capítulo 2 y el filtro de medida de la tensión  $HV_c(s)$  y calcular la función de compensación de retrasos como:

$$G_{CR}(s) = \frac{(1 + \tau_{v_c} s)(1 + 0,5 \cdot s \cdot T_s)^2}{1 - 0,5 \cdot s \cdot T_s} \quad (3.1)$$

donde  $\tau_{v_c}$  es la constante de tiempo del filtro  $HV_c$ .

Sin embargo, esta función de transferencia presenta más ceros que polos, lo que hace que su implementación pueda no ser realizable según el método utilizado para discretizarla. Además, incluye derivadas de orden superior a uno, lo cual hace muy complicada su implementación debido a la

amplificación del ruido que puede provocar [LI18]. Por lo tanto, se opta por una aproximación de primer orden de los retrasos. Esta aproximación, cuya función de transferencia  $G_{RET}^1(s)$  se muestra en la Ecuación 3.2, evita la aparición de derivadas de orden superior a uno.

$$G_{RET}^1(s) = \frac{1}{1 + (1,5T_s + \tau_{v_c}) \cdot s} \quad (3.2)$$

Si se utiliza esta aproximación, la función de transferencia de compensación de retrasos será:

$$G_{CR}(s) = 1 + (1,5T_s + \tau_{v_c}) \cdot s \quad (3.3)$$

Por lo que la tensión utilizada para el *feedforward* de tensión,  $v_{c,comp}$ , puede calcularse como:

$$\begin{aligned} v_{c,comp}(s) &= (1 + (1,5T_s + \tau_{v_c}) \cdot s) \cdot v_{c,f}(s) \\ &= v_{c,f}(s) + (1,5T_s + \tau_{v_c}) \cdot s \cdot v_{c,f}(s) \end{aligned} \quad (3.4)$$

La Figura 3.3 muestra el diagrama de Bode de los retrasos del *feedforward* de tensión. Se puede observar que la aproximación de primer orden de los retrasos es válida hasta frecuencias alrededor de los 300-400 Hz. Además, el retraso total del sistema, una vez introducida la compensación de retrasos, no supera los 6° de pérdida de fase hasta los 400 Hz, comparados con los 45° de retraso que se tenía a esa frecuencia antes de introducir el compensador.

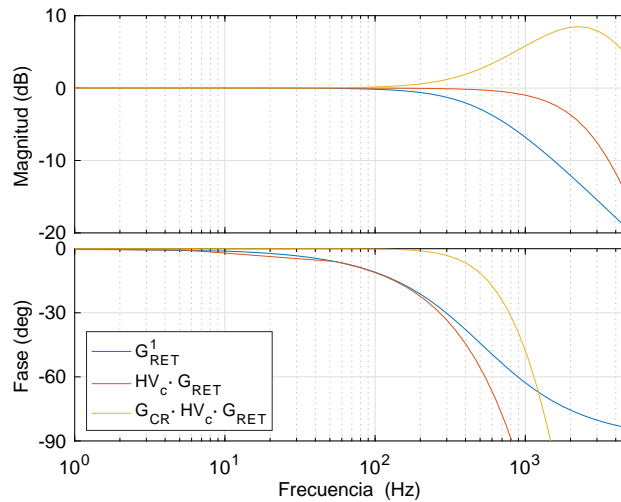


Figura 3.3: Diagrama de Bode de los retrasos del *feedforward* de tensión. Se muestra la aproximación de primer orden de los retrasos  $G_{RET}^1$ , el retraso real,  $HV_c \cdot G_{RET}$ , y el retraso una vez incluida la compensación,  $G_{CR} \cdot HV_c \cdot G_{RET}$ .

Teniendo en cuenta que los problemas de estabilidad del lazo de control de red se daban para valores de SCR menores que 1,6, momento en el cual la antirresonancia de la planta alcanzaba los 350 Hz, esta aproximación permite una buena compensación de retrasos en las frecuencias de interés (por debajo de 350 Hz). Sin embargo, esta función de transferencia también tiene más ceros que polos y además incluye una derivada que, a pesar de ser de primer orden, puede amplificar el ruido. Para evitar problemas de implementación, y dado que el convertidor analizado dispone de la medida de la corriente por el condensador, se puede aproximar la derivada de la tensión del condensador a partir de la corriente  $i_c$ , utilizando la expresión:

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_c(t) \quad (3.5)$$

Introduciendo esta expresión en la [Ecuación 3.4](#), se calcula la tensión a utilizar en el *feedforward* de tensión como:

$$v_{c,comp}(s) = v_{c,f}(s) + \frac{1,5T_s + \tau_{vc}}{C} \cdot i_{c,f}(s) \quad (3.6)$$

La [Figura 3.4](#) muestra el diagrama de bloques del lazo de control de corriente incluyendo esta técnica para la compensación de retrasos, utilizando la corriente del condensador filtrada,  $i_{c,f}$ , para emular la derivada de la tensión.

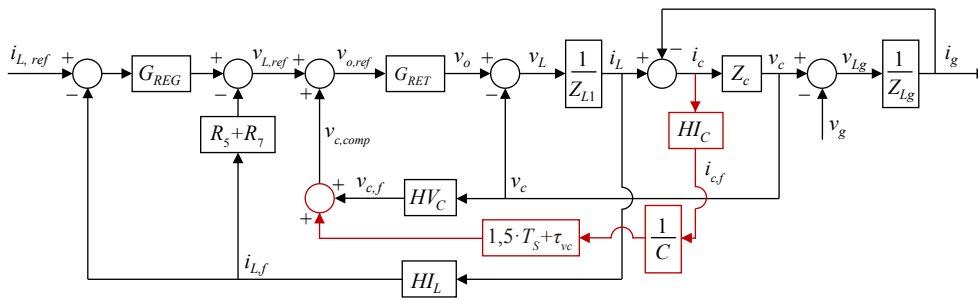


Figura 3.4: Diagrama de bloques del lazo de control de la corriente del convertidor, con compensación de retrasos en el *feedforward* de tensión basada en la aproximación de primer orden de los retrasos de computación y muestreo, y utilizando la corriente del condensador como aproximación de la derivada de la tensión.

La [Figura 3.5](#) muestra el diagrama de Bode de la planta, comparando el obtenido con esta técnica frente al *feedforward* original y al ideal. En ella se puede ver que la compensación de retrasos utilizada permite reducir la pérdida de fase alrededor de la frecuencia de corte del lazo (100 Hz para una red con SCR = 1), aumentando el margen de fase disponible de 32° a 65°. Sin embargo, también se puede apreciar que, debido a que la compensación de retrasos no es precisa en todo el rango de frecuencias, la antirresonancia de la planta no

se elimina y el cambio brusco de fase que provoca la inestabilidad del lazo de control sigue presente.

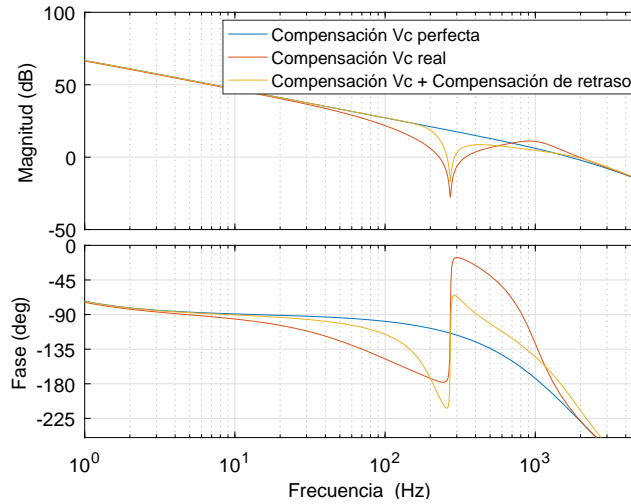


Figura 3.5: Diagrama de Bode de la planta a controlar, con compensación de retrasos en el *feedforward* de tensión basada en la aproximación de primer orden de los retardos de computación y muestreo y utilizando la corriente del condensador como aproximación de la derivada de la tensión.

### 3.2.1.2. Compensación digital de los retrasos

En el apartado anterior, se ha comprobado que una aproximación de primer orden de los retrasos en el *feedforward* de tensión, a pesar de poder aumentar el margen de fase del lazo de control, no permite solucionar los problemas de estabilidad del control de corriente al no ser suficiente para eliminar completamente la antirresonancia de la función de transferencia a controlar. Dado que los principales retrasos de la planta se deben a la digitalización, en este apartado se opta por calcular un compensador de retrasos directamente en el dominio digital.

El retraso de computación habitualmente se contabiliza como un periodo de muestreo, por lo que para su implementación basta con añadir un  $z^{-1}$ . El retenedor, en el dominio discreto, puede ser descrito como:

$$ZOH(z^{-1}) = \frac{1}{2} \cdot (1 + z^{-1}) \quad (3.7)$$

Además, es necesario realizar la transformada  $z$  del filtro de medida de  $v_c$  para obtener su expresión en el dominio digital. Para ello, se opta por utilizar la

aproximación de *Tustin* (discretización bilineal) por su sencillez y por tratarse de una transformación biestable [ING10].

$$HV_c(s) = \frac{1}{1 + \tau_{vc} \cdot s} \rightarrow HV_c(z^{-1}) = \frac{T_s}{T_s + 2\tau_{vc}} \cdot \frac{1 + z^{-1}}{1 + \frac{T_s - 2\tau_{vc}}{T_s + 2\tau_{vc}} \cdot z^{-1}} \quad (3.8)$$

A partir de la Ecuación 3.7 y la Ecuación 3.8, teniendo en cuenta el retraso de un periodo de muestreo, se puede calcular la función de transferencia del compensador, que en este caso queda:

$$G_{CR}(z^{-1}) = 2 \cdot \frac{T_s + 2\tau_{vc}}{T_s} \cdot \frac{1 + \frac{T_s - 2\tau_{vc}}{T_s + 2\tau_{vc}} \cdot z^{-1}}{z^{-1} \cdot (1 + z^{-1})^2} \quad (3.9)$$

La Figura 3.6 muestra el diagrama de Bode de la planta a controlar cuando se incluye la compensación digital de retrasos. Se puede ver que, a pesar de que la antirresonancia no se elimina por completo, la variación de  $180^\circ$  en la fase se ve modificada y el sistema se aproxima al que se obtiene con un *feedforward* ideal. Aún así, existe un cambio de fase de  $\mp 90^\circ$  a la frecuencia de la antirresonancia hace que el sistema sea inestable cuando ésta coincide con la frecuencia del regulador resonante ( $SCR = 1,6$ ).

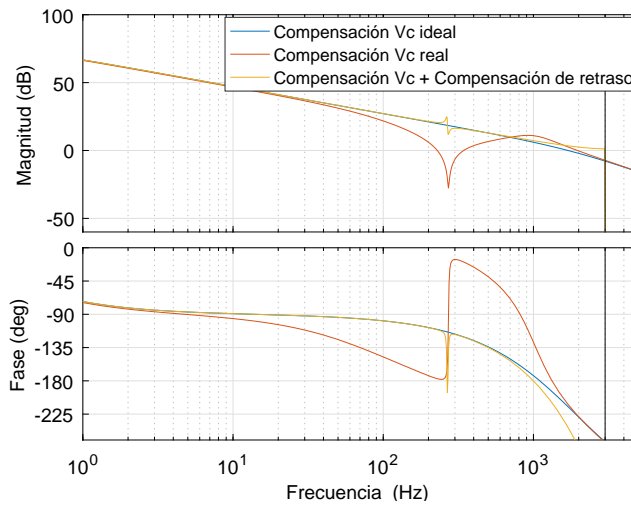


Figura 3.6: Diagrama de Bode de la planta a controlar, con compensación de retrasos en el *feedforward* de tensión basada el cálculo directo de cada función en el dominio digital.

Además de no eliminar por completo la antirresonancia y, por lo tanto, no

lograr que el sistema sea estable para todo el rango de SCR deseado, el sistema de compensación de retrasos digital tiene un problema añadido. Si se analiza la [Ecuación 3.9](#) y se transforma en su correspondiente ecuación en diferencias, se obtiene:

$$Y_{k-1} = \frac{T_s + 2\tau_{v_c}}{T_s} \cdot \left( U_k + \frac{T_s - 2\tau_{v_c}}{T_s + 2\tau_{v_c}} \cdot U_{k-1} \right) - 2 \cdot Y_{k-2} - Y_{k-3}, \quad (3.10)$$

donde  $Y$  y  $U$  representan, respectivamente, las salidas y entradas del compensador de retrasos, y  $k$  el número de muestra. Se puede comprobar que la muestra anterior de la salida,  $Y_{k-1}$ , depende de la muestra actual de la entrada,  $U_k$ . Por lo tanto, para calcular la muestra actual de la salida,  $Y_k$ , será necesaria la muestra futura de la entrada,  $U_{k+1}$ , lo que hace que este compensador sea imposible de implementar salvo que se añada un sistema de observación de la tensión en el condensador para obtener una predicción la muestra futura [[NUS08](#), [YAN16](#)].

### 3.3. Control de la corriente del lado red

En la [Sección 3.2](#) se ha intentado eliminar el cambio de fase debido a la antirresonancia utilizando técnicas que mejorasen el *feedforward* de la tensión  $v_c$ . Si se logra una compensación perfecta de la tensión del condensador, la planta resultante es puramente inductiva e independiente de la impedancia de red, por lo que la antirresonancia, y su influencia en la estabilidad del lazo de control, desaparece. Sin embargo, se ha comprobado que estas técnicas no consiguen corregir el problema por completo y, además, su implementación es compleja si se desea lograr una compensación de retrasos precisa.

En esta sección se propone tomar como variable de control la corriente de la red en lugar de la corriente que circula por la bobina del convertidor. Cuando se controla la corriente del convertidor, el circuito de salida visto por la corriente es un circuito resonante paralelo formado por el condensador del filtro LC y la inductancia de red. A modelar la planta para el lazo de control, este circuito se ve como una impedancia infinita (antirresonancia) que altera la fase del sistema. Sin embargo, si se opta por controlar la corriente del lado red, la variable controlada ve un circuito puramente inductivo a su salida en lugar del circuito resonante, por lo que no influirá en la estabilidad del lazo de control.

El inversor analizado no dispone de sensores de corriente en el lado de red, por lo que no permite controlar directamente esta corriente. Sin embargo, dispone de sensores de medida tanto para la corriente de salida del convertidor como para la corriente en los condensadores del filtro LC. El uso de estos

sensores permite proteger tanto los IGBTs como los condensadores ante sobrecorrientes, por lo que desplazar uno de los sensores al lado de red haría que estos elementos no se protegieran de forma directa, sino a través de estimaciones de la corriente. En su lugar, y para evitar la necesidad de añadir un sensor más al inversor, la corriente a controlar se calculará a partir de las medidas de la corriente por el condensador y la corriente de salida del convertidor.

### 3.3.1. Función de transferencia de la planta a controlar

La Figura 3.7 muestra el diagrama de bloques del lazo de control de la corriente de red, donde  $i'_g$  es el valor de la corriente calculada a partir de las medidas de la corriente en el condensador  $i_{c,f}$  y la corriente del convertidor  $i_{L,f}$ . Las características y requisitos del lazo de control son los mismos que los descritos en el Capítulo 2, pero en este caso la variable que se realimenta al lazo de control es la medida de la corriente de red.

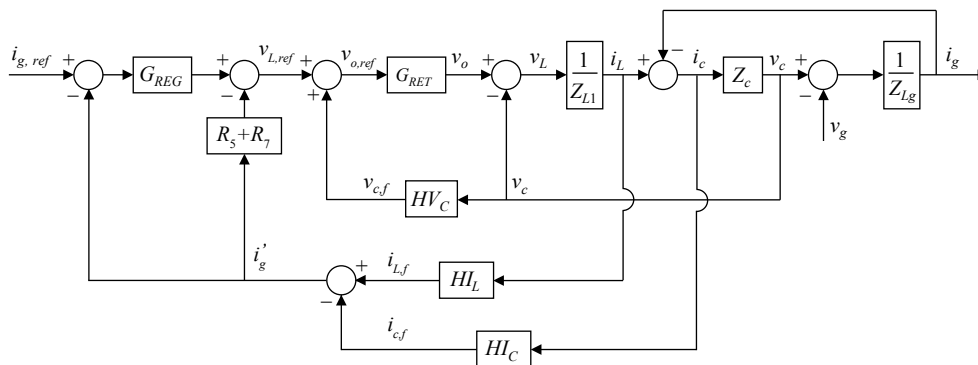


Figura 3.7: Diagrama de bloques del lazo de control de corriente del lado red, utilizando su valor calculado a partir de la corriente del lado convertidor y la corriente del condensador.

Para demostrar los beneficios de controlar la corriente de red en lugar de la del convertidor, en primer lugar se analiza la planta para el control de la corriente del lado red y se compara con la planta original. De esta forma se pretende analizar cómo se ven afectadas la resonancia y la antirresonancia de la planta en función de la variable de control seleccionada, y cómo se ve modificada la planta en el resto de frecuencias.

La Figura 3.8 muestra un filtro LCL equivalente al que conforman el filtro LC de salida del inversor y la impedancia de la red. La planta del lazo de control, que relaciona la corriente (ya sea la del lado convertidor  $i_L$  o la del lado red  $i_g$ ) y la tensión de salida del inversor  $v_o$ , suponiendo la tensión de red

una perturbación, se obtiene como:

$$\begin{aligned} \frac{i_L}{v_o} &= \frac{Z_c + Z_{Lg}}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg}} \\ \frac{i_g}{v_o} &= \frac{Z_c}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

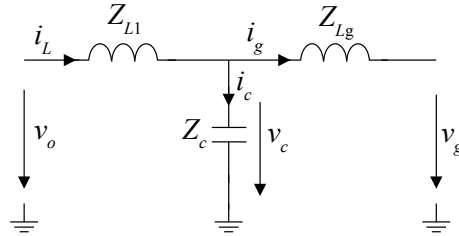


Figura 3.8: Filtro LCL de la salida del inversor considerando componentes ideales.

A partir de la [Ecuación 3.11](#) se puede comprobar que, si se controla la corriente del convertidor, la impedancia equivalente de la planta es igual al paralelo de  $C$  y  $L_g$ , en serie con  $L_1$ . El valor de esta impedancia tiende a infinito cuando  $Z_c = -Z_{Lg}$ , condición que se da si la frecuencia es igual a  $1/\sqrt{L_g \cdot C}$  rad/s. Esta frecuencia, a la que la planta del control de la corriente del convertidor presenta una admitancia igual a cero, es la frecuencia de antirresonancia de la planta. A dicha frecuencia, tal y como se muestra en la [Figura 3.9](#), la corriente del lado red se recircula a través del condensador del filtro y el lazo de control de corriente del lado convertidor no es capaz de inyectar potencia a través de este circuito.

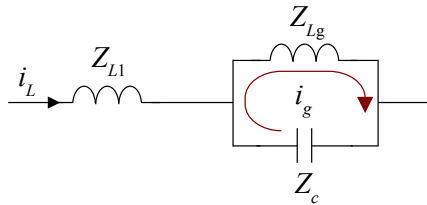


Figura 3.9: Circuito equivalente del filtro LCL para el control de la corriente del lado convertidor, a la frecuencia de antirresonancia.

Por el contrario, si se analiza la planta para el control de la corriente del lado red, el único punto de admitancia igual a cero se obtiene para  $Z_c = 0$ . Esto solo ocurre cuando  $\omega \rightarrow \infty$ , por lo que esta planta no presenta ninguna frecuencia de antirresonancia. La [Figura 3.10](#) muestra el diagrama de Bode de la planta para el control de corriente en ambos casos, para una red con  $SCR = 1$ . Se puede comprobar que, al haber eliminado la frecuencia de



antirresonancia, el salto de fase que ésta provocaba desaparece, por lo que controlar la corriente del lado red será beneficioso en redes débiles, en las que dicha antirresonancia hace que el lazo de control sea inestable debido a su interacción con el regulador resonante a 350 Hz.

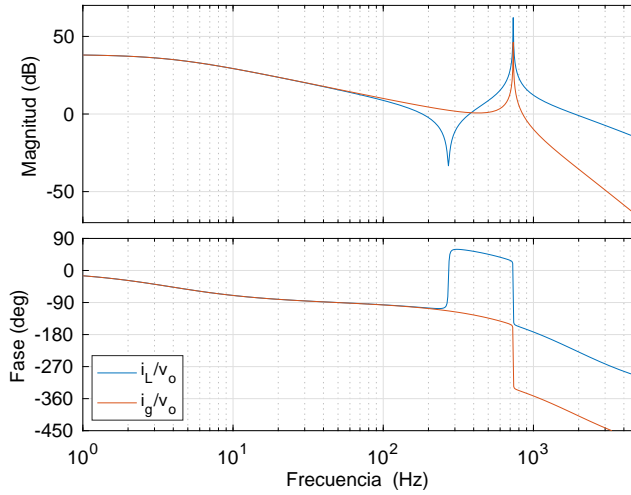


Figura 3.10: Diagrama de Bode de la planta para el control de la corriente, comparando el control de corriente del lado convertidor y del lado red, para una red con  $SCR = 1$

Una vez estudiada la planta del control de corriente para ambos casos, se añade tanto el efecto de los retrasos debidos a la implementación digital como el *feedforward* de la tensión en el condensador para amortiguar la resonancia del sistema. La función de transferencia sobre la que actúan los reguladores puede expresarse como:

$$\begin{aligned} \frac{i_L}{v_{L,ref}} &= \frac{G_{RET} \cdot (Z_c + Z_{Lg})}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg} \cdot (1 - G_{RET} \cdot HV_c)} \\ \frac{i_g}{v_{L,ref}} &= \frac{G_{RET} \cdot Z_c}{Z_{L1} \cdot (Z_c + Z_{Lg}) + Z_c \cdot Z_{Lg} \cdot (1 - G_{RET} \cdot HV_c)} \end{aligned} \quad (3.12)$$

La [Figura 3.11](#) muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia sobre la que actúan los reguladores, en el caso en el que la variable de control sea la corriente del lado red,  $i_g$ , comparado con el obtenido para el control de la corriente del convertidor  $i_L$ . Se puede ver que, además de que la antirresonancia desaparece al controlar la corriente del lado red, en ambos casos la resonancia de la planta queda amortiguada.

Para comprobar que el control de la corriente del lado red permite eliminar el salto de fase provocado por la antirresonancia en todo el rango de valores de SCR definido, en la [Figura 3.12](#) se muestra este diagrama de Bode para

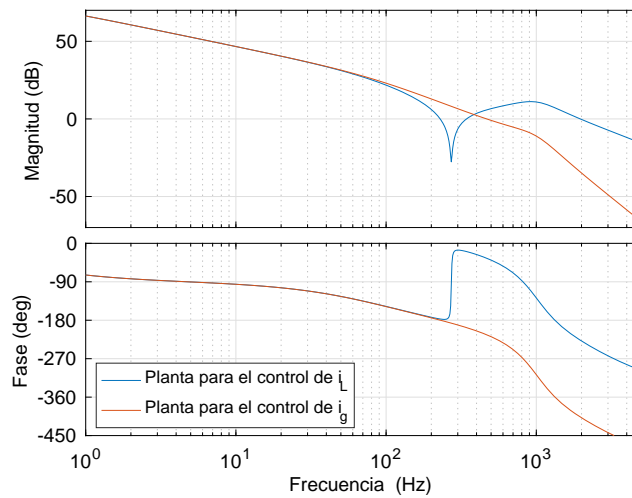


Figura 3.11: Diagrama de Bode de la función de transferencia sobre la que actúa el regulador para el control de la corriente del lado red,  $i_g/v_{L,ref}$ , comparado con el que se obtiene al controlar la corriente por la bobina del filtro,  $i_L/v_{L,ref}$ , para una red con  $SCR = 1$ .

el control de la corriente del lado red en todo el rango de valores de SCR. Se puede observar que para todos los valores de SCR dentro del rango el sistema está suficientemente amortiguado y además no hay ningún salto brusco de fase cerca de las frecuencias a las que se sitúan los reguladores resonantes.

### 3.3.2. Influencia de los sensores de corriente

La corriente que se va a realimentar al lazo de control no va a ser la corriente del real del lado red  $i_g$ , sino una corriente  $i'_g$  calculada a partir de las medidas de la corriente por el condensador y la corriente del convertidor. Esta corriente se verá afectada por los filtros utilizados, por lo que en esta sección se analiza la influencia de los mismos en la precisión de la señal realimentada.

La relación entre la corriente de red calculada y la corriente de red se puede expresar como:

$$HI_g = \frac{i'_g}{i_g} = \frac{Z_{Lg} + Z_c}{Z_c} \cdot HI_L - \frac{Z_{Lg}}{Z_c} \cdot HI_c \quad (3.13)$$

Analizando [Ecuación 3.13](#) se puede observar que, si ambos filtros tienen la misma frecuencia de corte, la corriente calculada será igual a la real filtrada. Sin embargo, tal y como se vio en el [Capítulo 2](#), los filtros de medida del equipo analizado no son iguales. Esto implica que la precisión de la estimación

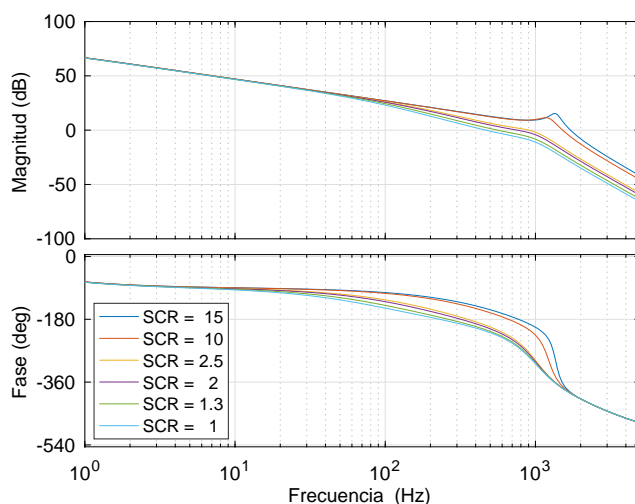


Figura 3.12: Diagrama de Bode de la relación entre la corriente de red, y la tensión de control del inversor para diferentes valores de SCR.

de la corriente de red real dependerá por tanto de la impedancia de la red. La [Figura 3.13](#) muestra el diagrama de Bode de la relación entre la corriente estimada y la real. Se puede comprobar que, para todo el rango de SCR, la aproximación es válida en un ancho de banda suficiente para el lazo de control. Para valores altos de SCR, la respuesta se aproxima a la del filtro de medida de la corriente del convertidor. Por el contrario, para valores bajos de SCR, la respuesta se va acercando a la del filtro de medida de la corriente del condensador.

Si se deseara obtener una estimación precisa a cualquier frecuencia, sería necesario modificar uno de los filtros de medida para igualar ambas frecuencias de corte, logrando así que la relación entre la corriente real y la calculada sea independiente de la impedancia de red.

A partir de la [Ecuación 3.12](#) y la [Ecuación 3.13](#), se puede obtener la relación entre la corriente de red estimada y la tensión de control del inversor, cuyo diagrama de Bode se muestra en la [Figura 3.14](#). Si se compara esta respuesta en frecuencia con la mostrada en la [Figura 3.12](#), se puede observar que, a pesar de que el sistema queda ligeramente menos amortiguado debido a la relación entre  $i'_g$  e  $i_g$  a altas frecuencias, la respuesta en ambos casos es muy similar.

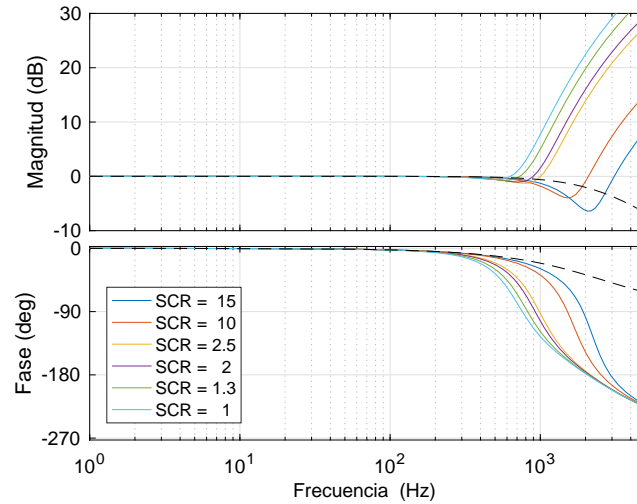


Figura 3.13: Diagrama de Bode de la relación entre  $i'_g$  e  $i_g$  para diferentes valores de SCR. La línea discontinua representa un filtro paso bajo sintonizado a 2600 Hz, misma frecuencia que la del filtro de medida de  $i_L$ .

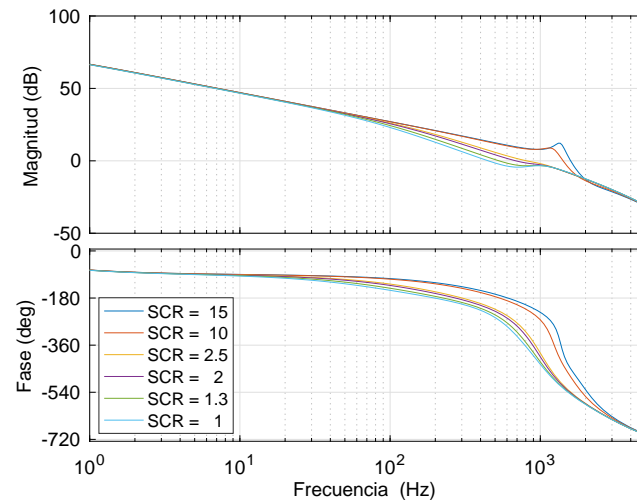


Figura 3.14: Diagrama de Bode de la relación entre  $i'_g$  e  $v_{con}$  para diferentes valores de SCR.

### 3.3.3. Sintonización del lazo de control

En la [Figura 3.7](#) se mostraba el diagrama de bloques del lazo de control de la estimación de la corriente del lado red. En este caso, al igual que en el lazo de control de la corriente del convertidor, se implementan dos lazos de control:

1. Lazo de control de la corriente fundamental: Regulador PI para rechazar la componente continua y regulador resonante para el seguimiento de la referencia, con un regulador de adelanto de fase para mejorar el margen de fase.
2. Lazo de rechazo armónico: Controladores resonantes sintonizados a las frecuencias del 5º y 7º armónico, con referencia nula, para asegurar la calidad de la corriente inyectada.

### 3.3.3.1. Lazo de control de la corriente fundamental

Se diseña el lazo de control de la corriente fundamental para la planta con  $SCR = 1$ , por ser este el peor caso desde el punto de vista de la velocidad de respuesta y de la estabilidad del sistema. A partir del diagrama de Bode de la [Figura 3.14](#) se puede comprobar que, para la frecuencia de corte deseada (100 Hz), el margen de fase disponible es de 35º, por lo que las características de diseño serán:

- Regulador PI: Sintonizado para obtener una frecuencia de corte de 100 Hz y un margen de fase de 30º.
- Regulador Resonante: Sintonizado a la frecuencia fundamental, con la misma ganancia que para el control de la corriente del lado convertidor. Implementación serie y sin compensación de retrasos, por lo que reducirá la fase a la frecuencia de corte.
- Regulador AF: Sintonizado para levantar 15º a 120 Hz y corregir la pérdida de fase introducida por el regulador resonante.

De esta forma, la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de la corriente fundamental queda:

$$\begin{aligned}
 FTLA_{i_{g,1}}(s) = & \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left( 1 + K_{R1} \frac{s}{s^2 + \omega_1^2} \right) \left( \frac{1 + \tau_{AF}s}{1 + \alpha\tau_{AF}s} \right) \\
 & \cdot \left( \frac{G_{RET}(s)}{Z_{L1}(s) \cdot (1 + Z_{Lg}(s)/Z_c(s)) - Z_{Lg}(s) \cdot (HV_c(s) \cdot G_{RET}(s) - 1)} \right) \\
 & \cdot \left( \frac{Z_{Lg}(s) + Z_c(s)}{Z_c(s)} HI_L(s) - \frac{Z_{Lg}(s)}{Z_c(s)} HI_c(s) \right) \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

Los parámetros de los controladores, diseñados siguiendo las especificaciones anteriormente comentadas, se muestran en la [Tabla 3.1](#). El diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto se muestra en la [Figura 3.15](#). Se puede comprobar que, igual que en el caso del control de la corriente del

lado convertidor, conforme aumenta el valor de SCR la frecuencia de corte del lazo varía desde los 100 Hz hasta los 181 Hz y el margen de fase también se incrementa desde  $35^\circ$  hasta  $71^\circ$ . Si se analiza la estabilidad utilizando el criterio de Bode generalizado se comprueba que el lazo de seguimiento de la corriente fundamental es estable, como se puede observar en el mapa de polos y ceros de la [Figura 3.16](#).

Tabla 3.1: Parámetros de los controladores para el lazo de control de la corriente de red estimada.

PI		AF		R1	
$K_p$	= 0,0559	$\tau_{AF}$	= 0,0017	$K_{R1}$	= 75
$K_i$	= 1,5127	$\alpha$	= 0,5888		

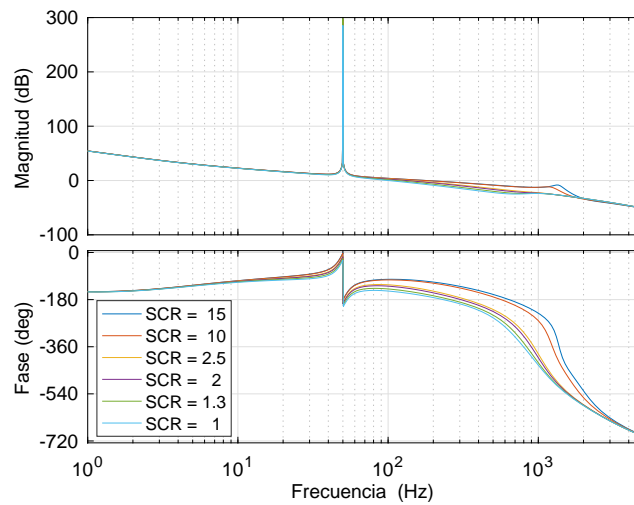


Figura 3.15: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de la componente fundamental de la corriente de red estimada.

### 3.3.3.2. Lazo de control para el rechazo de armónicos

Una vez se han diseñado los controladores para el seguimiento de la corriente fundamental, es necesario rediseñar los controladores resonantes del lazo de rechazo armónico. Estos controladores, y su interacción con la antirresonancia de la planta, son los causantes de la inestabilidad del lazo de control de la corriente del convertidor, como se comprobó en el [Capítulo 2](#). Para este se utilizaron reguladores resonantes de Tipo II con compensación de retrasos. Esta configuración es habitual para controladores situados por

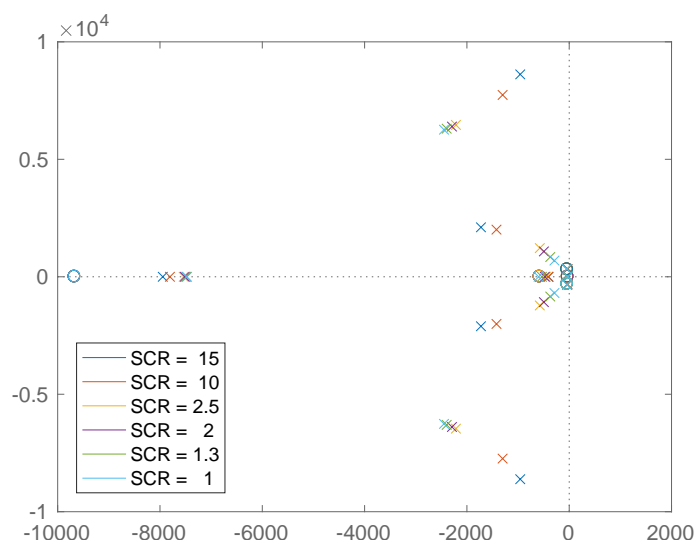


Figura 3.16: Polos y ceros dominantes de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de control de la componente fundamental de la corriente de red estimada.

encima de la frecuencia de corte cuando se utilizan en plantas inductivas, por los siguientes motivos:

1. El cero en el origen que se le añade al controlador resonante proporciona una fase de  $90^\circ$  que permite compensar los retrasos de la planta inductiva.
2. La compensación de retrasos permite ajustar la fase del controlador a la frecuencia de resonancia para compensar los retrasos debidos al filtrado, computación y muestreo, que pueden tener gran influencia conforme aumenta la frecuencia a controlar con respecto a la de muestreo.

El resultado de la utilización de este tipo de controlador resonante es la total compensación de los retrasos del sistema, mejorando la estabilidad del lazo de control [YEP11a]. Sin embargo, la planta del lazo de control de la corriente de red no tiene comportamiento inductivo a las frecuencias del 5<sup>o</sup> y 7<sup>o</sup> armónico para valores de SCR bajos, por lo que esta técnica de diseño no es apropiada para asegurar la estabilidad del lazo. Como puede comprobarse en la Figura 3.14, la fase de la planta, a lo largo de todo el rango de valores de SCR, está entre  $-120^\circ$  y  $-180^\circ$  para el armónico quinto y entre  $-130^\circ$  y  $-200^\circ$  para el armónico séptimo. Si se utilizara el método de diseño comentado para el sistema con  $SCR = 1$ , en el resonante sintonizado para el armónico séptimo

se obtendría una compensación de  $120^\circ$  ( $90^\circ$  por el cero del resonante de Tipo II y  $30^\circ$  por los retrasos de computación a 350 Hz), frente a los  $200^\circ$  de fase de la planta real. Ese error de  $80^\circ$  podría ser crítico para la estabilidad del lazo de control ya que se ha comprobado que un error en fase de  $90^\circ$  en el controlador resonante haría que el sistema fuera inestable [YEP11a].

Dado que la fase de la planta depende del valor de SCR, es necesario seleccionar un valor de compensación de fase que sea válido en todo el rango deseado. Se toma como ángulo a compensar el valor medio de los dos extremos de SCR, obteniendo  $147^\circ$  para el resonante quinto y  $170^\circ$  para el resonante séptimo. De esta forma, el error máximo cometido será de  $33^\circ$  para el primer caso y  $40^\circ$  para el segundo, muy por debajo del que se obtendría con el diseño tradicional. Una vez seleccionado el valor de fase que se desea compensar, se puede implementar de dos formas diferentes:

1. Utilizando resonantes de Tipo II que proporcionen  $90^\circ$  de fase y aprovechar la compensación de retrasos para el valor restante.
2. Utilizando resonantes de Tipo I, compensando toda la fase necesaria mediante la compensación de retrasos.

Se selecciona el resonante de Tipo I y se compensan los retrasos. Se opta por esta solución para utilizar un regulador de un orden menor y facilitar su implementación posterior. La [Figura 3.17](#) muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del rechazo de armónicos descrita en la [Ecuación 3.15](#). Se puede comprobar que, a diferencia de lo que ocurría en el control de la corriente del convertidor, al no tener el cambio de  $180^\circ$  de la antirresonancia de la planta, no aparecen puntos con margen de ganancia negativo. Utilizando el criterio de Bode generalizado, esto se traduce en que el lazo cerrado del rechazo de armónicos no tiene polos en el semiplano derecho y por lo tanto será estable, como puede comprobarse en la [Figura 3.18](#).

$$\begin{aligned}
 FTLA_{i_g,HR}(s) = & \left( \frac{K_{R5} s \cdot \cos\phi_5 - \omega_5 \cdot \sin\phi_5}{\omega_5 (s^2 + \omega_5^2)} + \frac{K_{R7} s \cdot \cos\phi_7 - \omega_7 \cdot \sin\phi_7}{\omega_7 (s^2 + \omega_7^2)} \right) \\
 & \cdot \left( \frac{G_{RET}(s)}{Z_{L1}(s) \cdot (1 + Z_{Lg}(s)/Z_c(s)) - Z_{Lg}(s) \cdot (HV_c(s) \cdot G_{RET}(s) - 1)} \right) \\
 & \cdot \left( \frac{Z_{Lg}(s) + Z_c(s)}{Z_c(s)} HI_L(s) - \frac{Z_{Lg}(s)}{Z_c(s)} HI_c(s) \right) \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

Los parámetros utilizados para los controladores resonantes sintonizados a las frecuencias del 5º y 7º armónico son los mostrados en la [Tabla 3.2](#). Hay que



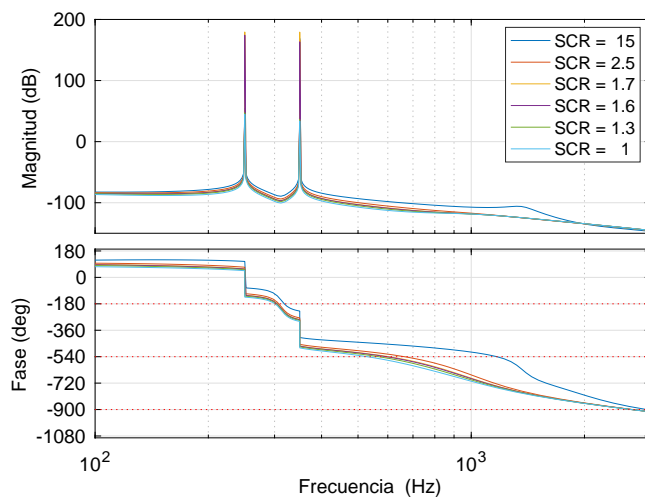


Figura 3.17: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del rechazo de armónicos para el control de la corriente de red estimada.

tener en cuenta que, a la hora de implementarlo, hay que dividir esa ganancia entre la frecuencia de resonancia, tal y como se muestra en la [Ecuación 3.15](#), puesto que la compensación de retrasos provoca un aumento de la ganancia igual a la frecuencia de resonancia, como se explicó en el [Capítulo 2](#).

### 3.3.4. Estabilidad del lazo de control de la corriente de red

Se ha comprobado que, controlando la corriente de red estimada y realizando una sintonización apropiada de los controladores resonantes, se puede lograr que el lazo de rechazo de armónicos no tenga polos en el semiplano derecho. En el [Capítulo 2](#) se comprobó que estos polos inestables del lazo de rechazo armónico formaban parte de los polos en lazo abierto del lazo de control de corriente, y eran los responsables de la inestabilidad del sistema para valores de SCR inferiores a 1,6.

La [Figura 3.19](#) muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia

Tabla 3.2: Parámetros de los controladores para el lazo de rechazo de armónicos de la corriente de red estimada.

Resonante 5		Resonante 7	
$K_{R5}$	= 10	$K_{R7}$	= 10
$\phi_5$	= $147^\circ$	$\phi_7$	= $170^\circ$

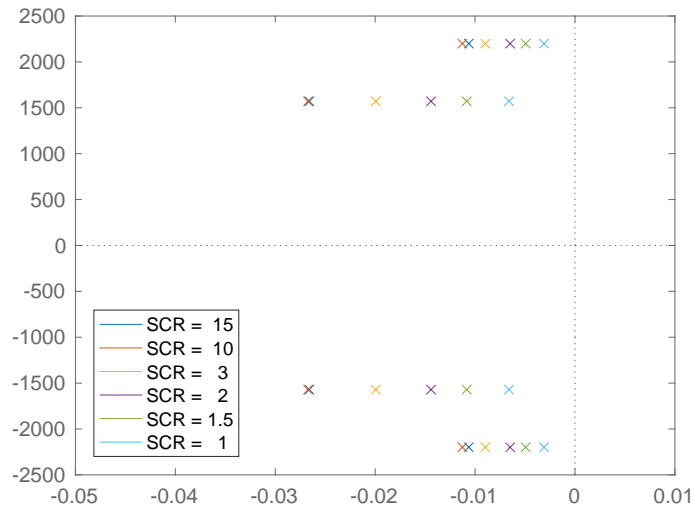


Figura 3.18: Mapa de polos y ceros de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de rechazo de armónicos de la corriente de red estimada.

en lazo abierto del control de la corriente de red estimada. Se puede observar que existen dos puntos con margen de ganancia negativo a frecuencias cercanas a las del resonante fundamental y compensados entre sí. Si se aplica el criterio de Bode generalizado, se obtiene que el sistema en lazo cerrado será estable, gracias a la desaparición de los polos inestables en lazo abierto debidos al lazo de rechazo de armónicos, tal y como puede apreciarse en la [Figura 3.20](#), donde están representados los polos dominantes de la función de transferencia en lazo cerrado del control de  $i'_g$ .

Se comprueba por tanto que controlar la estimación de la corriente de red permite ampliar el rango de SCR en los que el lazo de control es estable, al eliminar la antirresonancia de la planta y con ella un cambio pronunciado en la fase en el sistema. De esta forma, se logra un lazo de control de corriente que permita operar en un amplio rango de impedancias de red garantizando la estabilidad.

### 3.4. Resultados de simulación

En la [Sección 3.3](#) se ha desarrollado un lazo de control de corriente para lograr que el inversor sea capaz de funcionar en un amplio rango de valores de SCR. Para comprobar el correcto funcionamiento del lazo de control propuesto, se ejecuta el lazo de control en el entorno de simulación de PSIM, implementando

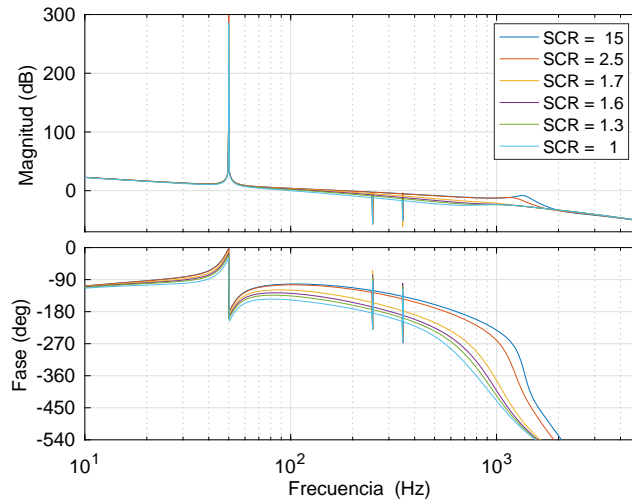


Figura 3.19: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de control de la corriente de red estimada con rechazo de armónicos.

su código en una DLL.

Como se vio en el [Capítulo 2](#), el comportamiento inestable del sistema compuesto por el inversor fotovoltaico y la red débil se debía, por un lado, a los polos inestables del lazo de control de corriente y, por el otro, al comportamiento oscilatorio de la PLL cuando el inversor trabajaba inyectando una potencia activa cercana a la nominal. Para aislar el problema de la estabilidad del lazo de corriente y comprobar que la solución propuesta es estable, se sincroniza el inversor con una fuente de tensión ideal, evitando así que los problemas derivados de la PLL afecten a los resultados.

En primer lugar, se comprobará el funcionamiento del lazo de control inyectando potencia a la red para verificar que el sistema es estable para diferentes valores de SCR. Una vez comprobado que el lazo de control propuesto es estable, se analizará la calidad de los controladores implementados ante la presencia de armónicos en la red.

### 3.4.1. Implementación de los reguladores resonantes

Uno de los mayores problemas de los reguladores resonantes reside en su implementación, debido a que su respuesta se ve muy afectada por el tipo de discretización elegida [[YEP10](#), [YEP11b](#)]. Los principales problemas que pueden aparecer son:

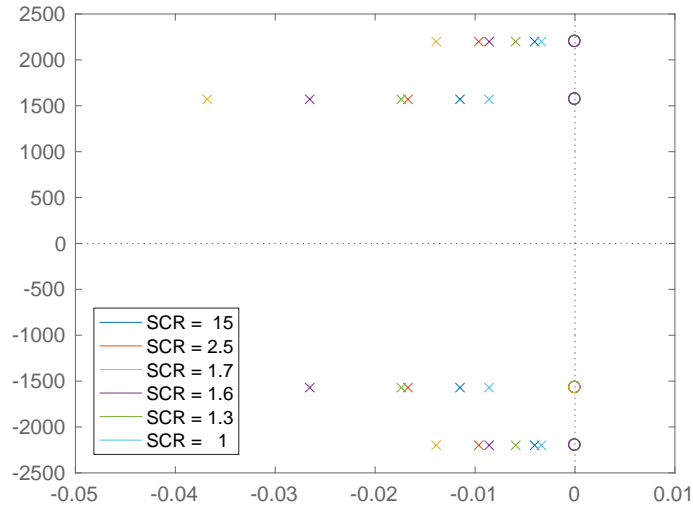


Figura 3.20: Mapa de polos y ceros de la función de transferencia en lazo cerrado del lazo de control de la corriente de red estimada.

- Desplazamiento de la frecuencia de resonancia.
- Variación de la ganancia del regulador a la frecuencia de resonancia.
- Desplazamiento de los ceros del regulador, afectando a la ganancia fuera de la frecuencia de resonancia y a la fase del regulador.
- Baja efectividad de la compensación de retrasos.

En [YEP10] se propone la utilización de la discretización de *Tustin* con *pre-warping* a la frecuencia de resonancia como una de las que mejores resultados ofrece frente a los problemas comentados. La utilización del *pre-warping*, cuya expresión es:

$$s = \frac{\omega_h}{\tan(\omega_h T_s / 2)} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}}, \quad (3.16)$$

permite garantizar que, a una frecuencia determinada  $\omega_h$ , la función de transferencia discreta tiene exactamente las mismas características que la función de transferencia en el dominio de Laplace. Si se analiza la [Ecuación 3.16](#), se puede comprobar que la discretización *Tustin* tradicional es en realidad el resultado de aplicar el *pre-warping* para  $\omega \rightarrow 0$ .

Utilizando esta transformación, los controladores resonantes quedan

implementados según las siguientes expresiones:

$$R_1(z) = \frac{\sin(\omega_1 \cdot T_s)}{2\omega_1} \cdot \frac{1 - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_1 \cdot T_s) + z^{-2}} \quad (3.17)$$

$$R_{5,7}(z) = \frac{\frac{1}{2}(1 - z^{-2}) \sin(\omega_{5,7} T_s) \cos(\phi_{5,7}) - (1 + 2z^{-1} + z^{-2}) \sin^2\left(\frac{\omega_{5,7} T_s}{2}\right) \sin(\phi_{5,7})}{1 - 2z^{-1} \cos(\omega_{5,7} T_s) + z^{-2}} \quad (3.18)$$

### 3.4.2. Funcionamiento del lazo de control para diferentes SCR

Para comprobar que el lazo de control propuesto es estable y capaz de controlar la corriente de forma efectiva ante diferentes perturbaciones y en diferentes tipos de red, es necesario validarlo en los siguientes supuestos:

- Régimen permanente para diferentes valores de SCR.
- Transitorios de carga con diferentes impedancias de red.
- Funcionamiento ante tensiones de red con distorsión armónica (Régimen transitorio y permanente y evaluación del THD).

Con el fin de analizar la estabilidad del lazo de control y el correcto seguimiento de la referencia de corriente en régimen permanente, se conecta una carga conmutada de 1 MW que distorsiona la tensión de salida del inversor,  $v_c$ , y se introduce una rampa en la referencia de corriente desde el 0% de carga hasta el 100%. La [Figura 3.21](#) muestra los resultados de simulación para una red muy débil (SCR = 1), mientras que la [Figura 3.22](#) muestra los resultados para una red fuerte (SCR = 15). En ambos casos se muestra por un lado la respuesta transitoria del control y por otro la forma de onda en régimen permanente. Se puede observar que el lazo de control es estable para valores de SCR extremos, y que el seguimiento de la referencia es bueno incluso en presencia de una tensión muy distorsionada, como se puede comprobar analizando las formas de onda en régimen permanente. El lazo de control de la corriente de red estimada permite, como se había visto en la [Sección 3.3](#), utilizar controladores resonantes por encima de la frecuencia de resonancia del sistema de forma estable y efectiva.

En la [Figura 3.23](#) se muestra el contenido armónico de la tensión en el punto de conexión y la corriente de salida en régimen permanente, comparando los resultados obtenidos cuando los reguladores resonantes están

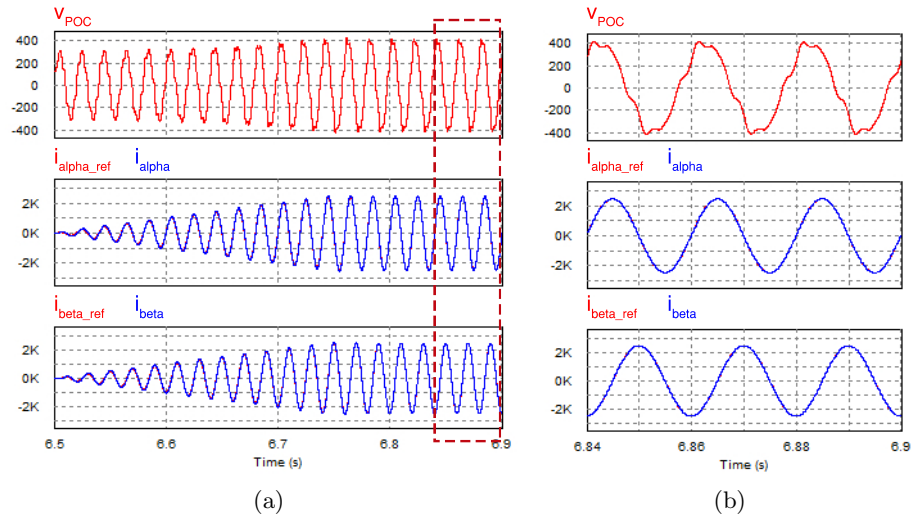


Figura 3.21: Respuesta del lazo de corriente ante una rampa de potencia para  $SCR = 1$  y una tensión en el punto de conexión con una distorsión armónica del 10%. a) Respuesta del lazo de control. b) Región ampliada en régimen permanente.

deshabilitados (en rojo) y cuando éstos se habilitan (en azul). La distorsión armónica total para ambas ondas y para todos los casos se muestra en la [Tabla 3.3](#). Si se observa el contenido armónico de la corriente, en ambos casos los armónicos quinto y séptimo se eliminan completamente gracias a los reguladores resonantes. El THD de la corriente se reduce también en ambos casos a menos de la mitad, aunque su valor en este caso está muy influenciado por el contenido armónico a frecuencias superiores, ya que las componentes a las que se introducen los reguladores son eliminadas por completo. En el caso de la tensión, los resultados son muy diferentes entre sí. Para una red con  $SCR = 15$ , la distorsión armónica de la tensión apenas se ve influenciada por la corriente inyectada. Sin embargo, al aumentar la impedancia de red, la influencia de la corriente en la forma de onda de la tensión es mucho mayor, debido a que la caída de tensión en la impedancia de red cobra mayor importancia para la misma corriente. Además, en el caso de  $SCR = 1$ , la distorsión armónica de la tensión aumenta al activar los reguladores resonantes (más del doble que en el caso original). Se observa por tanto, que para una red débil, el hecho de asegurar la calidad de onda de la corriente inyectada puede no ser la mejor opción desde el punto de vista de la calidad de la red. Inyectar corrientes armónicas puede ser beneficioso para el sistema puesto que, al repartir la corriente entre los diferentes generadores de la red, se minimiza la distorsión debida a la circulación de esa corriente por las impedancias de

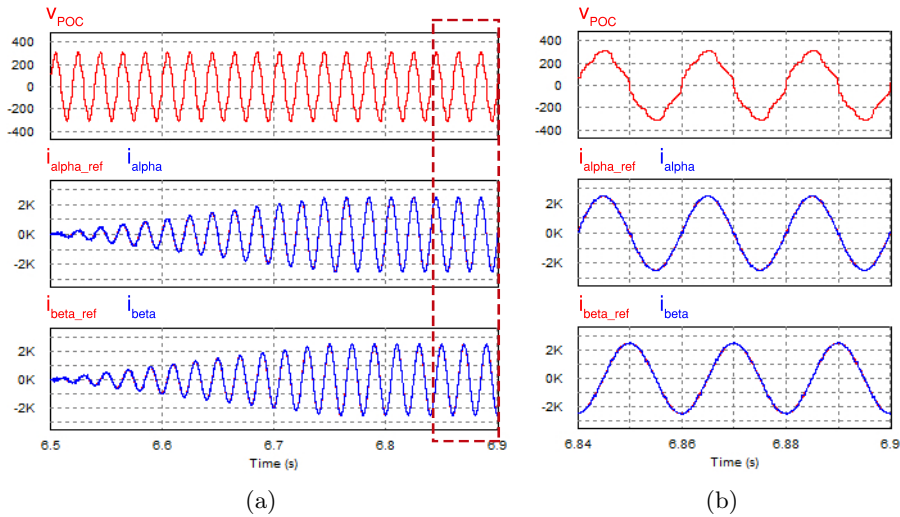


Figura 3.22: Respuesta del lazo de corriente ante una rampa de potencia para  $SCR = 15$  y una tensión en el punto de conexión con una distorsión armónica del 10%. a) Respuesta del lazo de control. b) Región ampliada en régimen permanente.

red. Sin embargo, la tendencia de los códigos de red actuales es a minimizar la distorsión armónica de la corriente inyectada, en vez de la de la tensión en el punto de conexión.

Una vez verificada la estabilidad del lazo de control y la calidad del rechazo de armónicos en régimen permanente para diferentes valores de SCR, se comprueba la respuesta transitoria del sistema. Se analizan por separado la velocidad de respuesta del lazo de control de la corriente fundamental y la rapidez del lazo de rechazo de armónicos. Para ello se simulan, para diferentes valores de SCR, los siguientes casos:

- Caso 1: Inversor alimentando cargas lineales. Se introduce un escalón en la referencia de potencia de +20% y se comprueba la velocidad de

Tabla 3.3: Valores de THD de la tensión en el punto de conexión y de la corriente de red para diferentes valores de SCR, activando y desactivando los reguladores resonantes para el rechazo de armónicos.

	SCR = 1		SCR = 15	
	Sin HR	Con HR	Sin HR	Con HR
$i_g$	4 %	1,4 %	7,6 %	3,1 %
$v_{POC}$	3,5 %	9,8 %	10,6 %	9,8 %

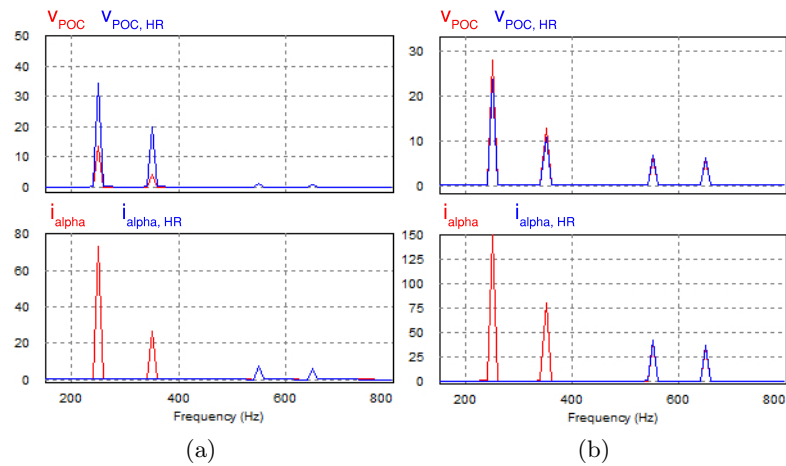


Figura 3.23: Contenido armónico de la corriente de red y de la tensión en el punto de conexión para: a) SCR = 1. b) SCR = 15. Se compara la calidad de la onda activando y desactivando los reguladores resonantes para el rechazo de armónicos.

respuesta del seguimiento de  $i_{g,ref}$ .

- Caso 2: Con el inversor funcionando en régimen permanente, se conecta en la red una carga no lineal de 1 MW que provoca una distorsión en la forma de onda de la tensión. Se comprueba la rapidez con la que el lazo de rechazo de armónicos es capaz de eliminar las componentes 5 y 7 de la corriente.

La [Figura 3.24](#) muestra la respuesta del lazo de control de corriente para el Caso 1, mientras que en la [Figura 3.25](#) se muestran los resultados de simulación para el Caso 2, evaluados tanto para SCR = 1 como para SCR = 15. En el Caso 1, el inversor cambia su referencia, subiéndola del 50 % al 70 %. Se puede comprobar que en el caso de SCR = 1 el lazo es más lento y tiene un sobrepasamiento mayor que en el caso de SCR = 15. Esto ocurre debido a que, como se vio en la [Sección 3.3](#), al aumentar la impedancia de red el ancho de banda del lazo de control y el margen de fase se ven reducidos, por lo que la respuesta inicial del lazo empeora. Aún así, para el peor caso se consigue un tiempo de establecimiento inferior a un periodo de red, demostrando la efectividad del lazo de control de la corriente fundamental funcionando en tipos de red muy diferentes.

Si se observan los resultados de simulación del Caso 2, se comprueba que, a pesar de que la carga conectada provoca una gran distorsión en la tensión de red, el lazo de rechazo de armónicos responde en menos de un ciclo de red



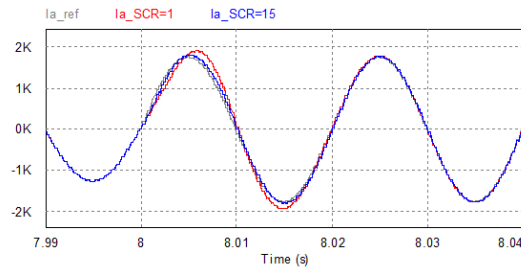


Figura 3.24: Respuesta transitoria del lazo de control de corriente ante un escalón del 20% en la referencia, para diferentes valores de SCR. Se muestra la corriente  $i_{g\alpha}$  en amperios. La curva gris representa la corriente de referencia, las líneas roja y azul representan la corriente inyectada para SCR = 1 y SCR = 15 respectivamente.

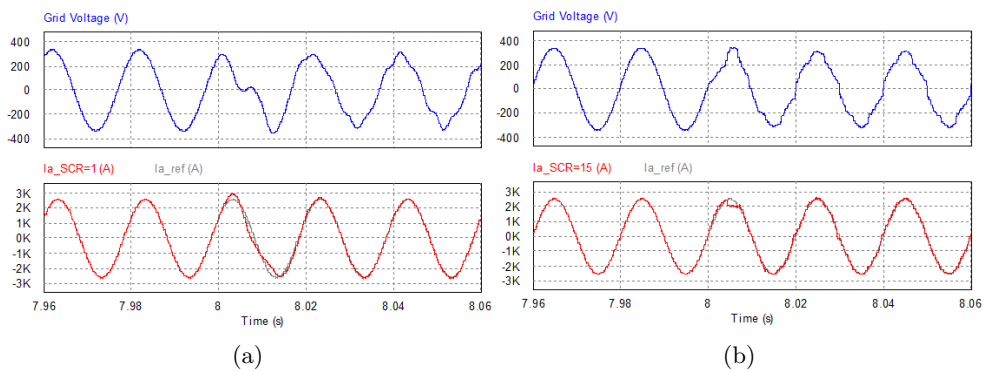


Figura 3.25: Respuesta transitoria del lazo de rechazo de armónicos: a) SCR = 1. b) SCR = 15. En  $t = 8$  se conecta una carga conmutada de 1 MW, que provoca una distorsión de la tensión. Se muestra la tensión en el punto de conexión (en azul, medida en voltios) y las corrientes de referencia e inyectada (en gris y rojo respectivamente, medidas en amperios)

para ambos casos. Se puede considerar por tanto que la velocidad de respuesta es suficiente para lograr un rechazo efectivo de las componentes armónicas.

Se comprueba que los resultados de simulación se corresponden con los análisis teóricos previos en términos de estabilidad, velocidad de respuesta y calidad de seguimiento de la referencia. El lazo de control de la corriente de red permite por tanto funcionar de forma estable en un amplio rango de impedancias de red, evitando tener que desactivar los reguladores resonantes o resintonizar el control si la impedancia de red se ve modificada.

### 3.5. Conclusiones

En este capítulo se han abordado los problemas de estabilidad de los lazos de control de corriente, debidos principalmente a la interacción de la antirresonancia de la planta con los controladores resonantes para la cancelación de armónicos.

Dada la necesidad de controlar los armónicos de corriente inyectados a la red, se ha visto que la única manera de obtener unos lazos de control estables pasa por eliminar el efecto de la antirresonancia de la planta. Se han estudiado diferentes posibilidades, siendo la más efectiva el control de la corriente del lado red en vez de la corriente del lado convertidor.

Con la configuración actual de sensores de medida, es posible obtener una buena estimación de la corriente de red y controlarla sin la necesidad de añadir nuevos sensores. El control de esta corriente en lugar de la corriente por la inductancia del convertidor evita la aparición de la antirresonancia en la planta. Se ha validado la propuesta modelando los lazos de control de la estimación de la corriente de red y mediante estudios de simulación.

La propuesta realizada permite a los lazos de control de corriente operar de forma estable en un amplio rango de valores de SCR y con una cancelación de armónicos precisa.

## Capítulo 4

# Propuestas de mejora de la estabilidad de la PLL

### 4.1. Introducción

En el [Capítulo 2](#) se ha analizado la estabilidad de la unidad de sincronización integrándola con los lazos de control de corriente para poder estudiar el sistema completo y se ha comprobado que existen problemas de estabilidad cuando el inversor trabaja en redes muy débiles. Estos problemas de estabilidad que aparecen en la PLL han sido detectados en la industria y se ha tratado sobre esta temática en diversas publicaciones [[DAV17](#), [DON15](#), [XIA17](#), [ZHO14b](#)].

Para reducir el impacto de la PLL en la estabilidad de los lazos de control, en [[GUO17](#)] se propone la utilización de un lazo de sincronización basado en la potencia activa, en lugar de la tensión, llamado PSC (*Power-Based Synchronization Control*). En ese mismo artículo, se plantea otra opción basada en la utilización de la frecuencia para el lazo de sincronización (FSC por su denominación en inglés *Frequency-Based Synchronization Control*). En esta última propuesta, a la PLL tradicional basada en seguir el ángulo de la tensión se le añade un término amortiguador calculado a partir de los desvíos respecto de la frecuencia nominal del sistema, amortiguando así las posibles oscilaciones de la PLL. En ambos casos, el control está basado en la emulación de inercia y de los devanados amortiguadores de un generador síncrono virtual, que será analizado con más detalle en el [Capítulo 5](#). Además, el lazo de control basado en la frecuencia se utiliza sobre un convertidor funcionando como fuente de tensión, por lo que no es aplicable de forma directa al control de corriente del equipo analizado en esta tesis.

En [SUU10] se plantea el concepto de flujos virtuales, haciendo una analogía con las máquinas rotativas, en las que el flujo magnético es proporcional a la integral de la tensión y por lo tanto su fase irá siempre retrasada  $90^\circ$  respecto de la tensión. Este flujo puede estimarse a partir de la tensión del bus DC y las referencias de tensión de salida. Esto permite funcionar de forma independiente de la tensión de salida del convertidor, pero introduce una ganancia ante cualquier offset de continua en las medidas que debe ser eliminada [KUL08]. Esta técnica plantea también la posibilidad de estimar el flujo magnético en un punto lejano mediante la emulación de una inductancia virtual. Esto se analiza con mayor profundidad en [SUU12], donde se comprueba que una correcta elección de la impedancia virtual hace que el flujo estimado permita sincronizarse con la tensión ideal de red, haciendo la PLL mucho más robusta en redes débiles, donde la tensión de salida del convertidor con la que habitualmente se sincroniza la PLL está fuertemente influenciada por las corrientes inyectadas. Esta técnica requiere conocer la impedancia de red, que puede cambiar de forma dinámica, y además utiliza la tensión del bus DC para estimar el flujo, por lo que es necesario analizar la influencia de las variaciones de esta tensión en el funcionamiento global del lazo de control.

Basándose en este concepto de sincronización con un punto lejano utilizando impedancias virtuales, se han realizado también otras propuestas [SUU16, CAO14, YAN14]. En alguna, se requiere un método de estimación de la impedancia de red o un lazo de control de la impedancia virtual, haciendo que la implementación de este tipo de lazos sea más compleja. En [SUU16] se plantea realizar únicamente una compensación parcial de la impedancia de red y sincronizarse con un punto intermedio entre los terminales del inversor y la tensión de red ideal. Cuanto más precisa sea esta compensación y más se acerque el punto de sincronización a la tensión ideal, más estable será la PLL. Sin embargo, al sincronizarse con un punto lejano, las referencias de potencia activa y reactiva se seguirán correctamente en ese punto lejano y no a la salida del convertidor, puesto que las corrientes inyectadas se sincronizan con la tensión virtual. Esto puede suponer un problema por los siguientes motivos:

- La impedancia de red puede variar en función de las líneas que estén abiertas y de las condiciones de operación del sistema. Esto hace que el punto en el que las potencias son realmente controladas pueda ir cambiando de forma dinámica.
- El control de potencia es habitualmente requerido por el operador de red en el punto de conexión de la planta. El control de planta se encarga

de entregar a cada inversor una consigna de potencia en terminales que cada convertidor debe seguir. Si el inversor se alinea con un punto lejano, ese control puede comportarse de forma incorrecta y llevar a problemas de estabilidad al conectar varios equipos dentro de una planta.

- Si se controla la potencia reactiva en un punto lejano hay que compensar todas las pérdidas de la línea (el consumo de potencia reactiva en las líneas suele ser mayor que el de potencia activa debido al carácter inductivo de las líneas y transformadores), lo cual puede llevar al inversor a entrar en sobremodulación.

A pesar de estas desventajas, la sincronización con punto lejano está cogiendo importancia como posible solución a los problemas de estabilidad de la PLL. Por ello, en este capítulo se analiza esta técnica y se proponen soluciones a los inconvenientes que esta presenta. En la [Sección 4.2](#) se describirá la técnica de sincronización con punto lejano de forma teórica, para después analizar su estabilidad y proponer soluciones a sus desventajas en la [Sección 4.3](#). Por último, se verificará el funcionamiento de la solución propuesta en conjunto con las modificaciones al lazo de corriente en la [Sección 4.4](#).

## 4.2. Sincronización con punto lejano

En los lazos de sincronización tradicionales, el inversor utiliza la PLL para establecer un marco de referencia para las corrientes de salida alineado con la tensión medida, que habitualmente es la de los condensadores del filtro de salida, tal y como se estudió en el [Capítulo 2](#). Una vez es capaz de sincronizarse con esa tensión, las referencias de potencia activa y reactiva se transforman en referencias de corriente, con dos componentes:

1. Una componente alineada con la tensión de salida del convertidor, asociada a la potencia activa.
2. Una componente en cuadratura con la tensión de salida del convertidor, asociada a la potencia reactiva.

Tal y como se ha visto en el [Capítulo 2](#), esta técnica no es válida para redes muy débiles, puesto que las corrientes inyectadas por el inversor tienen una gran influencia sobre la tensión de salida (tanto en su amplitud como en su ángulo). Esta influencia hace que los lazos de corriente y la PLL queden acoplados y surjan problemas de estabilidad. Estos problemas no aparecen en redes con valores de SCR más elevados porque la influencia de la tensión de

red (que se considera totalmente estable) sobre la tensión de los condensadores del filtro de salida es mucho mayor que la de las corrientes inyectadas.

Para mitigar este efecto, una de las propuestas más prometedoras es la de sincronizarse con una tensión virtual de un punto alejado del convertidor y, por lo tanto, mucho menos afectada por las corrientes inyectadas. Para ello, se utiliza una impedancia virtual, un elemento de control cuya utilización ha adquirido gran protagonismo dentro del control de inversores durante los últimos años. Estas impedancias se han utilizado con diferentes propósitos, como amortiguar la respuesta del sistema [WAN15a, HE15b], asegurar un correcto reparto de cargas entre inversores en paralelo [HE15a, TAO15], compensar desequilibrios en la tensión [LIU13, SAV13, HAN16], reducir los armónicos de la tensión o de la corriente [ARR17b, ZHO14a, MIC14, SAV12], o desacoplar los controles de potencia activa y reactiva [HE11, LI09]. Utilizando esta impedancia virtual y la medida de corriente, se calcula una caída de tensión virtual a través de la impedancia, que se resta a la tensión medida en los condensadores. La tensión resultante será una tensión virtual de un punto alejado del inversor, y la PLL se sincronizará con esa tensión calculada.

La Figura 4.1 muestra el esquema tradicional y lo compara con la sincronización en punto lejano (RP-PLL, por sus siglas en inglés, *Remote Point PLL*). La PLL tradicional se sincroniza con la tensión en el condensador  $V_c$ , mientras que la PLL sincronizada con un punto lejano se sincroniza con una tensión virtual  $V_{sync}$ , que puede calcularse a partir de la impedancia virtual  $Z_v$  y la corriente inyectada  $I_g$  como:

$$V_{sync} = V_c - I_g \cdot Z_v \quad (4.1)$$

donde:

$$Z_v = x \cdot Z_{Lg} \quad (4.2)$$

El parámetro  $x$  representa la proporción de impedancia de red que se incluye en la impedancia virtual. Se puede comprobar que, en función del valor de impedancia virtual escogido, el punto virtual para sincronizarse estará en un punto más o menos cercano a la tensión de red ideal, cuya tensión es mucho más estable. La Figura 4.2 muestra el diagrama de bloques de la PLL con impedancia virtual para sincronizarse con un punto lejano. Se utiliza la medida de la corriente de red  $i_{g,f}$ , obtenida a partir del filtro equivalente  $HI_G$  calculado en la Ecuación 3.13, y se multiplica por la impedancia virtual  $Z_v$  para calcular la caída de tensión virtual  $v_v$ . La Figura 4.3 muestra el diagrama fasorial del convertidor operando en una red con  $SCR = 1$ , inyectando su potencia nominal con la corriente alineada con la tensión  $V_c$ , y utilizando una impedancia virtual puramente inductiva y de valor un 50 % de la reactancia de

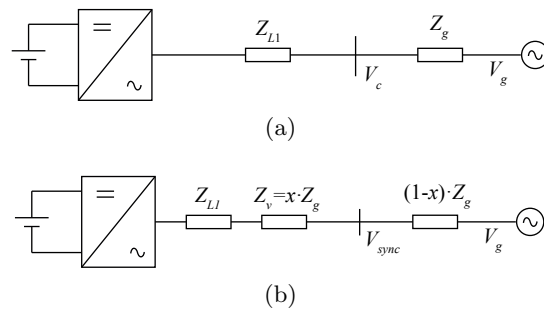


Figura 4.1: Diagrama unifilar del inversor. a) Esquema tradicional con sincronización basada en  $V_c$ . b) Esquema de sincronización de punto lejano, alineándose con la tensión virtual  $V_{sync}$ .

red. Se puede comprobar que la tensión de punto lejano  $V_{sync}$  se corresponde con la tensión de un punto intermedio entre el convertidor y la red ideal.

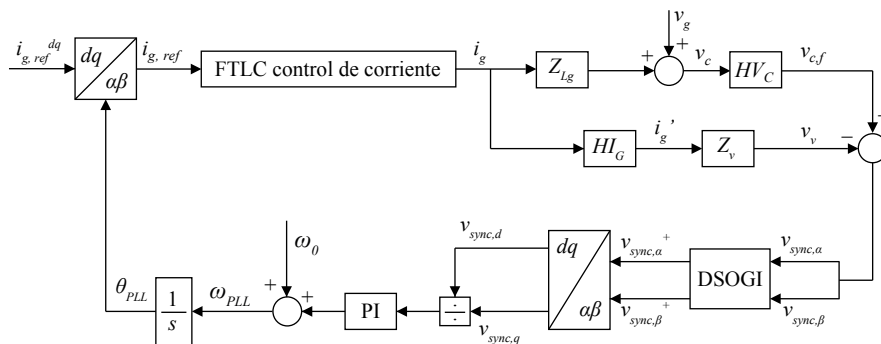


Figura 4.2: Diagrama de bloques de la PLL con sincronización con una tensión virtual.

Si la impedancia virtual es igual a toda la impedancia de la red, la tensión virtual será exactamente igual a  $v_g$ , por lo que la PLL se estará sincronizando con una fuente de tensión ideal y se eliminarán los problemas encontrados para redes muy débiles. Sin embargo, al sincronizarse con este punto remoto las potencias se controlan en ese punto en lugar de a la salida del convertidor, lo que puede presentar diversos problemas, tal y como se ha visto en la [Sección 4.1](#).

A lo largo de este capítulo se analizará la estabilidad de la RP-PLL en aquellos casos en los que la impedancia virtual es diferente de la impedancia de red. Además, se propondrá una modificación a esta PLL para evitar los problemas derivados de sincronizarse en un punto lejano, manteniendo sus ventajas a nivel de estabilidad.

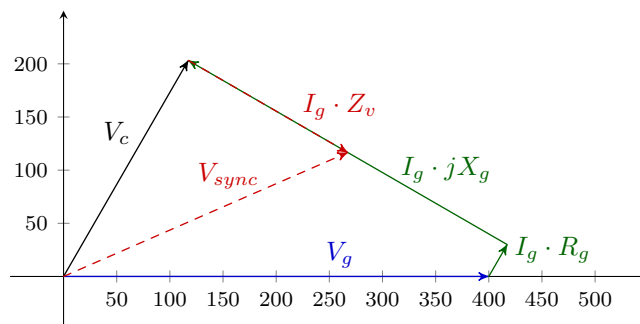


Figura 4.3: Diagrama fasorial del convertidor funcionando a potencia nominal en una red con  $SCR = 1$ , en el que se muestra la tensión en el punto lejano utilizando una impedancia virtual puramente inductiva y de valor  $0,5 \cdot X_g$ .

### 4.3. Análisis de estabilidad y propuestas de mejora para la sincronización con punto lejano

En la [Sección 4.2](#) se ha descrito el concepto de PLL sincronizada con un punto lejano. Se ha visto que, a pesar de que tal y como sugieren diferentes autores mejora la estabilidad del lazo, esta tiene una serie de inconvenientes asociados con el hecho de alinear las corrientes con una tensión diferente a la de los condensadores del filtro de salida.

En [\[SUU16\]](#) se analiza la estabilidad de la RP-PLL en función de cuánta impedancia de red se compense. Sin embargo, no se analiza qué efectos puede tener una sobrecompensación de la impedancia de red. Este fenómeno puede darse en casos en los que el SCR cambie mucho si se conecta o desconecta una línea, algo que ocurre con mucha asiduidad en redes débiles. En este tipo de redes, si se abre una línea para despejar una falta, o porque el sistema está trabajando en un bajo nivel de carga, el valor de impedancia de red visto por el inversor puede variar en un rango muy amplio (llegando a multiplicarse por valores cercanos a tres). Si la impedancia virtual ha sido diseñada para asegurar la estabilidad en las peores condiciones desde el punto de vista de la impedancia de red, cuando el sistema opere en condiciones favorables puede ocurrir que la impedancia compensada sea mayor que la impedancia real, y la RP-PLL se sincronice con un punto que se encuentra más allá de la fuente de tensión ideal que representa la red.

A lo largo de esta sección, se analizará la estabilidad de la RP-PLL en diferentes condiciones de compensación y se introducirán mejoras para asegurar que la potencia inyectada se controla a la salida del inversor.



### 4.3.1. Análisis de estabilidad de la RP-PLL

Para analizar la estabilidad del lazo de control incluyendo la unidad de sincronización se utiliza el modelo de pequeña señal descrito en el [Capítulo 2](#), modificándolo para incluir la impedancia virtual y el lazo de corriente del lado red. La [Figura 4.4](#) muestra el diagrama de bloques del modelo incluyendo la impedancia virtual para alimentar a la PLL con la tensión del punto lejano  $v_{sync}$ .

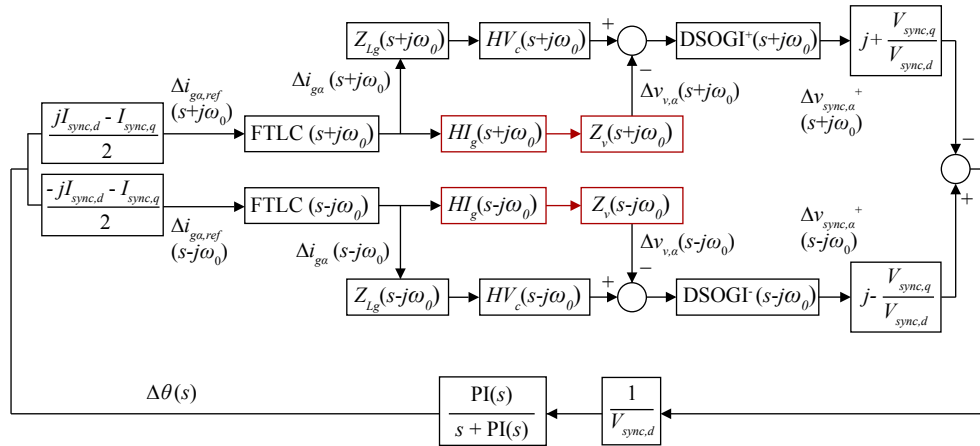


Figura 4.4: Diagrama de bloques del modelo en pequeña señal de la RP-PLL

Debido al carácter inductivo de la impedancia de red, habitualmente se modela la impedancia virtual como una inductancia, de tal forma que se compense la totalidad o al menos una parte de la inductancia de red. El hecho de utilizar una bobina como impedancia virtual implica añadir un término derivativo que puede ocasionar problemas cuando la medida de corriente contiene algo de ruido. Para evitar esto, se utiliza un filtro paso bajo en serie con la impedancia inductiva, de tal forma que:

$$Z_v(s) = \frac{L_v \cdot s}{\tau_v s + 1} \quad (4.3)$$

donde  $L_v$  representa la inductancia virtual y  $\tau_v$  es la constante de tiempo del filtro paso bajo utilizado para eliminar el ruido.

Para estudiar la estabilidad de la RP-PLL y, teniendo en cuenta la frecuencia de conmutación del inversor utilizado, se utilizará un filtro sintonizado a 1 kHz en la impedancia virtual, lo que equivale a una constante de tiempo de 79  $\mu$ s. Además, y para poder comparar los márgenes de estabilidad de la RP-PLL y la PLL original, es necesario ajustar el punto de operación

previo a la perturbación de ángulo de la PLL, para asegurar que el inversor está funcionando en las mismas condiciones en ambos casos. Tal y como puede verse en la Figura 4.4, es necesario conocer los valores de  $V_{sync,d}$  y  $V_{sync,q}$  previos a la perturbación. Además, dado que la RP-PLL alinea sus ejes con la tensión del punto lejano, es necesario calcular las referencias  $I_{sync,d}$  e  $I_{sync,q}$  que hacen que la corriente inyectada por el inversor sea la misma que la original. Para calcular estos valores, es necesario proyectar estas variables desde el sistema de referencia alineado con  $V_c$  al alineado con la tensión del punto lejano  $V_{sync}$ . La Figura 4.5 muestra el diagrama fasorial que representa tanto la tensión del punto lejano como la del condensador del filtro de salida del inversor, y cómo están relacionadas a partir de la corriente inyectada y la impedancia virtual. En este caso, se plantea para una impedancia virtual genérica con parte inductiva  $X_v$  y parte resistiva  $R_v$ . A partir de este diagrama, se puede calcular el ángulo  $\theta_v$  para proyectar las variables anteriormente citadas como:

$$\theta_v = \text{atan} \left( \frac{I_{gd,ref} \cdot X_v + I_{gq,ref} \cdot R_v}{V_c + I_{gq,ref} \cdot X_v - I_{gd,ref} \cdot R_v} \right) \quad (4.4)$$

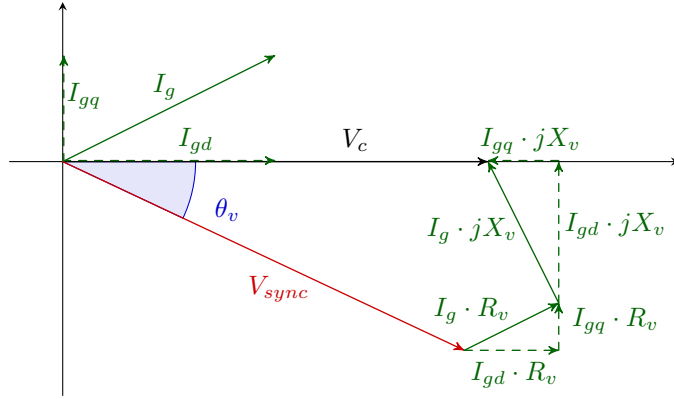


Figura 4.5: Diagrama fasorial que muestra la relación entre la tensión del punto lejano y la tensión de salida en función de una corriente y una impedancia genéricas.

Teniendo en cuenta que la RP-PLL alineará el eje  $d$  con la tensión  $V_{sync}$ , y por tanto  $V_{sync,q} = 0$ , se calcula la componente  $V_{sync,d}$  como:

$$V_{sync,d} = \frac{V_c + I_{gq,ref} \cdot X_v - I_{gd,ref} \cdot R_v}{\cos(\theta_v)} \quad (4.5)$$

Por otro lado, las referencias de corriente se pueden proyectar a partir de la expresión:

$$I_{sync,d} = I_{gd,ref} \cdot \cos(\theta_v) - I_{gq,ref} \cdot \sin(\theta_v) \quad (4.6)$$

$$I_{sync,q} = I_{gd,ref} \cdot \sin(\theta_v) + I_{gq,ref} \cdot \cos(\theta_v) \quad (4.7)$$

La Figura 4.6 muestra el diagrama de Nyquist del modelo descrito en la Figura 4.4, utilizando una impedancia tal que  $L_v = L_g$ , lo que equivale a compensar siempre el 100 % de la impedancia de red. En ella, se muestra a la derecha el sistema que utiliza la RP-PLL, funcionando en las condiciones nominales descritas anteriormente en la Tabla 2.7, y a la izquierda el mismo sistema utilizando la PLL original.

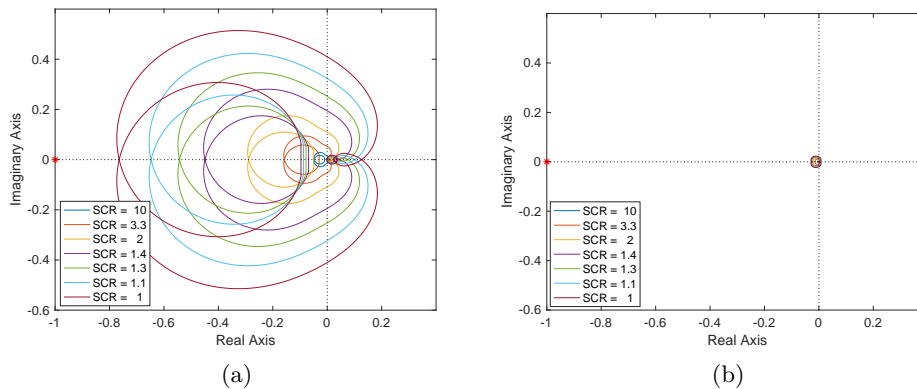


Figura 4.6: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL con el inversor operando con corriente nominal y factor de potencia unitario. a) PLL original. b) RP-PLL con impedancia virtual igual al 100 % de la impedancia de red.

Se puede comprobar que los márgenes de estabilidad aumentan considerablemente respecto al sistema original, siendo similares a los que se pueden obtener con la PLL original en una red de muy baja impedancia. De hecho, para garantizar un margen de estabilidad suficiente no es necesario compensar la totalidad de la impedancia de red, tal y como puede verse en la Figura 4.7, en la que se muestra el diagrama de Nyquist resultante cuando la impedancia virtual se reduce a un 50 % de la impedancia de red.

Los casos anteriores presuponen que la impedancia compensada es un porcentaje fijo de la impedancia de red. Sin embargo, la impedancia de la red es muchas veces desconocida y además puede variar en el tiempo, ya que la configuración de la red puede verse modificada debido a alguna falta, a operaciones de mantenimiento o situaciones en las que el sistema trabaja con poca carga. Esto puede dar lugar a dos posibles situaciones:

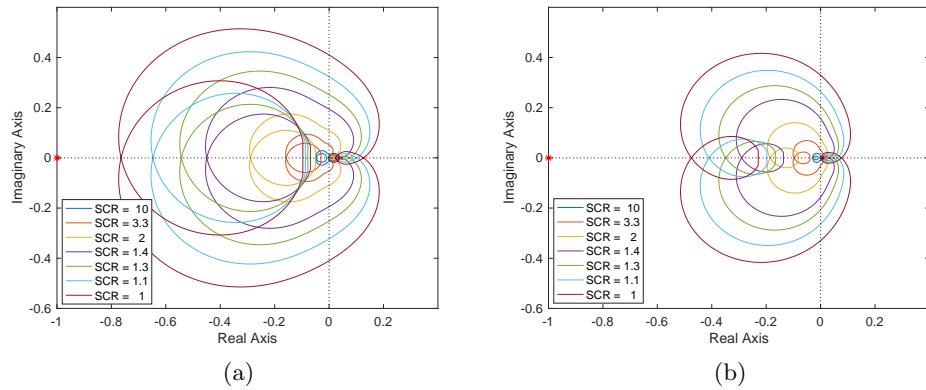


Figura 4.7: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL con el inversor operando con corriente nominal y factor de potencia unitario. a) PLL original. b) RP-PLL con impedancia virtual igual al 50% de la impedancia de red.

1. *Compensación insuficiente.* En el caso en el que se diseñe la impedancia virtual para compensar la impedancia de red equivalente al caso de operación normal, en situaciones de bajo SCR debidas a cambios de configuración en la red puede que la impedancia virtual no sea suficiente para garantizar la estabilidad en cualquier punto de operación.
2. *Sobrecompensación.* Si se diseña la impedancia virtual teniendo en cuenta el caso de menor SCR, cuando la red opere en condiciones normales la impedancia virtual será mayor que la impedancia de red. Esto implica que la tensión  $v_{sync}$  ya no será la de un punto lejano entre la red y el inversor, sino que se corresponderá con un punto más allá de la red, tal y como puede verse en la [Figura 4.8](#).

Los análisis de estabilidad de la RP-PLL tradicionales únicamente tienen en cuenta los casos en los que se compensa una parte de la impedancia. Esto es válido para redes fuertes en las que la impedancia de red no sufre cambios tan grandes ante cambios de configuración. Sin embargo, en redes muy débiles, cualquier variación en la red puede hacer que la impedancia se triplique, por lo que estas situaciones de sobrecompensación como la mostrada en la [Figura 4.8](#) pueden ser más habituales. En esta situación en la que se compensa más impedancia que la que presenta el sistema, el punto en el que se sincroniza el inversor deja de ser equivalente a un punto real de la red y su comportamiento es menos predecible. Es necesario por tanto analizar la estabilidad del sistema en sobrecompensación e identificar posibles puntos de operación problemáticos

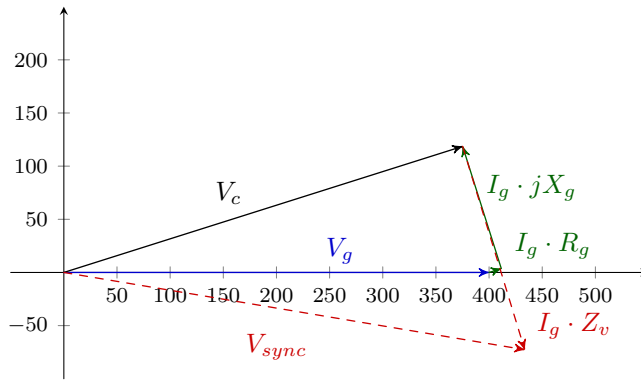


Figura 4.8: Diagrama fasorial del convertidor funcionando a potencia nominal en una red con  $SCR = 3$ , en el que se muestra la tensión en el punto lejano utilizando una impedancia virtual puramente inductiva y de valor  $Z_v = 0,5$  pu.

para garantizar su estabilidad en las peores condiciones de operación.

Para analizar este tipo de casos, se calcula la impedancia virtual necesaria para compensar el 50% de la impedancia de red para el caso  $SCR = 1$  y se hace el mismo barrido de valores de SCR que para la Figura 4.7 con el inversor funcionando en condiciones nominales. A diferencia del caso anterior, y teniendo en cuenta que el valor de SCR es desconocido en muchas ocasiones, este valor de impedancia de 0,5 pu se mantiene fijo para todos los escenarios de SCR. Los diagramas de Nyquist para este caso se muestran en la Figura 4.9 y se comparan con el sistema original.

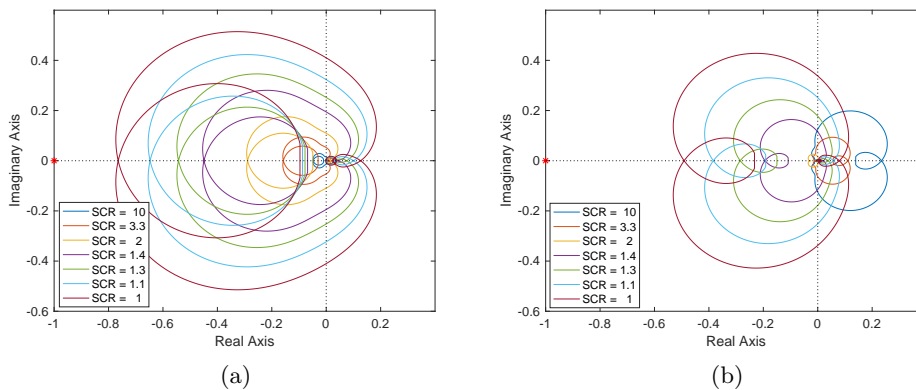


Figura 4.9: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL con el inversor operando con corriente nominal y factor de potencia unitario. a) PLL original. b) RP-PLL con impedancia virtual de 0,5 pu.

Se comprueba que, para todos los casos con SCR menor que 2, la impedancia se compensa parcialmente y los márgenes de estabilidad aumentan. Para valores de SCR cercanos a dos, la impedancia se compensa prácticamente al 100 % y por lo tanto se obtienen resultados equivalentes a los de una red ideal. Sin embargo, para valores de SCR mayores que dos, el sistema entra en sobrecompensación y su diagrama de Nyquist cambia por completo. Este cambio se debe a que uno de los ceros de la planta pasa al semiplano derecho, convirtiendo el lazo de control en un sistema de fase no mínima. Aún así, el sistema es perfectamente estable (incluso con un margen de ganancia mayor) y su única diferencia con respecto al no sobrecompensado es el signo de su respuesta inicial.

Los resultados anteriores muestran que la RP-PLL mejora los márgenes de estabilidad del lazo de control incluso en situaciones de sobrecompensación. Sin embargo, esta sigue presentando la desventaja de no controlar la potencia activa y la potencia reactiva a la salida del inversor, sino en el punto lejano con el cuál se sincroniza la RP-PLL. Con el fin de solventar estos problemas y aprovechar todo el potencial de este lazo de sincronización en términos de estabilidad, se planteará una modificación a la RP-PLL que permita cumplir un doble objetivo:

1. Asegurar un funcionamiento estable en redes muy débiles mediante la utilización de un punto lejano menos influenciado por la impedancia de la red.
2. Mantener al inversor sincronizado con su tensión de salida para poder controlar la potencia activa y reactiva en sus terminales.

#### 4.3.2. Compensación de fase de la tensión virtual

Como se ha visto anteriormente, la sincronización con un punto lejano mejora las capacidades de la unidad de sincronización del inversor y amplía su rango de funcionamiento estable. Sin embargo, una de las principales desventajas de esta técnica es que traslada los controles de potencia activa y reactiva a dicho punto lejano, lo cual hace que no se controlen directamente las potencias de salida del inversor.

Para ello, en este trabajo se propone una compensación de fase a la salida de la RP-PLL que permita al inversor alinearse con la tensión en el condensador a pesar de que la PLL se sincronice con un punto lejano. Esta estrategia permite mantener los beneficios derivados del sincronismo con punto lejano a nivel de estabilidad pero consiguiendo al mismo tiempo controlar las potencias inyectadas a la salida del inversor.

Dado que se conoce el valor de la corriente inyectada y la impedancia virtual utilizada, se puede estimar el ángulo a compensar partir de estos valores, tal y como se ha hecho al analizar la estabilidad de la RP-PLL. Este ángulo puede sumarse a la salida de la PLL para reorientar los ejes antes de realizar las transformadas al sistema de referencia  $\alpha\beta$ . A partir del diagrama de la [Figura 4.5](#) se puede calcular el ángulo virtual a compensar  $\theta_v$  en función de las corrientes y de la tensión del punto lejano como:

$$\theta_v = \text{asin} \left( \frac{X_v \cdot I_{gd} + R_v \cdot I_{gq}}{|V_{sync}|} \right) \quad (4.8)$$

Si en esta expresión se introdujeran las corrientes inyectadas por el convertidor, se volverían a observar interacciones entre la corriente inyectada y el ángulo de salida de la PLL, por lo que volverían a surgir problemas de estabilidad. Para evitarlo, se utilizan las corrientes de referencia en lugar de las medidas, ya que éstas presentan las siguientes ventajas:

- Si las consignas de corriente dependen de un lazo de potencia, éste estará asociado a un control de planta con una dinámica muy lenta en comparación con la velocidad del lazo de control de corriente, por lo que su influencia será mínima.
- Si se asume que el control de corriente va a ser capaz de alcanzar las consignas, el ángulo de compensación tenderá a sincronizar la PLL con mayor rapidez puesto que se calcula con el valor final de las corrientes.

Para incluir la compensación de ángulo en el modelo de PLL para el análisis de estabilidad, es necesario conocer cómo calcular la variación de  $\theta_v$  en torno a un punto de trabajo,  $\Delta\theta_v$ , en función de la tensión  $v_{sync}$ . Dado que la PLL tiende a alinear  $v_{sync}$  con el eje  $d$ , se sustituye el módulo de la tensión en la [Ecuación 4.8](#) por la componente  $V_{sync,d}$  y los valores de corriente por su referencia, obteniendo la expresión:

$$\Delta\theta_v = \frac{\partial}{\partial v_{sync,d}} \left( \text{asin} \left( \frac{X_v \cdot I_{gd,ref} + R_v \cdot I_{gq,ref}}{V_{sync,d}} \right) \right) \cdot \Delta v_{sync,d} \quad (4.9)$$

Calculando la derivada de la función arcoseno se obtiene la variación del ángulo a compensar en función de variaciones en la tensión como:

$$\begin{aligned} \Delta\theta_v &= - \frac{X_v \cdot I_{gd,ref} + R_v \cdot I_{gq,ref}}{\sqrt{V_{sync,d}^2 - (X_v \cdot I_{gd,ref} + R_v \cdot I_{gq,ref})^2}} \cdot \frac{1}{V_{sync,d}} \cdot \Delta v_{sync,d} \\ &= K_{\theta_v} \cdot \Delta v_{sync,d} \end{aligned} \quad (4.10)$$

donde  $K_{\theta_v}$  es la constante de compensación virtual, que se calcula a partir de las referencias de corriente y la tensión en régimen permanente y de la impedancia virtual.

Con el objetivo de mejorar la estabilidad del lazo de control se filtra el ángulo de compensación, de tal forma que se eviten rápidas variaciones transitorias que puedan afectar al funcionamiento de la PLL. Para ello, se utiliza un filtro paso bajo  $HC(s)$  sintonizado a la misma frecuencia que la PLL, evitando así que ralentice su sincronización.

En la [Ecuación 2.60](#) se mostraba la expresión para calcular las variaciones de tensión en el eje  $d$  a partir de las componentes de la perturbación en el eje  $\alpha$ . Utilizando esa esa expresión, se puede calcular la variación del ángulo de compensación filtrado,  $\Delta\theta_{v,f}$ , en función de las variaciones de tensión en el eje  $\alpha$ , como:

$$\Delta\theta_{v,f}(s) = K_{\theta_v} \cdot HC(s) \cdot (\Delta v_{sync,\alpha}(s - j\omega_0) + \Delta v_{sync,\alpha}(s + j\omega_0)) \quad (4.11)$$

Añadiendo este término al diagrama de bloques de la RP-PLL de la [Figura 4.4](#) se obtiene el diagrama mostrado en la [Figura 4.10](#), en el que se puede ver la PLL con sincronización en punto lejano y compensación de fase para reorientar los ejes de las transformadas. En este caso, no es necesario proyectar las referencias de corriente ya que éstas se transforman a los ejes  $dq$  alineados con la tensión en el condensador, a diferencia de lo que ocurría con la RP-PLL sin compensación de fase en la que se alineaban con la tensión del punto lejano.

Para analizar los márgenes de estabilidad del lazo de control propuesto, se compara su diagrama de Nyquist con el de la RP-PLL sin compensar el ángulo. Igual que en el caso anterior, se utiliza una impedancia virtual de valor 0,5 pu y puramente inductiva, y se hace un barrido de SCR para comprobar su funcionamiento. La [Figura 4.11](#) muestra la comparativa entre ambos sistemas para el inversor funcionando con factor de potencia unitario, entregando su potencia nominal y con una tensión en el condensador  $V_c = 400$  V. Se puede comprobar que los márgenes de estabilidad son prácticamente iguales a los que se obtenían con la RP-PLL sin compensar, e incluso aumentan ligeramente. Así, se logran mantener las ventajas de la RP-PLL desde el punto de vista de la estabilidad y además se controlan las potencias inyectadas a la salida del inversor.

Una vez comprobado que la RP-PLL con compensación de fase mantiene los márgenes de estabilidad de la RP-PLL sin compensación, se analiza la influencia de los diferentes parámetros en la estabilidad del lazo de control, con el inversor trabajando en las mismas condiciones que en el análisis llevado



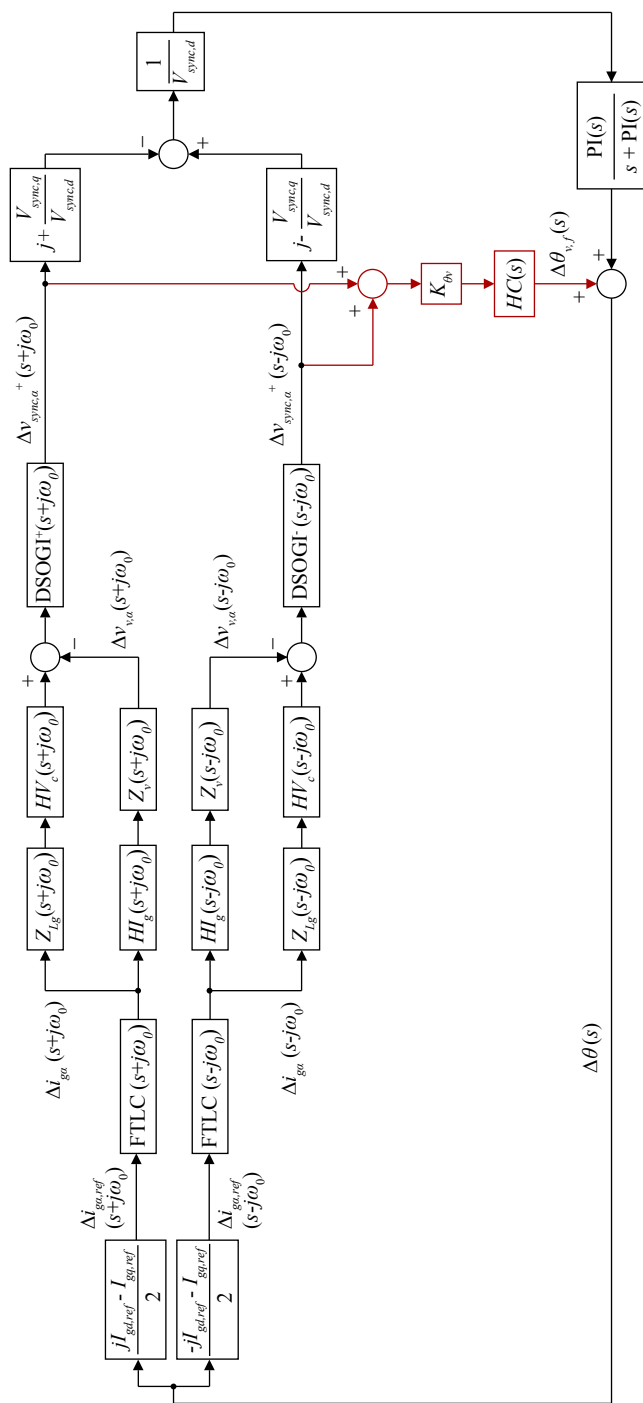


Figura 4.10: Diagrama de bloques de la RP-PLL con compensación de ángulo basada en las referencias de corriente.

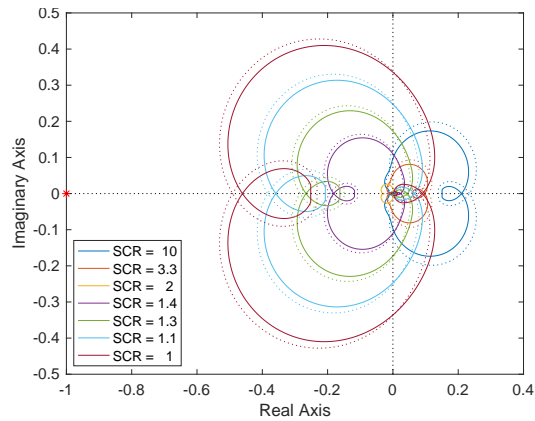


Figura 4.11: Diagrama de Nyquist del sistema completo en funcionamiento nominal incluyendo la RP-PLL con una impedancia igual a 0,5 pu comparando el sistema con (línea sólida) y sin (línea discontinua) compensación de fase.

a cabo en el [Capítulo 2](#). Como puede verse en la [Figura 4.12](#), funcionar a tensión reducida también afecta negativamente al funcionamiento de la PLL. Sin embargo, gracias a los márgenes de estabilidad de la RP-PLL con compensación de fase, ésta mantiene un margen de ganancia suficiente incluso en condiciones de tensión reducida.

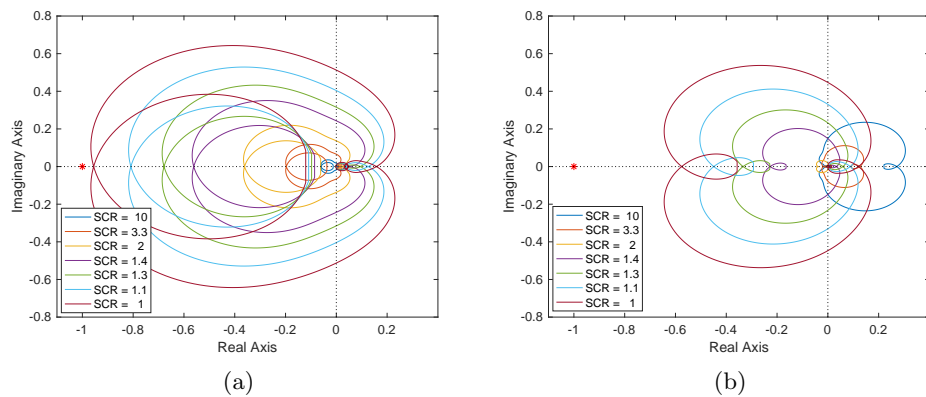


Figura 4.12: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL con una tensión a la salida del inversor del 80%. a) PLL original. b) RP-PLL con compensación de fase.

A continuación se analiza la influencia de la corriente reactiva en la estabilidad de la RP-PLL con compensación de fase. Para ello, se analiza el inversor funcionando a corriente nominal y con factor de potencia igual a 0,8.

La Figura 4.13 muestra la comparativa entre los diagramas de Nyquist para la PLL original y la RP-PLL con compensación de fase cuando el inversor opera con factor de potencia en retraso. Se puede observar que, a pesar de que la ganancia del lazo disminuye para la mayoría de frecuencias, el margen de ganancia para el sistema con RP-PLL y compensación de fase no aumenta tanto en este caso como en los anteriores. Esto es debido a que, a pesar de que en ambos casos la generación de potencia reactiva mejora los márgenes de estabilidad respecto al caso de factor de potencia unitario, la tensión  $V_{sync}$  disminuye con respecto a la tensión de salida, tal y como se muestra en la Figura 4.14.

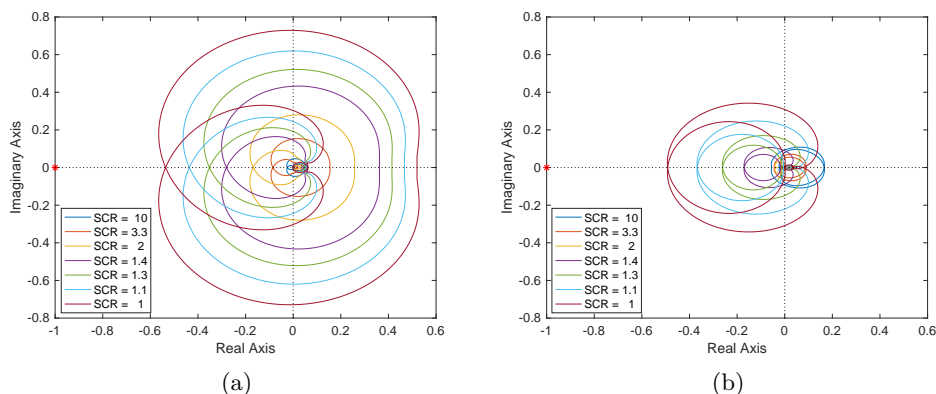


Figura 4.13: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL con el inversor operando con corriente nominal y factor de potencia de 0,8 en retraso. a) PLL original. b) RP-PLL con compensación de fase.

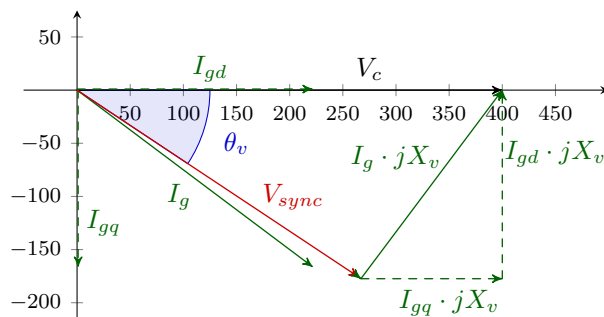


Figura 4.14: Diagrama fasorial que muestra la relación entre la tensión del punto lejano y la tensión de salida con el inversor funcionando con factor de potencia en retraso.

El hecho de que la tensión  $V_{sync}$  sea menor que la tensión de salida hace que, a pesar de que el sistema se esté sincronizando con una tensión más estable al ver una impedancia de red menor, la PLL se alinea con una tensión de

valor reducido, lo cual afecta negativamente a la estabilidad. Todo lo contrario ocurre cuando el inversor funciona con factor de potencia en adelanto, tal y como puede verse en la [Figura 4.15](#). En este caso, la tensión del punto lejano aumenta con respecto a la tensión de salida del inversor y por lo tanto la diferencia de estabilidad entre la PLL original y la RP-PLL con compensación de fase es mucho mayor que para los casos de factor de potencia unitario o retrasado. Tanto es así, que en el caso mostrado la PLL original era inestable, mientras que el sistema con RP-PLL y compensación de fase muestra un amplio margen de estabilidad.

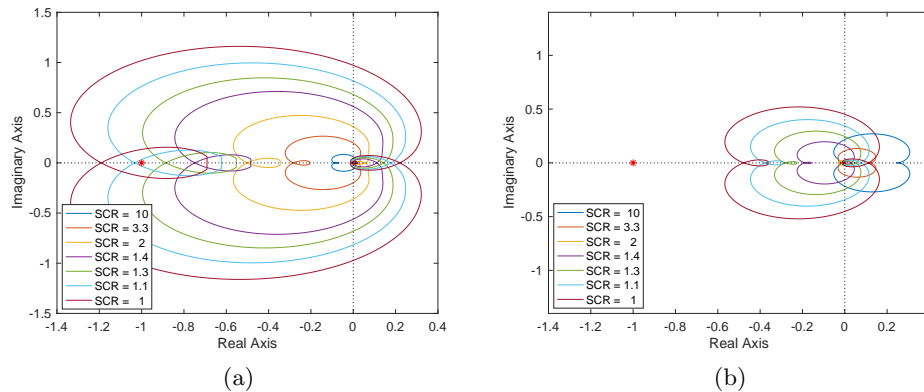


Figura 4.15: Diagrama de Nyquist de la función de transferencia en lazo abierto de respuesta a una perturbación en la salida de la PLL con el inversor operando con corriente nominal y factor de potencia de 0,8 en adelanto. a) PLL original. b) RP-PLL con compensación de fase.

#### 4.4. Resultados de simulación

Una vez analizada la estabilidad de la RP-PLL con compensación de fase, se verifica su funcionamiento simulando el inversor conectado a red con la unidad de sincronización propuesta en la [Sección 4.3](#) y controlando la corriente del lado red tal y como se propuso en el [Capítulo 3](#).

Al igual que en capítulos anteriores, la validación se lleva a cabo mediante simulación en PSIM, utilizando una impedancia virtual en la RP-PLL de 0,5 pu. El primer objetivo es analizar su funcionamiento en condiciones nominales para los dos valores extremos de SCR. La [Figura 4.16](#) muestra el resultado de aplicar una rampa de corriente activa de 0 al 100% para el inversor funcionando en una red con  $SCR = 1$  y en una red con  $SCR = 15$ . Se comprueba que, en ambos casos, el sistema es estable y capaz de alcanzar

el punto de operación, al contrario de lo que ocurría con el sistema utilizando la PLL original, como se mostró en el [Capítulo 2](#). En el caso de red fuerte, el sistema original también era capaz de funcionar en condiciones nominales, pero la caída de tensión que se producía al inyectar corriente en redes muy débiles hacía que el sistema se volviera oscilante. En este caso, el inversor es capaz de operar pese a que la tensión cae prácticamente al 50 % al inyectar potencia en la red con  $SCR = 1$ .

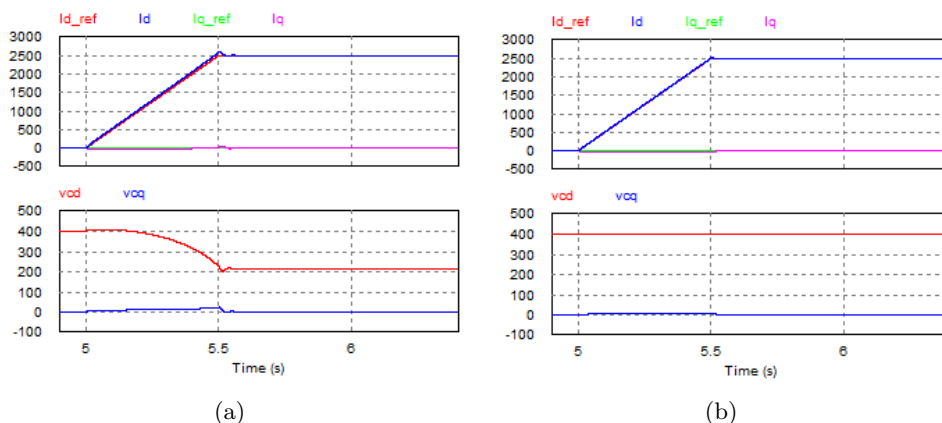


Figura 4.16: Respuesta del inversor ante una subida de 0 al 100 % de corriente activa con factor de potencia unitario y utilizando la RP-PLL. a)  $SCR = 1$ . b)  $SCR = 15$ .

En segundo lugar, se valida el comportamiento del inversor con RP-PLL y compensación de fase operando en diferentes puntos de trabajo en redes muy débiles, y funcionando a corriente nominal y con factor de potencia igual a 0,8, tanto inductivo como capacitivo. Para validar los resultados en las mismas condiciones, y evitar el diferente efecto de la potencia reactiva en la tensión de salida para diferentes valores de  $SCR$ , se controla la tensión de red para mantener la tensión a la salida del inversor en su valor nominal. Los resultados se muestran en la [Figura 4.17](#), donde se puede comprobar que el sistema es capaz de funcionar en ambos puntos de operación para el caso de red muy débil.

Tal y como se vio durante el análisis teórico de la DSOGI PLL realizado en el [Capítulo 2](#) y el de la RP-PLL desarrollado a lo largo de este capítulo, la tensión de salida del inversor es, junto con la impedancia de red, el parámetro que más influencia tiene sobre la estabilidad del sistema. Para comprobar lo robusta que es la RP-PLL con compensación de fase ante un transitorio en la tensión de salida, se simula su comportamiento ante una falta trifásica de gran profundidad. Para ello, una vez el inversor ha alcanzado su régimen

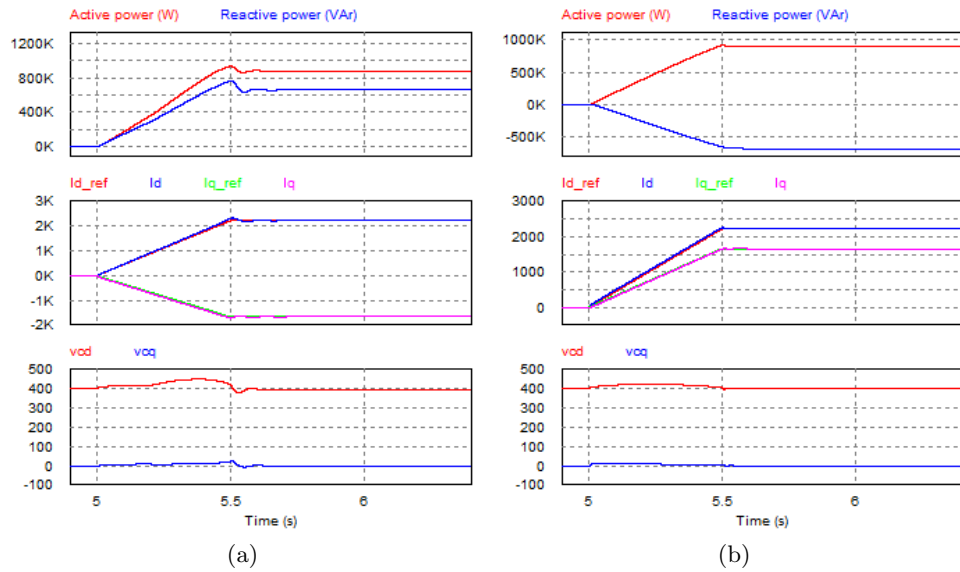


Figura 4.17: Resultados de simulación del inversor con RP-PLL y compensación de fase en una red con  $SCR = 1$  y factor de potencia 0,8. a) Factor de potencia capacitivo. b) Factor de potencia inductivo.

permanente, se aplica una falta de baja impedancia en el punto de conexión en  $t = 6$  s y se mantiene durante 200 ms. El resultado de esta simulación, mostrado en la [Figura 4.18](#), prueba el buen comportamiento del lazo tanto en condiciones de red débil como en redes fuertes.

Así, se comprueba que el sistema no solamente es estable tanto en condiciones normales como durante la falta, sino que además es capaz de mantenerse sincronizado incluso a bajas tensiones, demostrando la precisión de la compensación de fase a pesar de realizarse utilizando las corrientes de referencia. Además, el sistema es capaz de resincronizarse en 50 ms durante el hueco y de recuperar el sistema en menos de 100 ms tras despejar la falta soportando los bruscos transitorios que se dan en la red, especialmente en el caso de red fuerte, en el que la baja impedancia del sistema hace que los transitorios de tensión y corriente sean más rápidos pero de mayor amplitud.

## 4.5. Conclusiones

A lo largo de este capítulo se ha analizado el concepto de PLL con sincronismo en punto lejano como método para incrementar la estabilidad

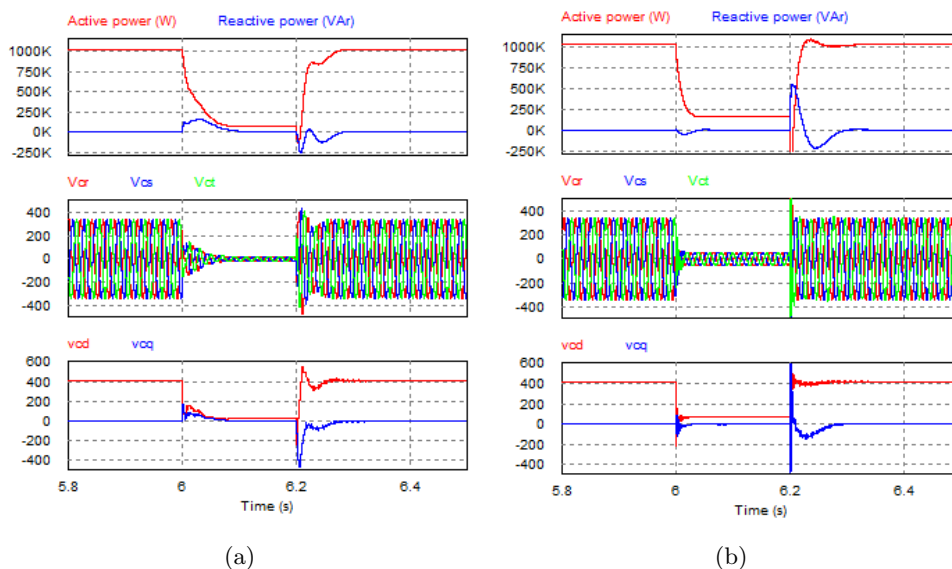


Figura 4.18: Respuesta transitoria del inversor con RP-PLL y compensación de fase ante una falta trifásica de baja impedancia. a) Red muy débil con  $SCR = 1$ . b) Red fuerte con  $SCR = 15$ .

del lazo de control en condiciones de red débil. Se ha introducido el modelo de esta PLL en el modelo conjunto de PLL y lazo de control desarrollado en el [Capítulo 2](#) para analizar su comportamiento en función de la impedancia virtual escogida y la impedancia de red del sistema.

Se ha comprobado que la tensión virtual es más estable que la de salida del inversor y por lo tanto un punto más apropiado para sincronizarse incluso en los casos en los que la impedancia virtual elegida es mayor que la impedancia de red del sistema, en los que el punto lejano deja de ser un punto intermedio entre el inversor y la tensión de red ideal para convertirse en un punto ficticio más allá de la tensión de red.

La principal desventaja de este tipo de PLL es que, al cambiar el punto en el que se sincroniza la tensión, modifica el punto de la red en el que se controlan la potencia activa y la potencia reactiva. Por ello, se ha propuesto una modificación que permite compensar la fase existente entre la tensión de salida y la tensión del punto lejano a partir de las referencias de corriente y la impedancia virtual. Esta modificación permite reorientar los ejes y alinearlos con la tensión de salida, a pesar de que la PLL se esté sincronizando con la tensión del punto lejano, y volver a controlar las potencias inyectadas en los terminales del inversor.

Se ha analizado la estabilidad del lazo de control incluyendo la RP-PLL con compensación de fase, observando que los márgenes de estabilidad son muy similares a los de la RP-PLL sin compensación. Por último, se ha comprobado en simulación que el inversor funcionando con la unidad de sincronización propuesta es estable tanto en redes fuertes como débiles y también ante transitorios en la red, obteniendo de este modo un lazo de control capaz de funcionar en tipos de redes muy diferentes.



## Capítulo 5

# Emulación de máquina síncrona

### 5.1. Introducción

En los capítulos anteriores se han propuesto modificaciones a los actuales lazos de control para permitir su funcionamiento en redes muy débiles. Se ha comprobado que las propuestas realizadas funcionan de forma correcta en un amplio rango de valores de SCR.

Todas estas propuestas se basan en modificar el lazo de control de corriente o la PLL ya existentes, y por lo tanto mantienen la perspectiva de control utilizada habitualmente, en la que la PLL y el lazo de corriente son elementos separados de los controles de potencia externos. Sin embargo, en los últimos años han surgido otras propuestas basadas en cambiar por completo el concepto de control del inversor para emular el comportamiento de un generador síncrono tradicional.

Esto se debe a que, además de los problemas derivados de la conexión de plantas fotovoltaicas en redes muy débiles estudiados en el [Capítulo 2](#), existe otro problema asociado a la integración de inversores en la red. El desarrollo de la tecnología fotovoltaica y su progresiva implantación en el sistema eléctrico está sustituyendo poco a poco a los generadores tradicionales. El hecho de que ambos sistemas se comporten de forma totalmente diferente, tanto a nivel de comportamiento dinámico como de respuesta ante diferentes contingencias, supone un reto para la red eléctrica, que se ha desarrollado durante muchos años en base a los grandes generadores síncronos [[SHA15](#)].

Las principales preocupaciones en lo que respecta a la sustitución de

grandes generadores por de inversores fotovoltaicos están relacionadas con la calidad y controlabilidad de la potencia suministrada. En primer lugar, la sustitución de generadores tradicionales implica una reducción en la inercia total del sistema, cuyo papel en el amortiguamiento del sistema y en la estabilidad de la frecuencia es fundamental, por lo que la estabilidad oscilatoria de la red y las variaciones de frecuencia podrían verse afectadas de forma negativa [SHA13, QUI14]. Por ello, es necesario que los convertidores participen de la regulación de frecuencia [CRÄ14], algo que actualmente se consigue incluyendo algoritmos de variación de la consigna de potencia activa en función de la frecuencia del sistema, pero que el generador síncrono hace de forma natural. Además, si se conectan cargas no lineales en el sistema, los generadores síncronos son capaces de proporcionar la corriente armónica necesaria para minimizar la distorsión de la tensión, mientras que los convertidores se controlan para inyectar únicamente corriente a la frecuencia fundamental. De hecho, las normativas actuales limitan fuertemente la amplitud de los armónicos de corriente a inyectar. Si se desea minimizar la distorsión armónica de la tensión de red, será necesario participar del aporte de armónicos de corriente a medida que los generadores tradicionales son sustituidos.

Por otro lado, la respuesta ante huecos de tensión de ambas tecnologías también es completamente diferente. El comportamiento de los inversores se ha estudiado durante años y su respuesta ha mejorado incluyendo algoritmos para soportar huecos de tensión dentro de sus lazos de control [MAR11]. Sin embargo, aún es necesario un desarrollo mayor en aspectos como la capacidad de restablecer la tensión tras el despeje de la falta, su contribución en corriente durante el hueco y la coordinación del sistema de protecciones de la red [MAR09, KEL10, YAN10].

Por todos estos motivos, han surgido diversas técnicas de control basadas en replicar el comportamiento del generador síncrono (en su totalidad o en aspectos concretos) a través de los lazos del inversor de tal forma que, desde el punto de vista de la red, la respuesta dinámica de ambas tecnologías sea equivalente. Este tipo de control, conocido como Generador Síncrono Virtual (VSG por sus siglas en inglés), se desmarca de los lazos de control tradicionales. A lo largo de los últimos años, se han desarrollado multitud de proyectos basados en esta perspectiva de control [ARR16] y se han comparado con los controles *droop* tan habituales en microrredes eléctricas [DAR13].

El objetivo de este capítulo es presentar esta técnica de control y analizar su funcionamiento en redes débiles. A lo largo del mismo, se estudiarán las diferentes posibilidades de implementación de un VSG que existen en la actualidad, atendiendo a las características que emulan del generador. Además

se comprobará el comportamiento de una de las técnicas más utilizadas, el modelo simplificado descrito en la [Subsección 5.2.4](#), al implementarlo en un inversor conectado a una red muy débil, para estudiar sus ventajas e inconvenientes respecto a las técnicas actuales.

## 5.2. Clasificación de VSGs

Debido a la gran cantidad de propuestas diferentes que existen alrededor del concepto de VSG, en esta sección se van a agrupar atendiendo a las características que emula cada una de ellas con el objetivo de obtener un esquema general de esta técnica de control.

### 5.2.1. Modelo mecánico

Una de las mayores preocupaciones con respecto a la sustitución de generadores síncronos reside en la disminución de la inercia de la red eléctrica, que amortigua las desviaciones de frecuencia y las oscilaciones del sistema.

Para solucionar este problema, algunas propuestas de emulación de máquina síncrona incluyen la ecuación mecánica del generador en el modelo, añadiendo una inercia virtual al convertidor [[TL14](#), [VW09](#)]. El objetivo de este tipo de sistemas es modificar la consigna de potencia activa en función de las condiciones de la red, añadiendo inercia a la respuesta dinámica de esa consigna.

Este tipo de modelo asume que la red es puramente inductiva, con impedancia  $X_g$ . A su vez, el intercambio de potencia eléctrica,  $P_e$ , entre el inversor, que genera una tensión de amplitud  $E$  y fase  $\theta$ , y la red, que tiene una tensión de amplitud  $V_g$  y fase  $\theta_g$ , viene determinado por la expresión:

$$P_e = \frac{E \cdot V_g}{X_g} \sin(\theta - \theta_g) \quad (5.1)$$

La referencia de potencia del convertidor se calcula a partir de la expresión anterior y de la ecuación mecánica de un generador síncrono:

$$J \frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - K_{damp} \cdot (\omega - \omega_g) \quad (5.2)$$

donde  $J$  es la inercia de la máquina,  $T_m$  y  $T_e$  son el par mecánico y el par electromagnético, respectivamente,  $\omega$  y  $\omega_g$  representan la frecuencia del generador y de la red, y el término  $K_{damp}$  es la constante de amortiguamiento

que representa el comportamiento de los devanados amortiguadores en su rango de funcionamiento lineal. Los devanados amortiguadores de un generador síncrono funcionan como una máquina asíncrona de jaula de ardilla, proporcionando la curva de par de la [Figura 5.1](#). Los devanados amortiguadores proporcionan par electromagnético nulo cuando la máquina gira, en magnitudes eléctricas, a la frecuencia de red y un par que tiende a devolver a la máquina a la frecuencia de red si la frecuencia de giro ha variado. El término  $K_{damp}$  representa el comportamiento de estos devanados en los puntos cercanos a  $\omega_g$ , donde la curva puede considerarse lineal.

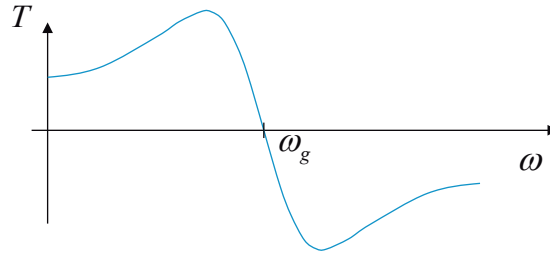


Figura 5.1: Curva de par de una máquina asíncrona.

La [Ecuación 5.2](#) puede reescribirse utilizando los valores de potencia mecánica  $P_m$  y potencia eléctrica  $P_e$ , utilizando la frecuencia nominal del sistema  $\omega_0$ , obteniendo la expresión:

$$J\omega_0 \frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e - K_{damp} \cdot \omega_0 \cdot (\omega - \omega_g) \quad (5.3)$$

En un VSG, la consigna de potencia activa del inversor,  $P_{cmd}$ , es tratada como la potencia mecánica de un generador síncrono y es modificada utilizando la [Ecuación 5.1](#) y la [Ecuación 5.3](#) para calcular la potencia de referencia de potencia del inversor  $P_{ref}$  de acuerdo al modelo mecánico del inversor y al intercambio de potencias en una red inductiva descritos anteriormente. De esta forma, la potencia de referencia que se envía al inversor será aquella que un generador síncrono inyectaría en esas condiciones de funcionamiento. El diagrama de bloques equivalente para el cálculo de la referencia de potencia del inversor se muestra en la [Figura 5.2](#).

De esta forma, cuando se produzca una perturbación en la potencia inyectada a la red, el generador síncrono virtual se frena o acelera, modificando su frecuencia y por tanto su ángulo, y ajustando el intercambio de potencias con la red con la misma dinámica que un generador real. Este tipo de VSG no solo proporciona una respuesta inercial al inversor y ayuda a amortiguar las oscilaciones, sino que puede utilizarse para realizar una regulación primaria de

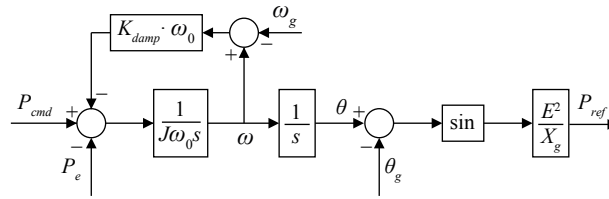


Figura 5.2: Diagrama de bloques del esquema de aporte de inercia del modelo mecánico de VSG.

forma natural sustituyendo la frecuencia de red  $\omega_g$  por la frecuencia nominal del sistema  $\omega_0$ . De esta forma, la consigna de potencia se verá modificada cada vez que la frecuencia del VSG se aleje de la nominal, igual que en los algoritmos de regulación de frecuencia que se utilizan habitualmente.

A pesar de que este esquema de VSG permite incluir una respuesta inercial en el inversor, no puede por sí solo ser una herramienta para mejorar su funcionamiento en redes débiles por dos motivos principalmente:

1. Necesita una PLL para estimar el ángulo de la tensión de red,  $\theta_g$ , y su frecuencia,  $\omega_g$ , para compararlas con los valores del VSG.
2. El resultado del algoritmo del VSG es una referencia de potencia activa para el inversor, que será traducida a una referencia de corriente y controlada con los lazos de control descritos en el [Capítulo 2](#).

Por lo tanto, este esquema de control presenta exactamente los mismos problemas de estabilidad que el inversor analizado en el [Capítulo 2](#) ya sigue siendo necesario el uso de una PLL para sincronizar el inversor con la red. Además, es necesario estimar la inductancia de red para poder ajustar correctamente la referencia de potencia del inversor.

### 5.2.2. Emulación de FEM

Con el fin de evitar la utilización de la PLL y de los lazos de control de corriente, existe un tipo de emulación de máquina síncrona basado en hacer funcionar al inversor como una fuente de tensión. En este caso el VSG genera una fuerza electromotriz (FEM) virtual en los terminales del inversor, controlando de forma independiente su amplitud,  $E$ , y su fase  $\theta$ . La fase se calcula a partir del lazo mecánico que se ha descrito en la [Subsección 5.2.1](#), mientras que la amplitud se calcula a partir de un lazo de control de tensión o de potencia reactiva [[SHI14](#)]. En otros casos, esta fuerza electromotriz virtual se calcula a partir de lazos de tensión y de corriente en cascada [[LU15](#), [GUA15](#)].

El esquema de control de este tipo de VSG se muestra en la [Figura 5.3](#), donde el lazo para el cálculo de la fase de la FEM es igual que en el modelo de emulación del comportamiento mecánico descrito en la [Subsección 5.2.1](#), mientras que la amplitud se calcula mediante un control de tensión comparando la tensión de referencia  $V_{ref}$  con la tensión en el condensador  $V_c$ . Una vez calculadas la amplitud y la fase de la FEM virtual, el inversor genera en sus terminales esta FEM en lazo abierto.

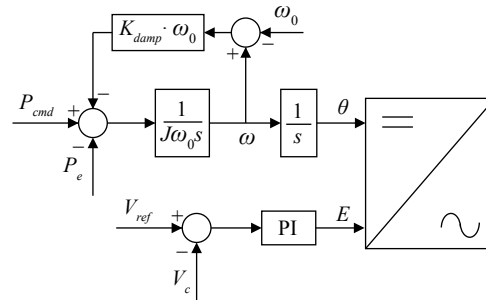


Figura 5.3: Diagrama de bloques del esquema de emulación de la FEM.

A pesar de que la emulación de la FEM puede implicar una mejora en la respuesta transitoria del inversor, también puede acarrear varias desventajas:

1. Pérdida de sincronismo durante huecos: la disminución de potencia eléctrica hará que la frecuencia del VSG crezca sin control y el inversor pueda perder el control de la fase de la FEM al despejar la falta si no se introducen características específicas para su funcionamiento en huecos [[KUN94](#)].
2. Transitorios de corriente no controlados: además de generar la FEM virtual en lazo abierto, este tipo de VSG utiliza la inductancia del filtro como reactancia síncrona. En el caso de un inversor, esta inductancia es del orden de 10 veces más pequeña que en un generador tradicional, por lo que existe un la posibilidad de tener sobrecorrientes durante transitorios.

Además, aunque la emulación de la FEM es un método simple para mejorar la estabilidad de la frecuencia del sistema, no incluye las características eléctricas de un generador real ni los transitorios electromagnéticos que existen en la interacción entre rotor y estátor. Por tanto, los problemas relativos al aporte de armónicos o corrientes desequilibradas, contribución durante faltas, y todos aquellos que no dependen del comportamiento mecánico del generador seguirán existiendo.

### 5.2.3. Modelo completo

El modelo completo del VSG incluye no solo las ecuaciones mecánicas del generador sino también todas sus ecuaciones eléctricas, que se pueden expresar tanto mediante un modelo trifásico [ZHO11] como a partir de un modelo en el sistema de referencia  $dq$  [HES09, DU11]. Con estos modelos se logra representar fielmente el efecto de los devanados amortiguadores y del flujo magnético del generador.

El efecto combinado de los flujos y los devanados amortiguadores, tal y como se explica en [KUN94], hace que la inductancia operacional del generador sea variable con la frecuencia. De esta forma, para la frecuencia fundamental la inductancia operacional es igual a la reactancia síncrona (habitualmente de gran valor, alrededor de 2 p.u.), mientras que conforme la frecuencia aumenta esta inductancia disminuye (llegando a valores cercanos a 0,25 p.u. para una frecuencia igual a dos veces la fundamental). Esto supone que las corrientes armónicas y desequilibradas tienen un efecto despreciable en el encadenamiento de flujos del generador, y por lo tanto la distorsión armónica de la tensión en presencia de cargas no lineales es mucho menor que en un inversor tradicional. Utilizando el modelo completo de VSG, se puede imitar este comportamiento y ofrecer una mejor respuesta ante este tipo de cargas, además de mantener los beneficios derivados de la inclusión del modelo mecánico.

A pesar de que representar todas las características del generador síncrono tiene sus ventajas, también introduce una serie de problemas potenciales para el control del inversor. En primer lugar, si se representa exactamente el comportamiento del generador, también se estarán replicando características no deseadas como:

- Riesgo de pérdida de sincronismo.
- Transitorios lentos al recuperar el punto de operación tras un hueco.
- Posibles oscilaciones de potencia.

Además, a pesar de que se reproduzcan los transitorios eléctricos del generador, las capacidades térmicas del inversor son mucho menores que las de la máquina síncrona, por lo que éste nunca será capaz de proporcionar las corrientes de cortocircuito que entregan los generadores síncronos, que son del orden de 7 veces la corriente nominal, y por lo tanto el sistema de protecciones de la red puede verse afectado igual que con los inversores actuales.

Este tipo de modelo puede utilizarse para generar la tensión en lazo abierto [ZHO11], pero también para generar una referencia de corriente [HES09] o de

tensión [DU11]. Esto implica que la complejidad de los lazos de control pueda acabar siendo mucho mayor.

#### 5.2.4. Modelo simplificado

Con el fin de evitar la complejidad del modelo completo y las desventajas de utilizar la inductancia del filtro de salida del inversor como reactancia síncrona, en algunos casos se plantea un modelo simplificado del circuito eléctrico del generador basado en una impedancia virtual de tipo RL serie, siendo  $R_v$  la parte resistiva y  $L_v$  la parte inductiva. Se genera una referencia de tensión  $v_{c,ref}$  a partir de la fuerza electromotriz  $e$  calculada en la [Subsección 5.2.2](#), como se muestra ecuación para el modelo trifásico, en la que  $i_L$  es la corriente de salida del inversor:

$$v_{c,ref} = e - i_L \cdot R_v - L_v \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (5.4)$$

En el caso de utilizar un modelo en  $dq$ , las ecuaciones son las siguientes, donde  $i_{Ld}$  e  $i_{Lq}$  son las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente de salida del inversor, y  $e_d$  y  $e_q$  las de la fuerza electromotriz:

$$\begin{aligned} v_{cd,ref} &= e_d - i_{Ld} \cdot R_v - L_v \cdot \frac{di_{Ld}}{dt} + \omega L_v i_{Lq} \\ v_{cq,ref} &= e_q - i_{Lq} \cdot R_v - L_v \cdot \frac{di_{Lq}}{dt} - \omega L_v i_{Ld} \end{aligned} \quad (5.5)$$

En las ecuaciones anteriores, la fuerza electromotriz de amplitud  $E$  y fase  $\theta$  se calcula como se ha descrito en la [Subsección 5.2.2](#) [D'A15, CHE12]. En algunos casos, además, se elimina el término derivativo de la [Ecuación 5.5](#), asumiendo variaciones lentas de la corriente para evitar la utilización de filtros, que de lo contrario serían necesarios para eliminar cualquier rizado en la corriente. La tensión de referencia es posteriormente controlada utilizando lazos de control en cascada.

Otra aproximación consiste en utilizar la fuerza electromotriz para calcular la referencia de corriente del inversor  $i_{L,ref}$  en vez de la referencia de tensión [SAK13, ALA12, ROD13]. Con esta configuración, una vez se calcula la fuerza electromotriz se mide la tensión del condensador y se calcula la referencia de corriente como:

$$i_{L,ref} = e - v_c \cdot \frac{1}{R_v + L_v \cdot s} \quad (5.6)$$

A partir de la [Ecuación 5.6](#), se puede observar que esta configuración permite un filtrado automático de cualquier rizado al aparecer la impedancia



virtual como una admitancia en la ecuación. Por ello, esta configuración suele ser preferida sobre la de referencia de tensión, en la que el término derivativo puede afectar a la estabilidad del lazo en presencia de ruido.

Con este modelo, los problemas derivados del funcionamiento como fuente de tensión debido al pequeño valor de la inductancia del filtro del inversor se eliminan, al introducir una inductancia virtual que representa la reactancia síncrona de un generador. Sin embargo, utilizar esta inductancia hace que la inductancia operacional del generador sea la misma para todas las frecuencias y por lo tanto no podrá inyectar corrientes armónicas o desequilibradas cuando sea necesario sin distorsionar la tensión. Para evitar esto, existen propuestas basadas en emular la impedancia como una reactancia  $X_v$  de valor constante (en lugar de una inductancia) [SAK13] o utilizar diferentes valores de inductancia para cada frecuencia [ABE12], lo que permite proporcionar una respuesta óptima en cada rango de frecuencias pero incrementa la complejidad de los lazos de control.

### 5.3. Análisis de un VSG conectado a una red muy débil

En la sección anterior se han analizado las diferentes técnicas existentes para la implementación de un VSG y se ha podido comprobar que todas ellas, funcionen como fuente de tensión o como fuente de corriente, sustituyen la PLL por un lazo de potencia activa que permite ajustar la fase de la fuerza electromotriz virtual. Debido a los problemas que implica la utilización de una PLL convencional en una red muy débil, sustituirla por un lazo de potencia podría ser una solución para aumentar los márgenes de estabilidad de los lazos de control.

Por ello, en esta sección se va a analizar el comportamiento de un VSG conectado a una red muy débil. De los modelos expuestos en el apartado anterior, se utilizará el modelo simplificado descrito en la [Subsección 5.2.4](#) generando una referencia de corriente. Se utilizará este modelo por múltiples motivos:

- Los VSG que funcionan como fuente de tensión en lazo abierto pueden experimentar transitorios de corriente no controlados debido a la pequeña inductancia de salida del convertidor, por lo que se opta por un VSG que permita emular una impedancia virtual.
- El modelo completo, a pesar de emular el efecto de los devanados amortiguadores y los transitorios eléctricos, es muy complejo de

implementar e incluye términos derivativos que pueden afectar a la estabilidad del lazo si no se realiza un correcto filtrado de las señales. El modelo simple permite además caracterizar la impedancia virtual de tal forma que los devanados amortiguadores sigan estando representados gracias a la flexibilidad del inversor.

- Como se ha descrito en la [Subsección 5.2.4](#), el modelo simple de referencia de corriente tiene una gran ventaja con respecto al de referencia de tensión al eliminar los términos derivativos y actuar de forma natural como un filtro, contribuyendo a la estabilidad del lazo total.
- Si se utiliza el lazos de control de corriente propuesto en el [Capítulo 3](#), la estabilidad del control no se verá comprometida, ya que el lazo de control propuesto permite funcionar al inversor en un amplio rango de valores de SCR.

Para sintonizar los parámetros del generador síncrono virtual se analizarán por separado los lazos de potencia y de tensión, con el fin de seleccionar adecuadamente los valores de inercia y amortiguamiento en el primer caso, y del PI que regula la tensión en el segundo. En ambos lazos se utilizará una impedancia virtual similar a la reactancia síncrona de los generadores síncronos, que habitualmente está entre 1 pu y 2,3 pu.

### 5.3.1. Modelado del lazo de tensión

Para sintonizar los parámetros del lazo de tensión, se parte del diagrama eléctrico mostrado en la [Figura 5.4](#), que muestra las potencias que fluyen desde la FEM virtual,  $P_e$  y  $Q_e$ , y desde la red,  $P_g$  y  $Q_g$ , hacia los condensadores del filtro de salida del inversor, que consumen unas potencias  $P_c$  y  $Q_c$ . La impedancia  $Z_v$  representa la impedancia virtual, con parte resistiva  $R_v$  y parte inductiva  $X_v$ .

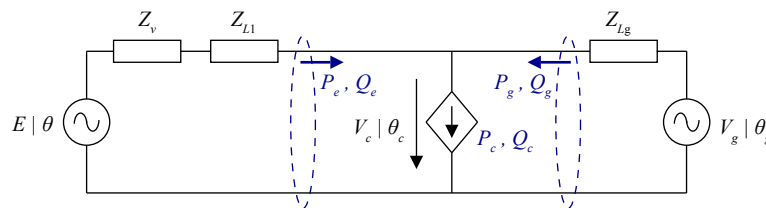


Figura 5.4: Esquema eléctrico del intercambio de potencia entre la FEM virtual y la red.

Si se denomina  $Z_i$  a la suma de la impedancia virtual y la inductancia del convertidor, con su componente resistiva  $R_i$  y su componente inductiva  $X_i$ , la

potencia reactiva proporcionada por la FEM virtual puede calcularse según lo descrito en [URT15] como:

$$Q_e = \frac{V_c \cdot E}{Z_i^2} \cdot R_i \cdot \sin(\theta - \theta_c) + \frac{V_c}{Z_i^2} \cdot X_i \cdot (E \cdot \cos(\theta - \theta_c) - V_c) \quad (5.7)$$

La ecuación anterior se simplifica habitualmente bajo los siguientes supuestos:

1. La impedancia total es predominantemente inductiva.
2. El salto de fase existente entre la tensión del condensador y la FEM virtual es pequeño.

Aplicando estos supuestos, la ecuación resultante queda:

$$Q_e \simeq \frac{V_c}{X_i} \cdot (E - V_c) \quad (5.8)$$

De igual forma, la potencia reactiva entregada desde la red se puede expresar como:

$$Q_g = \frac{V_c \cdot V_g}{Z_{Lg}^2} \cdot R_g \cdot \sin(\theta_g - \theta_c) + \frac{V_c}{Z_{Lg}^2} \cdot X_g \cdot (V_g \cdot \cos(\theta_g - \theta_c) - V_c) \quad (5.9)$$

Bajo las mismas suposiciones descritas anteriormente, la ecuación anterior puede simplificarse para obtener la expresión:

$$Q_g \simeq \frac{V_c}{X_g} \cdot (V_g - V_c) \quad (5.10)$$

En funcionamiento real, la potencia reactiva consumida por los condensadores puede considerarse despreciable frente a la inyectada a red, por lo que se puede asumir que  $Q_e = -Q_g$ :

$$\frac{V_c}{(X_v + X_1)} \cdot (E - V_c) = \frac{V_c}{X_g} \cdot (V_c - V_g) \quad (5.11)$$

A partir de la [Ecuación 5.11](#), y con objeto de analizar la dinámica de los lazos de control, se puede calcular la relación entre la tensión en el condensador y la amplitud de la FEM virtual:

$$V_c = E \cdot \frac{X_g}{X_g + X_v + X_1} + V_g \cdot \frac{X_v + X_1}{X_g + X_v + X_1} \quad (5.12)$$

En la expresión anterior, el término asociado a  $V_g$  se puede considerar una perturbación de valor constante puesto que ésta tensión está asociada a una fuente ideal, y por lo tanto puede despreciarse a la hora de sintonizar el regulador para el lazo de control. La [Figura 5.5](#) muestra el diagrama de bloques del lazo de control de tensión. En este diagrama se puede comprobar que la impedancia virtual actúa modificando la ganancia de la planta, tal y como se puede observar en el diagrama de Bode de la [Figura 5.6](#). Dado que no tiene ningún efecto en la fase de la planta y que la ganancia puede ser compensada con el regulador PI, el efecto de la elección de la inductancia virtual no es tan determinante en la dinámica del lazo.

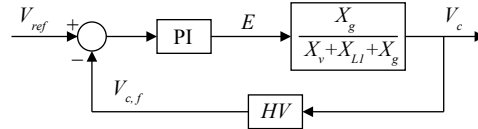


Figura 5.5: Diagrama de bloques del lazo de control de tensión.

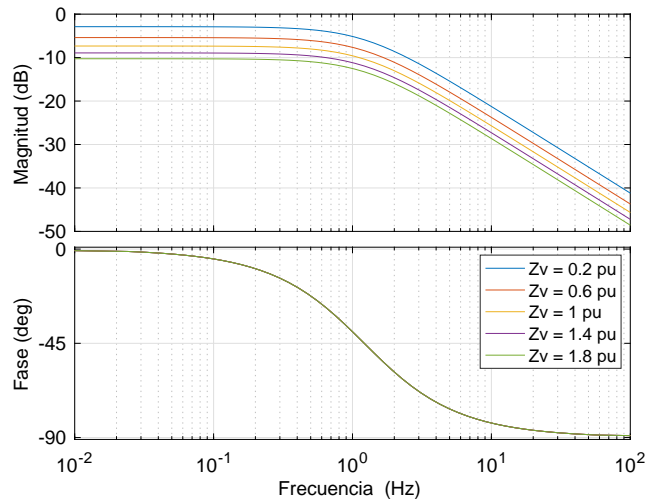


Figura 5.6: Diagrama de Bode de la planta para el control de tensión del VSG para  $SCR = 1$  y diferentes valores de impedancia virtual.

Para la sintonización del regulador se utiliza una impedancia virtual de valor 1 p.u. A su vez, el lazo de control se sintoniza para obtener una frecuencia de corte de 5 Hz para el caso de  $SCR = 1$ , con un margen de fase de  $95^\circ$  que permita una respuesta totalmente amortiguada. Bajo estas condiciones, se obtienen los parámetros de la [Tabla 5.1](#), que dan lugar a una función de transferencia en lazo abierto con la respuesta frecuencial mostrada en el diagrama de Bode de la [Figura 5.7](#) para distintos valores de SCR.

Tabla 5.1: Parámetros del PI de control de tensión del VSG.

Parámetro	Valor
$K_p$	9,74
$T_n$	0,209

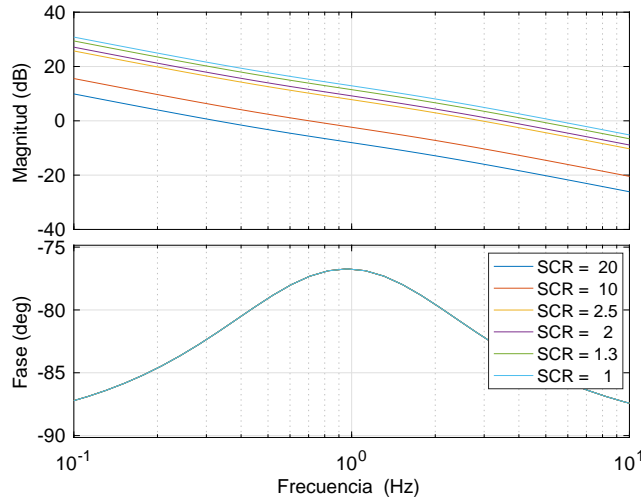


Figura 5.7: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del control de tensión del VSG para diferentes valores de SCR.

Se puede observar que la dinámica del lazo de tensión está fuertemente influenciada por el tipo de red al que esté conectado el inversor. Mientras que en redes débiles será más sencillo y rápido actuar sobre la tensión del condensador, en una red fuerte esta tensión se verá menos influenciada por la aportación de reactiva del inversor y, por lo tanto, su dinámica será más lenta.

### 5.3.2. Modelado del lazo de potencia

Una vez sintonizado el lazo de control de tensión, se realiza el mismo procedimiento para el lazo de control de la potencia activa. Igual que en el caso de la potencia reactiva, se asume que la potencia activa consumida por el condensador del filtro de salida es nula. Por lo tanto, toda la potencia extraída del convertidor es inyectada a la red. En ese caso, la potencia activa puede calcularse según lo descrito en [URT15] como:

$$P_e = \frac{V_g \cdot E}{Z_{tot}^2} \cdot X_{tot} \cdot \sin(\theta - \theta_g) + \frac{V_g}{Z_{tot}^2} \cdot R_{tot} \cdot (E \cdot \cos(\theta - \theta_g) - V_g) \quad (5.13)$$

donde  $Z_{tot}$  es la impedancia total entre la red y el convertidor, con parte resistiva  $R_{tot}$  y parte inductiva  $X_{tot}$ . Esta impedancia incluye, por tanto, la impedancia de red  $Z_{Lg}$ , la impedancia de salida del convertidor  $Z_{L1}$  y la impedancia virtual  $Z_v$ .

Si se simplifica la ecuación anterior bajo los supuestos descritos en la [Subsección 5.3.1](#), se llega a la expresión:

$$P_e = \frac{V_g^2}{X_g + X_1 + X_v} \cdot (\theta - \theta_g) \quad (5.14)$$

donde la fase de la tensión de red,  $\theta_g$ , aparece como una perturbación.

A partir de esta expresión, se puede ver que variando la fase de la FEM se puede controlar la potencia activa inyectada a la red. Partiendo de este resultado, el lazo de control de la potencia activa proporciona a su salida la fase de la FEM y ajusta la diferencia de ángulos de la FEM y la tensión de red para controlar la potencia activa entregada por el inversor.

La [Figura 5.8](#) muestra el diagrama de bloques del lazo de control de potencia donde  $P_{e,f}$  es la potencia medida y filtrada utilizando el filtro *HP*. Este diagrama de bloques incluye la planta calculada en la [Ecuación 5.14](#) y el modelo mecánico. El conjunto formado por el término amortiguador y la inercia virtual puede agruparse como:

$$C(s) = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{K_{damp} + J \cdot s} = \frac{1}{\omega_0 K_{damp}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{J}{K_{damp}} s} \quad (5.15)$$

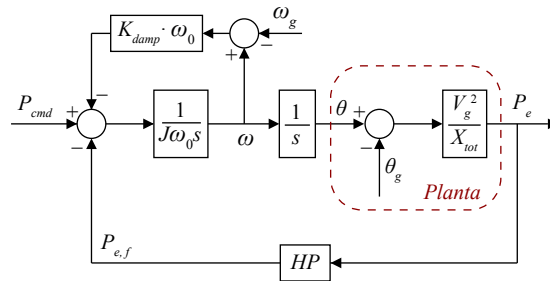


Figura 5.8: Diagrama de bloques para el lazo de control de potencia activa en el VSG.

La expresión mostrada en la [Ecuación 5.15](#) puede ser considerada como un controlador formado por una ganancia de valor  $(\omega_0 K_{damp})^{-1}$  y un polo real con una constante de tiempo de valor  $J \cdot K_{damp}^{-1}$ . A diferencia de un generador síncrono real en el que los valores de inercia y amortiguamiento son parámetros constructivos, en un generador virtual se puede escoger los valores de inercia y

constante de amortiguamiento de tal forma que el lazo de control de potencia tenga una dinámica determinada.

La [Figura 5.9](#) muestra el diagrama de Bode de la planta para el lazo de potencia utilizando diferentes impedancias virtuales. Se puede observar que el valor de impedancia seleccionada no tiene efecto en la fase de la planta debido a su carácter inductivo, pero sí en su ganancia.

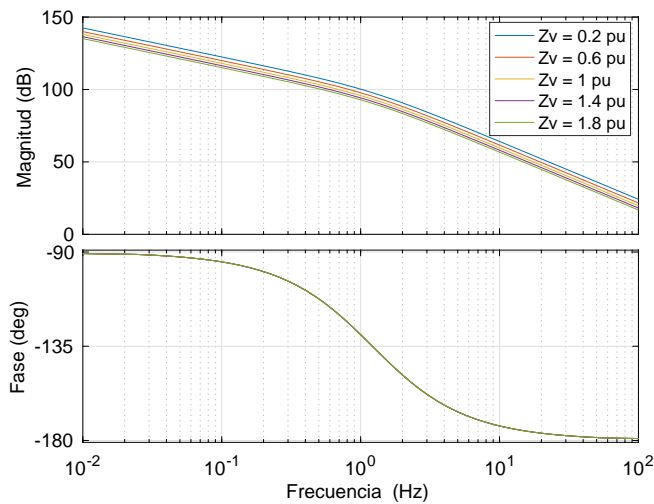


Figura 5.9: Diagrama de Bode de la planta para el control de potencia activa.

A partir de 1 Hz el margen de fase disponible para situar el polo del controlador comienza a ser demasiado pequeño para obtener una respuesta amortiguada, por lo que se fijará una frecuencia de corte de 0,3 Hz para  $Z_v = 1$  pu que permita un margen de fase de 70°. Con estas condiciones, se obtienen los valores de constante de amortiguamiento y momento de inercia reflejados en la [Tabla 5.2](#).

La [Figura 5.10](#) muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto una vez introducido el controlador, para diferentes valores de SCR. Se observa que, al considerar la planta totalmente inductiva, una red más fuerte hace que el lazo sea más rápido pero su fase no se ve modificada, por lo que el margen de fase se reduce aunque se mantiene siempre por encima de 60°,

Tabla 5.2: Parámetros mecánicos del VSG.

Parámetro	Valor	Uds.
$K_{damp}$	822	$\text{Kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$
$J$	7,61	$\text{Kg} \cdot \text{m}^2$

que se puede considerar suficiente para asegurar una respuesta amortiguada.

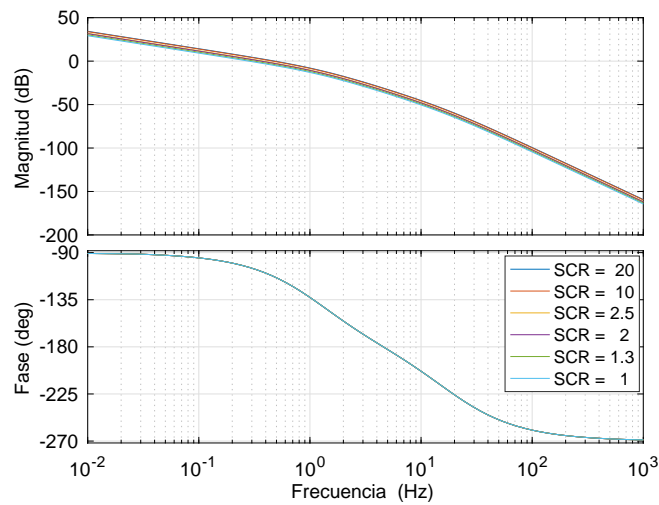


Figura 5.10: Diagrama de Bode de la función de transferencia en lazo abierto del lazo de potencia.

### 5.3.3. Resultados de simulación

Una vez modelados los lazos de control de potencia y de tensión y sintonizados los controladores, se valida la respuesta del VSG mediante simulación en PSIM bajo las mismas condiciones que el inversor con RP-PLL y compensación de fase del [Capítulo 4](#). La [Figura 5.11](#) muestra la respuesta del VSG ante una rampa de 0 a 100 % de potencia activa similar a la descrita en la [Figura 4.16](#), para comprobar la estabilidad del VSG tanto en redes fuertes como en redes muy débiles.

Se puede observar que en ambos casos el sistema es estable, pero si se compara con los resultados obtenidos para el inversor con RP-PLL, se comprueba que la respuesta del VSG es mucho más lenta debido a la inercia. El estacionario se obtiene con aproximadamente un segundo de retraso, mientras que en la [Sección 4.4](#) el seguimiento de la referencia era prácticamente instantáneo. Esta respuesta inercial es útil ante perturbaciones en la red, pero no ante cambios de la referencia en los que los códigos de red piden respuestas cada vez más rápidas. Además, debido al control de tensión del VSG, esta se mantiene estable en su valor nominal durante toda la simulación, algo que no ocurría con el inversor utilizando la RP-PLL y que afecta positivamente a la estabilidad del lazo. Este control de tensión mejora la estabilidad del sistema, pero presenta una serie de desventajas:



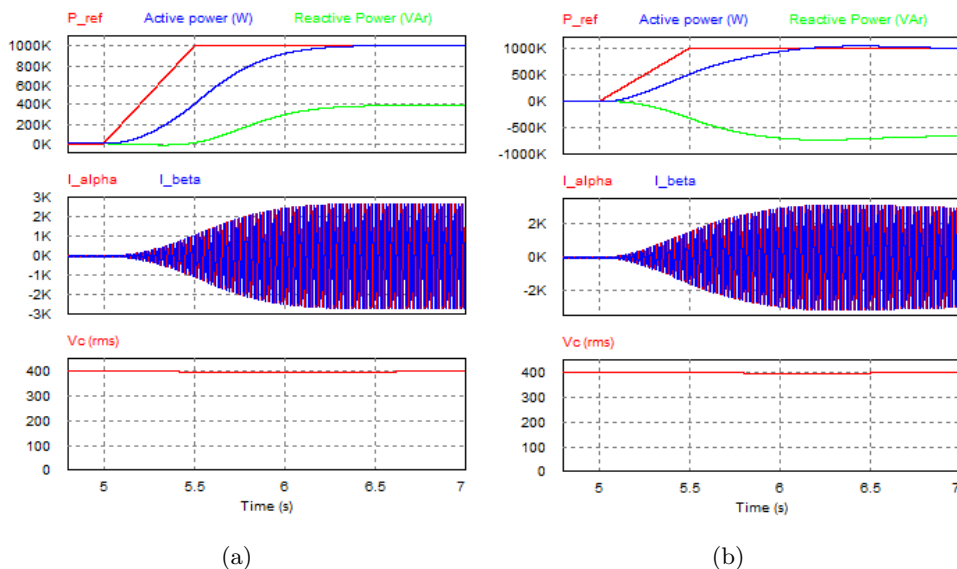


Figura 5.11: Respuesta del VSG ante una subida de 0 al 100 % de corriente activa. a) SCR = 1. b) SCR = 15.

- El lazo de tensión incluye un controlador PI, que puede provocar una interacción entre los diferentes inversores de la planta o con plantas cercanas.
- En redes fuertes, donde la influencia de la potencia reactiva sobre la tensión es mucho menor, la respuesta de este controlador puede dar lugar a sobrecorrientes si no se implementa algún tipo de limitación.
- La limitación de corriente es complicada porque su amplitud depende no solo del control de tensión sino del ángulo de carga calculado con el lazo de potencia, por lo que limitarla puede afectar negativamente a la capacidad de sincronización del VSG.
- Se pierde el control sobre la potencia reactiva al quedar ésta impuesta por el lazo de tensión. Además, no puede sustituirse por un lazo de potencia reactiva porque perder el control de la tensión podría que se perdiera la sincronización, ya que está ligada al lazo de control de potencia.

Con el objetivo de comprobar la estabilidad del VSG en las mismas condiciones de tensión en las que se analizó el inversor con RP-PLL y compensación de fase, se repite la simulación para SCR = 1 y se ajustan las

referencias de potencia activa y de tensión para llegar a las mismas condiciones obtenidas en la [Figura 4.16 \(a\)](#). En ese caso, se obtuvieron unos valores de tensión de salida y corriente en los ejes  $dq$  de 212 V y 2500 A, lo que da lugar a una referencia de potencia activa de 530 kW. La [Figura 5.12](#) muestra la respuesta del VSG funcionando en estas condiciones. Se puede comprobar que, obviando la respuesta más lenta debido al doble cambio de referencia (tensión y potencia activa), el VSG también es estable en estas condiciones.

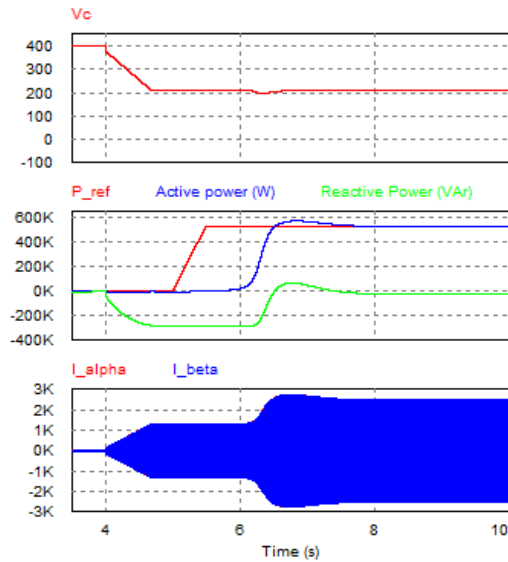


Figura 5.12: Respuesta del VSG ante una subida de 0 al 100% de corriente activa en red muy débil eliminando el efecto del control de tensión.

Por último, se analiza la respuesta del VSG conectado a una red muy débil ante una falta trifásica de baja impedancia. La [Figura 5.13](#) muestra los resultados de simulación obtenidos al aplicar una falta trifásica en  $t = 7$  s con una duración de 200 ms. Se puede comprobar que el sistema es estable pero presenta varios inconvenientes:

- Una vez despejada la falta, el tiempo necesario para recuperar el estado previo al hueco es mucho mayor que en el inversor con RP-PLL y compensación de fase.
- Al incluir un control de tensión y un lazo de potencia, las corrientes se descontrolan porque los lazos de control tienden a aumentar el ángulo y la amplitud de la FEM. Se puede comprobar que las corrientes, si no se limitan, llegan a ser más de tres veces superiores a la nominal.

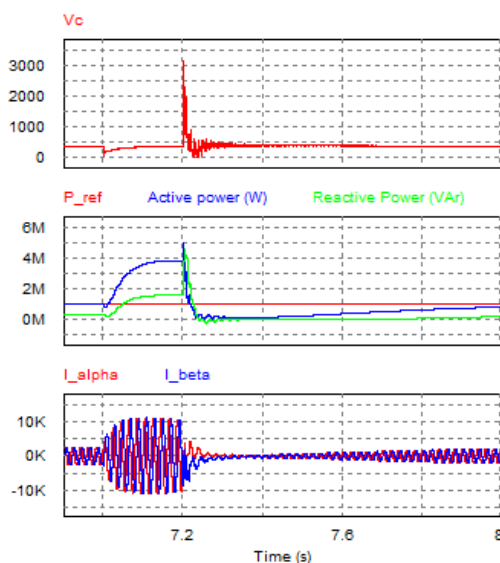


Figura 5.13: Respuesta del VSG ante una falta trifásica sin limitar las corrientes de salida.

- Debido a la elevada inyección de corriente durante el hueco, al despejar la falta se produce una sobretensión que hubiera hecho disparar las protecciones del inversor, desconectándolo de la red.

Este tipo de comportamiento es normal en un generador síncrono. Sin embargo, el inversor no es capaz de soportar transitorios tan agresivos. Para evitarlos, se modifican los lazos de control para limitar la referencia de corriente y se incluye un anti-windup en el regulador de tensión para que mantenga constante la respuesta integral mientras las corrientes están saturadas. La respuesta del VSG a la falta trifásica en estas condiciones se muestra en la [Figura 5.14](#). Se puede comprobar que, a pesar de que durante la falta las corrientes se mantienen en valores cercanos a los anteriores a la falta, al despejar el hueco el sistema se vuelve inestable. Inicialmente se observa una potencia oscilante, y posteriormente tanto la potencia como la tensión caen sin control. Este hecho sucede porque el sistema pierde lo que se conoce como estabilidad transitoria [KUN94].

Durante el hueco, la potencia eléctrica inyectada disminuye, pero la referencia externa se mantiene sin cambios. Esto genera un desvío en potencias que acelera la frecuencia del VSG para aumentar el ángulo de carga y aumentar así la potencia activa inyectada. Sin embargo, si este ángulo se incrementa en exceso, puede afectar negativamente a la potencia inyectada, ya que como se

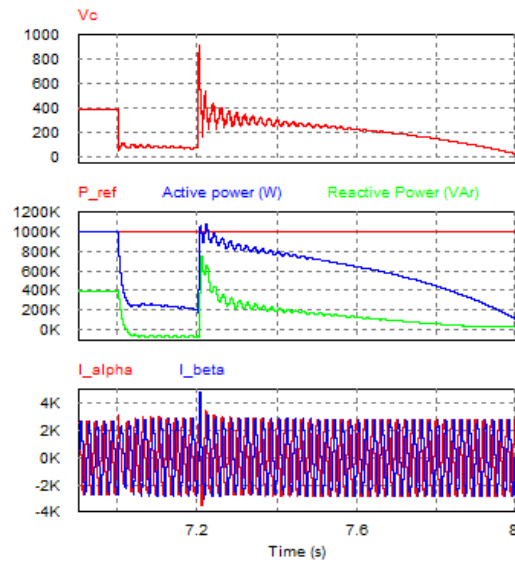


Figura 5.14: Respuesta del VSG ante una falta trifásica limitando las corrientes de salida.

ha visto en la [Ecuación 5.13](#) ésta depende del seno de dicho ángulo. La pérdida de estabilidad transitoria se asocia con esta situación, en la que debido a la frecuencia del giro del VSG y a la inercia de la máquina, el sistema no consigue corregir el desvío y pierde el control del ángulo de carga, haciendo que la potencia de salida oscile.

## 5.4. Conclusiones

Como se ha analizado en este capítulo, existe una gran cantidad de propuestas relacionadas con la emulación de máquina síncrona que pueden ser implementadas de diversas maneras, aunque todas ellas siguen tendencias comunes. Cualquiera de estas variantes puede ayudar a la estabilidad de la red, pero también presenta una serie de desventajas que deben ser evitadas.

Aunque se trata de una línea de investigación prometedora, es necesario analizar qué características del generador suponen un avance en el comportamiento del inversor y cuáles podrían ser incluso mejoradas gracias a la versatilidad que ofrecen los convertidores de potencia. Además, la posible interacción entre VSGs, generadores tradicionales e inversores también necesita ser analizada. Así mismo, es necesario estudiar el funcionamiento de varios equipos en paralelo emulando el comportamiento de la máquina

síncrona, con el fin de analizar la posible interacción entre los controles de tensión de varios equipos y sus efectos sobre la estabilidad total.

Para dotar a los inversores de inercia, es necesario mantener una reserva de energía que pueda ser utilizada durante eventos transitorios. Por tanto, hay que analizar las diferentes posibilidades de almacenamiento, el dimensionado de la reserva de potencia y la interacción entre la potencia fotovoltaica disponible, la energía almacenada y la respuesta inercial deseada.

Se ha verificado el funcionamiento de una de las propuestas en un inversor conectado a una red muy débil, y se ha comprobado que es capaz de funcionar para un amplio rango de valores de SCR. Además, se ha analizado su comportamiento ante diferentes perturbaciones para analizar su respuesta transitoria. Las limitaciones térmicas del inversor impiden dar un pico de corriente equivalente al de un generador tradicional en el instante de la falta por lo que ese comportamiento no puede ser replicado. Además, la recuperación tras el despeje de la falta necesita ser mejorada aprovechando la velocidad de los inversores con respecto a un generador tradicional y evitando de esta forma problemas de estabilidad transitoria.

Por todos estos motivos, el desarrollo de VSGs presenta un futuro prometedor para la integración de inversores en redes con una penetración renovable cada vez mayor, aunque aún es necesario un análisis profundo acerca de cómo implementarlos para cumplir con todos los requisitos necesarios y ayudar a la estabilidad del sistema eléctrico.



## Capítulo 6

# Conclusiones y líneas futuras

### 6.1. Conclusiones

Debido principalmente al descenso que ha sufrido su precio durante la última década, la energía fotovoltaica ha experimentado un gran crecimiento en los últimos años, siendo la tecnología de generación eléctrica más instalada en el mundo en 2017. Dentro de este impacto mundial que está teniendo la fotovoltaica, hay dos casos específicos que son de especial interés para esta tesis. En primer lugar, la tecnología fotovoltaica se está consolidando cada vez más como una de las opciones de generación eléctrica en países en vías de desarrollo, en los que la demanda eléctrica es cada vez mayor. En segundo lugar, los sistemas insulares también están tratando de aprovechar la competitividad de esta tecnología, con el objetivo de mejorar la independencia energética de estos sistemas.

Tanto los países en desarrollo como los sistemas insulares, tienen en común el hecho de que su sistema eléctrico no está tan mallado como en los lugares en los que la tecnología fotovoltaica ha sido instalada tradicionalmente. Esto, unido al cada vez mayor tamaño de las plantas desarrolladas, hace que la red vista por los inversores pueda llegar a presentar valores de SCR cercanos a uno. La conexión de sistemas fotovoltaicos en estas redes tan débiles supone, desde el punto de vista del control, un difícil reto debido principalmente, por un lado, a la interacción de la frecuencia de antirresonancia del filtro de salida con el lazo de corriente y, por otro, a la dificultad que tiene la PLL para sincronizarse con la tensión de la red por la influencia de la corriente inyectada.

En esta tesis se ha estudiado el comportamiento del inversor conectado a una red cuya impedancia varía en un amplio rango. Para ello, en el [Capítulo 2](#)

se ha analizado la influencia de la impedancia de red en los lazos de control, modelando el lazo de control de corriente y la PLL, y obteniendo un modelo completo del sistema. A partir de este modelo, se ha comprobado que la impedancia de red juega un papel determinante en la estabilidad de los lazos de control, debido a su interacción con el lazo de rechazo de armónicos y con la PLL. A partir de las conclusiones obtenidas en este capítulo, en el [Capítulo 3](#) y el [Capítulo 4](#) se plantean diferentes propuestas para aumentar el margen de estabilidad y permitir al inversor funcionar en un rango de SCR desde 1 hasta 15.

El modelo desarrollado en el [Capítulo 2](#) ha mostrado que la inestabilidad del lazo de corriente se debe a la interacción de la antirresonancia de la planta con las frecuencias de actuación de los reguladores resonantes para el rechazo de armónicos. Por ello, y dada la necesidad de controlar los armónicos de corriente inyectados a la red, en el [Capítulo 3](#) se han abordado los problemas de estabilidad del lazo de rechazo de armónicos. En este capítulo, se han propuesto diferentes métodos para eliminar la antirresonancia de la planta y permitir que los reguladores resonantes puedan funcionar de forma estable, independientemente del valor de SCR de la red. En primer lugar, se ha tratado de eliminar la antirresonancia mediante la introducción de una función de transferencia de compensación en la cadena del *feedforward*. Se ha visto que, si este *feedforward* se realizase sin ningún retraso, la planta a controlar quedaría puramente inductiva y la antirresonancia desaparecería. Por el contrario, si se utiliza una aproximación de primer orden de los retrasos para realizar la compensación, ésta no tiene la precisión suficiente para compensar completamente el retraso y la antirresonancia no se elimina. Una compensación más precisa de los retrasos permite reducir sus efectos al mínimo, pero no es capaz de eliminarla por completo y, además, su implementación es mucho más compleja que en el caso de la aproximación de primer orden debido a la necesidad de predecir muestras futuras.

Como consecuencia del análisis anterior, se ha propuesto controlar la corriente del lado de red en lugar de la corriente del lado del convertidor con el objetivo de eliminar la antirresonancia. Realizando este cambio de variable, se evita el circuito resonante que veía la corriente de salida, formado por el condensador del filtro LC y la inductancia de red, y la antirresonancia de la planta desaparece. Dado que el equipo analizado no tiene sensores en la corriente de red, se ha optado por controlar la corriente calculada a partir de las medidas de la corriente del lado convertidor y el condensador del filtro. Se ha analizado la influencia de los filtros de medida en la precisión del cálculo de la variable de control y se han resintonizado los reguladores resonantes adaptando sus parámetros a redes muy débiles, en los que la planta a esa



frecuencia ya no puede considerarse inductiva. Se ha demostrado mediante simulaciones que el lazo de control de la corriente de red es estable en todo el rango de valores de SCR propuesto. Además, se ha comprobado la respuesta del lazo de rechazo de armónicos mediante simulación, mostrando que se logra un fuerte rechazo de perturbaciones tanto en redes fuertes como en redes muy débiles.

Por otro lado, la capacidad de la PLL para sincronizarse con la tensión en el condensador se ve fuertemente influenciada por la impedancia de red que ve el inversor. Cuanto más débil es la red a la que el inversor está conectado, más influencia tiene éste sobre la tensión de salida con la que se intenta sincronizar, haciendo que, en determinadas ocasiones, la PLL comience a oscilar y el lazo de control se vuelva inestable. Se ha comprobado que, además de la impedancia de red, la amplitud de la tensión también influye considerablemente en la estabilidad de la PLL. Por ello, incluso aunque el sistema sea estable en una red débil, puede no serlo durante un hueco de tensión. Por este motivo, en el [Capítulo 4](#) se han planteado propuestas de mejora de la estabilidad de la PLL para que sea capaz de funcionar en redes débiles tanto en condiciones nominales como durante transitorios de red. En este capítulo se ha analizado el concepto de PLL con sincronismo en punto lejano como método para incrementar la estabilidad del lazo de control en condiciones de red débil. Este método está basado en utilizar una impedancia virtual que compense la impedancia de red existente de forma total o parcial. A partir del valor de impedancia escogido y la corriente medida, se calcula la tensión de un punto lejano de la red, más estable que la salida del inversor. Se ha estudiado también su comportamiento en función de la relación entre la impedancia virtual escogida y la impedancia de red del sistema. Se ha comprobado que utilizar esta técnica permite aumentar los márgenes de estabilidad de la PLL incluso en los casos en los que la impedancia virtual elegida es mayor que la impedancia de red del sistema, en los que el punto lejano se convierte en un punto ficticio más allá de la tensión de red. Sin embargo, al cambiar el punto en el que se sincroniza la tensión, las potencias del inversor pasan a ser controladas en ese punto lejano, y por lo tanto se pierde el control de la potencia de salida del inversor. Por ello, se ha propuesto una modificación que permite compensar la fase existente entre la tensión de salida y la tensión del punto lejano a partir de las referencias de corriente y la impedancia virtual. Esta modificación permite reorientar los ejes y alinearlos con la tensión de salida, para así volver a controlar las potencias inyectadas en los terminales del inversor. El comportamiento del inversor funcionando con la unidad de sincronización propuesta se ha validado mediante simulaciones, mostrando que se comporta de forma estable tanto en redes fuertes como débiles y también

ante transitorios en la red. De este modo, se obtiene un lazo de control capaz de funcionar en tipos de redes muy diferentes.

El último punto abordado en esta tesis es la técnica de control conocida como *Virtual Synchronous Generator* (VSG). Esta propuesta está adquiriendo gran popularidad durante los últimos años, debido a la creciente preocupación acerca de cómo se verá afectada la estabilidad del sistema eléctrico con la progresiva sustitución de grandes generadores síncronos por sistemas basados en convertidores. El VSG trata de emular las características del generador síncrono tradicional mediante el inversor, modificando la filosofía típica de control en la que el inversor se sincroniza con la red e inyecta unas corrientes con un ángulo determinado. La mayoría de las propuestas de VSG se basan en una fuerza electromotriz virtual, cuya fase y amplitud determinan la potencia entregada a la red. En el [Capítulo 5](#) se ha realizado una revisión del estado del arte de estas técnicas, agrupándolas según sus principales características. Se ha visto que, a pesar de que estas propuestas presentan una serie de ventajas desde el punto de vista de la estabilidad, la emulación del generador síncrono tiene desventajas que deben ser evitadas.

Para comprobar el funcionamiento de un VSG en redes muy débiles, se modela el lazo de control de una de estas técnicas para el caso de  $SCR = 1$ , y se compara su respuesta en simulación con la obtenida para el sistema propuesto en los capítulos anteriores. Se ha comprobado que, a pesar de que el generador es capaz de funcionar en este tipo de redes, su respuesta es mucho más lenta que la del inversor con los controles propuestos y más oscilante, además de provocar picos de corriente que deben ser limitados sin afectar a la estabilidad del lazo del VSG.

Por estos motivos, se concluye que la técnica VSG, a pesar de que presenta un futuro prometedor para la integración de inversores en redes con una penetración renovable cada vez mayor, aún requiere un análisis profundo acerca de cómo ser implementado para cumplir con los requisitos necesarios y ayudar a la estabilidad del sistema eléctrico. Además, la posible interacción entre VSGs, generadores tradicionales e inversores también necesita ser analizada. Así mismo, es necesario estudiar el funcionamiento de varios equipos en paralelo emulando el comportamiento de la máquina síncrona, con el fin de analizar la posible interacción entre los controles de tensión de varios equipos y sus efectos sobre la estabilidad total.

## 6.2. Contribuciones

El trabajo desarrollado a lo largo de la tesis ha dado lugar a las siguientes contribuciones:

### Beca predoctoral

La investigación presentada en esta tesis ha sido desarrollada bajo una beca predoctoral para la formación del personal investigador de la Universidad Pública de Navarra. La convocatoria de ayudas fue publicada el 2 de diciembre de 2014, bajo la resolución 1903/2014 y concedida el 27 de mayo de 2015.

### Contribuciones a revistas internacionales

- D. Arricibita, P. Sanchis, R. González, L. Marroyo. “*Impedance Emulation for Voltage Harmonic Compensation in PWM Stand-Alone Inverters*”. IEEE Transactions on Energy Conversion, 34, 1335–1344, (2017).

### Contribuciones a congresos internacionales

- D. Arricibita, P. Sanchis, L. Marroyo. “*Virtual synchronous generators classification and common trends*”. In *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florencia (Italia), 2016.
- D. Arricibita, L. Marroyo, E. Barrios. “*Simple and robust PLL algorithm for accurate phase tracking under grid disturbances*”. In *COMPEL 2017 - IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics*, Stanford (Estados Unidos), 2017.

### Participación en proyectos públicos de I+D

- “Convertidores electrónicos avanzados para integración en red de sistemas fotovoltaicos”, Plan Estatal de I+D+I, DPI2016-80641-R, Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades, 2016–2019.
- “Tecnologías para la integración en la red de energías renovables: electrónica de potencia, almacenamiento, gestión energética e interacción con la red”, Plan Estatal de I+D+I, DPI2013-42853-R, Ministerio de Ciencia, Innovación y Universidades, 2014–2017.

## Participación en proyectos de I+D con empresas

Esta tesis ha sido desarrollada en colaboración con Ingeteam Power Technology S.A., bajo los siguientes contratos OTRI:

- OTRI 2012 024 121: “Asesoramiento técnico en investigación y desarrollo de nuevos equipos de conversión para sistemas fotovoltaicos”. Desde diciembre de 2012 hasta noviembre de 2015.
- OTRI 2016 024 005: “Renovación: Asesoramiento técnico en investigación y desarrollo de nuevos equipos de conversión para sistemas fotovoltaicos”. Desde diciembre de 2015 hasta noviembre de 2017.
- OTRI 2018 901 035: “Segunda Renovación: Asesoramiento técnico en investigación y desarrollo de nuevos equipos de conversión para sistemas fotovoltaicos”. Desde diciembre de 2017 hasta noviembre de 2018.

## Otras contribuciones

- D. Arricibita, L. Marroyo, P. Sanchis. “*Impacto de la Penetración Fotovoltaica en el Funcionamiento de la Red Eléctrica*”. En *Primer Encuentro de Doctorandos UPNA*, Pamplona, Mayo 2016.

## Supervisión de trabajos fin de máster

Además, un trabajo fin de máster relacionado con el trabajo de la tesis ha sido co-dirigido por el autor de esta tesis:

- A. Irigoyen: *Estudio, comparación e implementación de algoritmos PLL. Nuevo algoritmo PLL robusto ante perturbaciones en la red*, Trabajo Fin de Máster, Máster Universitario en Ingeniería Industrial. Universidad Pública de Navarra, 2016.

## 6.3. Líneas futuras

### 6.3.1. Validación experimental del sistema propuesto

Durante el desarrollo de esta tesis, las técnicas de control propuestas, debido a la dificultad para acceder a un equipo de gran potencia y, sobre todo, a una red de alta impedancia a la que conectar este equipo para poder

realizar las pruebas necesarias, el sistema propuesto únicamente se ha podido validar mediante estudios de simulación.

Por lo tanto, queda pendiente la validación experimental, que será llevada a cabo por Ingeteam Power Technology en un equipo comercial. Como primer paso, el lazo de control de corriente propuesto ya ha sido programado y validado por la empresa en su plataforma de simulación. Actualmente se está procediendo a la programación de la sincronización con punto lejano y compensación de fase propuesta para la PLL. Una vez validadas por la empresa ambas soluciones, se procederá a la validación experimental.

### 6.3.2. Validación y mejora de la PLL propuesta ante huecos

Se ha comprobado que la PLL propuesta en este trabajo es robusta ante diferentes perturbaciones, siendo capaz de funcionar correctamente incluso en huecos de un 80 % de profundidad. Esta profundidad de hueco abarca más del 90 % de los que habitualmente se dan en las redes eléctricas.

Sin embargo, queda pendiente analizar el comportamiento de la PLL durante huecos de mayor profundidad, o incluso huecos totales, con un doble objetivo:

1. Determinar a partir de qué valores de tensión y en qué tipo de huecos es necesario congelar la PLL para evitar oscilaciones en la corriente de salida.
2. Analizar la influencia del ángulo a compensar en la salida de la PLL cuando ésta se encuentra congelada, dado que las referencias de corriente varían durante el hueco y, por tanto, el ángulo a compensar también se verá modificado.

Además, es necesario analizar la respuesta de la PLL propuesta ante los perfiles específicos de funcionamiento durante huecos marcados en la normativa de los diferentes países.

### 6.3.3. Proporcionar soporte a la red

El principal objetivo de esta tesis era el desarrollo de un lazo de control que fuera capaz de funcionar en un amplio rango de valores de SCR, ya que los algoritmos típicamente utilizados presentaban problemas de estabilidad cuando el inversor se conecta a una red muy débil.

Una vez logrado ese objetivo, el siguiente paso es mejorar los algoritmos propuestos, de tal forma que el inversor no solo sea capaz de funcionar en este tipo de redes, sino que también contribuya a aumentar la estabilidad del sistema eléctrico y a mejorar la calidad de su tensión. En este sentido, las propuestas basadas en VSG tratan de abordar esta vía, ya que el sistema eléctrico de potencia y sus estrategias de control se han desarrollado a lo largo de la historia en base al comportamiento de estas máquinas.

Tras el análisis del VSG conectado a una red débil llevado a cabo, se ha comprobado que esta técnica tiene una serie de limitaciones, pero que puede suponer un buen punto de partida para determinar las características que podrían emularse con el objetivo de proporcionar soporte a la red eléctrica. Las más habituales son las relacionadas con la regulación primaria, la regulación de tensión y el aporte de inercia al sistema. Además, otro punto a favor de los generadores síncronos es su capacidad para inyectar corrientes armónicas y desequilibradas de tal forma que se minimice la distorsión de la tensión de red. Actualmente, los códigos de red no permiten realizar esto a los inversores, pero, como se ha visto a lo largo de esta tesis, inyectar una corriente sin distorsión puede ser perjudicial para la calidad de la tensión en redes muy débiles. En este tipo de redes, el reparto de estas corrientes entre los diferentes generadores permitiría mejorar la calidad del sistema.

Por todo ello, es necesario estudiar en profundidad qué características de los generadores síncronos pueden ser aprovechadas por el inversor con el objetivo de mejorar el funcionamiento del sistema. Tras este estudio, será necesario plantear diferentes estrategias de implementación, ya sean a través de un VSG o mediante la inclusión de determinadas funciones en los lazos de control.

#### 6.3.4. Capacidad de funcionar en modo aislado

Además de plantear estrategias para mejorar la estabilidad del sistema eléctrico, es necesario tener en cuenta que, si el inversor se conecta a una red muy débil, puede que haya momentos en los que el sistema se tenga que desconectar de la red ante diferentes contingencias que se pueden dar en las líneas.

En este sentido, se plantea como línea futura el desarrollo de algoritmos de control que permitan al inversor funcionar tanto en conexión a red como en aislado, siendo capaz de generar una red por sí mismo (*black start*). De esta forma, ante un problema de red que provoque la desconexión de la planta del sistema eléctrico, este podría seguir alimentando a un sistema de cargas

cercanas, garantizando el suministro eléctrico. Además, podría ser interesante desarrollar estrategias de control que permitan al inversor funcionar en paralelo con otros inversores en estas condiciones, suministrando potencia eléctrica en una zona de la red que haya quedado aislada del sistema principal.





# Bibliografía

- [ABA11] G. Abad, J. Lopez, M. Rodriguez, L. Marroyo, and G. Iwanski: *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*. John Wiley & Sons, 2011.
- [ABE12] ABENGOA Solar New Technologies, *Patent application WO 2012/117131: Synchronous power controller for a generating system based on static power converters*, 2012.
- [AGO11] J. L. Agorreta and L. Marroyo: *Modelado y Control de Inversores Fotovoltaicos Conectados en Paralelo a la Red*. Ph. D. thesis, Universidad Pública de Navarra, 2011.
- [ALA12] H. Alatrash, A. Mensah, E. Mark, G. Haddad, and J. Enslin: *Generator emulation controls for photovoltaic inverters*. IEEE Transactions on Smart Grid, 3(2):996–1011, 2012.
- [ARR16] D. Arricibita, P. Sanchis, and L. Marroyo: *Virtual synchronous generators classification and common trends*. In *Industrial Electronics Society, IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE*, pages 2433–2438. IEEE, 2016.
- [ARR17a] D. Arricibita, L. Marroyo, and E. L. Barrios: *Simple and robust PLL algorithm for accurate phase tracking under grid disturbances*. In *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2017 IEEE 18th Workshop on*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [ARR17b] D. Arricibita, P. Sanchis, R. Gonzalez, and L. Marroyo: *Impedance emulation for voltage harmonic compensation in PWM stand-alone inverters*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 32(4):1335–1344, 2017.
- [AUS18] Australian Energy Market Commission, *National Electricity Rules v115*, 2018.
- [BDE08] BDEW, *Technical Guideline: Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network*, 2008.
- [BER16] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg, and C. L. Bak: *A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 4(1):54–69, 2016.
- [BLA97] V. Blasko and V. Kaura: *A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter*. IEEE Transactions on industry applications, 33(2):542–550, 1997.
- [CAO14] W. Cao, Y. Ma, J. Wang, and F. Wang: *Virtual series impedance emulation control for remote PV or wind farms*. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pages 411–418. IEEE, 2014.

- [CAR15] P. Carne Kjaer, M. Gupta, A. Martinez, and S. Saylor: *Experiences with Wind Power Plants with Low SCR*. In *IEEE PES General Meeting*, 2015.
- [CAS03] Á. Castro Martín, T. Riesgo, and Ó. García: *Aplicación del control digital basado en hardware específico para convertidores de potencia conmutados*. Ph. D. thesis, Universidad Politécnica de Madrid, 2003.
- [CHE12] Y. Chen, R. Hesse, D. Turschner, and H.-P. Beck: *Comparison of methods for implementing virtual synchronous machine on inverters*. In *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, pages 1–6, 2012.
- [CIT16] C. Citro, P. Siano, and C. Cecati: *Designing inverters' current controllers with resonance frequencies cancellation*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5):3072–3080, 2016.
- [COS14] P. Cossutta, M. P. Aguirre, M. A. Engelhardt, A. Cao, and M. I. Valla: *High speed fixed point DSOGI PLL implementation on FPGA for synchronization of grid connected power converters*. In *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*, pages 1372–1377. IEEE, 2014.
- [CRĂ14] B.-I. Crăciun, T. Kerekes, D. Séra, and R. Teodorescu: *Frequency support functions in large PV power plants with active power reserves*. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(4):849–858, 2014.
- [D'A15] S. D'Arco, J. A. Suul, and O. B. Fosso: *A Virtual Synchronous Machine implementation for distributed control of power converters in SmartGrids*. *Electric Power Systems Research*, 122:180–197, 2015.
- [DAN11] J. Dannehl, M. Liserre, and F. W. Fuchs: *Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(8):3623–3633, 2011.
- [DAR13] S. D'Arco and J. A. Suul: *Virtual synchronous machines—Classification of implementations and analysis of equivalence to droop controllers for microgrids*. In *PowerTech (POWERTECH), 2013 IEEE Grenoble*, pages 1–7. IEEE, 2013.
- [DAV17] M. Davari and Y. A.-R. I. Mohamed: *Robust vector control of a very weak-grid-connected voltage-source converter considering the phase-locked loop dynamics*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(2):977–994, 2017.
- [DAZ03] J. D'Azto and C. Houpis: *Linear Control Systems Analysis and Design with MATLAB®*. CRC Press, 2003. ISBN 9780203911426.
- [DON15] D. Dong, B. Wen, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and Y. Xue: *Analysis of phase-locked loop low-frequency stability in three-phase grid-connected power converters considering impedance interactions*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(1):310–321, 2015.
- [DOR11] R. C. Dorf and R. H. Bishop: *Modern control systems*. Pearson, 2011.
- [DU11] Y. Du, J. Su, M. Mao, and X. Yang: *Autonomous controller based on synchronous generator dq0 model for micro grid inverters*. In *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, pages 2645–2649. IEEE, 2011.
- [GHO15] A. Ghoshal and V. John: *Active damping of LCL filter at low switching to resonance frequency ratio*. *IET Power Electronics*, 8(4):574–582, 2015.
- [GLO18] B. P. Global: *BP statistical review of world energy June 2018*. Relatório. Disponível em: <http://www.bp.com/en/global/corporate/energy-economics/statistical-review-of-world-energy.html>, 2018.

- [GOL17a] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez: *A robust and fast synchronization technique for adverse grid conditions*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(4):3188–3194, 2017.
- [GOL17b] S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez: *Three-phase PLLs: A review of recent advances*. IEEE Transactions on Power Electronics, 32(3):1894–1907, 2017.
- [GON12] F. GonzalezEspin, G. Garcerá, I. Patrao, and E. Figueres: *An adaptive control system for three-phase photovoltaic inverters working in a polluted and variable frequency electric grid*. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(10):4248–4261, 2012.
- [GUA15] M. Guan, W. Pan, J. Zhang, Q. Hao, J. Cheng, and X. Zheng: *Synchronous generator emulation control strategy for voltage source converter (VSC) stations*. IEEE Trans. Power Syst, 30(6):3093–3101, 2015.
- [GUO11] 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*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(4):1194–1204, 2011.
- [GUO17] C. Guo, W. Liu, C. Zhao, and R. Iravani: *A frequency-based synchronization approach for the vsc-hvdc station connected to a weak ac grid*. IEEE Transactions on Power Delivery, 32(3):1460–1470, 2017.
- [HAD15] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides, and F. Blaabjerg: *A robust synchronization to enhance the power quality of renewable energy systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(8):4858–4868, 2015.
- [HAN16] Y. Han, P. Shen, X. Zhao, and J. M. Guerrero: *An enhanced power sharing scheme for voltage unbalance and harmonics compensation in an islanded AC microgrid*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 31(3):1037–1050, 2016.
- [HE11] J. He and Y. W. Li: *Analysis, design, and implementation of virtual impedance for power electronics interfaced distributed generation*. IEEE Transactions on Industry Applications, 47(6):2525–2538, 2011.
- [HE15a] J. He, Y. W. Li, and F. Blaabjerg: *An enhanced islanding microgrid reactive power, imbalance power, and harmonic power sharing scheme*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(6):3389–3401, 2015.
- [HE15b] J. He, Y. W. Li, R. Wang, and C. Zhang: *Analysis and mitigation of resonance propagation in grid-connected and islanding microgrids*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 30(1):70–81, 2015.
- [HES09] R. Hesse, D. Turschner, and H.-P. Beck: *Micro grid stabilization using the Virtual Synchronous Machine (VISMA)*. In *Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09), Valencia, Spain*, pages 15–17, 2009.
- [HOU05] C. H. Houpis, S. J. Rasmussen, and M. Garcia-Sanz: *Quantitative feedback theory: fundamentals and applications*. CRC press, 2005.
- [IEE09] IEEE Standards Coordinating Committee 21, *IEEE Application Guide for IEEE Std 1547<sup>TM</sup>, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, 2009.
- [ING10] V. K. Ingle and J. G. Proakis: *Digital Signal Processing Using MATLAB®*. CENGAGE Learning, 3rd edition ed., 2010. ISBN 9780203911426.

- [KAU97] V. Kaura and V. Blasko: *Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions*. IEEE Transactions on Industry applications, 33(1):58–63, 1997.
- [KEL10] J. Keller and B. D. Kroposki: *Understanding fault characteristics of inverter-based distributed energy resources*. National Renewable Energy Laboratory, 2010.
- [KUL08] A. Kulka: *Sensorless digital control of grid connected three phase converters for renewable sources*. Ph. D. thesis, Norwegian University of Science and Technology, 2008.
- [KUN94] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby: *Power system stability and control*, volum 7. McGraw-hill New York, 1994.
- [LAS07] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg: *High performance current controller for selective harmonic compensation in active power filters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 22(5):1826–1835, 2007.
- [LI09] Y. W. Li and C.-N. Kao: *An accurate power control strategy for power-electronics-interfaced distributed generation units operating in a low-voltage multibus microgrid*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(12):2977–2988, 2009.
- [LI14] J. Li, J. Zhao, J. Wu, and P.-p. Xu: *Improved dual second-order generalized integrator PLL for grid synchronization under non-ideal grid voltages including DC offset*. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, pages 136–141. IEEE, 2014.
- [LI16] X. Li and H. Lin: *Multifrequency small-signal model of voltage source converters connected to a weak grid for stability analysis*. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016 IEEE*, pages 728–732. IEEE, 2016.
- [LI18] X. Li, J. Fang, Y. Tang, X. Wu, and Y. Geng: *Capacitor-Voltage Feedforward With Full Delay Compensation to Improve Weak Grids Adaptability of LCL-Filtered Grid-Connected Converters for Distributed Generation Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 33(1):749–764, 2018.
- [LIG10] E. M. Lightner and S. E. Widergren: *An orderly transition to a transformed electricity system*. IEEE Transactions on Smart Grid, 1(1):3–10, 2010.
- [LIP84] T. Lipo: *A Cartesian vector approach to reference frame theory of AC machines*. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Wisconsin . . . , 1984.
- [LIU13] Q. Liu, Y. Tao, X. Liu, Y. Deng, and X. He: *Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters*. IET Power Electronics, 7(5):1055–1063, 2013.
- [LU15] L.-Y. Lu and C.-C. Chu: *Consensus-based secondary frequency and voltage droop control of virtual synchronous generators for isolated AC micro-grids*. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 5(3):443–455, 2015.
- [LU16] M. Lu, X. Wang, F. Blaabjerg, S. Muyeen, A. Al-Durra, and S. Leng: *Grid-voltage-feedforward active damping for grid-connected inverter with LCL filter*. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016 IEEE*, pages 1941–1946. IEEE, 2016.
- [LUM18] D. Lumbreras, E. L. Barrios, A. Urtasun, A. Ursua, L. Marroyo, and P. Sanchis: *On the Stability of Advanced Power Electronic Converters: the Generalized Bode Criterion*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018.

- [MAR09] J. A. Martinez and J. Martin-Arnedo: *Impact of distributed generation on distribution protection and power quality*. In *Power & Energy Society General Meeting, 2009. PES'09. IEEE*, pages 1–6. IEEE, 2009.
- [MAR11] A. Marinopoulos, F. Papandrea, M. Reza, S. Norrga, F. Spertino, and R. Napoli: *Grid integration aspects of large solar PV installations: LVRT capability and reactive power/voltage support requirements*. In *PowerTech, 2011 IEEE Trondheim*, pages 1–8. IEEE, 2011.
- [MIC14] A. Micallef, M. Apap, C. Spiteri-Staines, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez: *Reactive power sharing and voltage harmonic distortion compensation of droop controlled single phase islanded microgrids*. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(3):1149–1158, 2014.
- [NIS07] N. S. Nise: *Control Systems Engineering*. John Wiley & Sons, 2007.
- [NUS08] T. Nussbaumer, M. L. Heldwein, G. Gong, S. D. Round, and J. W. Kolar: *Comparison of prediction techniques to compensate time delays caused by digital control of a three-phase buck-type PWM rectifier system*. *IEEE transactions on industrial electronics*, 55(2):791–799, 2008.
- [PAN14] D. Pan, X. Ruan, C. Bao, W. Li, and X. Wang: *Capacitor-current-feedback active damping with reduced computation delay for improving robustness of LCL-type grid-connected inverter*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(7):3414–3427, 2014.
- [PAR29] R. H. Park: *Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I*. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3):716–727, 1929.
- [QUI14] J. Quintero, V. Vittal, G. T. Heydt, and H. Zhang: *The impact of increased penetration of converter control-based generators on power system modes of oscillation*. *IEEE Transactions on Power Systems*, 29(5):2248–2256, 2014.
- [R2017] R20 - Regions of Climate Action, *European Commission, Global Covenant of Mayors and R20 announce cooperation on innovative sustainable investment at sub-national level in developing countries*, 2017. <https://regions20.org/2017/12/13/r20-aer-take-big-steps-foward-one-planet-summit/>.
- [REN18] REN21, *Renewables 2018 Global Status Report*, 2018.
- [ROD13] P. Rodriguez, I. Candela, and A. Luna: *Control of PV generation systems using the synchronous power controller*. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pages 993–998. IEEE, 2013.
- [ROU07] M. Routimo and H. Tuusa: *LCL type supply filter for active power filter-Comparison of an active and a passive method for resonance damping*. In *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pages 2939–2945. IEEE, 2007.
- [SAK13] K.-i. Sakimoto, K. Sugimoto, and Y. Shindo: *Low voltage ride through capability of a grid connected inverter based on the virtual synchronous generator*. In *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on*, pages 1066–1071. IEEE, 2013.
- [SAM18] J. Samanes and E. Gubía: *Strategies for Improving the Efficiency and Grid-Connection Stability of Power Converters for Wind Energy Systems*. Ph. D. thesis, Universidad Pública de Navarra, 2018.

- [SAM19] J. Samanes, A. Urtasun, E. Gubia, and A. Petri: *Robust multisampled capacitor voltage active damping for grid-connected power converters*. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 105:741–752, 2019.
- [SAV12] M. Savaghebi, J. C. Vasquez, A. Jalilian, J. M. Guerrero, and T.-L. Lee: *Selective harmonic virtual impedance for voltage source inverters with LCL filter in microgrids*. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, pages 1960–1965. IEEE, 2012.
- [SAV13] M. Savaghebi, A. Jalilian, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero: *Autonomous voltage unbalance compensation in an islanded droop-controlled microgrid*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(4):1390–1402, 2013.
- [SHA13] R. Shah, N. Mithulananthan, and R. Bansal: *Oscillatory stability analysis with high penetrations of large-scale photovoltaic generation*. Energy Conversion and Management, 65:420–429, 2013.
- [SHA15] R. Shah, N. Mithulananthan, R. Bansal, and V. Ramachandramurthy: *A review of key power system stability challenges for large-scale PV integration*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 41:1423–1436, 2015.
- [SHI14] T. Shintai, Y. Miura, and T. Ise: *Oscillation damping of a distributed generator using a virtual synchronous generator*. IEEE transactions on power delivery, 29(2):668–676, 2014.
- [SOL18] Solar Power Europe, *Global Market Outlook for Solar Power*, 2018.
- [SON99] H.-s. Song and K. Nam: *Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions*. IEEE transactions on industrial electronics, 46(5):953–959, 1999.
- [SUN11] J. Sun: *Impedance-based stability criterion for grid-connected inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(11):3075, 2011.
- [SUU10] J. A. Suul and T. Undeland: *Impact of virtual flux reference frame orientation on voltage source inverters in weak grids*. In *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pages 368–375. IEEE, 2010.
- [SUU12] J. A. Suul, M. Molinas, and P. Rodríguez: *Exploring the range of impedance conditioning by virtual inductance for grid connected voltage source converters*. In *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Europe), 2012 3rd IEEE PES International Conference and Exhibition on*, pages 1–9. IEEE, 2012.
- [SUU15] J. A. Suul, S. D’Arco, P. Rodríguez, and M. Molinas: *Extended stability range of weak grids with Voltage Source Converters through impedance-conditioned grid synchronization*. In *11th IET International Conference on AC and DC Power Transmission*, pages 1–10. IET, 2015.
- [SUU16] J. A. Suul, S. D’Arco, P. Rodríguez, and M. Molinas: *Impedance-compensated grid synchronisation for extending the stability range of weak grids with voltage source converters*. IET Generation, Transmission & Distribution, 10(6):1315–1326, 2016.
- [TAO15] Y. Tao, Q. Liu, Y. Deng, X. Liu, and X. He: *Analysis and mitigation of inverter output impedance impacts for distributed energy resource interface*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(7):3563–3576, 2015.
- [TEO04] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and M. Liserre: *Proportional-resonant controllers. A new breed of controllers suitable for grid-connected voltage-source converters*. In *International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, volum 3, pages 9–14, 2004.



- [TEO06] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh: *Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters*. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 153(5):750–762, 2006.
- [TRO17] O. Troeng, B. Bernhardsson, and C. Rivetta: *Complex-coefficient systems in control*. In *American Control Conference (ACC), 2017*, pages 1721–1727. IEEE, 2017.
- [UNI17] United Nations, *New Transport Decarbonisation Alliance for faster climate action*, 2017. <https://cop23.unfccc.int/news/new-transport-decarbonisation-alliance-for-faster-climate-action>.
- [URT15] A. Urtasun: *Modeling and control of stand-alone AC microgrids: centralized and distributed storage, energy management and distributed photovoltaic and wind generation*. Ph. D. thesis, Universidad Pública de Navarra, 2015.
- [VAR17] L. Varro: *Energy technology and oil in the transport sector*. In *EU Refining Forum*, 2017.
- [VID13] A. Vidal, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, P. Fernandez-Comesana, J. Malvar, Ó. López, and J. Doval-Gandoy: *Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(4):1367–1383, 2013.
- [VID14] A. Vidal, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, J. Malvar, Ó. López, and J. Doval-Gandoy: *Transient response evaluation of stationary-frame resonant current controllers for grid-connected applications*. IET Power Electronics, 7(7):1714–1724, 2014.
- [WAN15a] J. Wang, J. Liang, F. Gao, L. Zhang, and Z. Wang: *A method to improve the dynamic performance of moving average filter-based PLL*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(10):5978–5990, 2015.
- [WAN15b] X. Wang, F. Blaabjerg, and P. C. Loh: *Virtual RC damping of LCL-filtered voltage source converters with extended selective harmonic compensation*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(9):4726–4737, 2015.
- [XIA17] G. Xiaoqiang, L. Shichao, and W. Xiaoyu: *Impact of phase-locked loop on stability of active damped LCL-filter-based grid-connected inverters with capacitor voltage feedback*. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 5(4):574–583, 2017.
- [YAN10] W. Yang, X. Zhou, and F. Xue: *Impacts of large scale and high voltage level photovoltaic penetration on the security and stability of power system*. In *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2010 Asia-Pacific*, pages 1–5. IEEE, 2010.
- [YAN14] D. Yang, X. Ruan, and H. Wu: *Impedance shaping of the grid-connected inverter with LCL filter to improve its adaptability to the weak grid condition*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(11):5795–5805, 2014.
- [YAN16] Q. Yan, X. Wu, X. Yuan, and Y. Geng: *An improved grid-voltage feedforward strategy for high-power three-phase grid-connected inverters based on the simplified repetitive predictor*. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(5):3880–3897, 2016.
- [YEP10] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesana: *Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers*. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(7):1692–1712, 2010.

- [YEP11a] A. G. Yepes and J. Doval Gandoy: *Digital Resonant Current Controllers for Voltage Source Converters*. Ph. D. thesis, Universidad de Vigo, 2011.
- [YEP11b] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, O. López, and J. Doval-Gandoy: *High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators*. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(2):563–576, 2011.
- [YUA02] X. 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*. IEEE transactions on industry applications, 38(2):523–532, 2002.
- [ZHA15] 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*. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*, pages 4737–4744. IEEE, 2015.
- [ZHO11] Q.-C. Zhong and G. Weiss: *Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(4):1259–1267, 2011.
- [ZHO14a] Q.-C. Zhong and Y. Zeng: *Control of inverters via a virtual capacitor to achieve capacitive output impedance*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(10):5568–5578, 2014.
- [ZHO14b] J. Z. Zhou, H. Ding, S. Fan, Y. Zhang, and A. M. Gole: *Impact of Short-Circuit Ratio and Phase-Locked-Loop Parameters on the Small-Signal Behavior of a VSC-HVDC Converter*. IEEE Transactions on Power Delivery, 29(5):2287–2296, 2014.
- [ZMO01] D. N. Zmood, D. G. Holmes, and G. Bode: *Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators*. IEEE Trans. Industry Applications, 37(2):601–610, 2001.
- [ZMO03] D. N. Zmood and D. G. Holmes: *Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error*. IEEE Transactions on power electronics, 18(3):814–822, 2003.
- [ZOU13] C. Zou, B. Liu, S. Duan, and R. Li: *A feedforward scheme to improve system stability in grid-connected inverter with LCL filter*. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pages 4476–4480. IEEE, 2013.
- [ZOU14] C. Zou, B. Liu, S. Duan, and R. Li: *Influence of delay on system stability and delay optimization of grid-connected inverters with LCL filter*. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 10(3):1775–1784, 2014.
- [PA14] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, and F. W. Fuchs: *Systematic design of the lead-lag network method for active damping in LCL-filter based three phase converters*. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 10(1):43–52, 2014.
- [TL14] M. A. Torres L, L. A. Lopes, L. A. Moran T, and J. R. Espinoza C: *Self-tuning virtual synchronous machine: a control strategy for energy storage systems to support dynamic frequency control*. IEEE Transactions on Energy Conversion, 29:833–840, 2014.
- [VW09] M. Van Wesenbeeck, S. De Haan, P. Varela, and K. Visscher: *Grid tied converter with virtual kinetic storage*. In *PowerTech, 2009 IEEE Bucharest*, pages 1–7. IEEE, 2009.



# Nomenclatura

## Símbolos

$\Delta$	Variación	–	$G_{REG}$	Función de transferencia del regulador	–
$\omega$	Frecuencia	rad/s	$G_{RET}$	Función de transferencia de los retrasos	–
$\phi$	Ángulo del factor de potencia o de una impedancia	°	$G_{RP}$	Función de transferencia de rechazo de perturbaciones	–
$\tau$	Constante de tiempo	s	$HC$	Filtro para la compensación	–
$\theta$	Fase de la tensión	°	$HI$	Filtro de corriente	–
$a$	Relación de transformación del transformador	–	$HV$	Filtro de tensión	–
$BW$	Ancho de banda	rad/s	$i$	Corriente instantánea	A
$C$	Capacidad del condensador del filtro LC	F	$J$	Momento de inercia de un generador síncrono	N·m
$C^+$	Número de puntos con margen de ganancia negativo y fase creciente	–	$j$	Número imaginario	–
$C^-$	Número de puntos con margen de ganancia negativo y fase decreciente	–	$k$	Ganancia del filtro DSOGI	–
$E$	Amplitud de la tensión del VSG	V	$K_i$	Ganancia integral del PI	–
$f$	Frecuencia	Hz	$K_p$	Ganancia proporcional del PI	–
$f_c$	Frecuencia de corte	Hz	$K_{\theta_v}$	Constante de compensación virtual	V <sup>-1</sup>
$f_s$	Frecuencia de muestreo	Hz	$K_{damp}$	Constante de amortiguamiento	N/s
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación	Hz	$K_{Rh}$	Ganancia del regulador resonante para el armónico $h$	–
$G_{CR}$	Función de transferencia de la compensación de retrasos	–	$L_1$	Inductancia del filtro LC	H
$G_{HR}$	Función de transferencia del regulador para el rechazo de armónicos	–	$L_g$	Inductancia de red	H
			$L_v$	Inductancia virtual	H
			$MF$	Margen de fase	°
			$P$	Potencia activa	W

$P_{LA}$	Número de polos inestables de la función de transferencia en lazo abierto	–	$T_n$	Constante de integración del PI	s
$P_{LC}$	Número de polos inestables de la función de transferencia en lazo cerrado	–	$T_s$	Periodo de muestreo	s
$R$	Regulador resonante	–	$U$	Referido a ecuaciones en diferencias: Variable de entrada	–
$R_1$	Resistencia parásita de la bobina del filtro LC	$\Omega$	$V$	Valor eficaz o amplitud de la tensión	V
$R_c$	Resistencia parásita del condensador del filtro LC	$\Omega$	$v$	Tensión instantánea	V
$R_g$	Parte resistiva de la impedancia de red	$\Omega$	$v_o$	Tensión de salida del inversor, medida antes de la inductancia del filtro LC	V
$R_v$	Resistencia virtual	$\Omega$	$X$	Reactancia	W
$S$	Potencia aparente	MVA	$x$	Variable independiente utilizada en funciones generales	–
$s$	Variable del dominio de Laplace	–	$X_v$	Reactancia virtual	$\Omega$
$t$	Instante de tiempo	s	$XR$	Cociente entre la reactancia y la resistencia de la impedancia de red	–
$T_e$	Par electromagnético de un generador síncrono	N·m	$Y$	Referido a ecuaciones en diferencias: Variable de salida	–
$T_m$	Par mecánico de un generador síncrono	N·m	$Z$	Impedancia	$\Omega$
			$z$	Variable del dominio digital	–

## Subíndices

$\alpha$	Referido al eje $\alpha$	$ar$	Antirresonancia del filtro LCL
$\beta$	Referido al eje $\beta$	$FP$	Relativo al factor de potencia
$d$	Referido al eje $d$	$f$	Señal filtrada
$q$	Referido al eje $q$	$g$	Red
$r$	Resonancia del filtro LCL	$HR$	Relativo al rechazo de armónicos
$v$	Virtual	$h$	Orden del armónico
$0$	Valor previo a una perturbación	$i_c$	Relativo a la corriente de los condensadores
$1$	Componente fundamental	$i_L$	Relativo a la corriente del lado convertidor
$5$	Quinto armónico	$L_g$	Relativo a la inductancia de red
$7$	Séptimo armónico	$L$	Relativo a la inductancia del filtro LC
$AF$	Relativo al regulador de avance de fase	$max$	Valor máximo

<i>nom</i>	Valor nominal		sincronismo
<i>PLL</i>	Calculado por la PLL	<i>TF</i>	Transformador de conexión a red
<i>ref</i>	Referencia	<i>v<sub>c</sub></i>	Relativo a la tensión de los condensadores
<i>RP</i>	Rechazo de perturbaciones	<i>v<sub>g</sub></i>	Relativo a la tensión de red
<i>sync</i>	Referido al punto lejano de		

## Superíndices

'	Señal estimada	<sup>1</sup>	Referido a resonantes: Tipo I
+	Secuencia directa		
-	Secuencia inversa	<sup>2</sup>	Referido a resonantes: Tipo II

## Siglas

AF	Avance de fase	LVRT	Soporte durante huecos de tensión ( <i>Low Voltage Ride Through</i> )
CCF	Filtro de coeficientes complejos ( <i>Complex-Coefficient Filter</i> )	PI	Proporcional Integral
CR	Compensación de retrasos	PIR	Proporcional Integral Resonante
DLL	Biblioteca de enlace dinámico ( <i>Dynamic-Link Library</i> )	PLL	Unidad de sincronización ( <i>Phase-Locked Loop</i> )
DSOGI	( <i>Dual Second-Order Generalized Integrator</i> )	POC	Punto de conexión ( <i>Point of Coupling</i> )
FSC	Sincronización basada en la frecuencia ( <i>Frequency-Based Synchronization Control</i> )	PSC	Sincronización basada en la potencia ( <i>Power-Based Synchronization Control</i> )
FT	Función de Transferencia	RP-PLL	PLL con sincronización en punto lejano ( <i>Remote Point PLL</i> )
FTLA	Función de Transferencia en Lazo Abierto	SCR	Potencia de cortocircuito en p.u. ( <i>Short Circuit Ratio</i> )
FTLC	Función de Transferencia en Lazo Cerrado	THD	Distorsión armónica total ( <i>Total Harmonic Distortion</i> )
HR	Rechazo de armónicos ( <i>Harmonic Rejection</i> )	VSG	Generador síncrono virtual ( <i>Virtual Synchronous Generator</i> )
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada ( <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )		



Esta tesis ha sido subvencionada por el programa de Formación de Personal Investigador (FPI) de la Universidad Pública de Navarra, a través de una beca predoctoral. Además, se ha recibido financiación de la Agencia Española de Investigación (AEI) y el Fondo Europeo de Desarrollo Regional (FEDER-UE) a través de los proyectos de investigación y desarrollo DPI2013-42853-R y DPI2016-80641-R. Este trabajo también ha sido apoyado por Ingeteam Power Technology tanto a nivel económico como de soporte y colaboración.