



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales

Tesis Doctoral

Técnicas de control para la conexión en paralelo de inversores aplicadas a convertidores de interconexión entre los buses de CC y CA de microrredes híbridas e inversores fotovoltaicos centralizados de alta potencia

Presentada por:

Marian Liberos Mascarell

Dirigida por:

Dr. Emilio Figueres Amorós

Dr. Gabriel Garcerá Sanfelú

Valencia, Abril de 2021

A mi familia

Agradecimientos

En primer lugar agradecer a mi familia todo su apoyo a lo largo de estos años, y muy especialmente a Héctor quien me ha soportado en mis momentos más duros y a Alejandro quien me ha mostrado el camino que me ha permitido llegar a realizar este trabajo.

En segundo lugar me gustaría agradecer a mis directores de tesis, Emilio Figueres y Gabriel Garcerá su confianza en mí y sus continuas ganas de enseñar. Es un placer trabajar con ellos.

Por último, agradecer a todos mis compañeros de laboratorio Antonio, Iván, Jesús, Juanjo, Robert, Silvia y Enric todos los buenos momentos pasados en el laboratorio y en especial a Raúl que en ocasiones ha actuado como un tercer director y siempre ha estado dispuesto a echar una mano.

Resumen

En este trabajo se proponen técnicas de control específicas para la paralelización de inversores sin transformador conectados a red, en aplicaciones de interconexión de buses de microrredes híbridas e instalaciones fotovoltaicas de gran potencia. La paralelización de inversores presenta múltiples ventajas como la modularidad, la redundancia o la flexibilidad para ampliar la potencia de un sistema o de una instalación. En el caso de inversores fotovoltaicos centralizados, también permite la conexión/desconexión de módulos inversores conectados en paralelo permitiendo una mayor eficiencia global cuando se trabaja a bajas potencias. Sin embargo, la paralelización de inversores provoca la aparición de corrientes de circulación que pueden provocar efectos indeseables en el sistema o en la instalación.

Las contribuciones que se llevan a cabo en esta tesis están todas ellas orientadas a la mejora de la operación de inversores en paralelo en las aplicaciones descritas y son las siguientes:

- 1) Se presenta un modelo preciso en pequeña señal de n inversores conectados en paralelo con filtro de conexión a red LCL, en el cual se tienen en consideración los términos de acoplamiento entre fases de los inductores trifásicos.
- 2) Se propone una técnica de control en la que se emplean $n-1$ lazos de regulación que controlan la componente homopolar de las corrientes e imponen un valor nulo en régimen permanente, a fin de eliminar las corrientes de circulación.
- 3) Se propone el uso de moduladores en espacio vectorial de tres dimensiones (3D-SVM) para implementar el control de la componente homopolar de las corrientes.
- 4) Se muestran resultados analíticos, de simulación y experimentales que validan el esquema de control propuesto considerando la aparición de corrientes de circulación debido a distintos factores: desbalanceo de inductancias entre las fases de un inversor y de distintos inversores, desbalanceo de potencia entre inversores y empleo de modulaciones distintas en los inversores conectados en paralelo. Los ensayos experimentales se realizan sobre un convertidor trifásico de 10 kW formado por la conexión en paralelo de dos módulos de 5 kW cada uno.

5) Se muestran resultados de simulación y experimentales de la aplicación de las técnicas de reducción de corrientes de circulación a convertidores de interconexión entre los buses de alterna y continua de microrredes híbridas. Los ensayos experimentales se particularizan a un convertidor trifásico de 7.5 kW formado por un módulo de 5 kW y otro de 2.5 kW conectados en paralelo, emulando una eventual ampliación de potencia del 50 %.

6) Se lleva a cabo el estudio por simulación de un sistema fotovoltaico de 2 MW compuesto por cuatro inversores de 500 kW conectados en paralelo, demostrando que el control de las componentes homopolares de las corrientes reduce en gran medida el valor de las corrientes de circulación y mejora el desempeño de la instalación.

7) Por último, se propone una técnica de control para mejorar la eficiencia global de inversores fotovoltaicos centralizados de potencia elevada, el cual se basa en la utilización de modelos funcionales bidimensionales de eficiencia para activar/desactivar los módulos de potencia en función del punto de operación del campo fotovoltaico.

Abstract

In this work they have been proposed specific control techniques for the parallelization of transformerless inverters connected to the grid in two specific applications: i) the interlinking converter between ac and dc bus of hybrid microgrids and ii) high power photovoltaic farms. Paralleling of inverters presents some advantages as modularity, redundancy or flexibility for increasing the power of a system or of a plant. In photovoltaic centralized inverters, the parallel inverters can be connected and disconnected in order to improve the global efficiency when the system works at low power. However, the inverters paralleling causes the appearance of circulating currents which can produce undesirable effects in the system or in the plant.

The contributions that are carried out in this thesis are all of them aimed at improving the operation of parallel inverters in the described applications and they are as follows:

- 1) It has been presented an accurate small signal model of n parallel inverters with an LCL grid filter, in which the mutual coupling terms of the three-phase inductors has been considered.
- 2) It has been proposed a control technique with $n-1$ control loops that control the zero-sequence current component by setting a zero value in steady state, looking for eliminating the circulating currents.
- 3) It has been proposed the use of three-dimension space vector modulator (3D-SVM) to implement the zero-sequence currents control.
- 4) The analytical results have been validated by means of simulation and experimental results, showing the performance of the proposed control scheme considering the appearance of circulating currents due to different factors: i) inductor imbalances between the phases of an inverter or ii) between different inverters, iii) power imbalances between inverters and iv) the use of different modulation techniques in the parallel inverters. The experimental tests have been carried out on a 10 kW three-phase converter composed by the parallel connection of two 5 kW modules.
- 5) They have been shown both simulation and experimental results of the application of circulating current reduction techniques to interlinking converters between the DC and the AC buses of hybrid microgrids. The experimental tests have been particularized to a 7.5 kW three-phase converter

composed by a 5 kW and a 2.5 kW module connected in parallel, emulating an eventual 50 % power expansion.

6) It has been carried out the simulation study of a 2 MW photovoltaic system composed by four 500 kW inverters connected in parallel, showing that the control of the zero-sequence currents greatly reduces the value of the circulating currents and improve the system performance.

7) Finally, it has been proposed a control technique for the improvement of the global efficiency of high power photovoltaic centralized inverters, which is based in the use of bidimensional functional efficiency models to activate/deactivate the power modules according to the operation point of the photovoltaic farm.

Resum

En aquest treball es proposen tècniques de control específiques per a la paral·lelització d'inversors sense transformador connectats a la xarxa, en aplicacions d'interconnexió de busos de micro-xarxes híbrides i instal·lacions fotovoltaïques de gran potència. La paral·lelització d'inversors presenta múltiples avantatges com ara són la modularitat, la redundància o la flexibilitat per ampliar la potència d'un sistema o d'una instal·lació. En el cas d'inversors fotovoltaïcs centralitzats, també es permet la connexió/desconnexió de mòduls inversors connectats en paral·lel permetent una major eficiència global quan es treballa a potències baixes. En canvi, la paral·lelització d'inversors provoca l'aparició de corrents de circulació que poden provocar efectes indesitjables en el sistema o en la instal·lació.

Totes les contribucions que es porten a terme en aquesta tesi estan orientades a la millora de la operació de inversors en paral·lel en les aplicacions descrites i son les següents:

- 1) Es presenta un model precís en xicoteta senyal de n inversors connectats en paral·lel amb filtre LCL de connexió a xarxa, en el qual es tenen en consideració els termes d'acoblament entre fases dels inductors trifàsics.
- 2) Es proposa una tècnica de control en la que s'usen $n-1$ llaços de regulació que controlen la component homopolar de les corrents i imposen un valor nul en règim permanent, a la fi d'eliminar les corrents de circulació.
- 3) Es proposa l'ús de moduladors en espai vectorial de tres dimensions (3D-SVM) per implementar el control de la component homopolar de les corrents.
- 4) Es mostren resultats analítics, de simulació i experimentals els quals validen l'esquema de control proposat considerant l'aparició de corrents de circulació degut a diversos factors: desbalanceig d'inductàncies entre les fases d'un inversor i de distints inversors, desbalanceig de potència entre inversors i ús de modulacions distintes en els inversors connectats en paral·lel. Els assajos experimentals es realitzen sobre un inversor trifàsic de 10 kW format per la connexió en paral·lel de dos mòduls de 5 kW cadascun.
- 5) Es mostren resultats de simulació i experimentals de l'aplicació de les tècniques de reducció de corrents de circulació a convertidors d'interconnexió entre els busos d'alterna i contínua de micro-xarxes híbrides. Els assajos

experimentals es particularitzen a un convertidor trifàsic de 7.5 kW format per un mòdul de 5 kW i altre de 2.5 kW connectats en paral·lel, emulant una eventual ampliació de potència del 50 %.

6) Es duu a terme l'estudi per simulació d'un sistema fotovoltaic de 2 MW format per quatre inversors de 500 kW connectats en paral·lel demostrant que el control de les components homopolars de les corrents redueixen en gran mesura el valor de les corrents de circulació i millora l'acompliment de la instal·lació.

7) Per últim, es proposa una tècnica de control per a la millora de l'eficiència global d'inversors fotovoltaics centralitzats de potència elevada, el qual es basa en la utilització de models funcionals bidimensionals d'eficiència per activar/desactivar els mòduls de potència en funció del punt d'operació del camp fotovoltaic.

Tabla de contenidos

CAPÍTULO 1 **1**

INTRODUCCIÓN Y ESTADO DE LA TÉCNICA **1**

1.1	INVERSORES DE CONEXIÓN A RED	3
1.2	MICRORREDES HÍBRIDAS Y CONVERTIDORES DE INTERCONEXIÓN	4
1.2.1	Tipos de microrredes	5
1.2.2	Arquitectura de las microrredes	6
1.2.3	Configuración de microrred bajo estudio	7
1.3	INVERSORES FOTOVOLTAICOS EN PLANTAS FOTOVOLTAICAS DE GRAN POTENCIA	8
1.4	PARALELIZACIÓN DE INVERSORES	12

CAPÍTULO 2 **15**

JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS DE LA TESIS DOCTORAL **15**

2.1	OBJETIVO PRINCIPAL	17
2.2	OBJETIVOS PARTICULARES	17
2.3	METODOLOGÍA Y ESTRUCTURA DE LA TESIS.	18

CAPÍTULO 3 **21**

CORRECCIÓN DE LAS CORRIENTES DE CIRCULACIÓN EN INVERSORES CONECTADOS EN PARALELO **21**

3.1	INTRODUCCIÓN	23
3.2	MODELADO DE N INVERSORES CONECTADOS EN PARALELO EN EL MARCO DE REFERENCIAS SÍNCRONO	27
3.2.1	Ecuaciones del modelo promediado	28
3.2.2	Desarrollo del modelo de pequeña señal en el espacio de estados	38
3.3	ESTUDIO DE LAS CORRIENTES DE CIRCULACIÓN DE BAJA FRECUENCIA	44
3.3.1	En un sistema perfectamente equilibrado	45
3.3.2	Con desbalanceo de inductancias entre inversores	47
3.3.3	Con desbalanceo en el factor de carga	49
3.3.4	Con desbalanceo de inductancias en un mismo inversor	51
3.3.5	Con distintos moduladores en cada inversor	53
3.4	DESCRIPCIÓN DE LA ARQUITECTURA DE CONTROL PROPUESTA.	56
3.5	RESULTADOS DE SIMULACIÓN	60
3.5.1	Con desbalanceo de inductancias entre inversores	61
3.5.2	Con desbalanceo en el factor de carga	63

3.5.3	Con desbalanceo de inductancias en un mismo inversor	65
3.5.4	Con distintos moduladores en cada inversor	66
3.6	RESULTADOS EXPERIMENTALES	68
3.6.1	En un sistema teóricamente equilibrado	69
3.6.2	Con desbalanceo de inductancias entre inversores	71
3.6.3	Con desbalanceo en el factor de carga	73
3.6.4	Con desbalanceo de inductancias en un mismo inversor	75
3.6.5	Con distintos moduladores en cada inversor	77

CAPÍTULO 4 **81**

CONEXIÓN EN PARALELO DE INVERSORES DE INTERCONEXIÓN EN MICRORREDES

	HÍBRIDAS	81
4.1	ESQUEMA DE CONTROL Y ANÁLISIS DINÁMICO DE LOS BUCLES	84
4.2	RESULTADOS DE SIMULACIÓN	90
4.3	RESULTADOS EXPERIMENTALES	95

CAPÍTULO 5 **105**

CONEXIÓN EN PARALELO DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS DE GRAN POTENCIA **105**

5.1	ESTUDIO Y CONTROL DE LAS CORRIENTES DE CIRCULACIÓN EN INVERSORES FOTOVOLTAICOS DE GRAN POTENCIA.	108
5.1.1	Esquema de control y análisis dinámico de los bucles	110
5.1.2	Resultados de simulación	115
5.2	MÉTODO PARA LA MEJORA DE EFICIENCIA GLOBAL DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS DE GRAN POTENCIA CONECTADOS EN PARALELO	120
5.2.1	Modelos de eficiencia de inversores fotovoltaicos	122
5.2.2	Descripción del algoritmo de eficiencia propuesto	125
5.2.3	Métodos	127
5.2.4	Resultados	133

CAPÍTULO 6 **149**

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN **149**

6.1	CONCLUSIONES	151
6.2	INVESTIGACIONES FUTURAS	155

PUBLICACIONES **157**

REFERENCIAS	161
ANEXO 1	171
MODULADOR DE ESPACIO VECTORIAL DE TRES DIMENSIONES	171
ANEXO 2	179
DESCRIPCIÓN DEL <i>SETUP</i>	179

Nomenclatura

“ \hat{x} ”	<i>Representación del término de pequeña señal de una variable.</i>
“ X ”	<i>Representación del valor del punto de operación de una variable.</i>
“ x ”	<i>Representación del valor instantáneo de una variable.</i>
AC	<i>Corriente alterna (Alternating Current).</i>
AC/DC	<i>Rectificador, convertidor de corriente alterna a corriente continua.</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
CEC	<i>California Energy Commission</i>
C_f	<i>Condensador del filtro de red.</i>
CS	<i>Average current-sharing. Método de control de repartición de corriente de manera equitativa entre inversores.</i>
DC	<i>Corriente continua (Direct Current).</i>
DGs	<i>Generadores distribuidos</i>
DSP	<i>Procesador digital de señales (Digital Signal Processor).</i>
FPB	<i>Filtro Paso Bajo</i>
FRA	<i>Analizador de respuesta en frecuencia (Frequency Response Analyzer)</i>
F_{sw}	<i>Frecuencia de conmutación.</i>
GM	<i>Margen de ganancia</i>
GSEI	<i>Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales de la UPV</i>

<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>LCL</i>	<i>Filtro paso bajo formado por dos inductancias y un condensador.</i>
<i>LED</i>	<i>Light-emitting diode. Diodo emisor de luz.</i>
<i>MPP</i>	<i>Punto de máxima potencia (Maximum Power Point).</i>
<i>MPPT</i>	<i>Seguimiento de máxima potencia (Maximum Power Point Tracking).</i>
<i>Padé(s)</i>	<i>Función de transferencia del retardo en un control digital.</i>
<i>PCC</i>	<i>Punto común de acoplamiento</i>
<i>PI</i>	<i>Regulador con acción proporcional e integral.</i>
<i>PLL</i>	<i>Lazo de seguimiento de fase (Phase-Locked Loop).</i>
<i>PM</i>	<i>Margen de fase</i>
<i>PV</i>	<i>Fotovoltaico (Photovoltaic).</i>
<i>PWM</i>	<i>Modulación por ancho de pulso (Pulse Width Modulation).</i>
<i>s</i>	<i>Variable de Laplace u operador derivada: $s \equiv d/dt$</i>
<i>SOGI</i>	<i>Integrador generalizado de segundo orden (Second Order Generalized Integrator).</i>
<i>SRF</i>	<i>Marco de referencia síncrono (Synchronous Reference Frame).</i>
<i>S_{sc}</i>	<i>Potencia aparente de cortocircuito según IEC 61000-3-12.</i>
<i>SVM</i>	<i>Modulación en espacio vectorial (Space Vector Modulator)</i>
<i>ω</i>	<i>Frecuencia de la red en rad/s.</i>

Listado de figuras

Figura 1. Topologías de microrredes: (a) radial, (b) anillo, (c) mallada	6
Figura 2. Microrred híbrida con topología en anillo	8
Figura 3. Topologías de inversores fotovoltaicos: (a) inversores descentralizados; (b) inversor centralizado; (c) inversor centralizado compuesto por n módulos en paralelo y un transformador conectado a varias salidas; (d) inversor centralizado compuesto por n módulos en paralelo y n transformadores; (e) inversor centralizado compuesto por n módulos en paralelo y un solo transformador; (f) inversor centralizado compuesto por n módulos en paralelo sin transformador.	9
Figura 4. Eficiencia del inversor Power Gate Plus 500 kW de Satcon con (en rojo) y sin transformador (en azul).	11
Figura 5. Eficiencia de un único inversor (rojo) vs en varios inversores conectados en paralelo (azul).	12
Figura 6. Inversores monofásicos conectados en paralelo.	24
Figura 7. Esquema simplificado de dos inversores monofásicos conectados en paralelo.	24
Figura 8. Circuito equivalente del primer armónico	25
Figura 9. Variación de las tensiones V_1 y V_2 en función de (a) variación de corrientes siendo $I_2 > I_1$ (b) variación de inductancia siendo $L_2 > L_1$	25
Figura 10. Conexión en paralelo simplificada de dos inversores trifásicos.	26
Figura 11. Esquema de n inversores sin transformador conectados en paralelo	28
Figura 12. Modelo promediado equivalente de una rama del inversor: (a) Rama del inversor; (b) Tiempo de conmutación y relación entre las variables de entrada y salida.; (c) Circuito promedio equivalente.	29
Figura 13. Circuito equivalente promediado de n inversores conectados en paralelo.	30
Figura 14. Modelo promediado en coordenadas SRF de n convertidores conectados en paralelo. (a) - (d) Modelo promediado eje d . (b) - (d) Modelo promediado eje q . (c) - (d) Modelo promediado eje o .	37
Figura 15. Modelo de pequeña señal en coordenadas SRF de n convertidores conectados en paralelo. (a) - (d) Modelo de pequeña señal eje d . (b) - (d) Modelo de pequeña señal eje q . (c) - (d) Modelo de pequeña señal eje o .	43
Figura 16. Diagrama unifilar de dos inversores conectados en paralelo con filtro LCL	44

Figura 17. Corrientes de circulación en un sistema perfectamente equilibrado formado por dos inversores idénticos en paralelo. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.	46
Figura 18. Corrientes de circulación con desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH). (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.	48
Figura 19. Armónico de (a) 150 y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con un desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2	48
Figura 20. Corrientes de circulación con (a) un factor de carga del 25 % en el inversor 1 y un factor de carga del 50 % en el inversor 2 y (b) un factor de carga del 50 % en el inversor 1 y un factor de carga del 100 % en el inversor 2	50
Figura 21. Armónico de (a) 150 Hz y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con un desbalanceo en el factor de carga del 50% entre los inversores 1 y 2	50
Figura 22. Corrientes de circulación con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.	52
Figura 23. Armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40%	52
Figura 24. Corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y PWM senoidal en el inversor 2. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.	55
Figura 25. Armónico de (a) 150 Hz y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y PWM senoidal en el inversor 2	56
Figura 26. Esquema de la etapa de control propuesta	58
Figura 27. Resultados de simulación del control de las corrientes de circulación con desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH). (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.	62
Figura 28. Armónico de (a) 150 Hz y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia con y sin control de las corrientes de circulación con un desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH)	63
Figura 29. Resultados de simulación del control de las corrientes de circulación con (a) un factor de carga del 25 % en el inversor 1 y un factor de carga del 50 % en el	

inversor 2 y **(b)** un factor de carga del 50 % en el inversor 1 y un factor de carga del 100 % en el inversor 2 _____ 64

Figura 30. Armónico de **(a)** 150 Hz y **(b)** 450 Hz en todo el rango de potencia con y sin control de las corrientes de circulación con un desbalanceo en el factor de carga entre los inversores 1 y 2 _____ 65

Figura 31. Resultados de simulación del control de las corrientes de circulación con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %. **(a)** Factor de carga en los inversores del 50 %. **(b)** Factor de carga en los inversores del 100 %. 66

Figura 32. Armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia con y sin control de las corrientes de circulación con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 % _____ 66

Figura 33. Resultados de simulación del control de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y 3D-SVM en el inversor 2. **(a)** Factor de carga en los inversores del 50 %. **(b)** Factor de carga en los inversores del 100 %. _____ 67

Figura 34. Armónico de **(a)** 150 Hz y **(b)** 450 Hz en todo el rango de potencia con y sin control de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y 3D-SVM en el inversor 2 _____ 68

Figura 35. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación en un sistema equilibrado. **(a)** Factor de carga en los inversores del 50 %. **(b)** Factor de carga en los inversores del 100 %. _____ 70

Figura 36. Medida experimental del Armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación en un sistema equilibrado _____ 71

Figura 37. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación con desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH). **(a)** Factor de carga en los inversores del 50 %. **(b)** Factor de carga en los inversores del 100 %. _____ 72

Figura 38. Medida experimental del Armónico de **(a)** 50 Hz y **(b)** 150 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con un desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH) _____ 73

Figura 39. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación con **(a)** un factor de carga del 25 % en el inversor 1 y un factor de carga del 50 % en el inversor 2 y **(b)** un factor de carga del 50 % en el inversor 1 y un factor de carga del 100 % en el inversor 2 _____ 74

Figura 40. Medida experimental del Armónico de **(a)** 50 Hz, **(b)** 150 Hz y **(c)** 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con un desbalanceo en el factor de carga entre los inversores 1 y 2 _____ 75

Figura 41. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.	76
Figura 42. Medida experimental del Armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %	77
Figura 43. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y 3D-SVM en el inversor 2. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.	78
Figura 44. Medida experimental del Armónico de (a) 50 Hz, (b) 150 Hz y (c) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y 3D-SVM en el inversor 2	79
Figura 45. Esquema unifilar del inversor de interconexión entre los buses AC y DC de la microrred híbrida	83
Figura 46. Esquema de la etapa de control propuesta	85
Figura 47. Diagrama de bode de la ganancia del lazo de control de corriente en el canal <i>d</i> para tensiones en el bus de continua de 400 a 600 V	88
Figura 48. Diagrama de bode de la ganancia del lazo de control de corriente en el canal <i>q</i> para tensiones en el bus de continua de 400 a 600 V	88
Figura 49. Diagrama de bode de la ganancia del lazo de control de corriente en el canal <i>o</i> para tensiones en el bus de continua de 400 a 600 V	89
Figura 50. Diagrama de bode de la ganancia del lazo de control de tensión para tensiones en el bus de continua de 400 a 600 V	89
Figura 51. Resultados de simulación antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 400 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal	91
Figura 52. Resultados de simulación antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 500 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal	92
Figura 53. Resultados de simulación antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 600 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal	93
Figura 54. Resultados de simulación con un escalón de tensión de 450 a 550 V	94
Figura 55. Resultados de simulación con un escalón de tensión de 550 a 450 V	94
Figura 56. Medidas de las ganancias de lazo de corriente y tensión a 500 V: (a) lazo de corriente en el eje <i>d</i> ; (b) lazo de corriente en el eje <i>q</i> ; (c) lazo de corriente en el eje <i>o</i> ; (d) lazo de tensión	97

Figura 57. Comparativa del cálculo y la medida de la ganancia de lazo de control de corriente en el eje d _____	97
Figura 58. Comparativa del cálculo y la medida de la ganancia de lazo de control de corriente en el eje q _____	98
Figura 59. Comparativa del cálculo y la medida de la ganancia de lazo de control de corriente en el eje o _____	98
Figura 60. Comparativa del cálculo y la medida de la ganancia de lazo de control de tensión _____	99
Figura 61. Resultados de experimentales antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 400 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal _____	100
Figura 62. Resultados de experimentales antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 500 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal _____	101
Figura 63. Resultados de experimentales antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 600 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal _____	102
Figura 64. Resultados experimentales con un escalón de tensión de 550 a 450 V	103
Figura 65. Resultados experimentales con un escalón de tensión de 450 a 550 V	103
Figura 66. Diagrama unifilar del inversor fotovoltaico centralizado de 2 MW bajo estudio. _____	108
Figura 67. Esquema de la etapa de control para la regulación de inversores fotovoltaicos conectados en paralelo _____	110
Figura 68. Ganancia de lazo de control de corriente en el canal d _____	113
Figura 69. Ganancia de lazo de control de corriente en el canal q _____	113
Figura 70. Ganancia de lazo de control de corriente en el canal o _____	114
Figura 71. Ganancia de lazo de control de tensión _____	114
Figura 72. Secuencia de activación de los inversores sin control de la componente homopolar. (a) Potencia fotovoltaica generada; (b) Corriente de la red en la fase A de cada inversor; (c) Corrientes de circulación de cada inversor. _____	116
Figura 73. Secuencia de activación de los inversores con control de la componente homopolar. (a) Potencia fotovoltaica generada; (b) Corriente de la red en la fase A de cada inversor; (c) Corrientes de circulación de cada inversor. _____	117

Figura 74. Activación del control de la homopolar sin limitación de corriente. (a) Potencia fotovoltaica generada; (b) Corriente de la red en la fase A de cada inversor; (c) Corrientes de circulación de cada inversor. _____	119
Figura 75. Activación del control de la homopolar con limitación de corriente. (a) Potencia fotovoltaica generada; (b) Corriente de la red en la fase A de cada inversor; (c) Corrientes de circulación de cada inversor. _____	120
Figura 76. Algoritmo propuesto: <i>Efficiency-oriented algorithm</i> _____	127
Figura 77. Relación entre la tensión de entrada y la eficiencia de inversores extraídos de la CEC. Grid Support Inverters List) _____	129
Figura 78. Curvas de eficiencia calculados a partir del modelo de Jantsch. (a) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN; (b) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US; (c) Power Electronics FS0900CU. _____	133
Figura 79. Curvas de eficiencia calculados a partir del modelo de Dupont. (a) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN; (b) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US; (c) Power Electronics FS0900CU. _____	134
Figura 80. Superficies de eficiencia y detalle de las curvas para tres valores de tensión de continua conectadas a partir del modelo de Rampinelli. (a) y (d) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) y (e) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) y (f) Power Electronics FS0900CU. _____	135
Figura 81. Superficies de eficiencia y detalle de las curvas para tres valores de tensión de continua conectadas a partir del modelo de Rampinelli no-lineal. (a) y (d) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) y (e) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) y (f) Power Electronics FS0900CU. _____	136
Figura 82. Superficies de eficiencia y detalle de las curvas para tres valores de tensión de continua conectadas a partir del modelo de Sandia (a) y (d) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) y (e) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) y (f) Power Electronics FS0900CU. _____	137
Figura 83. Superficies de eficiencia y detalle de las curvas para tres valores de tensión de continua conectadas a partir del modelo de Driesse. (a) y (d) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) y (e) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) y (f) Power Electronics FS0900CU. _____	138
Figura 84. Número de inversores en operación en función de la generación de potencia y la tensión de máxima potencia (MPPT) _____	139
Figura 85. Tiempo de ejecución del algoritmo. (a) Implementación con <i>lookup table</i> . (b) Ecuaciones implementadas y resueltas en tiempo real. _____	141
Figura 86. Superficies de eficiencia con el método de control de promedio de corrientes o <i>average current-sharing (CS)</i> y el método propuesto <i>efficiency-oriented</i>	

(EO). (a) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) Power Electronics FS0900CU. _____ 143

Figura 87. Eficiencia del Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) 500 V. (b) 600 V. (c) 800 V. __ 143

Figura 88. Eficiencia del Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) 585 V. (b) 746 V. (c) 800 V. _____ 144

Figura 89. Eficiencia del Power Electronics FS0900CU con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). _____ 145

Figura 90. Generación de potencia diaria y curvas de tensión MPPT (a) Día soleado. (b) Día nublado. _____ 145

Figura 91. Curvas de eficiencia del Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) Día soleado. (b) Día nublado. _____ 146

Figura 92. Curvas de eficiencia del Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) Día soleado. (b) Día nublado. __ 146

Figura 93. Curvas de eficiencia del Power Electronics FS0900CU con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) Día soleado. (b) Día nublado. _____ 147

Figura 94 (a) Distribución espacial de los vectores de conmutación (b) Distribución espacial de los tetraedros. _____ 174

Figura 95 Proyección de los seis prismas que contienen los tetraedros conformador por los vectores de conmutación en el plano $\alpha\beta$ _____ 175

Figura 96. Fotografía del montaje experimental _____ 181

Figura 97. Fotografía inversor de 5 kW _____ 183

Listado de tablas

Tabla 1. Expresión simplificada de los valores en el punto de operación. _____	44
Tabla 2. Parámetros de los inversores en paralelo _____	45
Tabla 3. Valores de las inductancias L_a reales _____	69
Tabla 4. Valores de las inductancias L_a de 7 mH (5+2 mH) reales _____	71
Tabla 5. Parámetros del inversor de interconexión _____	84
Tabla 6. Estabilidad de los lazos de control de corriente y tensión _____	87
Tabla 7. Parámetros de los inversores en paralelo _____	109
Tabla 8. Valor de la inductancia L_c según la naturaleza de la red _____	109
Tabla 9. Estabilidad de los lazos de control de corriente y tensión _____	112
Tabla 10. Lista de inversores en estudio. (Fuente: CEC. Grid Support Inverters List) _____	128
Tabla 11. Datos de eficiencia del Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN _____	130
Tabla 12. Datos de eficiencia del Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US ____	130
Tabla 13. Datos de eficiencia del Power Electronics FS0900CU _____	130
Tabla 14. Coeficientes del modelo de Jantsch _____	130
Tabla 15. Coeficientes del modelo de Dupont _____	131
Tabla 16. Coeficientes del modelo de Rampinelli _____	131
Tabla 17. Coeficientes del modelo de Rampinelli no-lineal _____	131
Tabla 18. Coeficientes del modelo de Sandia _____	132
Tabla 19. Coeficientes del modelo de Driesse _____	132
Tabla 20. Número de módulos para alcanzar los 3 MW con los inversores bajo estudio. _____	139
Tabla 21. Tiempo de ejecución y memoria _____	142
Tabla 22. Vectores de conmutación de 3D-SVM. _____	173
Tabla 23. Condiciones para la obtención del sector o prisma que contiene el vector de referencia _____	175
Tabla 24. Secuencia de vectores de conmutación en cada prisma _____	177
Tabla 25. Expresión simplificada de los valores en el punto de operación. _____	182

Capítulo 1

Introducción y estado de la técnica

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN Y ESTADO DE LA TÉCNICA

1.1 Inversores de conexión a red

Los inversores de conexión a red se pueden clasificar en tres grupos teniendo en cuenta su principio de operación: *grid-feeding*, *grid-supporting* y *grid-forming* [1].

Un convertidor de potencia *grid-feeding* actúa como una fuente de corriente que inyecta potencia activa a una red estable [2]. Estos convertidores no son capaces de establecer la tensión y la frecuencia de un sistema, sino que simplemente entregan la potencia disponible a la red o a las cargas conectadas, en el caso de operación aislada. La inyección de corriente se debe sincronizar a la tensión de red a través de algoritmos de sincronización, por ejemplo *phase-locked loop* (PLL), con el fin de controlar la inyección de potencia reactiva, la cual será normalmente nula salvo que las condiciones de operación o las normativas al respecto (por ejemplo el procedimiento de operación 12.3 [3] de requisitos de respuesta ante huecos de tensión en instalaciones eólicas y fotovoltaicas) requieran la inyección de cierta cantidad de potencia reactiva.

Los convertidores de potencia *grid-supporting* actúan como generadores síncronos que ajustan la tensión y la frecuencia en función de la potencia activa y reactiva entregadas. Los esquemas usuales de control están basados en técnicas *droop control* [4], que hacen posible operar un convertidor *grid-supporting* junto con uno *grid-forming* u otros convertidores *grid-supporting*. El uso habitual de convertidores *grid-supporting* es en sistemas de conexión a redes débiles (factor de cortocircuito bajo) y también en sistemas aislados.

Los convertidores de potencia *grid-forming* actúan prácticamente como una fuente de tensión alterna ideal que fijan la tensión y la frecuencia de una red o microrred. Su uso habitual es en sistemas aislados y requieren el uso de técnicas *droop control* para repartir adecuadamente la potencia activa y reactiva en el caso de operación en paralelo de varios convertidores *grid-forming*.

En lo sucesivo, el marco de aplicación de las técnicas que se proponen en esta tesis se centra en los inversores de conexión a red *grid-feeding*, sin perjuicio

de que su aplicación pueda ser fácilmente extrapolable a inversores *grid-supporting* y *grid-forming*.

1.2 Microrredes híbridas y convertidores de interconexión

En los próximos años la red eléctrica irá evolucionando desde el actual modelo muy centralizado hacia otro más distribuido, siendo la red eléctrica más descentralizada, inteligente y flexible [5]. En la actualidad los puntos de generación, consumo y almacenamiento se encuentran muy alejados entre sí. En estas circunstancias se producen fallos de suministro eléctrico relativamente frecuentes y pérdidas importantes en el transporte y distribución de la energía, pudiéndose decir que la eficiencia del sistema es baja. Tanto las compañías eléctricas como los gobiernos abogan por una red eléctrica mallada, formada en una cierta proporción por generadores distribuidos, donde los puntos de consumo se hallen cerca de los puntos de generación, evitando así las elevadas pérdidas que se producen en las líneas, y reduciendo la tasa de fallos. En definitiva, lo que se persigue es la generación de pequeñas cantidades de energía eléctrica por parte de los usuarios, lo que se conoce como microgeneración en el origen. En este sentido, los usuarios son consumidores de energía eléctrica y, al mismo tiempo, responsables de la generación, por lo que adquieren un rol activo como partes integrantes de la red.

En este contexto surge el concepto de microrred eléctrica. Una microrred es una red local compuesta de generadores distribuidos (DGs), sistemas de almacenamiento de energía y cargas dispersas que operan tanto conectadas a red como en modo isla [6]–[8]. El concepto de microrred eléctrica permite que los puntos de generación y consumo de energía estén cerca unos de otros de manera que las pérdidas debidas a la distribución decrezcan. Las microrredes pueden emplear sistemas energéticos renovables distribuidos que atienden las cargas de varios consumidores a través de recursos energéticos distribuidos de pequeño tamaño. Se trata de versiones modernas a pequeña escala de los sistemas eléctricos centralizados que generan, distribuyen y regulan el flujo de energía eléctrica a un conjunto de consumidores a nivel local. Las microrredes tienen varios beneficios como la mejora de la fiabilidad local, la reducción de pérdidas, la compensación de huecos de tensión o el trabajo como sistemas de alimentación ininterrumpida [9], [10].

La mayoría de los elementos de la microrred se controlan mediante equipos basados en electrónica de potencia para proveer al sistema de la flexibilidad

suficiente. Bajo esta perspectiva y, admitiendo que en el futuro la red eléctrica estará formada tanto por generación centralizada como por generación distribuida, se debe considerar que, en caso de fallo de la red pública de distribución, una microrred debería desconectarse y funcionar de forma autónoma, llegando a gestionar de manera eficiente la generación, el almacenamiento y el consumo de la energía disponible

1.2.1 Tipos de microrredes

Las microrredes se pueden dividir en tres grandes grupos: AC, DC y microrredes híbridas [11].

Las microrredes AC son las más utilizadas ya que permiten integrar generadores distribuidos en la red eléctrica actual implementando modificaciones mínimas. Esta arquitectura se caracteriza por facilitar la modificación de niveles de tensión con transformadores de baja frecuencia y por tener una alta capacidad de gestión de fallos. Además, los circuitos de protección están ampliamente desarrollados para los sistemas AC. Sin embargo, como inconveniente, se destaca la necesaria sincronización entre los sistemas de generación o la circulación de potencia reactiva que incrementa las pérdidas de potencia en la transmisión [12].

El uso de microrredes DC se revela como interesante debido al incremento de cargas DC como luminarias LED, la creciente flota de vehículos eléctricos, los generadores de energía renovable en corriente continua, o los sistemas de almacenamiento. Entre sus ventajas destaca su mayor rendimiento al no ser necesarias las etapas de inversión en la conexión de los sistemas de energía renovables y la no circulación de corriente reactiva. Además, no son necesarios sistemas de sincronización y en las cargas de DC se pueden evitar las etapas de rectificación, siendo necesarios solo pequeños convertidores DC-DC [13]. Sin embargo, esta configuración necesita una intensa modificación de la red de distribución, cosa que incrementa los costes drásticamente.

Las microrredes híbridas combinan las ventajas de las arquitecturas AC y DC. Las dos redes, la de corriente continua y la de corriente alterna, se combinan en una misma red de distribución de modo que se facilita la integración de los sistemas de generación distribuida, los sistemas de almacenamiento y las cargas tanto en DC como en AC evitando procesos de conversión innecesarios [14], [15].

1.2.2 Arquitectura de las microrredes

En la Figura 1 se muestran distintas topologías en la conexión de microrredes: radial, en anillo o mallada.

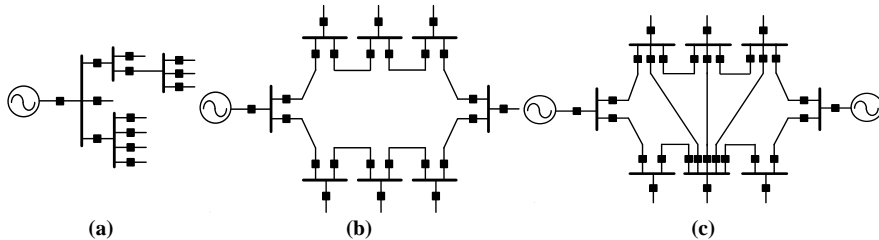


Figura 1. Topologías de microrredes: (a) radial, (b) anillo, (c) mallada

En una configuración radial los sistemas de consumo se conectan a una línea ramificada en la que el suministro se distribuye desde el punto de conexión a la red hasta las distintas cargas situadas a lo largo de las líneas ramificadas. Esta es una configuración simple, barata y fácil de implementar en la que el control y las protecciones se sitúan en el punto de conexión a la red. Sin embargo, como inconveniente se destaca que, si una de las líneas se desconecta por cualquier razón, todas las líneas aguas abajo perderán el suministro de energía. Por otro lado, son poco flexibles ya que para integrar nuevas cargas es necesario instalar nuevo cableado a no ser que el sistema estuviese inicialmente sobredimensionado [16], [17].

En una configuración en anillo, todos los nodos se interconectan de manera que forman un lazo geométrico cerrado en el que la potencia se puede distribuir en cualquiera de los dos sentidos hacia cualquier punto de la microrred [18]. Esta configuración ofrece un mayor rendimiento y una mayor fiabilidad si se compara con un sistema radial. En caso de fallo o mantenimiento, diferentes partes del sistema se pueden aislar apropiadamente, consiguiendo que la mayoría de las cargas sigan teniendo suministro energético. Un sistema en anillo es un poco más difícil de implementar que un sistema radial y como inconveniente se destaca el coste de estos sistemas [17].

La configuración mallada es similar a una conexión en anillo, pero incluye además líneas redundantes que permiten reconducir el flujo de potencia en caso de fallo en la línea principal. En comparación con la configuración radial o en anillo, la configuración mallada es la más difícil de implementar ya que incluye muchas alternativas de interconexión entre nodos, por lo que es complejo implementar sus sistemas de protección.

1.2.3 Configuración de microrred bajo estudio

Tal y como se ha indicado anteriormente, en lugares como edificios de oficinas, polígonos industriales, o incluso barrios residenciales se considera interesante el empleo de microrredes híbridas. Debido al aumento de la conciencia social o incluso debido al abaratamiento de la autoproducción de energía es cada vez más frecuente disponer a nivel local de sistemas de generación de energía renovable como los sistemas de generación fotovoltaica.

En estos casos, disponer de una microrred híbrida permite un gran ahorro energético al gestionar las cargas y fuentes tanto de corriente continua como de corriente alterna en buses independientes, evitando las dobles conversiones de DC a AC y de AC a DC con las pérdidas energéticas que ello conlleva en una red eléctrica convencional. Los déficits o superávits de potencia de la parte de continua y/o alterna se pueden gestionar a través de los convertidores de interconexión.

En la Figura 2 se muestra el esquema de una microrred híbrida en configuración en anillo. La microrred está compuesta por un bus AC (en rojo) al que se conectan sistemas de generación y consumo de corriente alterna, y que se encuentra conectado a la red de distribución a través del punto común de acoplamiento (PCC). La microrred dispone además de un bus DC (en azul) en el que también hay conectados generadores y cargas en corriente continua y que se interconecta con el bus AC a través de convertidores de interconexión.

Un sistema en configuración en anillo ofrece robustez al permitir el flujo de potencia en ambos sentidos. Por otro lado, si se considera el empleo de convertidores de interconexión formados por distintos inversores conectados en paralelo se obtiene un sistema modular en el que se pueden añadir módulos de interconexión en el caso de aumentar la potencia requerida máxima a transmitir entre los buses AC y DC. La paralelización de estos módulos permite, además, obtener un sistema redundante ya que, en caso de fallo de uno de los inversores, se podría seguir produciendo el flujo de potencia entre el bus de AC y DC.

En este trabajo se particulariza el marco general descrito al estudio del funcionamiento de un convertidor de interconexión compuesto inicialmente por un inversor de 5 kW, cuya potencia se ha aumentado en un 50 % conectando en paralelo un módulo de 2.5 kW. En modo de conexión a red los

dos inversores trabajan como *grid-feeding*. El funcionamiento en modo isla queda fuera del alcance de esta tesis y se propone como una línea futura de trabajo.

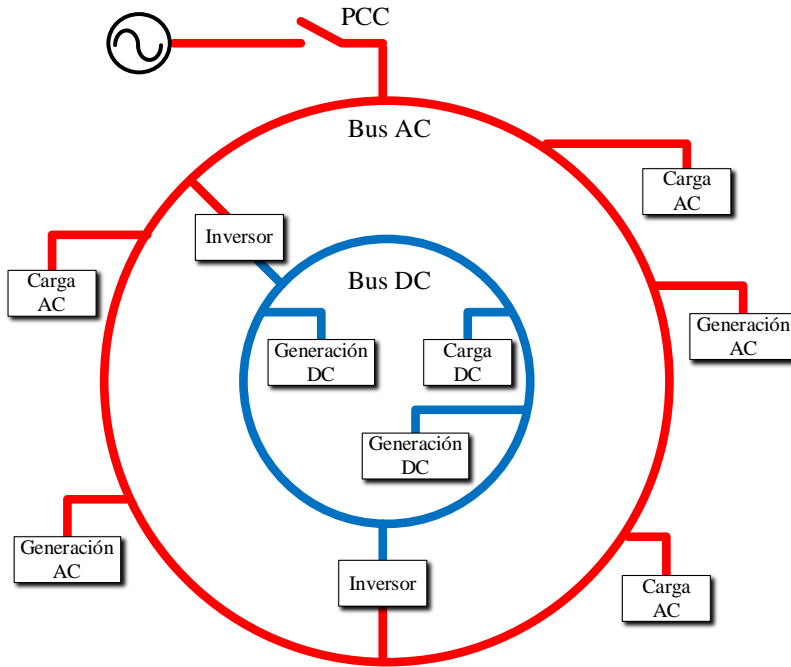


Figura 2. Microrred híbrida con topología en anillo

1.3 Inversores fotovoltaicos en plantas fotovoltaicas de gran potencia

En los últimos años la demanda de electricidad se ha incrementado. En el futuro, el consumo de energía eléctrica global se espera que continúe aumentando significativamente [19]. Además, los precios de los recursos convencionales que tienen unas existencias limitadas están aumentando, por lo que las energías renovables como la energía solar fotovoltaica se están convirtiendo en una alternativa prometedora. La generación fotovoltaica se ha incrementado rápidamente en los últimos años y constituye, hoy en día, una contribución significativa en la generación de electricidad proveniente de recursos renovables [20]–[24]. La energía fotovoltaica tiene muchas ventajas: es una energía limpia, es omnipresente y tiene unos costes bajos de mantenimiento y operación [25]. Con el fin de incrementar el rendimiento de

los sistemas fotovoltaicos, ha sido habitual la instalación de plantas fotovoltaicas de gran escala [26].

En el contexto de campos fotovoltaicos, hay muchos estudios que barajan el uso de inversores descentralizados conectados a un solo *string* con el mismo punto de máxima potencia (MPPT) [27]. El mayor beneficio del uso de inversores descentralizados es el elevado número de entradas MPPT en este tipo de sistemas. Sin embargo, las topologías descentralizadas, ilustradas en la Figura 3 (a), son menos interesantes para aplicaciones de potencia elevada debido a su elevado coste. Como alternativa, los inversores centralizados se suelen usar en aplicaciones de elevada potencia, ya que ofrecen un buen compromiso entre costes y eficiencia [28]. La Figura 3 (b)-(f) muestra varios esquemas basados en inversores centralizados.

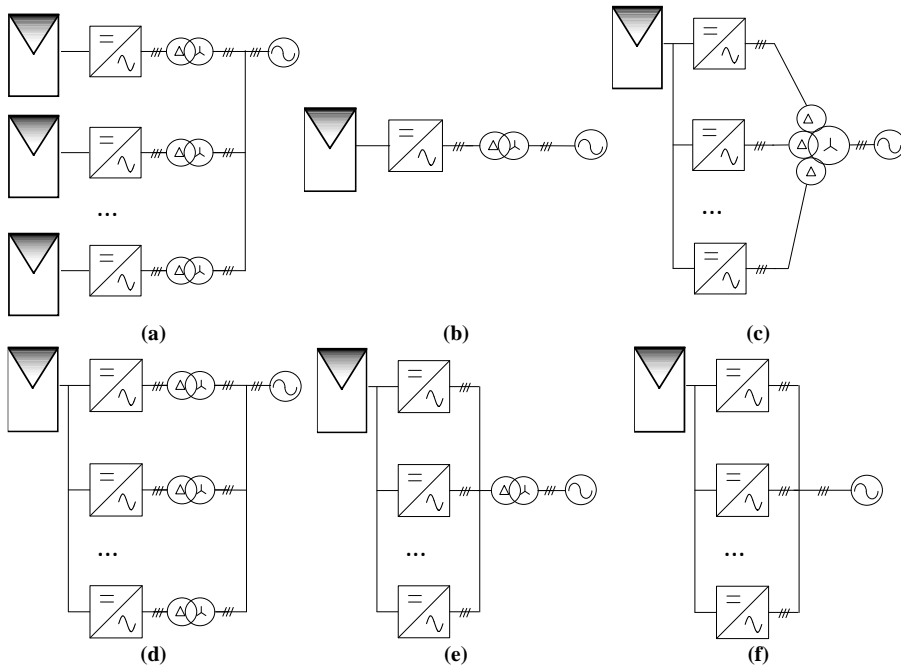


Figura 3. Topologías de inversores fotovoltaicos: (a) inversores descentralizados; (b) inversor centralizado; (c) inversor centralizado compuesto por n módulos en paralelo y un transformador conectado a varias salidas; (d) inversor centralizado compuesto por n módulos en paralelo y n transformadores; (e) inversor centralizado compuesto por n módulos en paralelo y un solo transformador; (f) inversor centralizado compuesto por n módulos en paralelo sin transformador.

La Figura 3 (b) muestra un inversor centralizado que conecta todo el campo fotovoltaico a la red de distribución a través un de un transformador de baja frecuencia. El principal problema de utilizar este esquema es la baja eficiencia a potencias bajas, cuando las condiciones de radiación solar son bajas y todo el sistema debe permanecer en operación. Además, el transformador es pesado y voluminoso. Para evitar parcialmente estos problemas, la Figura 3 (c)-(f) muestra varias soluciones que implementan un inversor centralizado a partir de la conexión en paralelo de módulos que manejan, cada uno de ellos, una fracción de la potencia. La operación en paralelo de inversores permite tener modularidad y además la desconexión de los inversores dependiendo del nivel de potencia generada. Esta técnica se usa con frecuencia para mejorar la eficiencia en el rango bajo de potencia, tal y como muestra la Figura 5 y se describe a continuación. En la Figura 3 (c)-(d), se propone el uso de un solo transformador con varias salidas y un transformador individual por inversor, respectivamente. Ambas soluciones tienen la ventaja de la paralización, pero son un 40 % más caras que tener un solo secundario como en el caso del esquema de la Figura 3 (e) [26]. A pesar de que el uso de un solo transformador para todos los módulos no es tan caro como las dos soluciones descritas anteriormente, es tan caro y voluminoso como el de la Figura 3 (b). En este punto, la cuestión es si el aislamiento galvánico es necesario en instalaciones fotovoltaicas o si se puede evitar para reducir costes, volumen y peso, así como pérdidas de potencia del sistema. Es cierto que los transformadores permiten filtrar las componentes de modo común que pueden distorsionar las corrientes generadas, por lo que estas componentes no se inyectan a la red de distribución, tal y como se exige en los estándares y regulaciones sobre la conexión a red de inversores de potencia. Sin embargo, para este propósito, el uso de transformadores se puede reemplazar por alguna técnica que limite la generación de estas componentes por debajo de cierto umbral que depende de las regulaciones locales de cada país. Este hecho permite el uso de inversores sin transformador (*transformerless inverters*) que son mucho menos voluminosos y caros y además evitan las pérdidas de potencia producidas por los transformadores, por lo que ofrecen mejor rendimiento. Para ilustrar este hecho, la Figura 4 muestra la eficiencia del Power Gate Plus 500 kW, un inversor de elevada potencia fabricado por Satcon (Shiyan, China). En esta figura, la eficiencia en todo el rango de potencia del inversor con transformador (en rojo) y sin transformador (en azul) se representa teniendo en cuenta los datos extraídos del *datasheet* [29]. Se puede observar que la eficiencia del inversor sin transformador es significativamente mayor en todo el rango de potencia.

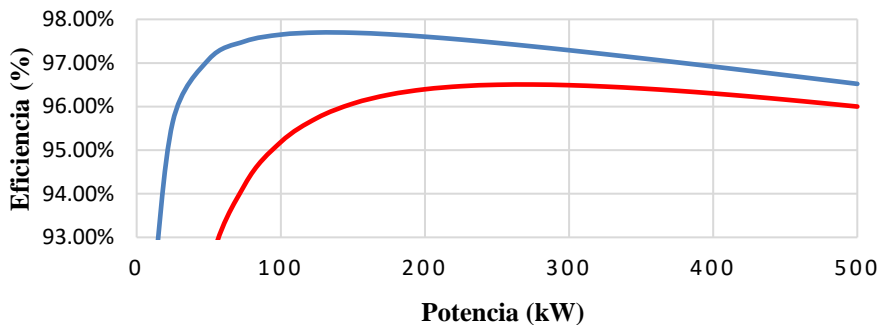


Figura 4. Eficiencia del inversor Power Gate Plus 500 kW de Satcon con (en rojo) y sin transformador (en azul).

Tal y como se ha indicado anteriormente, la eficiencia del inversor centralizado compuesto por un solo inversor que ilustra la Figura 3 (b) es pobre cuando la potencia generada es reducida en condiciones de baja radiación solar. Como solución a este problema, se suelen emplear topologías compuestas por inversores conectados en paralelo [30]–[32], siendo preferible, en el rango de MWs, los esquemas de la Figura 3 (c-f). En el contexto de la generación fotovoltaica, la conexión en paralelo se considera de gran interés ya que se pueden ir conectando inversores a medida que la potencia generada se incrementa, evitando con ello las pérdidas constantes de los módulos inactivos. Como resultado, se mejora la eficiencia del inversor centralizado en su conjunto, especialmente en el rango bajo de potencia. Para ilustrar este hecho, la Figura 5 muestra la eficiencia considerando un solo inversor que maneja toda la potencia (en rojo), y la eficiencia de cuatro inversores en paralelo que manejan, cada uno, una fracción de la potencia total (en azul). La mejora de la eficiencia es evidente en el rango de baja potencia en el que los inversores trabajan muchas horas, especialmente cuando las condiciones climatológicas producen una radiación solar moderada. Los inversores se pueden conectar secuencialmente para conseguir el mejor perfil de potencia en todo el rango de potencia, tal y como se puede ver en la Figura 5. Los datos para construir los perfiles de eficiencia se han extraído de [29]. Cabe destacar que hay compañías que fabrican inversores fotovoltaicos en el rango de MW y, para conseguir este rango de potencia, se suelen conectar en paralelo varios inversores de menor potencia, típicamente unos 500 kW, como en el caso del HEC V1000 (Power Electronics, Paterna, Valencia) [31] y el VS980 inversor solar (ABB, Zürich, Switzerland) [32].

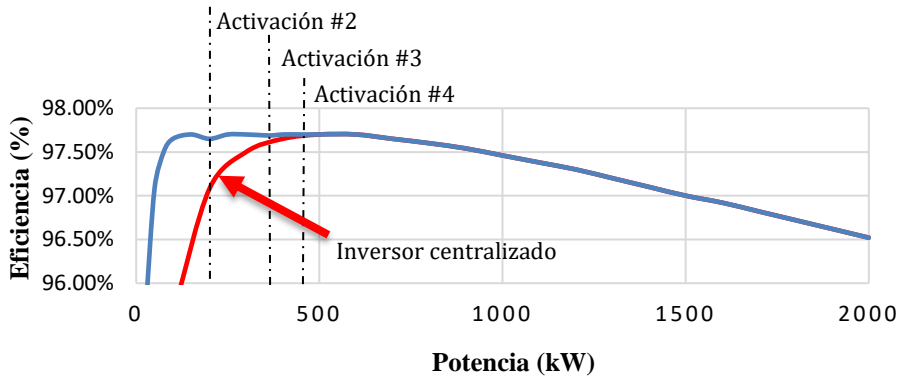


Figura 5. Eficiencia de un único inversor (rojo) vs en varios inversores conectados en paralelo (azul).

1.4 Paralelización de inversores

En este trabajo se estudia la conexión en paralelo de inversores en aplicaciones de interconexión de buses de microrredes híbridas y módulos fotovoltaicos de gran potencia. La conexión de convertidores en paralelo también se ha empleado en otras aplicaciones, como los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida, compensadores estáticos de potencia reactiva, filtros activos o en sistemas de alimentación en trenes o barcos [33].

La conexión en paralelo de convertidores tiene varias ventajas como bajo rizado de corriente, modularidad, una mejor gestión térmica, mayor capacidad de potencia, redundancia y mantenimiento sencillo [34]. La paralelización permite ampliar fácilmente la potencia del sistema añadiendo nuevos módulos. Cuando los convertidores tienen una implementación modular se consigue un sistema redundante en el que es sencillo reemplazar convertidores en caso de fallo, en tanto que los módulos activos pueden seguir suministrando una fracción de la potencia nominal, e incluso la potencia nominal en caso de que el sistema cuente con módulos de reserva y, obviamente, las condiciones de operación lo permitan. Además, compartir la corriente entre varios módulos permite el uso de dispositivos de menor potencia que pueden conmutar a una frecuencia mayor permitiendo reducir el tamaño de los inductores [35]. Como se ha indicado en el apartado anterior, también se pueden desconectar módulos de potencia dependiendo del flujo de potencia a gestionar, incrementando la eficiencia a baja carga.

Sin embargo, habitualmente se diseñan los convertidores individualmente y cuando operan en paralelo aparece una corriente de circulación que puede producir efectos indeseables en el sistema [36]. Cuando existen diferencias en el hardware (inductancia de los filtros) o en el control de los módulos conectados en paralelo, aparecen corrientes de circulación entre ellos. Las corrientes de circulación pueden producir efectos adversos como distorsión en las corrientes de cada módulo, reparto de carga desequilibrado, pérdidas de conducción de los dispositivos de conmutación o menor eficiencia en el sistema [37].

Uno de los métodos más simples para eliminar las corrientes de circulación se presenta en [38]–[40] y consiste en el uso de inversores con aislamiento, como en la Figura 3 (c)-(d). Sin embargo, con este método resulta un sistema caro y voluminoso [41], por lo que se considera más interesante suprimir la corriente de circulación a través de métodos de control que no añadan *hardware* al sistema.

La corriente de circulación se puede dividir en corriente de circulación de alta frecuencia, compuesta por componentes cercanas a la frecuencia de conmutación y sus múltiplos, y corrientes de circulación de baja frecuencia, la cual contiene las componentes cercanas a la frecuencia fundamental. Habitualmente las corrientes de circulación de alta frecuencia se eliminan empleando elementos pasivos [42] como en [43] donde se propone el empleo de un filtro pasivo mejorado que incrementa el orden de la función de transferencia de la corriente homopolar reduciendo la corriente de circulación de alta frecuencia. Este trabajo se centra en el estudio de las corrientes de circulación de baja frecuencia.

En [44], [45], para reducir las corrientes de circulación, los n módulos conectados en paralelo se tratan como uno solo considerando un solo convertidor que tiene tantas ramas como las ramas de cada módulo multiplicadas por n . No obstante, esta aproximación no permite diseños modulares y tiene un elevado grado de complejidad, por lo que es solo adecuado para valores bajos de n . Otros trabajos como [43] emplean un método de control de tiempo finito. En [46] se propone un método PWM de inyección de la tensión en modo común mientras en [47] se emplea una técnica de compensación de doble modulación y [48] propone una modulación PWM de eliminación de armónicos (HEPWM) que emplea una frecuencia de conmutación elevada por lo que la aplicación de esta modulación produce elevadas pérdidas de conmutación.

En este trabajo, se propone una técnica de control que elimina el problema de las corrientes de circulación controlando la componente homopolar de las corrientes generadas. La complejidad de la solución propuesta es muy baja y, tal y como se ve en las siguientes secciones, es compatible con el diseño modular y se puede extender fácilmente a valores elevados de n .

Capítulo 2

Justificación y objetivos de la Tesis Doctoral

Capítulo 2

JUSTIFICACIÓN Y OBJETIVOS DE LA TESIS DOCTORAL

2.1 Objetivo principal

El objetivo principal de la presente tesis es la propuesta de técnicas de control originales orientadas a la mejora de la operación en paralelo de inversores que operan en modo conexión a red, tanto en aplicaciones de inversores de interconexión entre los buses AC y DC de microrredes híbridas como en inversores fotovoltaicos centralizados de gran potencia. En concreto, se pretende eliminar o, al menos, reducir sustancialmente las corrientes de circulación típicas de la paralelización de inversores. Asimismo, en el caso de inversores fotovoltaicos centralizados, se propone un método de selección del número de módulos activos basado en modelos de eficiencia.

2.2 Objetivos particulares

En el contexto de las microrredes híbridas la investigación planteada se orienta al estudio de las arquitecturas de control de los convertidores de interconexión entre los buses de DC y AC de una microrred híbrida. En el contexto de esta investigación, dicho convertidor estará constituido por dos inversores operando en paralelo y se proponen como objetivos:

- Modelado del convertidor desde una perspectiva global de sistema MIMO (multi-input, multi-output), definiendo con precisión las variables de control para cada uno de los inversores que forman parte del convertidor de interconexión, las variables que se pretende regular y aquellas que actúan como perturbaciones.
- Concepción de la arquitectura y los algoritmos de control primarios del convertidor de interconexión, acordes con los objetivos de control planteados.
 - Control de la corriente de circulación entre los inversores de conexión a red mediante reguladores proporcionales integrales e integradores generalizados.
 - Implementación de un modulador en espacio vectorial de tres dimensiones que permita regular la componente homopolar

de las corrientes, correspondiente con las corrientes de circulación.

En el contexto de los inversores fotovoltaicos de gran potencia se proponen varios objetivos entre los que se destaca el control de las corrientes de circulación resultantes de la conexión en paralelo de los inversores y el estudio de algoritmos de activación/desactivación de los módulos que conforman el inversor centralizado para la mejora del rendimiento global del mismo. Como objetivos particulares se propone:

- Modelado y control de los inversores fotovoltaicos conectados en paralelo. Estudio del reparto equitativo de potencia entre inversores fotovoltaicos de gran potencia conectados en paralelo operando como inversores centralizados en grandes granjas fotovoltaicas.
 - Control de la corriente de circulación entre los módulos fotovoltaicos que conforman el inversor fotovoltaico mediante reguladores proporcionales integrales e integradores generalizados.
 - Implementación de un modulador en espacio vectorial de tres dimensiones que permita regular la componente homopolar de las corrientes.
- Estudio de modelos funcionales (unidimensionales y bidimensionales) del rendimiento de inversores fotovoltaicos y su aplicación a la mejora del rendimiento global de inversores centralizados basados en la conexión en paralelo de múltiples inversores fotovoltaicos

2.3 Metodología y estructura de la tesis.

En el Capítulo 1: *Introducción y estado de la técnica* se realiza una revisión bibliográfica sobre los tipos de microrredes, se indican los beneficios de la conexión en paralelo de inversores de interconexión de microrredes híbridas y la conexión en paralelo de inversores centralizados en campos fotovoltaicos de gran potencia, y se realiza una revisión bibliográfica general sobre la paralelización de convertidores.

En el Capítulo 2: *Justificación y objetivos de la Tesis Doctoral* se enuncian los principales objetivos del presente trabajo.

En el Capítulo 3: *Corrección de las corrientes de circulación en inversores conectados en paralelo* se analiza la naturaleza y el origen de las corrientes de circulación de baja frecuencia. En este capítulo, además, se expresa el modelo en pequeña señal de n inversores conectados en paralelo y se describe la estructura de control propuesta para el control de las corrientes de circulación. También se muestran resultados de simulación y experimentales del control de las corrientes de circulación debidas a los distintos factores evaluados. Los ensayos experimentales se realizan sobre un convertidor trifásico de 10 kW formado por la conexión en paralelo de dos módulos de 5 kW cada uno.

A continuación, en el Capítulo 4: *Conexión en paralelo de inversores de interconexión en microrredes híbridas* se detalla el diseño de los lazos de control de corriente y tensión en el contexto de microrredes híbridas. Se muestran, además, los resultados de simulación obtenidos mediante la herramienta de simulación PSIMTM y los resultados experimentales que validan el modelado y el diseño de los lazos de regulación de corriente y tensión. Los ensayos experimentales se particularizan a un convertidor trifásico de 7.5 kW formado por un módulo de 5 kW y otro de 2.5 kW conectados en paralelo, emulando una eventual ampliación de potencia del 50 %.

En el Capítulo 5: *Conexión en paralelo de inversores fotovoltaicos de gran potencia* se diseñan los lazos de control para la regulación de la entrada de continua de los inversores fotovoltaicos y la anulación de las corrientes de circulación entre los inversores. Se lleva a cabo el estudio por simulación de un sistema fotovoltaico de 2 MW compuesto por cuatro inversores de 500 kW conectados en paralelo, el cual permite validar la bondad de las técnicas propuestas en este tipo de aplicaciones. En este capítulo, además, se realiza un estudio comparativo entre los distintos modelos funcionales de rendimiento de inversores fotovoltaicos y se implementa un algoritmo de conexión y desconexión de inversores fotovoltaicos conectados en paralelo para la mejora del rendimiento global del inversor centralizado en todo el rango de generación de potencia.

Las principales conclusiones que se pueden extraer a partir de los resultados obtenidos, así como posibles vías de investigación que se pueden derivar a partir de esta tesis se presentan en el Capítulo 6: *Conclusiones y líneas futuras de investigación*.

Además, en este trabajo se incluye el Anexo 1: *Modulador de espacio vectorial de tres dimensiones* que describe el modulador empleado que

permite controlar la componente homopolar de las corrientes de circulación y el Anexo 2: *Descripción del setup* en el que se describen los materiales y los prototipos empleados para la realización de los ensayos experimentales.

Capítulo 3

Corrección de las corrientes
de circulación en inversores
conectados en paralelo

Capítulo 3

CORRECCIÓN DE LAS CORRIENTES DE CIRCULACIÓN EN INVERSORES CONECTADOS EN PARALELO

Hay aplicaciones en las que se considera interesante la conexión de inversores en paralelo de módulos idénticos, construidos por el mismo fabricante, aunque también se puede dar el caso en que sea necesaria la sustitución de algún módulo en caso de avería o se desee una ampliación en la potencia a gestionar, por lo que sea necesario recurrir a un equipo fabricado posteriormente y con distintas características. Así, es posible que en un sistema se empleen convertidores con la misma potencia nominal pero que implementen técnicas de modulación distintas o bien se gestione una misma carga con inversores de distinta potencia nominal, en ambos casos fruto de una ampliación de potencia en la instalación. En este capítulo se estudian las corrientes de circulación que pueden aparecer en estas situaciones, evaluando los efectos de utilizar técnicas de modulación distintas entre inversores y condiciones de operación diferentes entre ellos.

Además, se estudian las corrientes de circulación que pueden aparecer incluso seleccionando etapas inversoras de idéntico valor nominal, en las cuales los inductores de los filtros tienen distintos valores debido a las tolerancias de fabricación y envejecimiento. La tolerancia de los inductores puede llegar a alcanzar valores superiores al 20 %, por lo que incluso empleando inductores del mismo valor nominal y fabricante puede haber diferencias significativas en sus valores reales.

En este capítulo se muestra el modelo de pequeña señal de n inversores sin transformador conectados en paralelo y se propone un esquema de control que consigue reducir las corrientes de circulación. Se muestran resultados de simulación y resultados experimentales en los que se observa la naturaleza de las corrientes de circulación y se valida la efectividad del esquema de control propuesto.

3.1 Introducción

Para facilitar el estudio de la naturaleza de las corrientes de circulación que aparecen en los inversores de tres ramas conectados en paralelo se parte del

esquema de dos inversores monofásicos conectados en paralelo como los mostrados en la Figura 6. Estos inversores monofásicos representan de manera simplificada la conexión entre cada una de las fases A, B y C de dos inversores de tres ramas conectados en paralelo, aunque debe destacarse que en el caso trifásico la conexión del punto O no es física y dicho punto únicamente se emplea como referencia para las tensiones generadas en cada fase.

En la Figura 7 se representa el esquema simplificado del circuito de la Figura 6 donde se observa que al conectar dos inversores en paralelo se puede cerrar un lazo de corriente I_z entre ambos módulos que puede aparecer debido al desbalanceo entre las tensiones V_1 y V_2 [46]. A partir de la Figura 7 se extrae la ecuación (1).

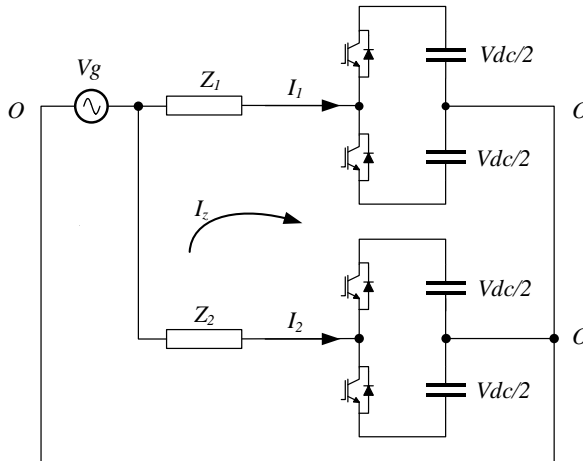


Figura 6. Inversores monofásicos conectados en paralelo.

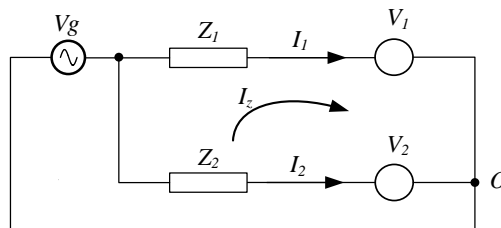


Figura 7. Esquema simplificado de dos inversores monofásicos conectados en paralelo.

$$I_z = \frac{V_1 - V_2}{Z_1 + Z_2} \quad (1)$$

En la Figura 8 se muestra el circuito equivalente del primer armónico de los inversores monofásicos conectados en paralelo en el que las impedancias Z_1 , Z_2 de los esquemas anteriores se sustituyen por filtros de red inductivos.

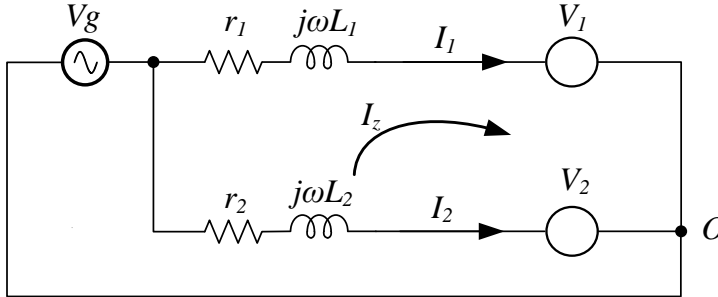


Figura 8. Circuito equivalente del primer armónico

A partir del esquema de la Figura 8 y de las ecuaciones (2)-(3), en la Figura 9 (a) se muestra una representación vectorial en el que se ve como con diferencias entre las corrientes I_1 e I_2 , las tensiones V_1 y V_2 son distintas. Del mismo modo, al variar el valor de inductancia entre ambos inversores, en la Figura 9 (b) puede verse como las tensiones V_1 y V_2 se diferencian. Así, con un desbalanceo entre las corrientes o las inductancias de los filtros de conexión a red, se provoca un desbalanceo entre las tensiones V_1 y V_2 de los inversores, circunstancia que produce la aparición de corrientes de circulación.

$$V_1 = V_g - I_1 \cdot j\omega L_1 \quad (2)$$

$$V_2 = V_g - I_2 \cdot j\omega L_2 \quad (3)$$

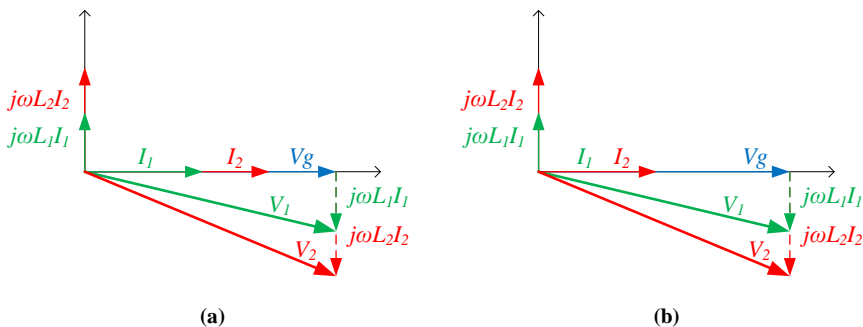


Figura 9. Variación de las tensiones V_1 y V_2 en función de (a) variación de corrientes siendo $I_2 > I_1$ (b) variación de inductancia siendo $L_2 > L_1$

En un inversor trifásico el sumatorio de las corrientes de las fases cumplen con la ecuación (4). Sin embargo, al conectar diversos inversores en paralelo,

como en la Figura 10 donde se muestra un esquema simplificado de dos inversores conectados en paralelo, el sumatorio de las corrientes en las fases cumplen con las ecuaciones (5)-(6), siendo I_{o1} e I_{o2} la componente homopolar de las corrientes.

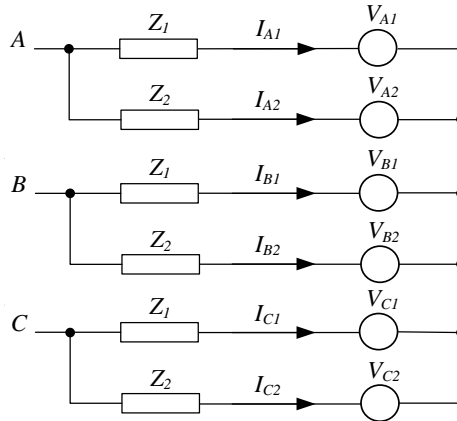


Figura 10. Conexión en paralelo simplificada de dos inversores trifásicos.

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad (4)$$

$$I_{A1} + I_{B1} + I_{C1} = 3I_{O1} \quad (5)$$

$$I_{A2} + I_{B2} + I_{C2} = 3I_{O2} \quad (6)$$

La corriente de circulación en cada uno de los inversores se corresponde con el valor de esta componente homopolar. En el caso de dos inversores conectados en paralelo la corriente de circulación es idéntica en ambos pero de signo contrario, tal y como se indica en la ecuación (7).

$$I_Z = I_{O1} = -I_{O2} \quad (7)$$

En un sistema trifásico como el de la Figura 10 las corrientes de circulación cumplen la ecuación (8) en la que k indica el orden del armónico, ω la frecuencia de la red (armónico fundamental), φ_A , φ_B , φ_C , son los desfases entre las componentes fundamentales y φ_{Ak} , φ_{Bk} , φ_{Ck} , son los desfases entre fases de cada uno de los armónicos de orden k [49].

$$I_Z = \frac{1}{3} \left(\sum_{k=1}^{\infty} I_{Ak} \cos(k(\omega_1 t + \varphi_A) + \varphi_{Ak}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{Bk} \cos(k(\omega_1 t + \varphi_B) + \varphi_{Bk}) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{Ck} (\cos k(\omega_1 t + \varphi_C) + \varphi_{Ck}) \right) \quad (8)$$

Nótese que, en el caso de inversores trifásicos equilibrados en todas sus componentes y asumiendo en primera aproximación que los desfases son nulos, resulta la expresión (9).

$$I_Z = \frac{1}{3} \left(\sum_{k=1}^{\infty} I \cos(k\omega_1 t) + \sum_{k=1}^{\infty} I \cos\left(k\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right)\right) + \sum_{k=1}^{\infty} I \cos\left(k\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right) \quad (9)$$

Calculando la ecuación (9) para $k=1, 2 \dots n$ se observa que todas las componentes distintas de $k=3$ y sus múltiplos se anulan mientras que no lo hacen las componentes $k=3$ y sus múltiplos. Considerando además que normalmente los armónicos de orden par son despreciables debido a la simetría de media onda en las tensiones y corrientes de red, se tiene que solo aparecen en las corrientes de circulación las componentes $k=3$ y sus múltiplos impares. Es decir, si las corrientes que suministra cada inversor conectado en paralelo son iguales, en caso de que aparezcan corrientes de circulación, éstas solo contendrán componentes armónicas impares y múltiplos de 3 del fundamental ($k=3, 9, 15$, etc.). A la misma conclusión se llega si se consideran desfases no nulos en las componentes, siempre que los desfases sean iguales para cada orden k . En la práctica, la componente más destacable es la de tercer armónico, siendo el resto de valor muy reducido.

3.2 Modelado de n inversores conectados en paralelo en el marco de referencias síncrono

La Figura 11 muestra el esquema de n inversores sin transformador conectados en paralelo. El filtro de red de cada inversor es una red LCL que tiene resistencias de *damping*, R_d , conectados en serie con los condensadores del filtro. En el modelo del sistema se han tenido en cuenta los términos de acoplamiento M_a , M_b y M_c de los inductores trifásicos, L_a , L_b y L_c . En las siguientes ecuaciones, r_a , r_b y r_c representan cada una de las resistencias de los inductores. La inductancia L_c puede representar el valor de un inductor trifásico que forma parte de un filtro LCL en el que la inductancia del lado de

la red es común en los inversores conectados en paralelo y que tiene un término de acoplamiento M_c . Sin embargo, también puede representar a la inductancia propia de la red vista desde el punto de conexión en cuyo caso el término de acoplamiento se considera nulo. En distintos capítulos de este trabajo la inductancia L_c puede tomar estas dos representaciones.

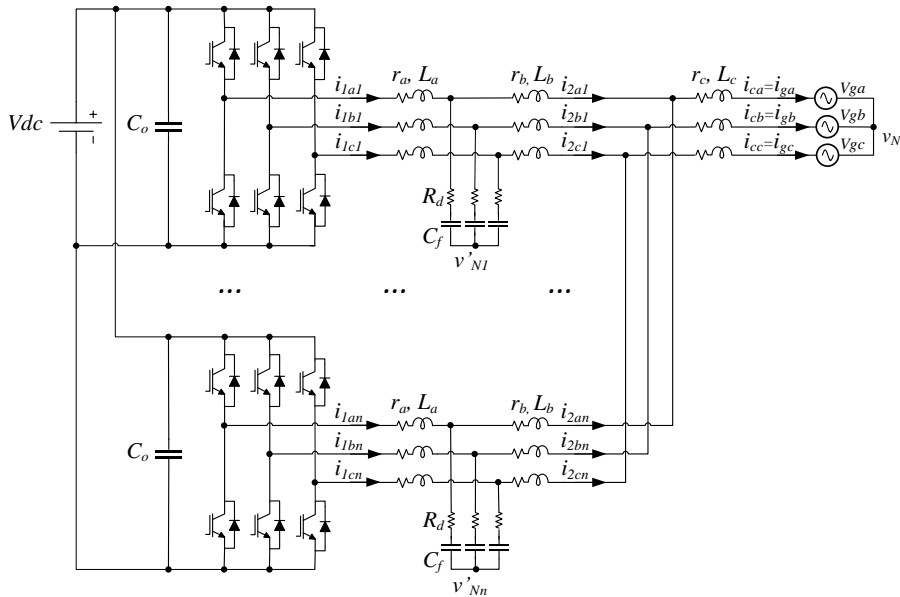


Figura 11. Esquema de n inversores sin transformador conectados en paralelo

3.2.1 Ecuaciones del modelo promediado

La Figura 12 (a) muestra el circuito de una rama del inversor que tiene una fuente de corriente en un lado de la rama, y una fuente de tensión en la otra. En la Figura 12 (b) se representan los ciclos de trabajo de los transistores (IGBT) siendo d_φ , ($\varphi = a, b, y c$) los ciclos de trabajo de los transistores que se encuentran en la parte superior de la rama (i.e., la señal de control de $S_{\varphi p}$). En la Figura 12 (b) se muestra también la relación entre los valores instantáneos (en azul) y los promediados (en negro) de la corriente y la tensión en la rama del inversor, siendo Fm el valor de la ganancia del modulador. Considerando estas relaciones entre tensión y corriente se obtiene el circuito equivalente promediado de una única rama del inversor representado en la Figura 12 (c).

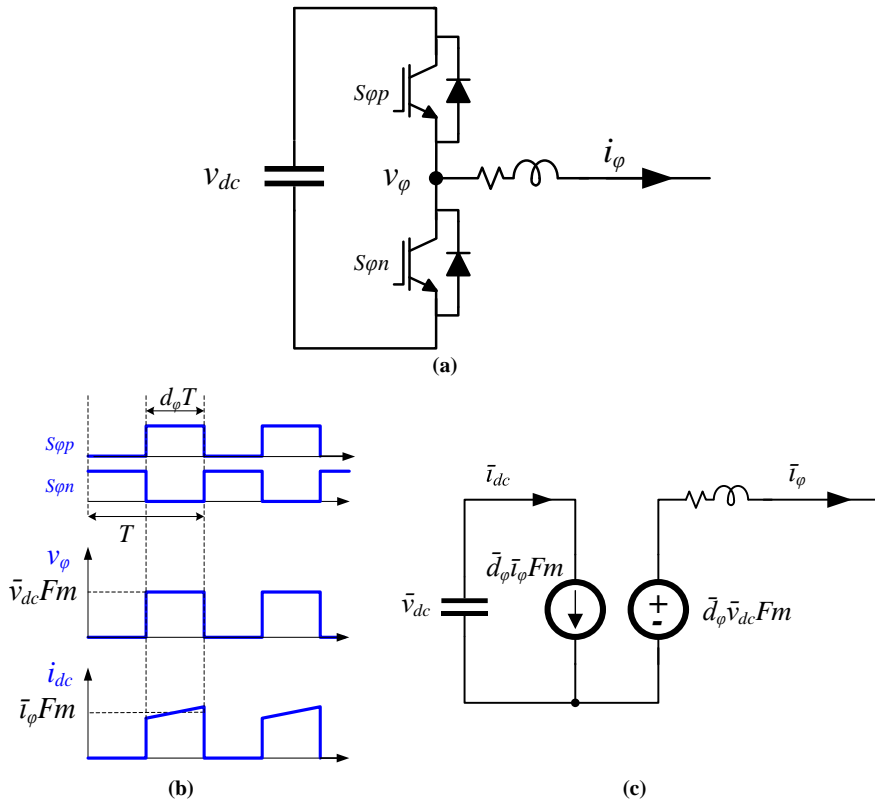


Figura 12. Modelo promediado equivalente de una rama del inversor: (a) Rama del inversor; (b) Tiempo de conmutación y relación entre las variables de entrada y salida.; (c) Circuito promedio equivalente.

Aplicando el circuito equivalente promediado a cada una de las ramas del inversor de la Figura 11, se obtiene el modelo promediado de los n inversores conectados en paralelo en el marco de referencias trifásico estacionario representado en la Figura 13. Las ecuaciones (10)-(23) se obtienen directamente de este esquema. En las ecuaciones, $i=1, \dots, n$ identifican cada uno de los módulos y n es el número total de módulos. El factor de carga de cada módulo se representa con la variable c_i . Las ecuaciones (20)-(22) son iguales para cada inversor si los componentes se consideran del mismo valor y no se consideran las tolerancias alrededor del valor nominal.

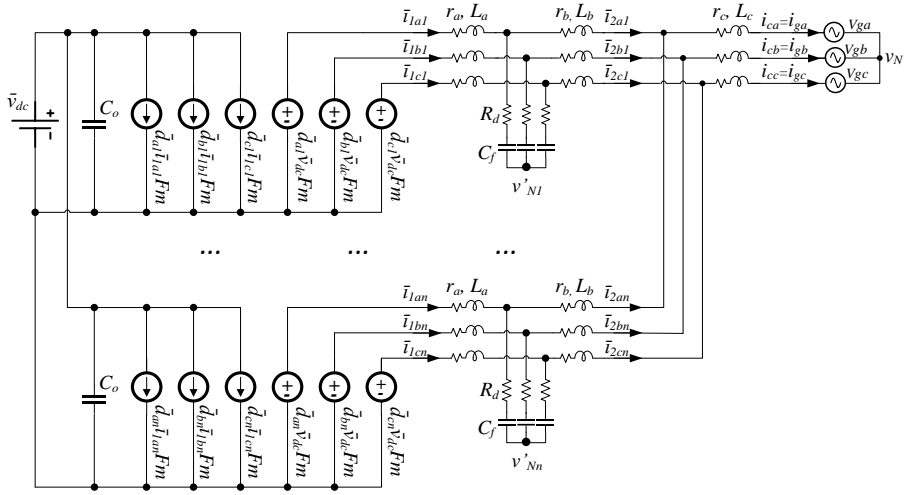


Figura 13. Circuito equivalente promediado de n inversores conectados en paralelo.

$$V_{L_{a-a}} = L_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1ai} + M_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1bi} + M_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1ci} \quad (10)$$

$$V_{L_{a-b}} = M_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1ai} + L_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1bi} + M_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1ci} \quad (11)$$

$$V_{L_{a-c}} = M_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1ai} + M_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1bi} + L_a \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{1ci} \quad (12)$$

$$V_{L_{b-a}} = L_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2ai} + M_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2bi} + M_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2ci} \quad (13)$$

$$V_{L_{b-b}} = M_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2ai} + L_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2bi} + M_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2ci} \quad (14)$$

$$V_{L_{b-c}} = M_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2ai} + M_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2bi} + L_b \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{2ci} \quad (15)$$

$$V_{L_{c-a}} = L_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{ca} + M_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{cb} + M_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{cc} \quad (16)$$

$$V_{L_{c-b}} = M_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{ca} + L_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{cb} + M_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{cc} \quad (17)$$

$$V_{L_c c} = M_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{ca} + M_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{cb} + L_c \cdot \frac{d}{dt} \bar{i}_{cc} \quad (18)$$

$$\bar{i}_{c\varphi} = \bar{i}_{g\varphi} = \bar{i}_{2\varphi 1} + \bar{i}_{2\varphi 2} + \dots + \bar{i}_{2\varphi n} = \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} \bar{i}_{2\varphi i} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_a & M_a & M_a \\ M_a & L_a & M_a \\ M_a & M_a & L_a \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1ai} \\ \bar{i}_{1bi} \\ \bar{i}_{1ci} \end{bmatrix} &= Fm \cdot \bar{v}_{dc} \begin{bmatrix} \bar{d}_{ai} \\ \bar{d}_{bi} \\ \bar{d}_{ci} \end{bmatrix} - r_a \begin{bmatrix} \bar{i}_{1ai} \\ \bar{i}_{1bi} \\ \bar{i}_{1ci} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{v}_{cai} \\ \bar{v}_{cbi} \\ \bar{v}_{cci} \end{bmatrix} \\ -R_d \left(\begin{bmatrix} \bar{i}_{1ai} \\ \bar{i}_{1bi} \\ \bar{i}_{1ci} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{i}_{2ai} \\ \bar{i}_{2bi} \\ \bar{i}_{2ci} \end{bmatrix} \right) &- \begin{bmatrix} \bar{v}_{Ni'} \\ \bar{v}_{Ni'} \\ \bar{v}_{Ni'} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} L_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} L_c & M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} M_c & M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} M_c \\ M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} M_c & L_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} L_c & M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} M_c \\ M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} M_c & M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} M_c & L_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} L_c \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2ai} \\ \bar{i}_{2bi} \\ \bar{i}_{2ci} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{v}_{Ni'} \\ \bar{v}_{Ni'} \\ \bar{v}_{Ni'} \end{bmatrix} \\ - \left(r_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} r_c \right) \begin{bmatrix} \bar{i}_{2ai} \\ \bar{i}_{2bi} \\ \bar{i}_{2ci} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{v}_{cai} \\ \bar{v}_{cbi} \\ \bar{v}_{cci} \end{bmatrix} + R_d \left(\begin{bmatrix} \bar{i}_{1ai} \\ \bar{i}_{1bi} \\ \bar{i}_{1ci} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{i}_{2ai} \\ \bar{i}_{2bi} \\ \bar{i}_{2ci} \end{bmatrix} \right) &- \begin{bmatrix} \bar{v}_{ga} \\ \bar{v}_{gb} \\ \bar{v}_{gc} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{v}_{Ni} \\ \bar{v}_{Ni} \\ \bar{v}_{Ni} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (21)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cai} \\ \bar{v}_{cbi} \\ \bar{v}_{cci} \end{bmatrix} = \frac{1}{C_f} \left(\begin{bmatrix} \bar{i}_{1ai} \\ \bar{i}_{1bi} \\ \bar{i}_{1ci} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{i}_{2ai} \\ \bar{i}_{2bi} \\ \bar{i}_{2ci} \end{bmatrix} \right) \quad (22)$$

$$\frac{d}{dt} \bar{v}_{dc} = \frac{1}{nC_o} \left(\bar{i}_{dc} - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{a1} \\ \bar{d}_{b1} \\ \bar{d}_{c1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1a1} \\ \bar{i}_{1b1} \\ \bar{i}_{1c1} \end{bmatrix} - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{a2} \\ \bar{d}_{b2} \\ \bar{d}_{c2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1a2} \\ \bar{i}_{1b2} \\ \bar{i}_{1c2} \end{bmatrix} - \dots - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{an} \\ \bar{d}_{bn} \\ \bar{d}_{cn} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1an} \\ \bar{i}_{1bn} \\ \bar{i}_{1cn} \end{bmatrix} \right) \quad (23)$$

Tal y como se mencionaba anteriormente, se han tenido en cuenta los términos de acoplamiento mutuos de los inductores trifásicos. En el caso de que se utilicen inductores monofásicos en cada fase relativamente separados entre sí, puede asumirse que $M = 0$. Las ecuaciones (10)-(12) indican la tensión del inductor en las fases a , b y c , respectivamente, en el lado del inversor del filtro LCL. Ecuaciones similares representan las tensiones de los inductores trifásicos en el lado de la red del filtro LCL, L_b (13)-(15) y L_c (16)-(18). En

(19) se indica la expresión de la corriente que circula a través de la inductancia L_c .

El sistema de inversores conectados en paralelo se ha modelado en un marco de referencia síncrono (SRF) en el que la tensión de la red está alineada con el eje d . Esta aproximación permite un control independiente de la potencia activa con el eje d , mientras que la potencia reactiva se controla con el eje q . Normalmente la componente de secuencia cero u homopolar (canal o) no se regula porque dicha componente es naturalmente nula en el caso de inversores trifásicos individuales y sin conductor neutro. Sin embargo, dado que la componente de secuencia cero coincide con las corrientes de circulación en inversores conectados en paralelo, en esta tesis se propone establecer un lazo de regulación para el canal o de corriente, con un valor de consigna igual a cero a fin de eliminar las corrientes de circulación de baja frecuencia. Debe destacarse que las componentes de alta frecuencia de las corrientes de circulación no pueden eliminarse mediante esta técnica, ya que quedan fuera del ancho de banda de los lazos de regulación.

Para la obtención de las ecuaciones en el marco SRF se ha aplicado (25) a las ecuaciones (20)-(23), siendo T la matriz de transformación SRF expresada en (24). En estas ecuaciones ω representa la frecuencia angular de la red y x representa cada una de las variables promediadas

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \omega t & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_d \\ \bar{x}_q \\ \bar{x}_o \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} \bar{x}_a \\ \bar{x}_b \\ \bar{x}_c \end{bmatrix} \leftrightarrow \begin{bmatrix} \bar{x}_a \\ \bar{x}_b \\ \bar{x}_c \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{x}_d \\ \bar{x}_q \\ \bar{x}_o \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} L_a & M_a & M_a \\ M_a & L_a & M_a \\ M_a & M_a & L_a \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} \right) = -r_a T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} + Fm \bar{v}_{dc} T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{d}_{di} \\ \bar{d}_{qi} \\ \bar{d}_{oi} \end{bmatrix} \quad (26)$$

$$- T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \\ \bar{v}_{coi} \end{bmatrix} - R_d \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} - T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} \right) - \bar{v}_{Nl} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} L_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} L_c & M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} M_c & M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} M_c \\ M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} M_c & L_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} L_c & M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} M_c \\ M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} M_c & M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} M_c & L_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} \right) \\
 & = \bar{v}_{Ni} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \left(r_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} r_c \right) T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} + T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \\ \bar{v}_{coi} \end{bmatrix} \quad (27)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + R_d \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} - T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} \right) - T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{v}_{gd} \\ \bar{v}_{gq} \\ \bar{v}_{go} \end{bmatrix} - \bar{v}_{Ni} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \\
 & \frac{d}{dt} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \\ \bar{v}_{coi} \end{bmatrix} \right) = \frac{1}{C_f} \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} - T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} \right) \quad (28)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \bar{v}_{pv} & = \frac{1}{nC_o} \left(\bar{i}_{pv} - Fm \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{d}_{d1} \\ \bar{d}_{q1} \\ \bar{d}_{o1} \end{bmatrix} \right)^T T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1d1} \\ \bar{i}_{1q1} \\ \bar{i}_{1o1} \end{bmatrix} - Fm \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{d}_{d2} \\ \bar{d}_{q2} \\ \bar{d}_{o2} \end{bmatrix} \right)^T T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1d2} \\ \bar{i}_{1q2} \\ \bar{i}_{1o2} \end{bmatrix} \right. \\
 & \quad \left. - \dots - Fm \left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{d}_{dn} \\ \bar{d}_{qn} \\ \bar{d}_{on} \end{bmatrix} \right)^T T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1dn} \\ \bar{i}_{1qn} \\ \bar{i}_{1on} \end{bmatrix} \right) \quad (29)
 \end{aligned}$$

Las ecuaciones (26)-(28) se multiplican por la matriz de transformación T. Teniendo en cuenta (30)-(33) y el empleo de ecuaciones similares a (31)-(32) para las corrientes i_{2di} y resolviendo, se obtienen las ecuaciones (34)-(37).

$$T \frac{dT^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$T \begin{bmatrix} L_a & M_a & M_a \\ M_a & L_a & M_a \\ M_a & M_a & L_a \end{bmatrix} \frac{dT^{-1}}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega(La - Ma) & 0 \\ \omega(La - Ma) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$T \begin{bmatrix} L_a & M_a & M_a \\ M_a & L_a & M_a \\ M_a & M_a & L_a \end{bmatrix} T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} La - Ma & 0 & 0 \\ 0 & La - Ma & 0 \\ 0 & 0 & La + 2Ma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$\left(T^{-1} \begin{bmatrix} \bar{x}_d \\ \bar{x}_q \\ \bar{x}_o \end{bmatrix} \right)^T T^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{x}_d \\ \bar{x}_q \\ \bar{x}_o \end{bmatrix}^T \quad (T^{-1})^T T^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{x}_d \\ \bar{x}_q \\ \bar{x}_o \end{bmatrix}^T \quad (33)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{La - Ma} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{La - Ma} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{La + 2Ma} \end{bmatrix} \left(Fm \bar{v}_{dc} \begin{bmatrix} \bar{d}_{di} \\ \bar{d}_{qi} \\ \bar{d}_{oi} \end{bmatrix} \right. \\ &\left. - \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \\ \bar{v}_{coi} \end{bmatrix} - (R_d + r_a) \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} + R_d \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} - \bar{v}_{Ni} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (34)$$

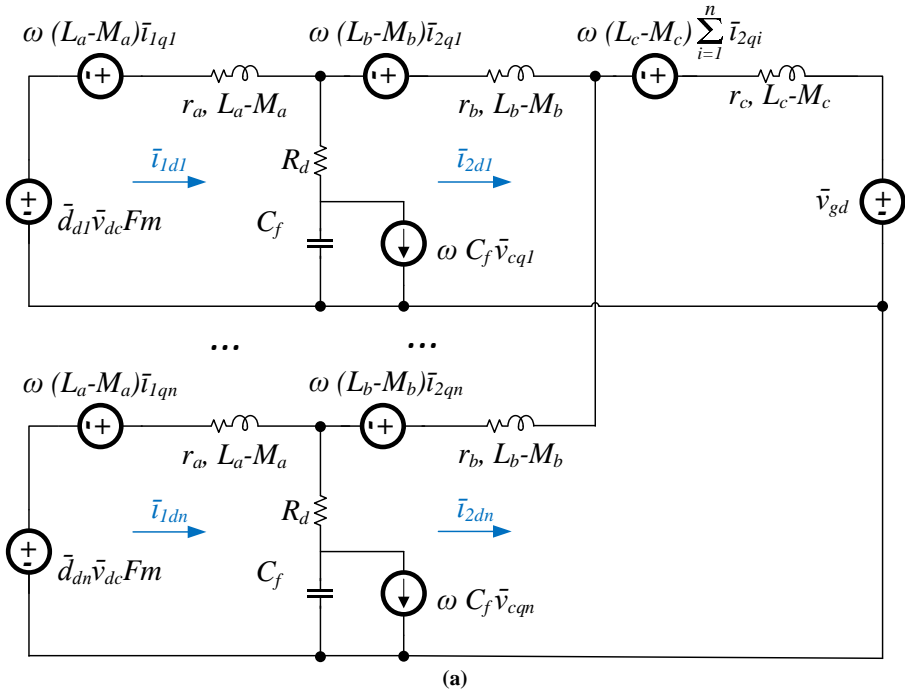
$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} (L_c - M_c)} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} (L_c - M_c)} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_b + 2M_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} (L_c - M_c)} \end{bmatrix} \left(\bar{v}_{Ni} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix} \right. \\ &\left. + \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \\ \bar{v}_{coi} \end{bmatrix} + R_d \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} - (R_d + r_b + \frac{\sum_{j=1}^n C_j}{c_i} r_c) \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{v}_{gd} \\ \bar{v}_{gq} \\ \bar{v}_{go} \end{bmatrix} - \bar{v}_{Ni} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \sqrt{3} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (35)$$

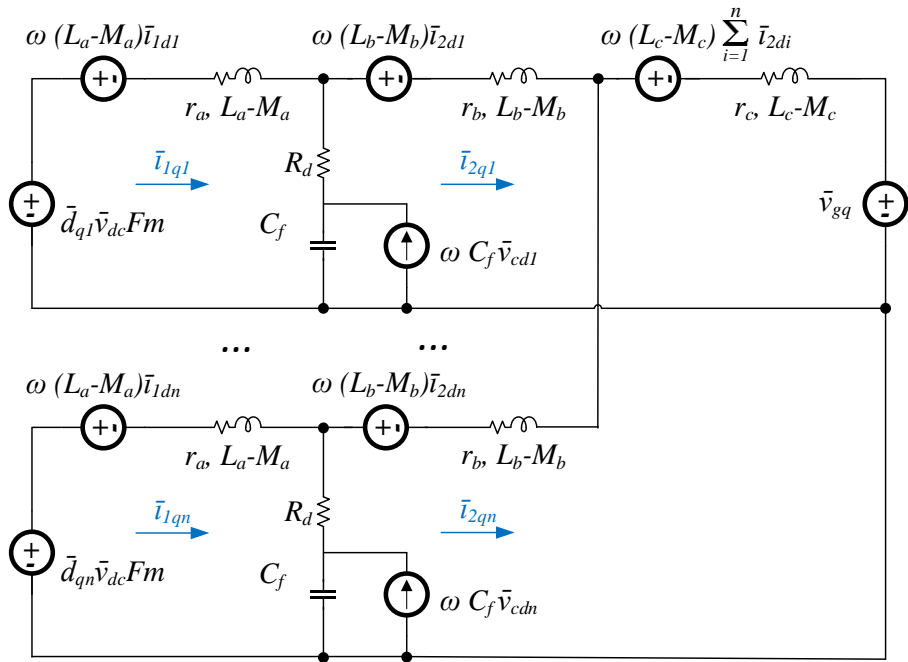
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \\ \bar{v}_{coi} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \\ \bar{v}_{coi} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \left(\begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \\ \bar{i}_{1oi} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \\ \bar{i}_{2oi} \end{bmatrix} \right) \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \bar{v}_{dc} &= \frac{1}{nC_o} \left(\bar{i}_{pv} - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{d1} \\ \bar{d}_{q1} \\ \bar{d}_{o1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1d1} \\ \bar{i}_{1q1} \\ \bar{i}_{1o1} \end{bmatrix} - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{d2} \\ \bar{d}_{q2} \\ \bar{d}_{o2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1d2} \\ \bar{i}_{1q2} \\ \bar{i}_{1o2} \end{bmatrix} - \dots \right. \\ &\left. - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{dn} \\ \bar{d}_{qn} \\ \bar{d}_{on} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1dn} \\ \bar{i}_{1qn} \\ \bar{i}_{1on} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (37)$$

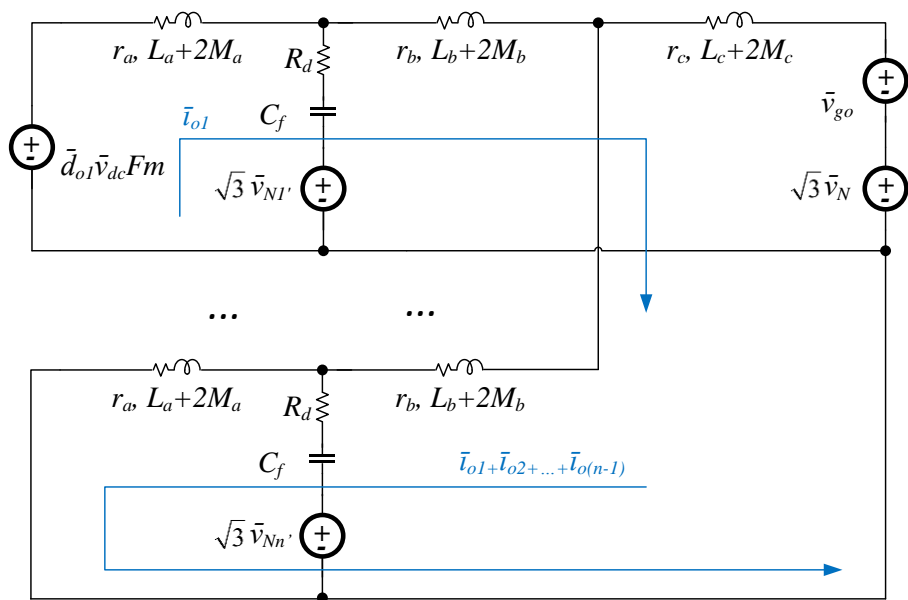
A partir de estas ecuaciones obtenemos el circuito promediado en coordenadas síncronas (Figura 14). Cabe destacar que las corrientes de circulación cumplen la ecuación (38) por lo que solo es necesario regular $n-1$ corrientes homopolares. Por este motivo, el ciclo de trabajo del convertidor n es nulo y se representa con un cortocircuito en la Figura 14 (c). Destacar además, que la corriente de circulación no transita por la red ni por los condensadores de los filtros. En [42] se demuestra que cuando los condensadores de los filtros no están conectados al punto medio de la $dc-link$ los condensadores no afectan en las ecuaciones del canal homopolar donde sólo se han tenido en cuenta los inductores del circuito.

$$\bar{i}_{on} = -(\bar{i}_{o1} + \bar{i}_{o2} + \dots + \bar{i}_{o(n-1)}) \quad (38)$$





(b)



(c)

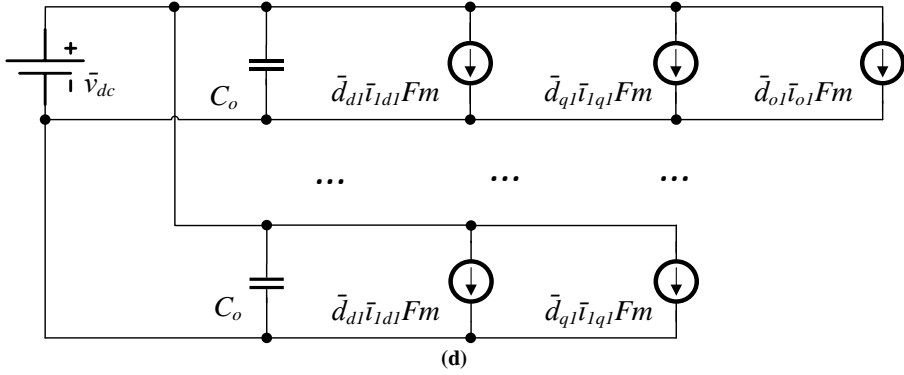


Figura 14. Modelo promediado en coordenadas SRF de n convertidores conectados en paralelo. (a) - (d) Modelo promediado eje d . (b) - (d) Modelo promediado eje q . (c) - (d) Modelo promediado eje o .

A partir del circuito del modelo promediado obtenemos las ecuaciones del modelo promediado en el marco de referencia síncrono (39)-(43).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \end{bmatrix} + \frac{Fm \bar{v}_{dc}}{La - Ma} \begin{bmatrix} \bar{d}_{di} \\ \bar{d}_{qi} \end{bmatrix} - \frac{1}{La - Ma} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \end{bmatrix} - \frac{R_d + r_a}{La - Ma} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{La - Ma} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c)} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \end{bmatrix} + \frac{R_d}{L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c)} \begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \end{bmatrix} - \frac{R_d + r_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} r_c}{L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c)} \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c)} \begin{bmatrix} \bar{v}_{gd} \\ \bar{v}_{gq} \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_{o1} \\ \bar{i}_{o2} \\ \dots \\ \bar{i}_{o(n-1)} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{r_a + r_b}{L_a + L_b + 2M_a + 2M_b} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{r_a + r_b}{L_a + L_b + 2M_a + 2M_b} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \frac{r_a + r_b}{L_a + L_b + 2M_a + 2M_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{o1} \\ \bar{i}_{o2} \\ \dots \\ \bar{i}_{o(n-1)} \end{bmatrix} \quad (41)$$

$$\begin{aligned}
 & \left[\begin{array}{ccc} \frac{(n-1)Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \dots & \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \\ \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \frac{(n-1)Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \dots & \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \dots & \frac{(n-1)Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \end{array} \right] \begin{bmatrix} \bar{d}_{o1} \\ \bar{d}_{o2} \\ \dots \\ \bar{d}_{o(n-1)} \end{bmatrix} \\
 + & \left[\begin{array}{ccc} \frac{(n-1)Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \dots & \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \\ \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \frac{(n-1)Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \dots & \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} & \dots & \frac{(n-1)Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \end{array} \right] \begin{bmatrix} \bar{d}_{o1} \\ \bar{d}_{o2} \\ \dots \\ \bar{d}_{o(n-1)} \end{bmatrix} \\
 \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \end{bmatrix} &= - \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_{cdi} \\ \bar{v}_{cqi} \end{bmatrix} + \frac{1}{C_f} \left(\begin{bmatrix} \bar{i}_{1di} \\ \bar{i}_{1qi} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \bar{i}_{2di} \\ \bar{i}_{2qi} \end{bmatrix} \right) \quad (42)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} \bar{v}_{dc} &= \frac{1}{nC_o} \left(\bar{i}_{pv} - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{d1} \\ \bar{d}_{q1} \\ \bar{d}_{o1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1d1} \\ \bar{i}_{1q1} \\ \bar{i}_{o1} \end{bmatrix} - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{d2} \\ \bar{d}_{q2} \\ \bar{d}_{o2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1d2} \\ \bar{i}_{1q2} \\ \bar{i}_{o2} \end{bmatrix} - \dots - \dots \right. \\
 & \left. - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{dn-1} \\ \bar{d}_{qn-1} \\ \bar{d}_{on-1} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1d(n-1)} \\ \bar{i}_{1q(n-1)} \\ \bar{i}_{o(n-1)} \end{bmatrix} - Fm \begin{bmatrix} \bar{d}_{dn} \\ \bar{d}_{qn} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \bar{i}_{1dn} \\ \bar{i}_{1qn} \end{bmatrix} \right) \quad (43)
 \end{aligned}$$

3.2.2 Desarrollo del modelo de pequeña señal en el espacio de estados

Las ecuaciones de pequeña señal del sistema se han obtenido perturbando las variables promediadas alrededor de un punto de operación. En la ecuación (44) \bar{x} representa cada una de las variables del modelo promediado, expresada como la suma del valor en el punto de operación X y el valor de pequeña señal \hat{x} .

$$\bar{x} = X + \hat{x} \quad (44)$$

Tras aplicar (44) a las ecuaciones SRF (39)-(43), se obtienen las ecuaciones del modelo de pequeña señal en el marco SRF (45)-(52). Debido a que el modelo es algo complejo, se han definido algunas matrices auxiliares (53)-(69) para simplificar las expresiones de A , B , C y D . El vector de entrada U contiene tanto las variables de control (el ciclo de trabajo de cada rama del inversor) como las perturbaciones (los términos d y q de la tensión de red). La constante K_{vo} toma el valor de (63) considerando que en continua hay una fuente de corriente que modela una carga operando a potencia constante o bien un campo fotovoltaico.

$$\frac{d}{dt}X = A \cdot X + B \cdot U \quad (45)$$

$$Y = C \cdot X + D \cdot U \quad (46)$$

$$X = Y = [\hat{i}_{1d1} \ \hat{i}_{1q1} \ \hat{i}_{2d1} \ \hat{i}_{2q1} \ \hat{i}_{o1} \ \hat{v}_{cd1} \ \hat{v}_{cq1} \ \dots \\ \dots \ \hat{i}_{1d(n-1)} \ \hat{i}_{1q(n-1)} \ \hat{i}_{2d(n-1)} \ \hat{i}_{2q(n-1)} \ \hat{i}_{o(n-1)} \ \hat{v}_{cd(n-1)} \ \hat{v}_{cq(n-1)} \\ \hat{i}_{1dn} \ \hat{i}_{1qn} \ \hat{i}_{2dn} \ \hat{i}_{2qn} \ \hat{v}_{cdn} \ \hat{v}_{cqn} \ \hat{v}_{dc}]^T \quad (47)$$

$$U = [\hat{d}_{d1} \ \hat{d}_{q1} \ \hat{d}_{o1} \ \dots \ \hat{d}_{d(n-1)} \ \hat{d}_{q(n-1)} \ \hat{d}_{o(n-1)} \ \hat{d}_{dn} \ \hat{d}_{qn} \ \hat{v}_{gd} \ \hat{v}_{gq} \ \hat{v}_{go}]^T \quad (48)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{\hat{i}_{12dq_i12dq}} & 0 & A_{\hat{i}_{12dq_vcdq}} & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & A_{\hat{i}_{12dq_vdc}} \\ 0 & A_{\hat{i}_{o_io}} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & A_{\hat{i}_{o_vdc}} \\ A_{\hat{v}_{cdq_i12dq}} & 0 & A_{\hat{v}_{cdq_vcdq}} & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & A_{\hat{i}_{12dq_i12dq}} & 0 & A_{\hat{i}_{12dq_vcdq}} & \dots & 0 & 0 & A_{\hat{i}_{12dq_vdc}} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & A_{\hat{i}_{o_io}} & 0 & \dots & 0 & 0 & A_{\hat{i}_{o_vdc}} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & A_{\hat{v}_{cdq_i12dq}} & 0 & A_{\hat{v}_{cdq_vcdq}} & \dots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & A_{\hat{i}_{12dq_i12dq}} & A_{\hat{i}_{12dq_vcdq}} & A_{\hat{i}_{12dq_vdc}} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & A_{\hat{v}_{cdq_i12dq}} & A_{\hat{v}_{cdq_vcdq}} & 0 \\ A_{\hat{v}_{dc_i12dq}} & A_{\hat{v}_{dc_io}} & 0 & \dots & A_{\hat{v}_{dc_i12dq}} & A_{\hat{v}_{dc_io}} & 0 & \dots & A_{\hat{v}_{dc_i12dq}} & 0 & A_{\hat{v}_{dc_vdc}} \end{bmatrix} \quad (49)$$

$$B = \begin{bmatrix} B_{\hat{i}_{12dq_ddq}} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & B_{\hat{i}_{12dq_vgdqo}} \\ 0 & B_{\hat{i}_{o_doi}} & \dots & 0 & B_{\hat{i}_{o_do}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & B_{\hat{i}_{12dq_ddq}} & 0 & 0 & B_{\hat{i}_{12dq_vgdqo}} \\ 0 & B_{\hat{i}_{o_do}} & \dots & 0 & B_{\hat{i}_{o_doi}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & B_{\hat{i}_{12dq_ddq}} & B_{\hat{i}_{12dq_vgdqo}} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ B_{\hat{v}_{dc_ddq}} & B_{\hat{v}_{dc_do}} & \dots & B_{\hat{v}_{dc_ddq}} & B_{\hat{v}_{dc_do}} & B_{\hat{v}_{dc_ddq}} & 0 \end{bmatrix} \quad (50)$$

$$C = I \quad (51)$$

$$D = 0 \quad (52)$$

$$A_{\hat{i}12dq.i12dq} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_d+r_a)}{L_a-Ma} & \omega & \frac{R_d}{L_a-Ma} & 0 \\ -\omega & \frac{-(R_d+r_a)}{L_a-Ma} & 0 & \frac{R_d}{L_a-Ma} \\ \frac{R_d}{L_b-M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i}(L_c-M_c)} & 0 & \frac{-(R_d+r_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i}r_c)}{L_b-M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i}(L_c-M_c)} & \omega \\ 0 & \frac{R_d}{L_b-M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i}(L_c-M_c)} & -\omega & \frac{-(R_d+r_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i}r_c)}{L_b-M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i}(L_c-M_c)} \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$A_{i_o.i_o} = -\frac{r_a + r_b}{L_a + L_b + 2M_a + 2M_b} \quad (54)$$

$$A_{\hat{i}12dq.vcdq} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_a-Ma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_a-Ma} \\ \frac{1}{L_b-M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i}(L_c-M_c)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_b-M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i}(L_c-M_c)} \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$A_{\hat{i}12dq.vdc} = \begin{bmatrix} \frac{Fm \cdot Ddi}{L_a-Ma} \\ \frac{Fm \cdot Dqi}{L_a-Ma} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (56)$$

$$A_{i_o.vdc} = \frac{FmD_o i}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \quad (57)$$

$$A_{\hat{v}cdq.i12dq} = \begin{bmatrix} \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} \quad (58)$$

$$A_{\hat{v}cdq.vcdq} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (59)$$

$$A_{\hat{v}dc.i12dq} = \begin{bmatrix} -\frac{Fm \cdot Ddi}{nC_o} & -\frac{Fm \cdot Dqi}{nC_o} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (60)$$

$$A_{\hat{v}dc_{io}} = -\frac{Fm \cdot D_{oi}}{nC_o} \quad (61)$$

$$A_{\hat{v}dc_{vdc}} = -\frac{K_{vo}}{nC_o} \quad (62)$$

$$K_{vo} = -\frac{Idc}{Vdc} \quad (63)$$

$$B_{i12dq_ddq} = \begin{bmatrix} \frac{Fm \cdot Vdc}{La - Ma} & 0 \\ 0 & \frac{Fm \cdot Vdc}{La - Ma} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (64)$$

$$B_{i_{io_doi}} = \frac{(n-1)Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \quad (65)$$

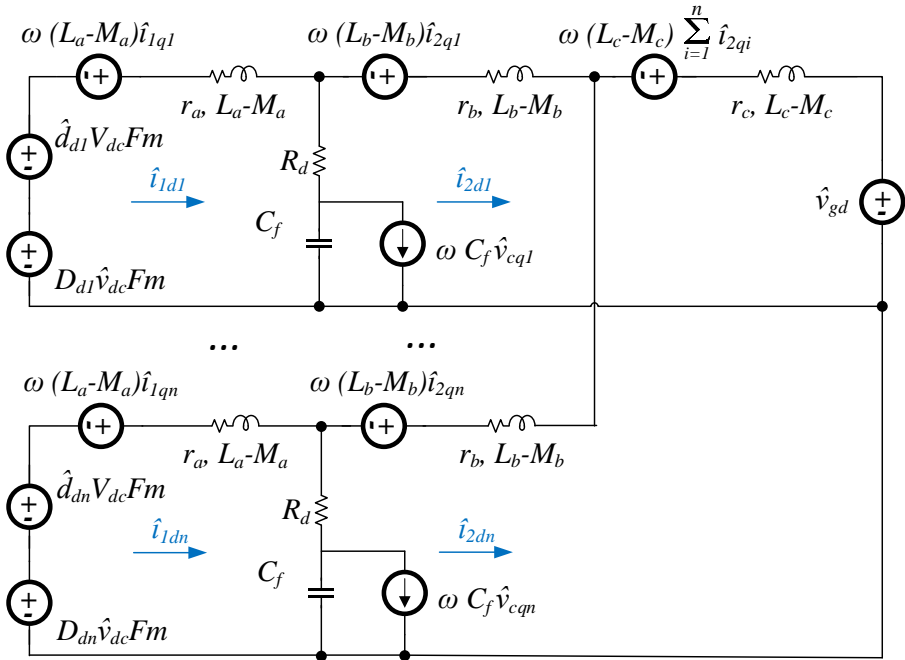
$$B_{i_{io_do}} = \frac{-Fm \bar{v}_{dc}}{n(L_a + L_b + 2M_a + 2M_b)} \quad (66)$$

$$B_{i12dq_vgdqo} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c)} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ & \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c)} & 0 \end{bmatrix} \quad (67)$$

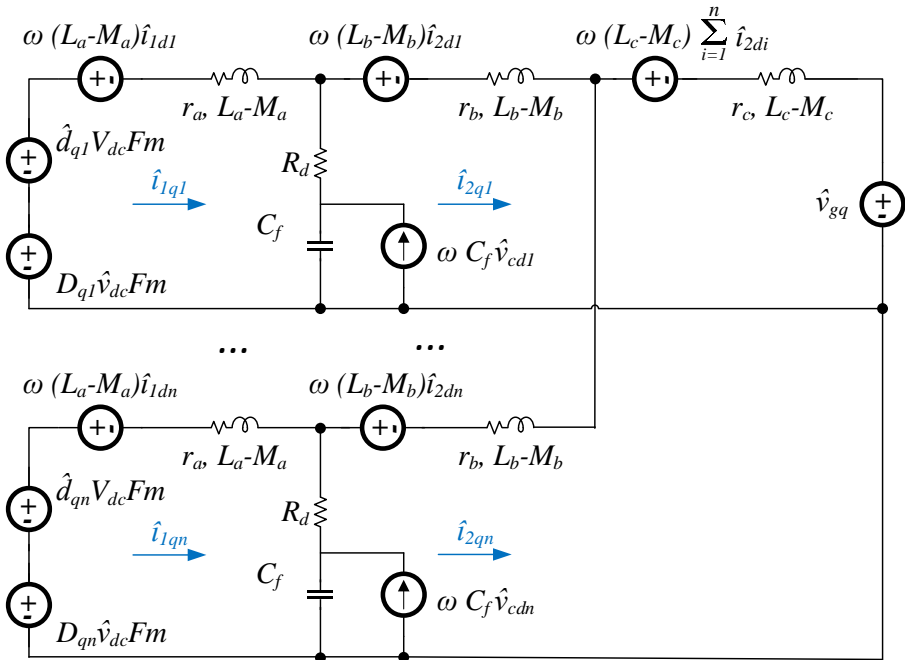
$$B_{\hat{v}dc_ddq} = \begin{bmatrix} -\frac{Fm \cdot I_{di}}{nC_o} & -\frac{Fm \cdot I_{qi}}{nC_o} \end{bmatrix} \quad (68)$$

$$B_{\hat{v}dc_do} = -\frac{Fm \cdot I_{oi}}{nC_o} \quad (69)$$

La Figura 15 muestra el circuito en pequeña señal del sistema en coordenadas síncronas mientras que la expresión de las variables en el punto de operación se representa en la Tabla 1. Para simplificar el cálculo de estos términos se han despreciado las resistencias de los inductores así como los condensadores de los filtros, por lo que las corrientes en el lado de la red (I_{1dq_i}) y en el lado del convertidor (I_{2dq_i}) coinciden ($I_{dq_i} \approx I_{1dq_i} \approx I_{2dq_i}$). Además, las expresiones del punto de operación se han obtenido teniendo en cuenta los objetivos de control. Así, se definirá el valor del factor de carga de cada inversor c_i , siendo éste un valor que puede variar entre 0 y 1. Para obtener una potencia reactiva nula y evitar las corrientes de circulación, las componentes reactiva y homopolar de las corrientes deben ser nulas.



(a)



(b)

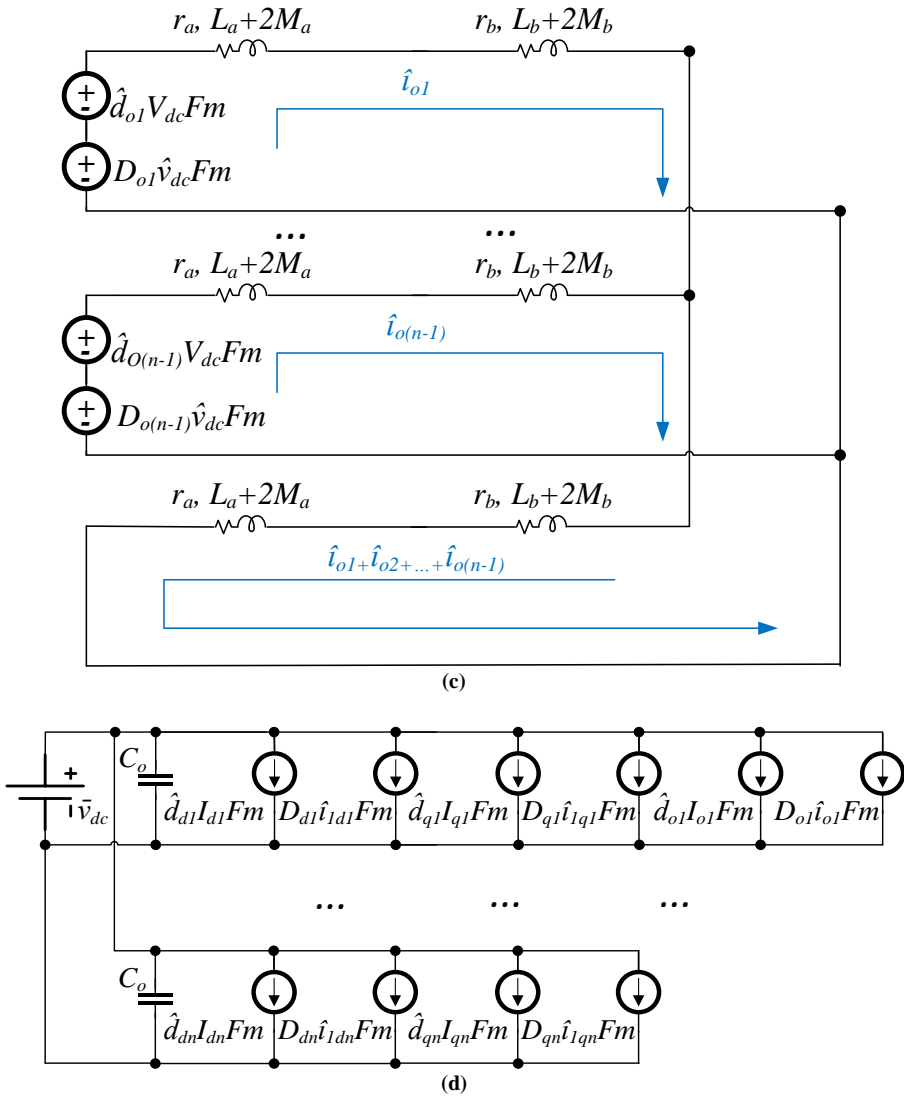


Figura 15. Modelo de pequeña señal en coordenadas SRF de n convertidores conectados en paralelo. (a) - (d) Modelo de pequeña señal eje d . (b) - (d) Modelo de pequeña señal eje q . (c) - (d) Modelo de pequeña señal eje o .

Tabla 1. Expresión simplificada de los valores en el punto de operación.

Variable	Variable	Variable
V_{gd} V_{gRMS} (fase-fase)	V_{gq}	0 V_{go} 0
I_{di} $\frac{I_{dc,nom}}{n \cdot Fm \cdot D_{di}} c_i$	I_{qi}	0 I_{oi} 0
D_{di} $\frac{V_{gd}}{Fm \cdot V_{dc}}$	D_{qi} $\frac{\omega I_{di} \left(L_a + L_b - M_a - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c) \right)}{Fm \cdot V_{dc}}$	D_{oi} 0

3.3 Estudio de las corrientes de circulación de baja frecuencia

En este apartado se estudia la naturaleza de las corrientes de circulación de baja frecuencia debidas a distintos factores: desbalanceo de inductancias, desbalanceo de potencias y empleo de distintas modulaciones. Para poder analizar la influencia sobre las corrientes de circulación de cada factor por separado, se trabaja con dos inversores de iguales características en los que sólo se varía uno de los parámetros mencionados anteriormente. Además se muestra que, si los inversores fueran idénticos y trabajasen en el mismo punto de operación, no aparecerían corrientes de circulación.

Para el estudio de las corrientes de circulación se emplea un convertidor trifásico de 10 kW formado por dos inversores de 5 kW conectados en paralelo cuyo esquema unifilar se muestra en la Figura 16 y cuyos parámetros se encuentran resumidos en la Tabla 2. La tensión en el bus de alterna viene fijada por la red, y en el bus de continua una fuente de tensión fija la tensión de continua a 500 V.

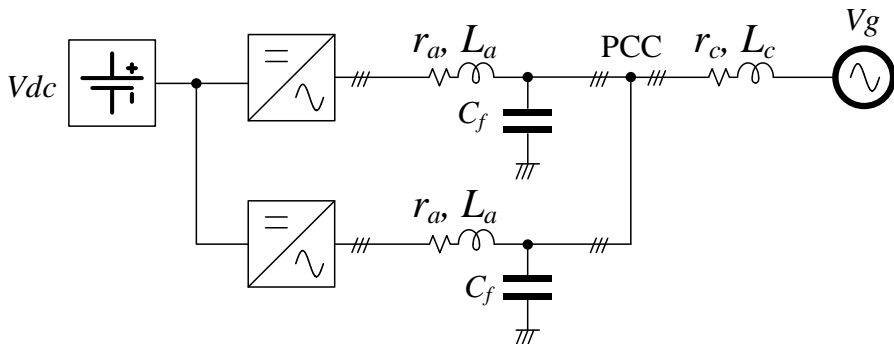


Figura 16. Diagrama unifilar de dos inversores conectados en paralelo con filtro LCL

Tal y como se puede observar en la Figura 16, el filtro de red está compuesto por una red LCL formada por los condensadores C_f con resistencias de *damping* R_d , inductancias monofásicas en el lado del convertidor L_a y un inductor trifásico L_c común a los dos inversores conectados en paralelo. En este caso la inductancia L_b representada en el modelado no se conecta por lo que se considera nula.

Tabla 2. Parámetros de los inversores en paralelo

Parámetro	Valor nominal	Parámetro	Valor nominal
V_g -RMS (<i>tensión de línea</i>)	230 V	r_a	50 mΩ
V_{dc}	500 V	r_b	50 mΩ
P_n	5 kW	r_c	50 mΩ
C_o	1.2 mF	C_f	9 μF
L_a	5 mH	R_d	4.4 Ω
L_b	0	f_{sw}	10 kHz
L_c	320 μH	R_s	1 V/A
M_a	0	β	1 V/V
M_b	0	Fm	0.5 V/V
M_c	-80 μH		

3.3.1 En un sistema perfectamente equilibrado

En primer lugar se estudian las corrientes de circulación entre dos inversores conectados en paralelo con las características nominales descritas en la Tabla 2, es decir, se trata de dos inversores idénticos. En la Figura 17 (a) y (b) se observan las corrientes de circulación para un 50 y un 100 % del factor de carga, respectivamente.

En los gráficos de la parte superior de la Figura 17 (a) y (b) se presentan las corrientes en la fase A (rojo), fase B (azul) y fase C (verde) del inversor 1; en los gráficos de la parte inferior se muestran las corrientes en las fases del inversor 2, mientras que en los centrales se representan las corrientes de circulación cuya expresión es $(i_a+i_b+i_c)/3$ y que se corresponden con la corriente homopolar en cada uno de los inversores.

Se puede observar que, en caso de que los dos inversores tengan idénticos parámetros, en todo el rango de potencia las corrientes de circulación son nulas. Este modo de operación es puramente teórico, pues debido a la tolerancia de los componentes, siempre existirán diferencias entre dos inversores, aunque sean ambos del mismo modelo y del mismo fabricante.

Con todo, es un buen punto de referencia para evaluar la influencia sobre las corrientes de circulación que tiene cada uno de los parámetros evaluados.

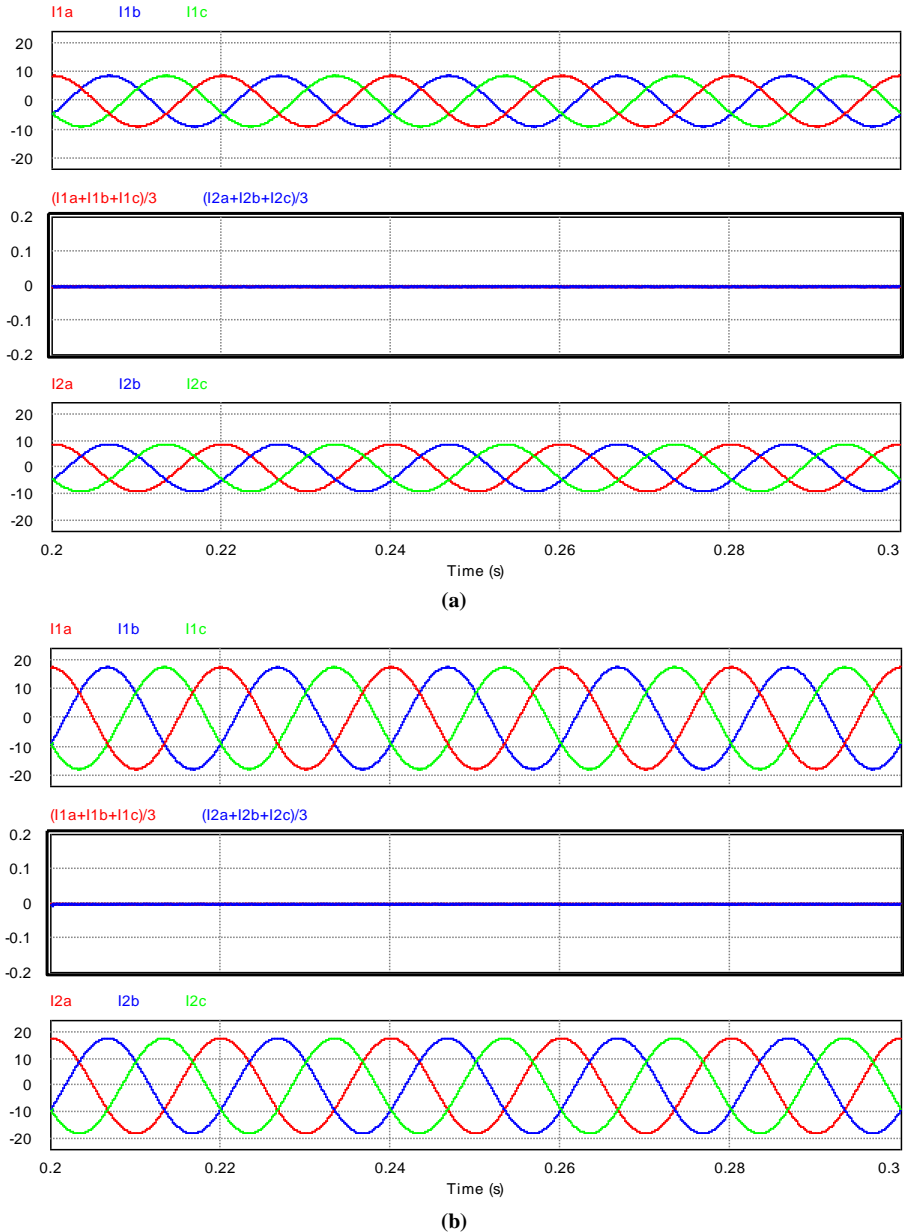
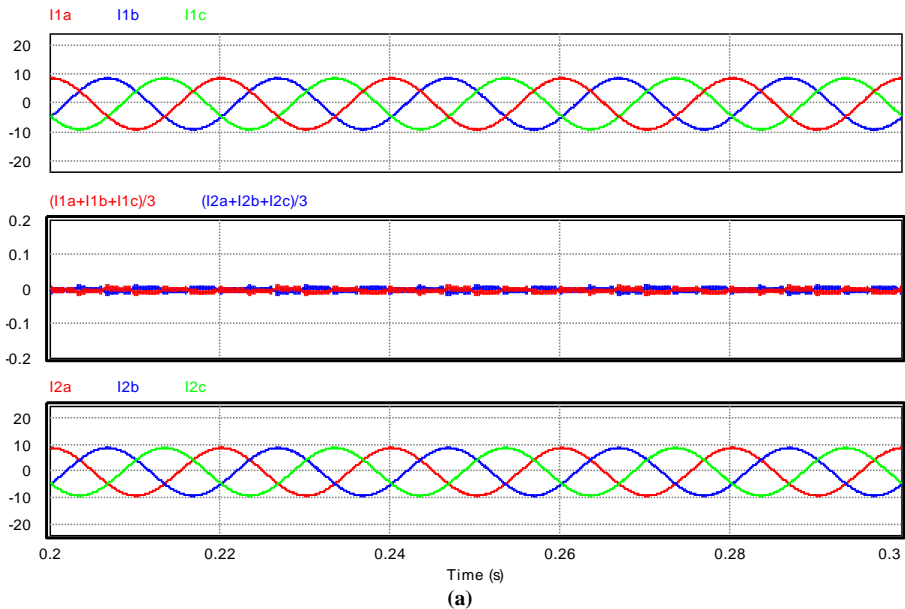


Figura 17. Corrientes de circulación en un sistema perfectamente equilibrado formado por dos inversores idénticos en paralelo. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.

3.3.2 Con desbalanceo de inductancias entre inversores

En este apartado, como en el anterior, se dispone de dos inversores en paralelo con los parámetros descritos en la Tabla 2. Únicamente se varía el valor de la inductancia L_a en cada una de las ramas (A, B y C) del inversor 2, al que se le asigna un valor idéntico en las tres fases de 7 mH, esto es, una variación de +40%. Como en el caso anterior, en la Figura 18 (a) y (b) se representan en la parte superior las corrientes del inversor 1, en la parte inferior las corrientes del inversor 2, y en la parte central las corrientes de circulación.

En el apartado 3.1 se indicaba que en un sistema equilibrado aparecen los armónicos $k=3$ y sus múltiplos. En este apartado se destaca que, aunque no son de un valor elevado, las corrientes de circulación en las condiciones evaluadas (inductancias nominales distintas entre inversores) tienen como componentes principales los armónicos de 150 Hz, 450 Hz, etc. (es decir, las componentes de orden 3, 9, etc.). En la Figura 19 (a) se representan los valores medidos del armónico de 150 Hz ($k=3$) variando la potencia en todo el rango 10 %-100 %. Se representa el valor porcentual del armónico respecto al armónico fundamental de secuencia directa de la corriente. En la Figura 19 (b) se muestran los valores que presenta el armónico de 450 Hz ($k=9$) en las mismas condiciones que en el caso anterior.



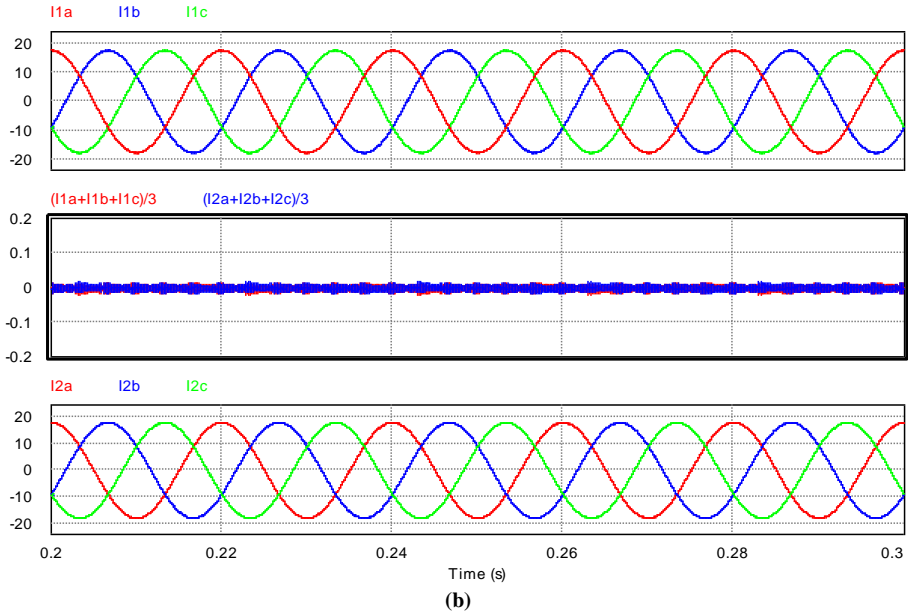
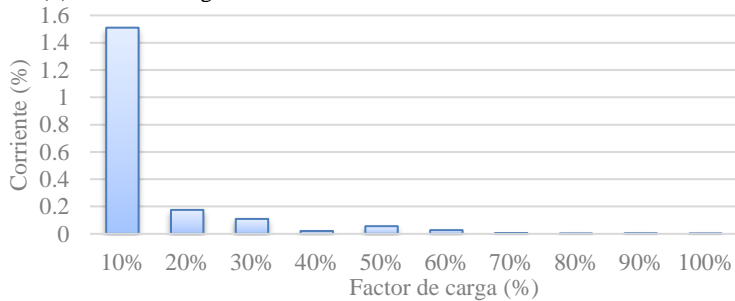
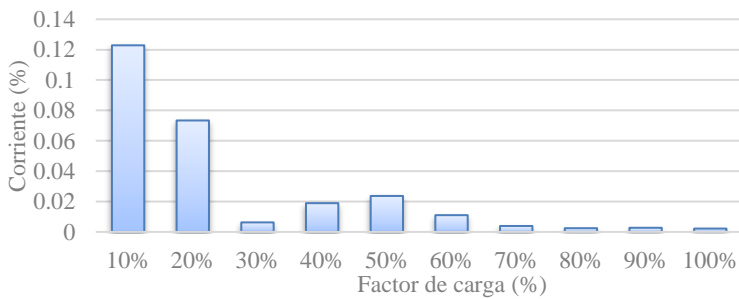


Figura 18. Corrientes de circulación con desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH). (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.



(a)



(b)

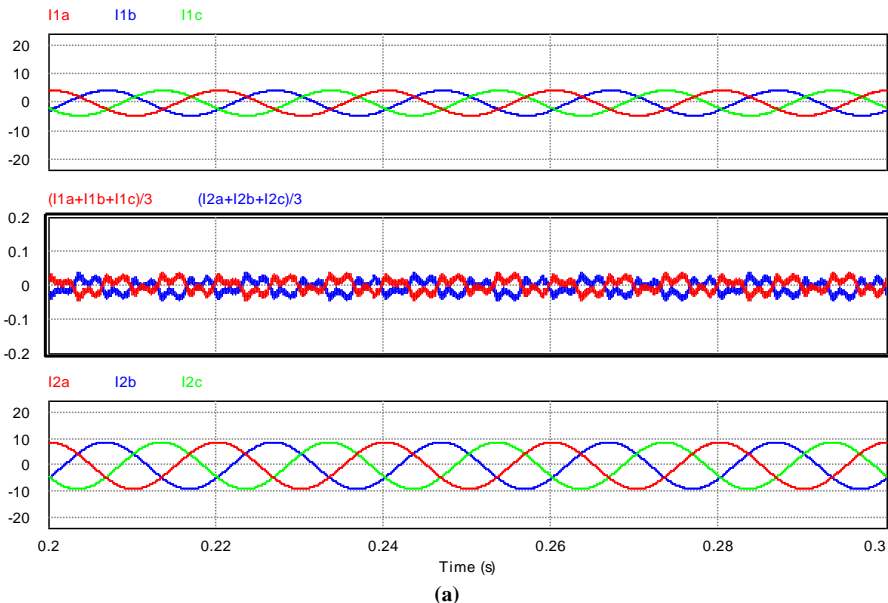
Figura 19. Armónico de (a) 150 y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con un desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2

De los resultados obtenidos puede concluirse que el uso de inductores de distinto valor nominal en cada uno de los inversores conectados en paralelo no tiene un efecto significativo en la aparición de corrientes de circulación.

3.3.3 Con desbalanceo en el factor de carga

En este apartado se realizan variaciones en el factor de carga trabajando el inversor 2 en los mismos niveles de potencia que en los casos anteriores. El inversor 1, sin embargo, trabaja a la mitad de potencia que el inversor 2. Así, en la Figura 21 (a) y (b) donde se muestran los armónicos de 150 Hz y de 450 Hz de las corrientes de circulación en todo el rango de potencia y en valor porcentual respecto al armónico fundamental de secuencia directa de la corriente, el factor de carga representado en el eje x se corresponde con el del inversor 2.

En la Figura 20 (a) y (b) se muestran las corrientes en las fases de cada uno de los inversores y las corrientes de circulación para un factor de carga en el inversor 1 del 50 % y del 100 % en el inversor 2, y un factor de carga del 25 % en el inversor 1 y del 50 % en el inversor 2, respectivamente.



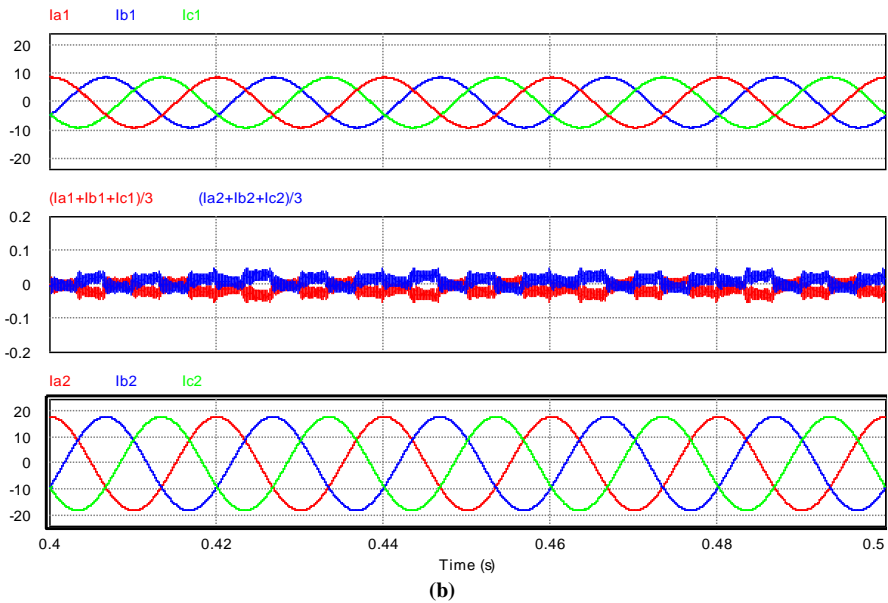


Figura 20. Corrientes de circulación con (a) un factor de carga del 25 % en el inversor 1 y un factor de carga del 50 % en el inversor 2 y (b) un factor de carga del 50 % en el inversor 1 y un factor de carga del 100 % en el inversor 2

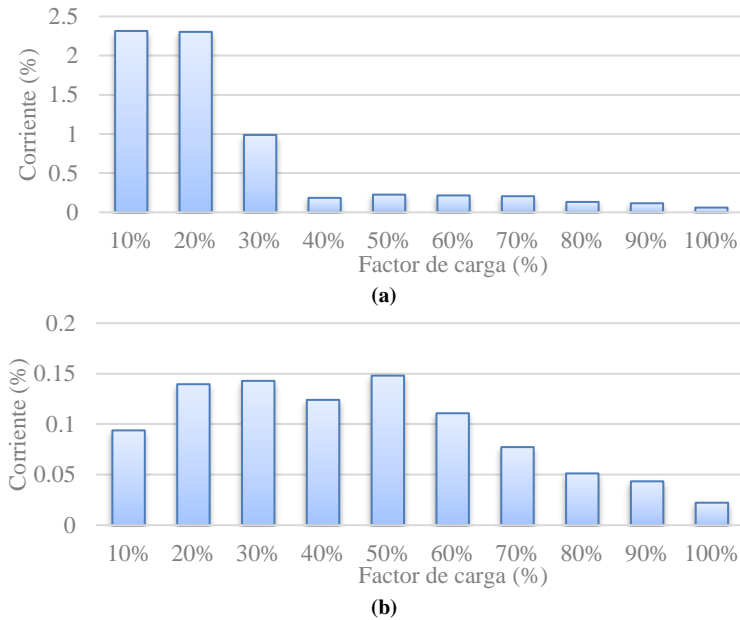


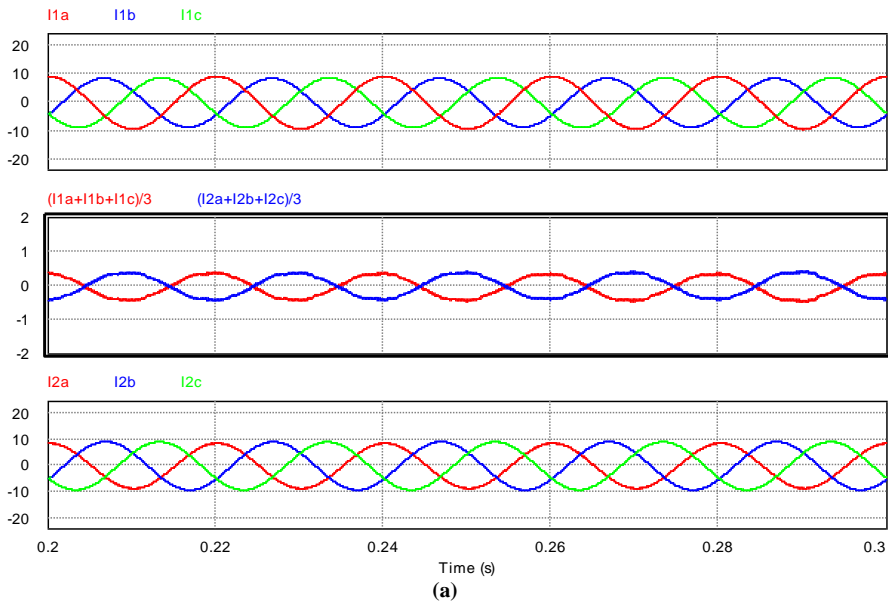
Figura 21. Armónico de (a) 150 Hz y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con un desbalanceo en el factor de carga del 50% entre los inversores 1 y 2

De los resultados obtenidos puede concluirse que el desbalanceo de potencia entre los inversores conectados en paralelo tampoco tiene un efecto especialmente significativo en la aparición de corrientes de circulación. En realidad, el efecto de considerar inductancias distintas en los inversores es similar al obtenido desbalanceando las corrientes que suministra cada uno, pues ambos factores contribuyen a producir una caída de tensión distinta en las impedancias de conexión a red de cada inversor (véase Figura 7 y diagramas vectoriales resultantes en la Figura 9), que es en definitiva la causa de que aparezcan corrientes de circulación.

3.3.4 Con desbalanceo de inductancias en un mismo inversor

En este apartado se desbalancea la inductancia de la fase A del inversor 2, manteniendo un valor de 5 mH en dos fases del inversor (B y C), e incrementando el valor de la inductancia de la fase A del inversor 2 hasta 7 mH. El inversor 1, por su parte, permanece inalterado y mantiene una inductancia igual en todas sus fases de valor 5 mH.

En la Figura 22 (a) y (b) se muestran los resultados de simulación para un factor de carga en ambos inversores de un 50 y un 100 %, respectivamente.



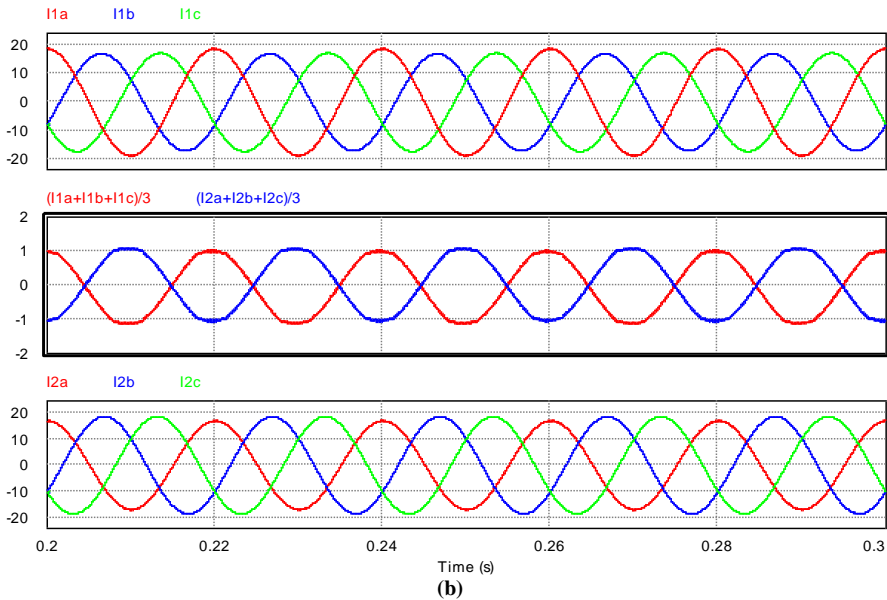


Figura 22. Corrientes de circulación con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.

En este caso, en el que uno de los inversores ya no se encuentra perfectamente balanceado, se observa que la corriente de circulación está formada principalmente por una componente de 50 Hz, cuyo valor porcentual en todo el rango de potencia se representa en la Figura 23. Aparecen también los armónicos de 150, 250, 350 Hz, etc. pero son de valor despreciable frente a la componente de 50 Hz. En el peor caso, la amplitud de la corriente de la fase A del segundo inversor, es aproximadamente un 8 % inferior a la amplitud de las fases B y C del mismo inversor. Se observa también un incremento en la amplitud de la fase A del primer inversor.

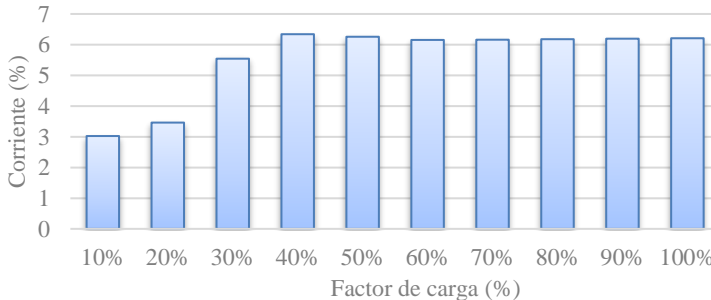


Figura 23. Armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40%

De los resultados obtenidos puede concluirse que la tolerancia de las inductancias de un mismo inversor conectado en paralelo sí tiene un efecto apreciable en la aparición de corrientes de circulación, las cuales presentan principalmente un gran armónico fundamental (50 Hz en el caso bajo estudio) que va incrementándose a medida que aumenta la potencia del inversor. En prácticamente todo el rango de potencia dicho armónico supone un 6 % de la corriente del inversor, lo que tiene un claro efecto negativo sobre el sistema paralelizado al incrementar notablemente la corriente que circula por cada módulo, sin que dicha corriente llegue a la red. Debe señalarse que en este caso se ha definido una inductancia nominal de 5 mH y se ha considerado en la fase A del inversor 2 una inductancia de 7 mH, lo que supone una variación del +40 % respecto al valor nominal. Dichos valores coinciden con los inductores disponibles en el laboratorio para llevar a cabo los ensayos experimentales. Sin embargo, los resultados obtenidos permiten prever los efectos perversos que aparecerían al considerar una tolerancia de los inductores de aproximadamente ± 16 %, considerando que el valor nominal es 6 mH y 5-7 mH son los valores extremos en el rango de variación esperable. Si tenemos en cuenta que la tolerancia de los inductores de potencia tiene valores típicos de ± 20 % e incluso superiores, se deduce que éste es un factor que puede propiciar de manera significativa la aparición de corrientes de circulación, concretamente de componentes de orden 1 en dichas corrientes.

3.3.5 Con distintos moduladores en cada inversor

En este apartado se estudia los efectos de utilizar inversores que implementan un tipo de modulador PWM distinto, como podría ser el caso de equipos de distinto modelo e incluso distinto fabricante, los cuales podrían haber sido adquiridos en momentos distintos, debido a una ampliación de potencia en la instalación. A fin de evaluar el caso más desfavorable, se considera que el inversor 1 emplea un modulador en espacio vectorial de dos dimensiones (2D-SVM simétrica), mientras que el inversor 2 trabaja con PWM senoidal. Se considera este caso como especialmente desfavorable por los motivos que se detallan a continuación [50]. La 2D-SVM simétrica se suele utilizar en inversores trifásicos sin neutro y produce un tercer armónico de secuencia homopolar y orden 3 en las tensiones de fase, el cual desaparece en las tensiones compuestas. Por su parte, la PWM senoidal no introduce ninguna componente homopolar en las tensiones de fase, salvo que se sintetice la componente de tercer armónico y se añada a todas las señales de entrada del modulador trifásico como hace la modulación THIPWM (*Third Harmonic Injection PWM*). A efectos del estudio realizado en esta tesis, se considera que

las modulaciones 2D-SVM simétrica y THIPWM son equivalentes. En consecuencia, al operar en paralelo dos inversores que implementan cada uno un tipo de modulador distinto, en las tensiones de fase del inversor controlado mediante 2D-SVM aparece una gran componente de tensión homopolar que no es compensada por las tensiones de fase del inversor controlado mediante PWM senoidal. Como resultado, aparece una corriente de circulación muy importante, únicamente limitada por las impedancias del filtro de conexión a red que aparecen en el circuito equivalente del canal homopolar (Figura 15 (c)-(d)). Debe destacarse que este fenómeno no aparece si ambos equipos implementan PWM senoidal y tampoco si ambos están controlados mediante 2D-SVM simétrica, ya que en este último caso las componentes homopolares que genera el modulador en las tensiones de fase de cada inversor se compensan con las generadas por el segundo (pueden aparecer pequeños desbalances, cuyos efectos serán siempre mucho menores que la situación extrema considerada). También se podría ampliar el estudio considerando distintos tipos de modulador 2D-SVM (secuencia asimétrica, discontinua, etc.), pero se ha considerado suficiente evaluar el caso más desfavorable descrito, ya que el resto de casos presentarán una cierta influencia sobre las corrientes de circulación, pero siempre muy inferior al caso extremo evaluado. También conviene destacar que podrían utilizarse otros tipos de modulador (onda completa o eliminación programada de armónicos, por ejemplo), pero el uso de este tipo de moduladores se ha descartado para el estudio al no ser habituales en las aplicaciones consideradas en la tesis.

En definitiva, en este caso la componente de 150 Hz de la corriente de circulación (Figura 25 (a)) es muy elevada, de unos 4 A de amplitud en todo el rango de potencia. La corriente de circulación tiene un valor de aproximadamente el 25 % sobre el fundamental de secuencia directa a potencia nominal y aumenta considerablemente a potencias más bajas hasta un 225 %. También aparece una componente de 450 Hz que se representa en la Figura 25 (b), la cual aparece porque el tercer armónico que introduce 2D-SVM simétrica no es una componente perfectamente senoidal sino triangular, por lo que también introduce componentes armónicas de mayor frecuencia, de entre las cuales solo se ha considerado relevante el armónico de orden 9 resultante.

Como puede apreciarse en la Figura 24 (a) y (b), hay una gran distorsión en las corrientes de las fases de ambos inversores, debida a los armónicos que contienen las corrientes de circulación. Estas corrientes estresan tanto a los componentes del filtro como a los semiconductores de la etapa de potencia.

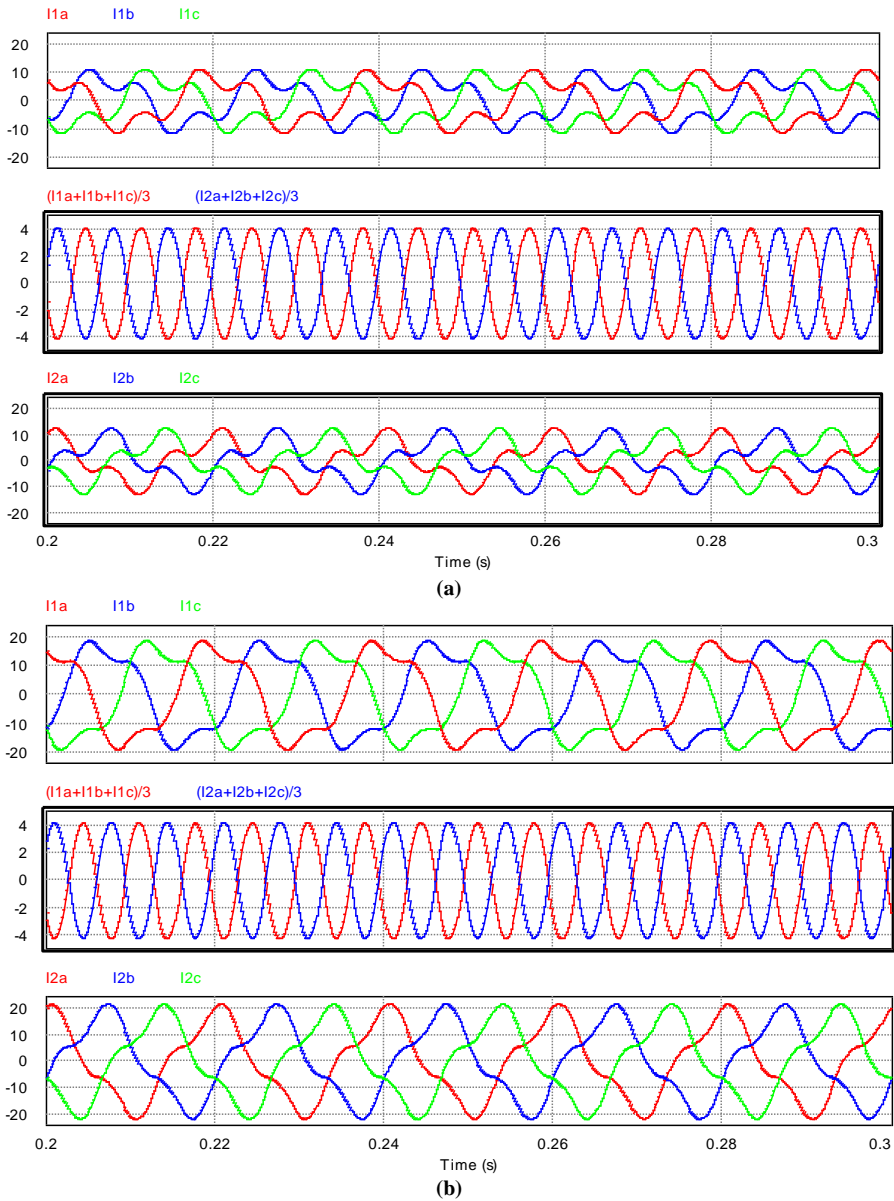


Figura 24. Corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y PWM senoidal en el inversor 2. **(a)** Factor de carga en los inversores del 50 %. **(b)** Factor de carga en los inversores del 100 %.

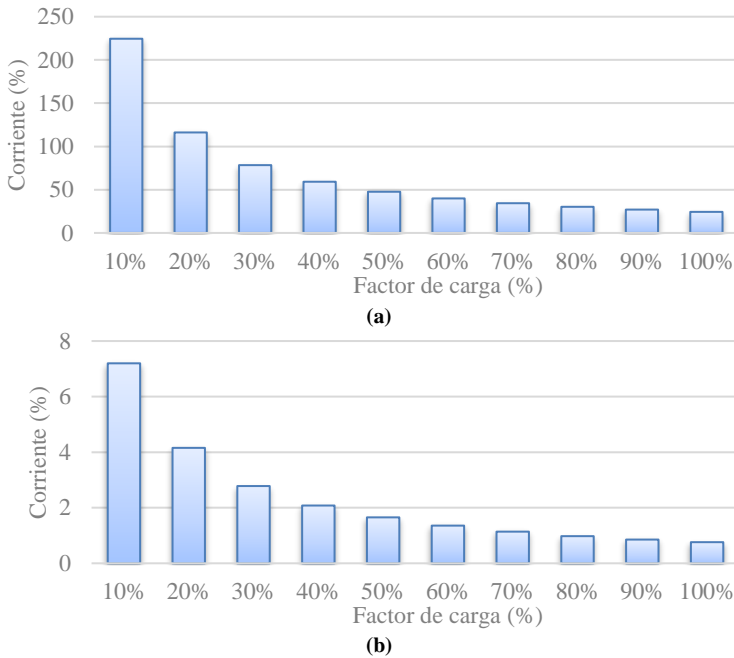


Figura 25. Armónico de (a) 150 Hz y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y PWM senoidal en el inversor 2

De los resultados obtenidos puede concluirse que el uso de moduladores PWM muy distintos puede llegar a tener un gran efecto en la aparición de corrientes de circulación, como demuestra el caso estudiado. En concreto, al utilizar un modulador 2D-SVM en un inversor y PWM senoidal en el otro, en el circuito equivalente de las componentes homopolares aparece una tensión triangular del triple de frecuencia del fundamental, la cual produce unas elevadas corrientes de circulación formadas por un armónico 3 mayoritario y otros múltiplos, entre los cuales destaca el 9, siendo el resto despreciables. Dichos armónicos solo dependen de la tensión generada, por lo que prácticamente no varían con el factor de carga con el que opera el inversor.

3.4 Descripción de la arquitectura de control propuesta.

En la Figura 26 se muestra la estructura de control propuesta en la presente tesis. Dicha estructura está compuesta por n bucles de control de corriente en los canales d y q (en ambos casos, uno por inversor) y $n-1$ controladores de corriente en los canales o .

Alineando el eje d del marco de referencia con el vector espacial fundamental de secuencia directa de las tensiones de red, la componente d de la corriente permite el control de la potencia activa del sistema y el eje q permite el control de la potencia reactiva. En este caso, la referencia en el bucle del canal q es cero con la intención de conseguir un factor de potencia unitario.

Cabe destacar que hay más de un camino de corriente de circulación en un esquema en el que se conectan varios inversores en paralelo. En lugar de observar cada corriente de circulación individualmente, se puede utilizar la componente homopolar para representar la corriente de circulación global. La componente homopolar se define como un tercio de la suma de las corrientes de todas las fases en un inversor. Por ejemplo, tomando el inversor 1, la componente homopolar es $i_{o1} = (i_{a1} + i_{b1} + i_{c1})/3$. Es obvio que $i_{o1} = 0$ si solo se conecta un inversor ya que la suma de las tres corrientes de fase es nula por aplicación de la primera ley de Kirchhoff ($i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = 0$). Tomando $n = 2$ (dos módulos conectados en paralelo), $i_{o1} = -i_{o2}$, por lo que ambas corrientes pueden controlarse actuando solo en uno de ellos. En general, para n inversores en paralelo, se necesitan $n-1$ controladores para regular las corrientes en el canal o .

Tal como se ha descrito anteriormente, normalmente la componente homopolar de un inversor trifásico sin neutro no se controla al ser habitualmente nula. Sin embargo, esto no es cierto en el caso de la conexión en paralelo de inversores debido a la existencia de corrientes de circulación, las cuales están directamente relacionadas con la componente homopolar. Por ello, en la solución propuesta, se controlan las componentes homopolares con una señal de referencia $i_o^* = 0$ para evitar la aparición de corrientes de circulación entre inversores.

Aunque con una modulación PWM senoidal se podría controlar la componente homopolar de las corrientes, se ha preferido el empleo de una modulación SVM. El motivo es que las modulaciones SVM son de concepción digital, permitiendo una secuencia de disparo de los transistores mucho más flexible que las modulaciones PWM analógicas. Dicha flexibilidad abre la posibilidad de generar secuencias de disparo simétricas, asimétricas y discontinuas, cada una de las cuales se puede utilizar para mejorar la distorsión de las tensiones generadas por el inversor, o bien para incrementar el rendimiento.

Generalmente en sistemas trifásicos a tres hilos se suelen emplear 2D-SVM. Sin embargo, 2D-SVM solo puede operar en el plano $\alpha\beta$ por lo que no puede

generar componentes que están fuera del plano, como es el caso de las componentes homopolares. Para evitar esta limitación se propone el uso de 3D-SVM, técnica de modulación que se desarrolló inicialmente para el control de inversores trifásicos de cuatro ramas (3 fases + neutro) y que, en nuestro conocimiento, en esta tesis es la primera vez que se propone su uso para controlar la corriente de circulación entre inversores conectados en paralelo.

Cabe destacar que la modulación 3D-SVM no genera componentes homopolares en las tensiones de fase del inversor, pues ya se ha destacado que es una técnica originalmente propuesta para inversores de cuatro ramas con conexión neutro, en los cuales sería inadmisibles que las tensiones de fase presentasen una distorsión armónica tan alta como la generada por 2D-SVM en dichas tensiones. Cabe destacar que la modulación 3D-SVM utilizada se comporta de manera equivalente a PWM senoidal. Por este motivo, en el curso de los ensayos realizados, tanto de simulación como experimentales, los resultados que se muestran antes y después de activar el lazo de control de la componente homopolar de las corrientes se han llevado a cabo implementando 3D-SVM.

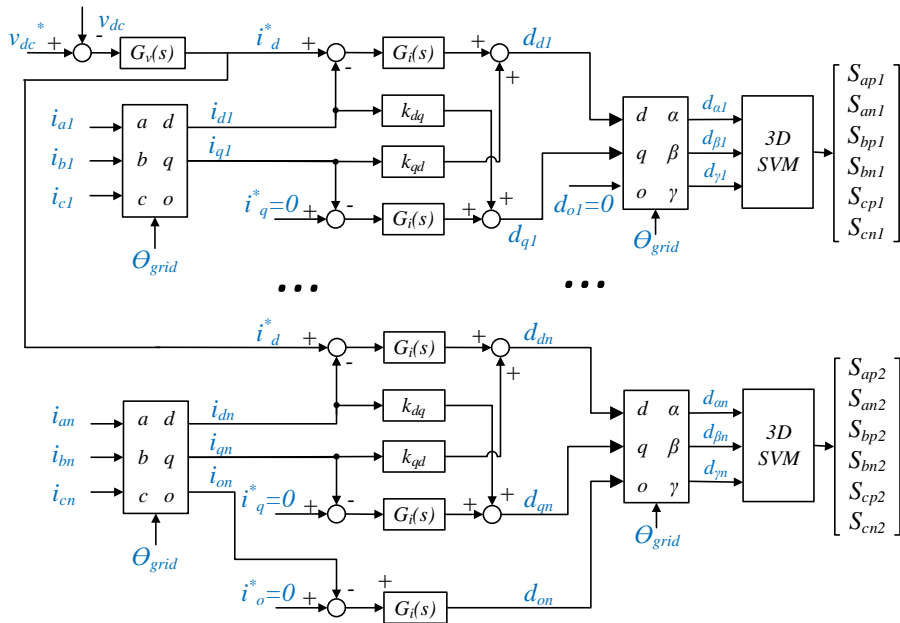


Figura 26. Esquema de la etapa de control propuesta

En cualquier sistema representado en el marco de referencia síncrono, hay términos de acoplamiento entre los ejes d y q . El modelo de pequeña señal

presentado en la sección 3.2, muestra la presencia de estos términos de acoplamiento. Las ecuaciones (72)-(73) expresan los términos de desacoplo entre ambos ejes propuestos, los cuales han sido calculados omitiendo los condensadores de los filtros, por lo que las corrientes en el lado de la red de los filtros (I_{1dqoi}) y en el lado del convertidor (I_{2dqoi}) coinciden ($I_{dqoi} \approx I_{1dqoi} \approx I_{2dqoi}$). Asumiendo, además que $\hat{v}_{dc}(s) = \hat{v}_{gd}(s) = 0$ se obtiene (70). Siendo ε_{idi} el error de corriente en el eje d y G_i el regulador de corriente empleado, la acción de control en el canal d se expresa según la ecuación (71). De las ecuaciones (70)-(71) se obtiene el término de desacoplo K_{qd} . El término K_{dq} se calcula siguiendo el mismo procedimiento. Estos términos de desacoplo son válidos desde continua hasta frecuencias medias.

$$\begin{aligned} \hat{d}_{di}(s) \cdot Fm \cdot V_{dc} + \omega \left(L_a - M_a + L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c) \right) \cdot \hat{i}_{qi}(s) \\ = \left(L_a - M_a + L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c) \right) s \cdot \hat{i}_{di}(s) \end{aligned} \quad (70)$$

$$\hat{d}_{di}(s) = G_i(s) \varepsilon_{idi}(s) + K_{qd} \cdot \hat{i}_{qi}(s) \quad (71)$$

$$k_{qdi} = - \frac{\omega (L_a - M_a + L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c))}{Fm \cdot V_{dc}} \quad (72)$$

$$k_{dqi} = \frac{\omega (L_a - M_a + L_b - M_b + \frac{\sum_{j=1}^n c_j}{c_i} (L_c - M_c))}{Fm \cdot V_{dc}} \quad (73)$$

Las ecuaciones (74)-(76) representan las ganancias del lazo de control de corrientes en los canales d , q y o , respectivamente. En las ecuaciones, R_s es la ganancia del sensor de corriente, $G_i(s)$ es el regulador de corriente empleado, $D(s)$ representa un retardo equivalente a un periodo de conmutación que se calcula a partir del *second-order Padé approximant* y $FPB(s)$ es un filtro paso bajo de antialiasing. Las funciones de transferencia de la corriente respecto al ciclo de trabajo se han obtenido a partir del modelo en espacio de estados del sistema utilizando MATLAB™ (R2018b). Cabe destacar que los sensores de corriente se han ubicado en el lado del inversor del filtro LCL. Situar los sensores en el lado del inversor en lugar de sensar las corrientes en el lado de la red permite una mayor robustez del sistema de control [51], aunque al no controlar la corriente en la red directamente no se corrige la componente reactiva a la frecuencia fundamental que absorben los condensadores del filtro LCL. Con todo, dicha componente podría compensarse ajustando la referencia de corriente en el canal q .

$$T_{idi}(s) = R_s \cdot G_i(s) \cdot D(s) \cdot FPB(s) \cdot \frac{\hat{i}_{i1di}(s)}{\hat{d}_{di}(s)} \quad (74)$$

$$T_{iqi}(s) = R_s \cdot G_i(s) \cdot D(s) \cdot FPB(s) \cdot \frac{\hat{i}_{i1qi}(s)}{\hat{d}_{qi}(s)} \quad (75)$$

$$T_{ioi}(s) = R_s \cdot G_i(s) \cdot D(s) \cdot FPB(s) \cdot \frac{\hat{i}_{i1oi}(s)}{\hat{d}_{oi}(s)} \quad (76)$$

3.5 Resultados de simulación

El esquema de control descrito anteriormente se ha implementado en PSIM™ (10.0) con el fin de obtener resultados de simulación que lo validen. Se controla el mismo convertidor descrito en la Figura 16 y cuyos parámetros se resumen en la Tabla 2. Cabe destacar que no se ha considerado necesario mostrar resultados con los dos inversores idénticos y sin desbalanceo, ya que se ha demostrado anteriormente que la corriente de circulación es nula en tales condiciones de funcionamiento.

En el Capítulo 4 se describen los reguladores empleados y se realiza un análisis dinámico de los lazos de regulación de corriente empleados en este capítulo. Aun así, en este apartado se expresan en las ecuaciones (82) y (83) los reguladores de corriente en los ejes d y q , y en el eje o , respectivamente. En (77) se muestra la ecuación del regulador proporcional-integral de los ejes d y q mientras que en (78) se muestra la del eje o . Los reguladores de corriente están compuestos, además, por integradores generalizados sintonizados a 50 Hz (79), 150 Hz (80) y 450 Hz (81).

$$PI_i(s) = 0.1 + \frac{10}{s} \quad (77)$$

$$PI_o(s) = 0.2 + \frac{10}{s} \quad (78)$$

$$R_{50}(s) = \frac{4 \cdot 10 \cdot s}{s^2 + 10s + (2\tau\omega)^2} \quad (79)$$

$$R_{150}(s) = \frac{4 \cdot \frac{10}{3} s}{s^2 + \frac{10}{3}s + (2\tau3\omega)^2} \quad (80)$$

$$R_{450}(s) = \frac{0.5 \cdot \frac{10}{9} s}{s^2 + \frac{10}{9} s + (2\tau 9\omega)^2} \quad (81)$$

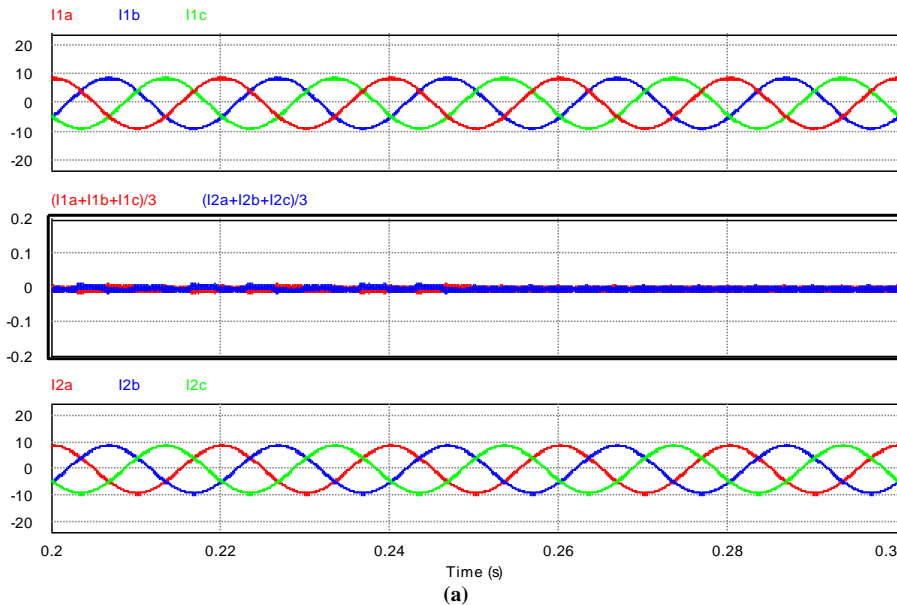
$$G_i(s) = PI_i(s) + R_{50}(s) + R_{150}(s) + R_{450}(s) \quad (82)$$

$$G_{i_o}(s) = PI_o(s) + R_{50}(s) + R_{150}(s) + R_{450}(s) \quad (83)$$

3.5.1 Con desbalanceo de inductancias entre inversores

En la Figura 27 (a) y (b) se representan las corrientes de circulación antes y después de la activación del control del canal homopolar en $t = 0.25$ s. En la parte superior de cada una de las gráficas se muestran las corrientes en el inversor 1, en la parte inferior aparecen las corrientes en el inversor 2 y en la parte central las corrientes de circulación.

La Figura 28 (a) y (b) muestra el valor de las corrientes de circulación sin el control de corriente homopolar (en azul) y con el control homopolar activado (en rojo) para los armónicos de 150 y 450 Hz en valor porcentual respecto al armónico fundamental de secuencia directa. A pesar de que las corrientes de circulación son de por sí pequeñas sin necesidad de controlar la componente homopolar, se comprueba que con la regulación del canal homopolar la componente de 150 Hz disminuye significativamente.



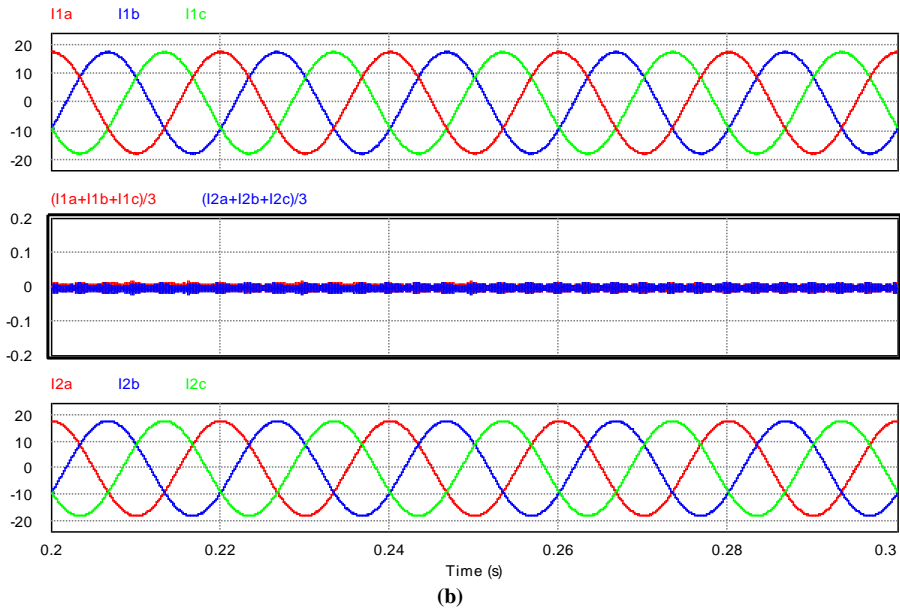
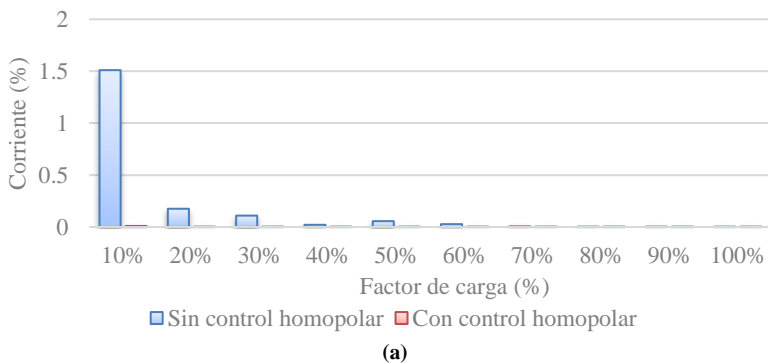
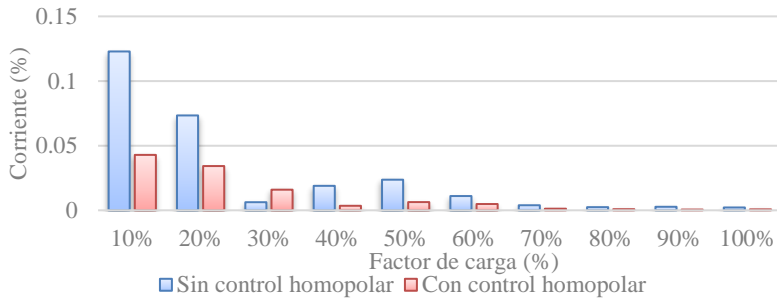


Figura 27. Resultados de simulación del control de las corrientes de circulación con desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH). (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.

Tal y como se indicaba en el apartado de estudio de corrientes de circulación, se observa que el uso de inductores de distinto valor nominal en cada uno de los inversores conectados en paralelo no tiene un efecto significativo en la aparición de corrientes de circulación, aunque con el control propuesto estas corrientes de circulación de valor reducido disminuyen todavía más.



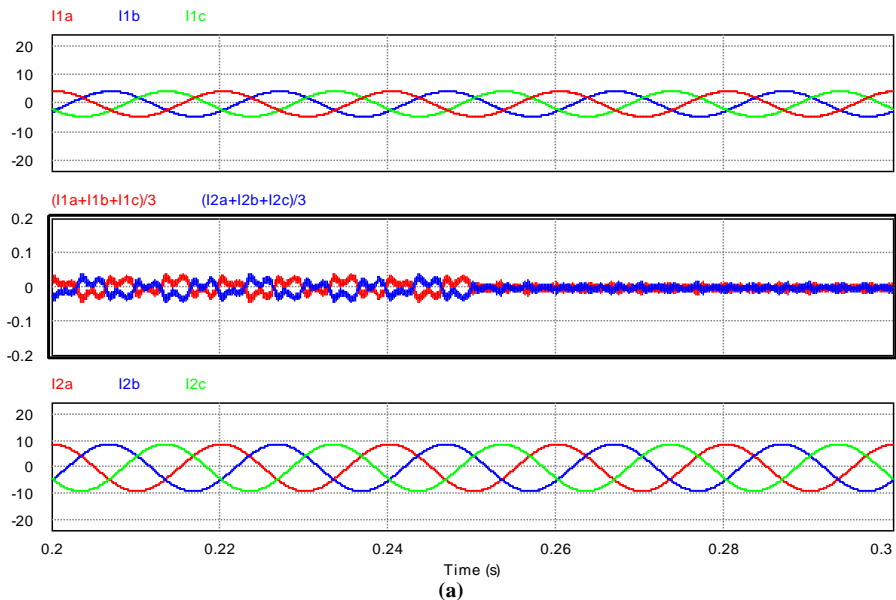


(b)

Figura 28. Armónico de (a) 150 Hz y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia con y sin control de las corrientes de circulación con un desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH)

3.5.2 Con desbalanceo en el factor de carga

La Figura 29 (a) muestra los resultados de simulación para un sistema en el que se ha desbalanceado el factor de carga de dos inversores de modo que el inversor 1 maneja un 25 % de su potencia nominal mientras que el inversor 2 maneja el 50 % de su potencia nominal. Igualmente en la Figura 29 (b) se muestran los resultados para un sistema en el que el inversor 1 maneja un 50 % del factor de carga mientras el inversor 2 maneja el 100 % de su potencia nominal. Como en el caso anterior, el eje de control homopolar se encuentra desactivado antes de $t = 0.25$ s, y se activa a partir de este instante de tiempo.



(a)

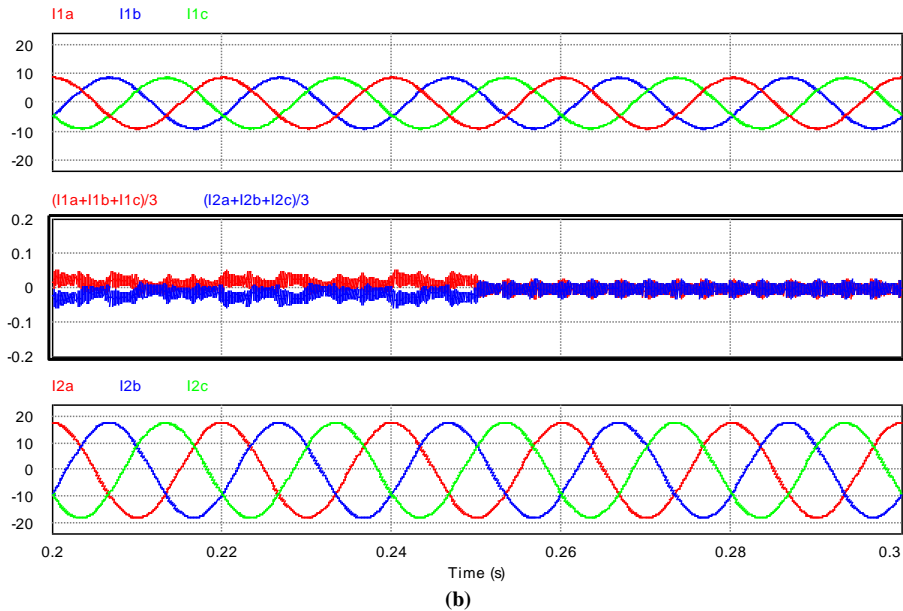
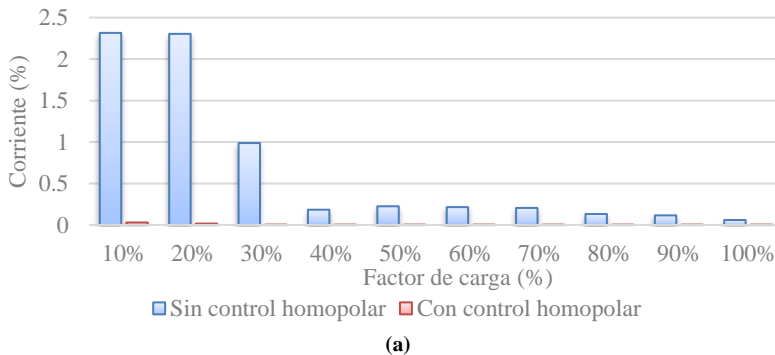
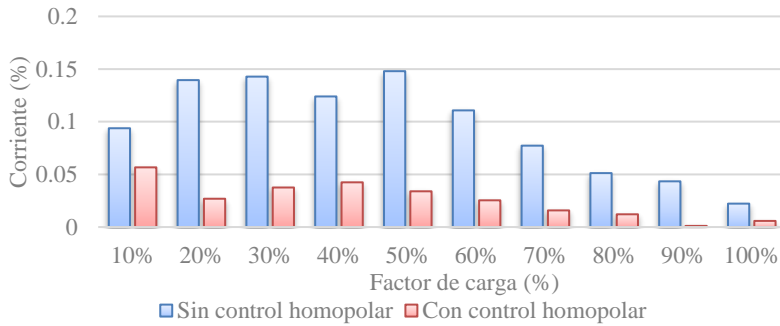


Figura 29. Resultados de simulación del control de las corrientes de circulación con (a) un factor de carga del 25 % en el inversor 1 y un factor de carga del 50 % en el inversor 2 y (b) un factor de carga del 50 % en el inversor 1 y un factor de carga del 100 % en el inversor 2

En este caso las corrientes de circulación son de un valor superior al caso en el que se desbalancean las inductancias de ambos inversores, por lo que se aprecia más fácilmente que el control homopolar permite reducir significativamente las corrientes de circulación.

La Figura 30 (a) y (b) muestra el valor de las componentes de 150 y 450 Hz con y sin el control de las corrientes de circulación.





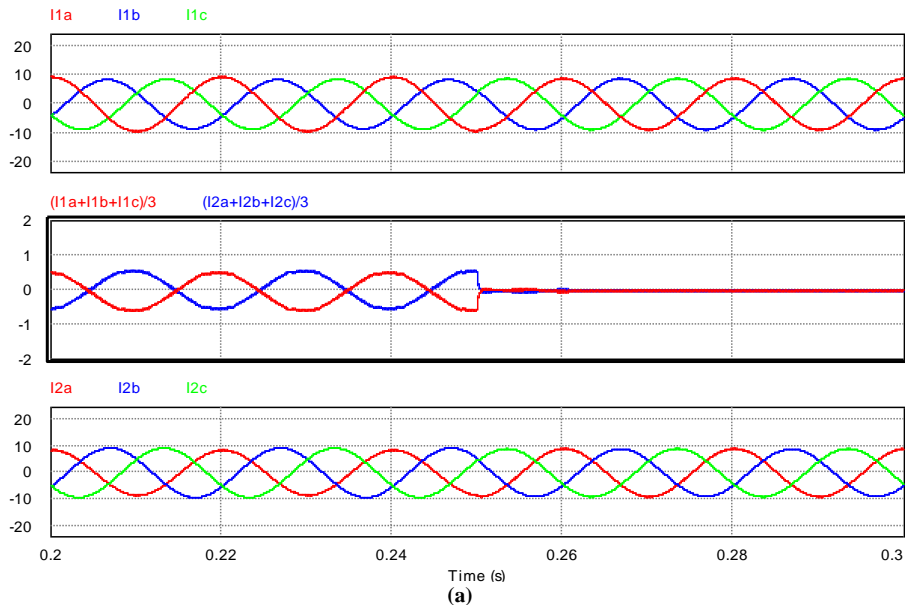
(b)

Figura 30. Armónico de (a) 150 Hz y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia con y sin control de las corrientes de circulación con un desbalanceo en el factor de carga entre los inversores 1 y 2

3.5.3 Con desbalanceo de inductancias en un mismo inversor

En este apartado el control de homopolar se aplica en el caso en el que se desbalancea la inductancia de una única fase. En este caso se ha desbalanceado la inductancia de la fase A del segundo inversor, sustituyendo la inductancia de 5 mH por una de 7 mH.

En las siguientes figuras se muestra como la corriente de circulación se reduce en gran medida y las corrientes en las fases se equilibran después de activar el control homopolar en $t = 0.25$ s.



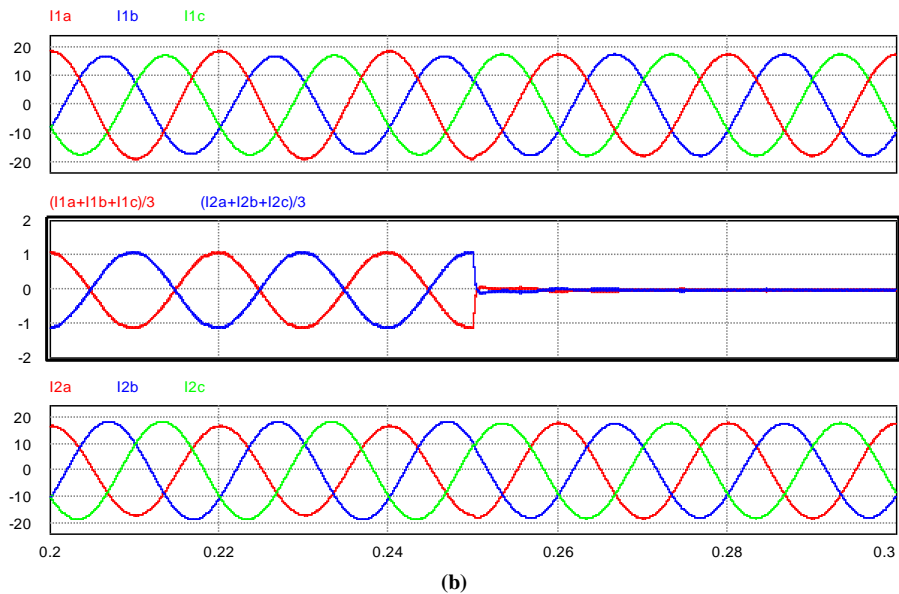


Figura 31. Resultados de simulación del control de las corrientes de circulación con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.

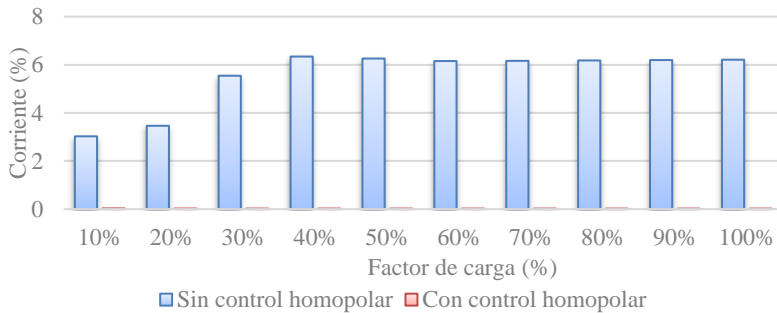


Figura 32. Armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia con y sin control de las corrientes de circulación con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %

3.5.4 Con distintos moduladores en cada inversor

Por último, se muestran los resultados de simulación en el caso de emplear un modulador 2D-SVM en el inversor 1 y un modulador 3D-SVM en el inversor 2, el cual, como se ha destacado anteriormente, se comporta de manera equivalente a PWM senoidal. En este caso, la componente fundamental de 150 Hz de la corriente de circulación se reduce drásticamente tras activar el

control de la componente homopolar. Cabe destacar que en ese momento, las corrientes en las fases de cada uno de los inversores dejan de estar fuertemente distorsionadas y se transforman en señales sinusoidales de 50 Hz.

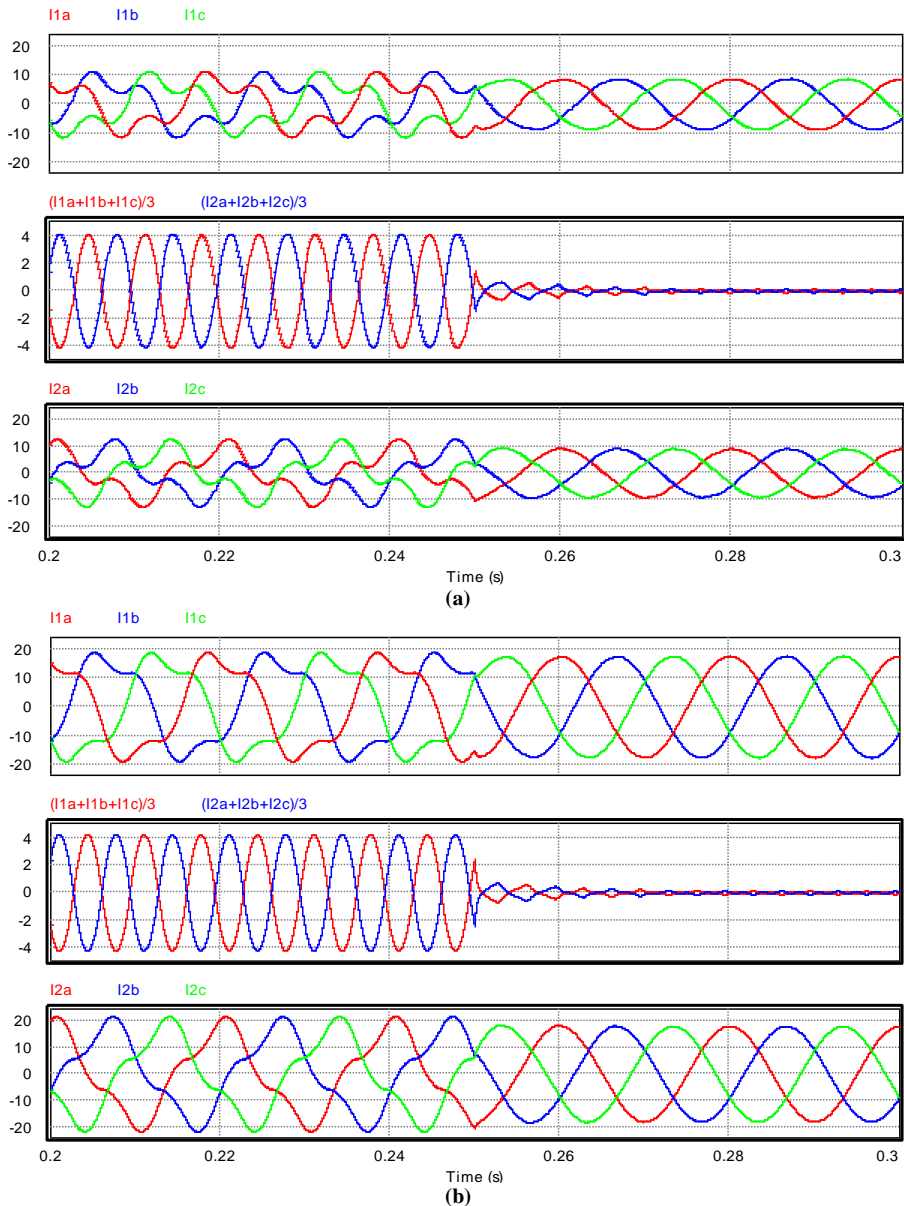


Figura 33. Resultados de simulación del control de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y 3D-SVM en el inversor 2. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.

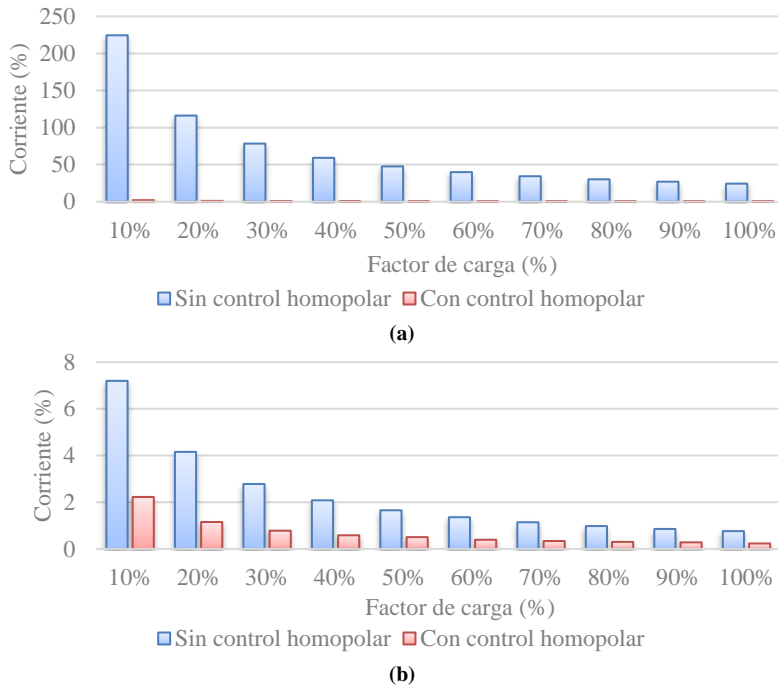


Figura 34. Armónico de (a) 150 Hz y (b) 450 Hz en todo el rango de potencia con y sin control de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y 3D-SVM en el inversor 2

3.6 Resultados experimentales

A fin de validar experimentalmente los resultados obtenidos hasta el momento, se han realizado ensayos experimentales que replican las condiciones consideradas en el curso del estudio por simulación, empleando para ello los prototipos descritos en el Anexo 2.

En los ensayos experimentales, se han estudiado también por separado los distintos factores analizados anteriormente que provocan la aparición de corrientes de circulación: desbalanceo de potencia, desbalanceo de inductancias en un mismo inversor y entre inversores distintos, así como el empleo de modulaciones diferentes. Cabe destacar, sin embargo, que debido a que los siguientes resultados se obtienen a partir de un convertidor real, resulta imposible estudiar cada uno de los factores completamente por separado.

3.6.1 En un sistema teóricamente equilibrado

Se conectan los dos inversores en paralelo con la misma referencia de corriente, es decir, con el mismo factor de carga y con una modulación 3D-SVM en ambos inversores. La inductancia empleada en el filtro de red es teóricamente de 5 mH aunque los valores reales de la inductancia en cada fase se muestran en la Tabla 3.

En la introducción se indicaba que las inductancias de un mismo fabricante podían tener tolerancias de hasta un 20 %, incluso superiores en algunos casos. En este capítulo, se han empleado inductancias para el filtro LCL iguales, con un valor nominal de 5 mH y una tolerancia del 10 %. Al tratarse de componentes reales, los valores de inductancia conectada a cada fase se ven afectados por la tolerancia, por lo que no es posible reproducir experimentalmente en el laboratorio los ensayos en los que las inductancias de todas las fases eran idénticas, al menos con los medios disponibles. Para determinar el valor real de cada componente, se han realizado medidas indirectas de la inductancia de cada inductor, resultando los valores que muestra la Tabla 3. Cabe destacar que la inductancia conectada a la fase C del inversor 1 tiene un valor un 5.4 % superior al valor nominal, mientras que la inductancia L_{a_b2} es un 3 % inferior. Se ha observado anteriormente que el desbalanceo de inductancias en un mismo inversor produce unas corrientes de circulación no despreciables, por lo que las inductancias se han distribuido entre las distintas fases de los inversores procurando que su diferencia afecte lo mínimo posible en los resultados. Así, se ha evitado conectar en un mismo inversor las inductancias con los valores más alejados entre sí.

Tabla 3. Valores de las inductancias L_a reales

Parámetro	Valor real	Parámetro	Valor real
L_{a_a1}	5.14 mH	L_{a_a2}	5.1 mH
L_{a_b1}	5.14 mH	L_{a_b2}	4.85 mH
L_{a_c1}	5.27 mH	L_{a_c2}	5.03 mH

Las Figura 35 (a) y (b) muestra en la parte superior las corrientes en la fase A (naranja), B (verde) y C (rosa) del inversor 1. Las corrientes en cada una de las fases del inversor 2 se muestran en la parte inferior del mismo. Cabe destacar que en la parte central del gráfico se muestra en azul el sumatorio de las corrientes en las fases del inversor 1 $ia+ib+ic$ y en rosa el sumatorio de las corrientes de las fases del inversor 2. Estas corrientes son proporcionales a las corrientes de circulación entre los inversores cuya expresión es $(ia+ib+ic)/3$, y son de la misma magnitud y de signo opuesto.

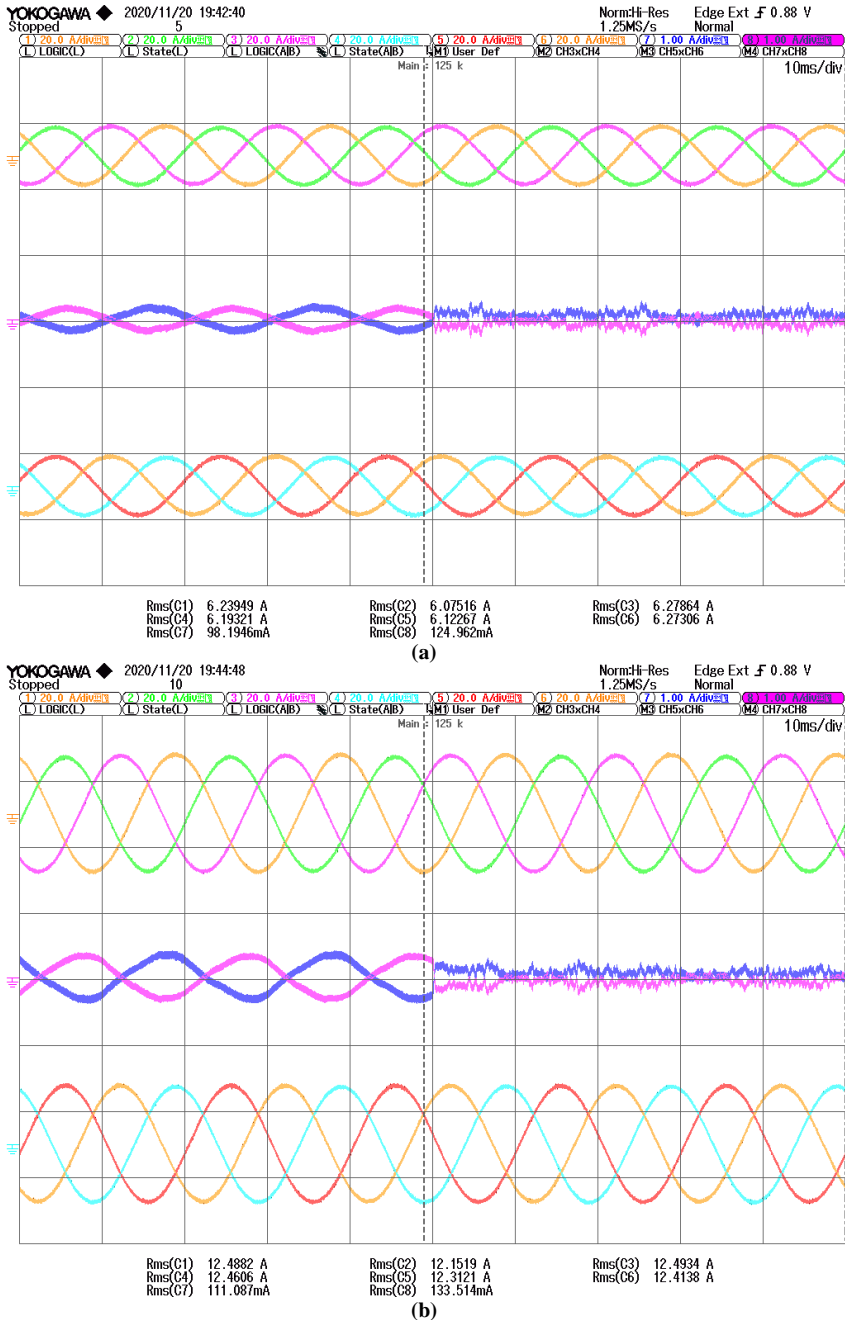


Figura 35. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación en un sistema equilibrado. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.

Se observa que la corriente de circulación tiene una componente fundamental de 50 Hz ya que las inductancias en las fases de cada uno de los inversores no están perfectamente balanceadas, incluso cuando se utilizan inductores con una tolerancia relativamente baja. En la Figura 36 se representa el valor de esta componente antes y después de la activación del control de la corriente homopolar para todo el rango de potencia de los inversores en valor porcentual respecto al armónico fundamental de secuencia directa de la corriente.

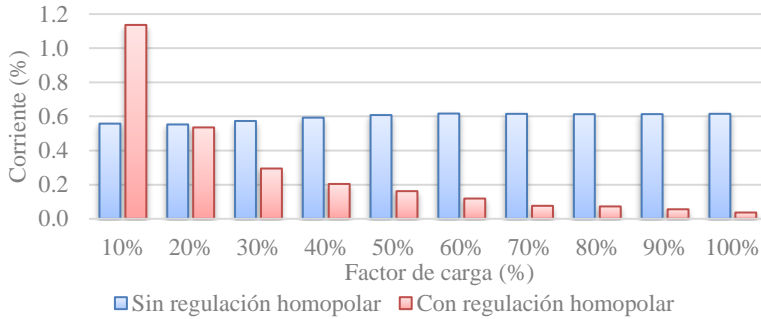


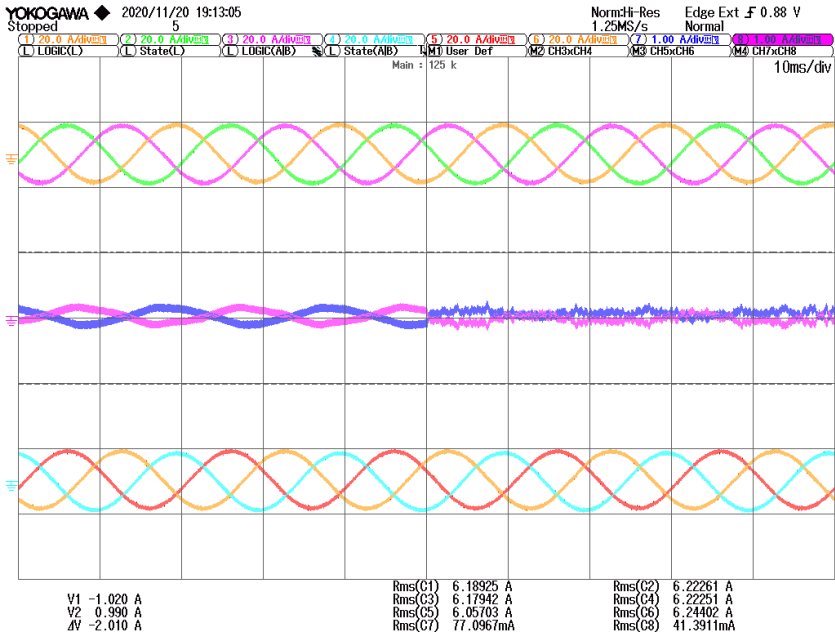
Figura 36. Medida experimental del Armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación en un sistema equilibrado

3.6.2 Con desbalanceo de inductancias entre inversores

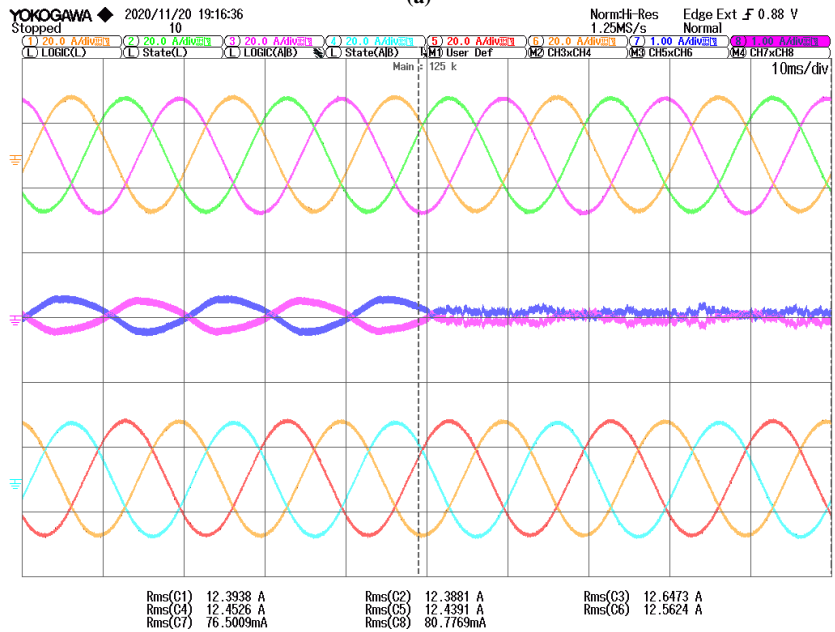
Se muestran los resultados experimentales del control de las corrientes de circulación para un 50 y un 100 % del factor de carga con desbalanceo entre las inductancias de ambos inversores en la Figura 37 (a) y (b), respectivamente. En el inversor 2, se añade en cada una de las fases una inductancia nominal de 2 mH con el fin de obtener una inductancia de 7 mH. Los valores reales de las inductancias empleadas en cada fase se resumen en la Tabla 4, siendo las inductancias de 7 mH representadas, la suma de los valores de las inductancias de 5 y 2 mH conectadas a cada una de las fases.

Tabla 4. Valores de las inductancias L_a de 7 mH (5+2 mH) reales

Parámetro	Inductancia 5 mH	Inductancia 2 mH	Inductancia total 7 mH
L_{a_a2}	5.1 mH	2.06 mH	7.16 mH
L_{a_b2}	4.85 mH	2.13 mH	6.98 mH
L_{a_c2}	5.03 mH	2.09 mH	7.12 mH



(a)



(b)

Figura 37. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación con desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH). **(a)** Factor de carga en los inversores del 50 %. **(b)** Factor de carga en los inversores del 100 %.

En este caso se observa que la componente de 50 Hz (Figura 38 (a)) representada en todo el rango de potencia toma valores similares a los del caso anterior, ya que las diferencias de inductancia entre fases son similares. En la Figura 38 (b) se representa la pequeña componente de 150 Hz que aparece al desbalancear las inductancias del filtro de red entre ambos inversores.

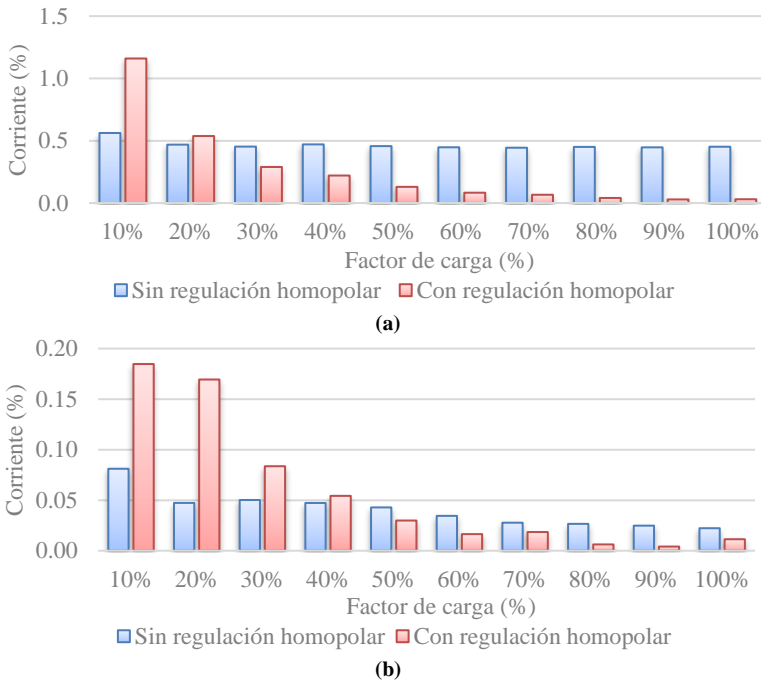
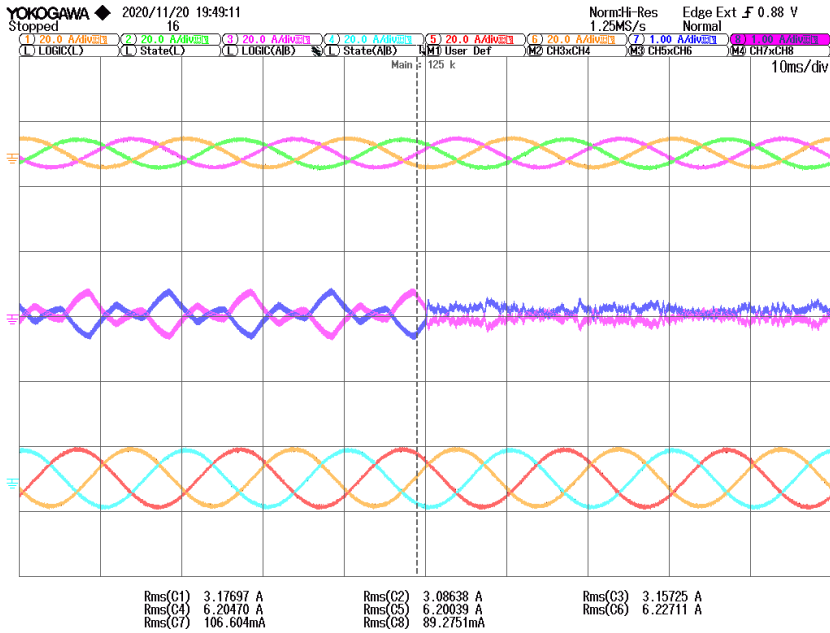


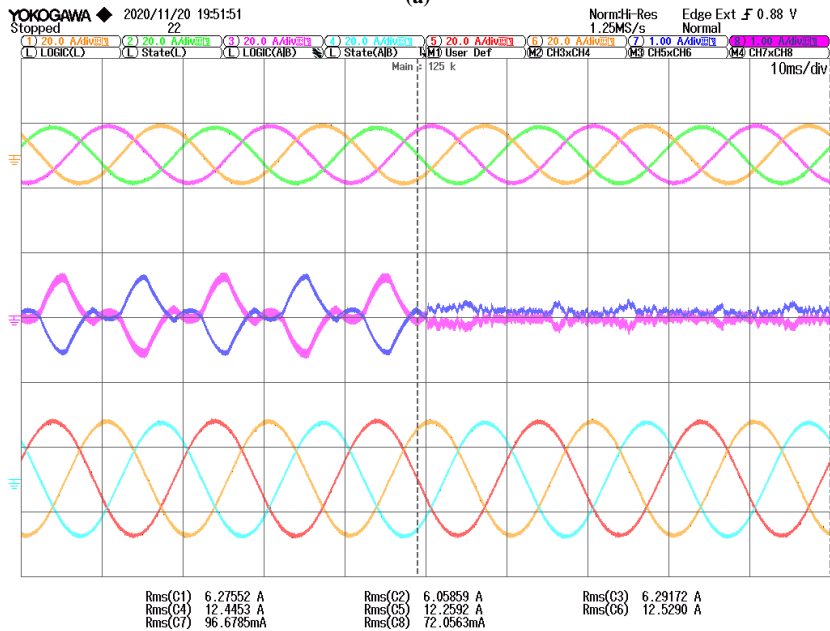
Figura 38. Medida experimental del Armónico de (a) 50 Hz y (b) 150 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con un desbalanceo entre los inductores del inversor 1 y 2 ($L_{a1}=5$ mH y $L_{a2}=7$ mH)

3.6.3 Con desbalanceo en el factor de carga

La Figura 39 (a) muestra los resultados experimentales del control de las corrientes de circulación para un factor de carga del 25 % en el inversor 1 y un 50 % en el inversor 2. La Figura 39 (b) muestra los resultados para un factor de carga de un 50 % en el inversor 1 y un 100 % en el inversor 2. La Figura 40 (a), (b) y (c) muestra el valor de los armónicos de 50, 150 y 450 Hz, respectivamente, antes y después de la activación del control de las corrientes de circulación.



(a)



(b)

Figura 39. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación con (a) un factor de carga del 25 % en el inversor 1 y un factor de carga del 50 % en el inversor 2 y (b) un factor de carga del 50 % en el inversor 1 y un factor de carga del 100 % en el inversor 2

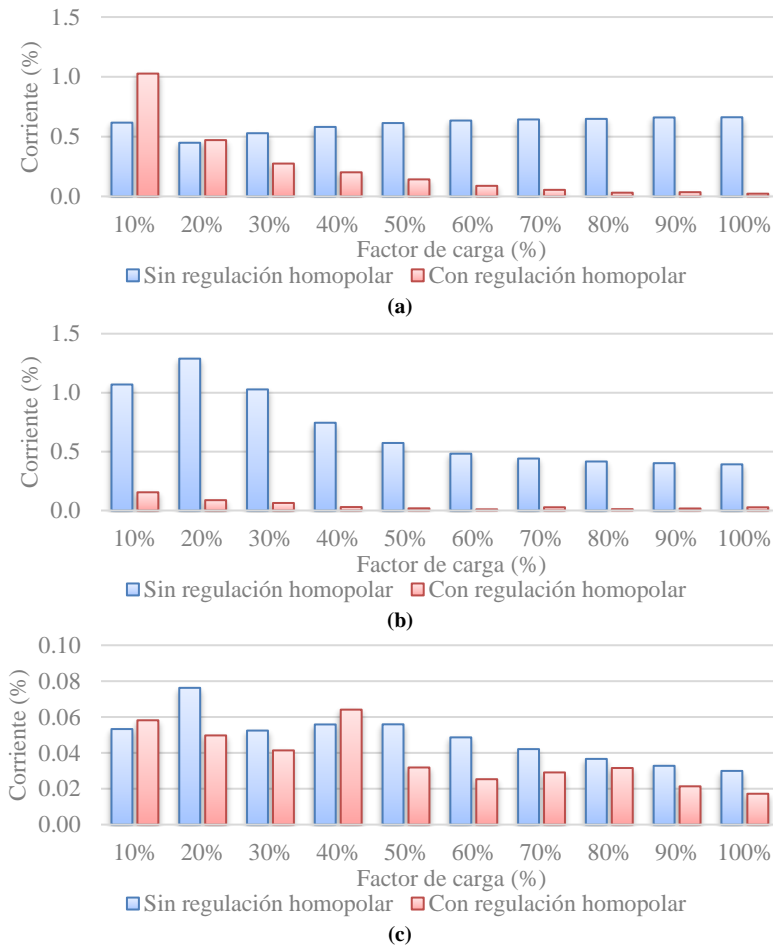


Figura 40. Medida experimental del Armónico de (a) 50 Hz, (b) 150 Hz y (c) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con un desbalanceo en el factor de carga entre los inversores 1 y 2

3.6.4 Con desbalanceo de inductancias en un mismo inversor

En este caso se conecta la inductancia de 2.06 mH representada en la Tabla 4 a la fase A del segundo inversor, obteniendo una inductancia L_{a_a2} de 7.16 mH en esta fase. En la Figura 41(a) se observa que, antes de la activación del control de la componente homopolar y con los inversores trabajando a su potencia nominal, el sumatorio de las corrientes de las fases resulta mayoritariamente en una componente de 50Hz de aproximadamente 3.5 A eficaces, por lo que la corriente de circulación tiene un valor de unos 1.2 A eficaces. Tras la activación del control de la componente homopolar, la corriente de circulación se reduce en gran medida.

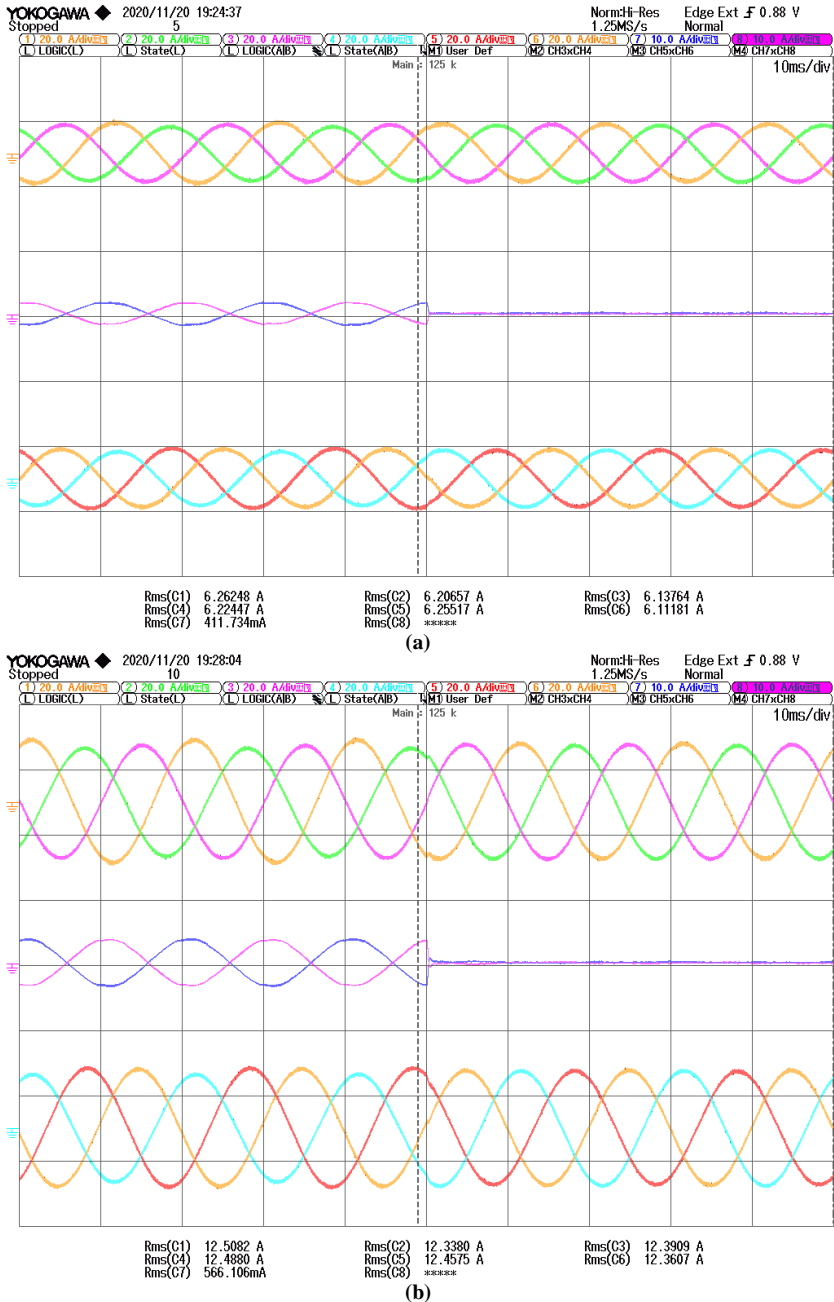


Figura 41. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %. **(a)** Factor de carga en los inversores del 50 %. **(b)** Factor de carga en los inversores del 100 %.

La Figura 42 muestra la medida experimental del valor del armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia antes y después de la activación del control homopolar en valor porcentual respecto al armónico fundamental de secuencia directa.

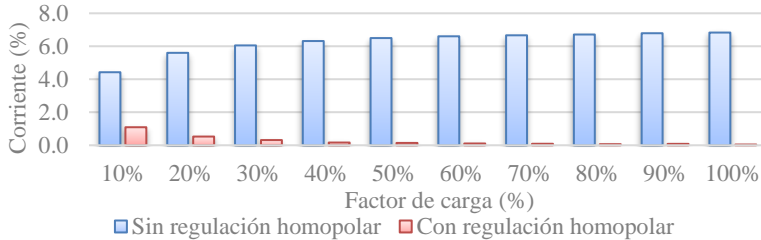
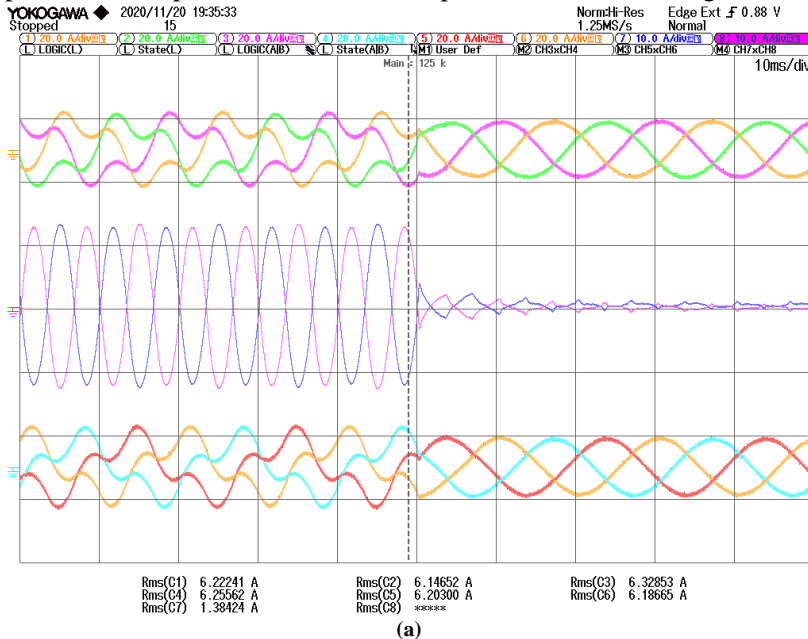


Figura 42. Medida experimental del Armónico de 50 Hz en todo el rango de potencia con la inductancia de la fase A del inversor 2 desbalanceada en un 40 %

3.6.5 Con distintos moduladores en cada inversor

Por último, en este apartado el inversor 1 trabaja con una modulación *space vector* de dos dimensiones (2D-SVM), mientras que el inversor 2 trabaja con 3D-SVM. En la Figura 43 (a) y (b) se observa que, antes de activar el control de la componente homopolar, las corrientes en las fases se ven fuertemente distorsionadas debido al elevado valor de la componente de 150 Hz que aparece en las corrientes de circulación. Tras la activación del control de la componente homopolar las corrientes no presentan distorsión significativa.



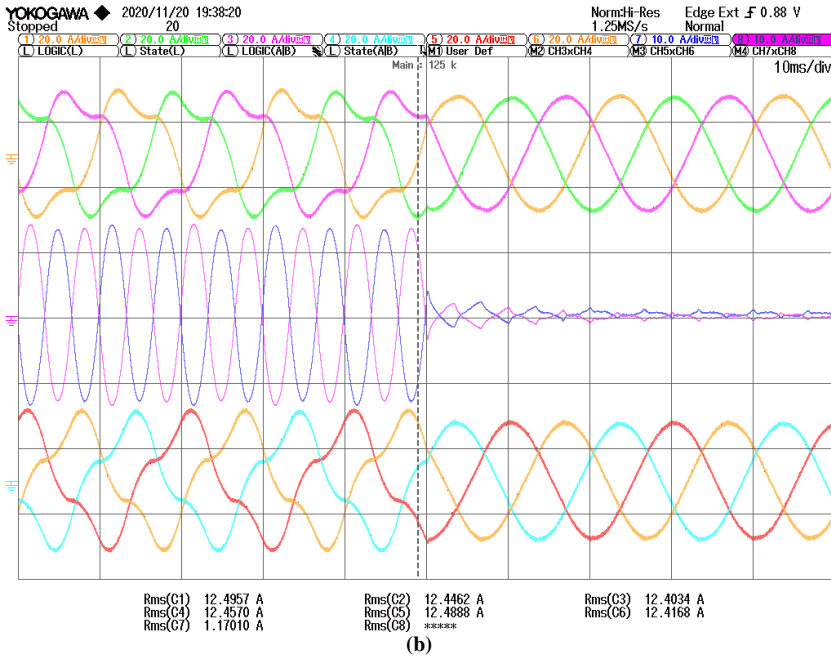
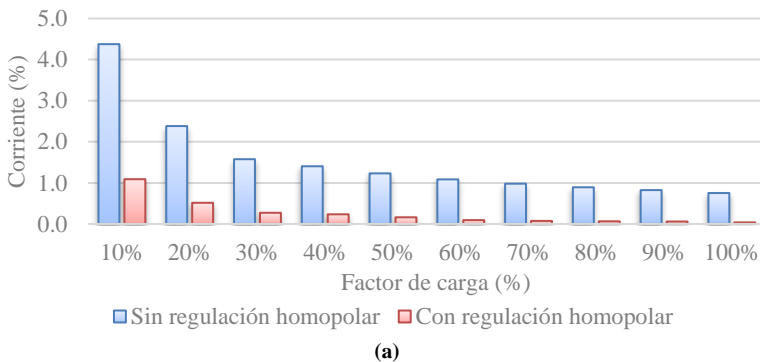
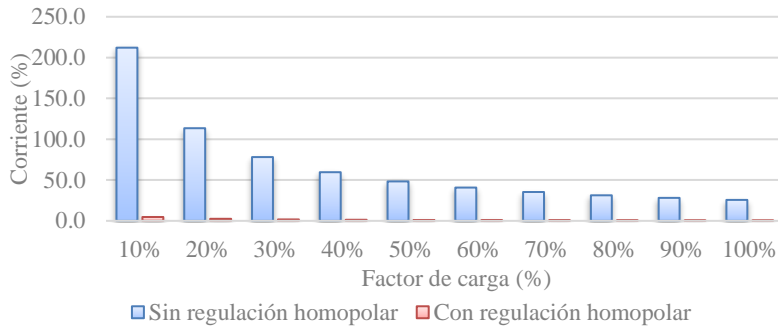


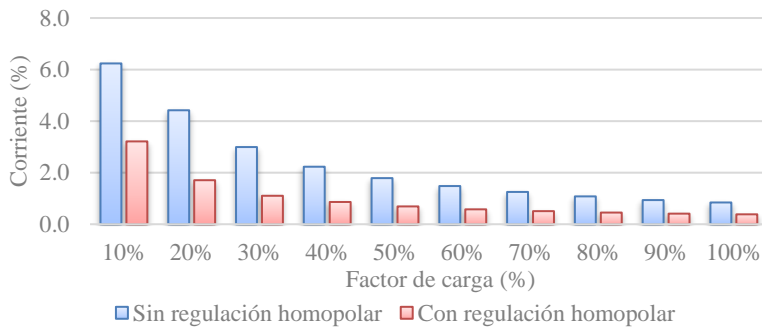
Figura 43. Resultados experimentales del control de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y 3D-SVM en el inversor 2. (a) Factor de carga en los inversores del 50 %. (b) Factor de carga en los inversores del 100 %.

La Figura 44 (a), (b) y (c) muestra los armónicos de las corrientes de circulación de 50, 150 y 450 Hz con y sin el control de la corriente homopolar.





(b)



(c)

Figura 44. Medida experimental del Armónico de (a) 50 Hz, (b) 150 Hz y (c) 450 Hz en todo el rango de potencia de las corrientes de circulación con modulación 2D-SVM en el inversor 1 y 3D-SVM en el inversor 2

Capítulo 4

Conexión en paralelo de inversores de interconexión en microrredes híbridas

Capítulo 4

CONEXIÓN EN PARALELO DE INVERSORES DE INTERCONEXIÓN EN MICRORREDES HÍBRIDAS

En este capítulo se estudia el funcionamiento de un inversor de interconexión entre los buses AC y DC de una microrred híbrida en modo de conexión a red. Sin pérdida de generalidad, el estudio se ha particularizado al convertidor experimental con el que posteriormente se validarán los resultados analíticos y de simulación. Se trata de un inversor trifásico de 5 kW que se ha ampliado a 7.5 kW mediante un módulo de 2.5 kW, esto es, se emula una ampliación de potencia del 50 % en un rango de potencia fácilmente manejable en el laboratorio. En el lado DC se va a considerar que la tensión en dicho bus puede ajustarse en el rango 400 V- 600 V.

Al tratarse de una microrred en modo de conexión a red, la amplitud y la frecuencia de la tensión en el bus de alterna viene fijada por la red, en tanto que la tensión en el bus de corriente continua será regulada por el propio convertidor de interconexión, en todo el rango de operación considerado.

En la Figura 45 se representa el esquema unifilar del inversor de interconexión que está compuesto por el módulo 1 de 5 kW y el módulo 2 de 2.5 kW cuyos parámetros se detallan en la Tabla 5.

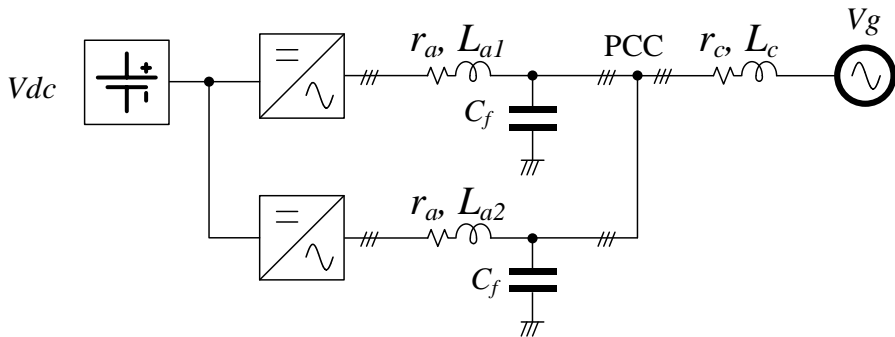


Figura 45. Esquema unifilar del inversor de interconexión entre los buses AC y DC de la microrred híbrida

Cabe destacar que los filtros LCL de red de ambos convertidores están compuestos por las inductancias L_{a1} y L_{a2} de distinto valor, condensadores de

red C_f con resistencias de *damping* R_d cuyo valor nominal es igual en ambos convertidores y una inductancia L_c común a ambos convertidores. La inductancia L_b descrita en el apartado de modelado tiene un valor nulo y no se representa en el esquema.

Tabla 5. Parámetros del inversor de interconexión

Parámetro	Valor nominal	Parámetro	Valor nominal
V_g -RMS (<i>tensión de línea</i>)	230 V	r_a	50 m Ω
V_{dc}	[400-600] V	r_b	50 m Ω
P_{n1}	5 kW	r_c	50 m Ω
P_{n2}	2.5 kW	C_f	9 μ F
C_o	1.2 mF	R_d	4.4 Ω
L_{a1}	5 mH	f_{sw}	10 kHz
L_{a2}	7 mH	R_s	1 V/A
L_b	0	β	1 V/V
L_c	320 μ H	Fm	0.5 V/V
M_a	0		
M_b	0		
M_c	-80 μ H		

4.1 Esquema de control y análisis dinámico de los bucles

En la Figura 46 se muestra la estructura de control propuesta. El inversor 1 de 5 kW, dispone de un lazo de regulación de corriente en el eje d que regula la potencia activa, y otro en el eje q que regula la potencia reactiva. Este inversor emplea una modulación en espacio vectorial de dos dimensiones (2D-SVM). El módulo 2 del inversor que amplía la potencia hasta los 7.5 kW dispone, al igual que el inversor del módulo 1, de un bucle de control en el eje d y otro en el eje q . Además, este inversor tiene un tercer bucle de control en el eje o que permite anular la corriente de circulación entre ambos módulos del inversor de interconexión.

Por último, se dispone de un lazo de regulación de la tensión continua que calcula la referencia de corriente en el eje d de ambos módulos del inversor, teniendo en cuenta la relación entre la potencia nominal de cada uno de los inversores.

A continuación se estudia la estabilidad de los bucles de control de corriente y tensión propuestos. Para el control de las corrientes y la tensión se han empleado reguladores proporcionales integrales. Además, en los lazos de regulación de corriente se han añadido integradores generalizados de segundo orden (SOGI) que permiten incrementar el módulo de la ganancia de lazo a la frecuencia de los armónicos que componen las corrientes de circulación. Las expresiones de estos reguladores se han elegido a partir de un procedimiento iterativo de prueba y error, empleando los siguientes criterios de diseño:

- La frecuencia de cruce de las ganancias del lazo de control de corriente debe ser muy superior a la frecuencia de la red. Además, debe ser mucho menor a la frecuencia de conmutación con el fin de evitar inestabilidades de gran señal.
- La frecuencia de cruce del bucle de tensión debe ser mucho menor a la del lazo de corriente (típicamente alrededor de un factor 1/10).
- En ambos casos, se deben alcanzar los márgenes de estabilidad apropiados ($PM > 45^\circ$ y $GM > 6$ dB).

Las ecuaciones (90) y (91) muestran la expresión de los reguladores de corriente en los ejes d y q , y en el eje o , respectivamente. Los lazos de control de corriente d , y q son similares, por lo que sus controladores pueden tener la misma expresión. Tal y como se indicaba anteriormente, los reguladores de corriente están compuestos por un regulador proporcional integral e integradores generalizados a 50, 150 y 450 Hz, implementados mediante SOGIs. El ancho de banda del SOGI de 50 Hz es de 10 Hz, y su ganancia de 4. La ganancia del SOGI de 150 Hz es de 4 mientras que el de 450 Hz es de 0.5. El ancho de banda de los SOGIs de 150 Hz y 450 Hz, se reducen respecto al ancho de banda del de 50 Hz, a fin de que los cambios de fase no afecten a la estabilidad del lazo de regulación. El regulador proporcional integral del lazo de regulación de tensión sigue la ecuación (92). El filtro paso bajo del lazo de regulación de tensión tiene una frecuencia de corte de 80 Hz.

$$PI_i(s) = 0.1 + \frac{10}{s} \quad (85)$$

$$PI_o(s) = 0.2 + \frac{10}{s} \quad (86)$$

$$R_{50}(s) = \frac{4 \cdot 10 \cdot s}{s^2 + 10s + (2\tau\omega)^2} \quad (87)$$

$$R_{150}(s) = \frac{4 \cdot \frac{10}{3} s}{s^2 + \frac{10}{3} s + (2\tau 3\omega)^2} \quad (88)$$

$$R_{450}(s) = \frac{0.5 \cdot \frac{10}{9} s}{s^2 + \frac{10}{9} s + (2\tau 9\omega)^2} \quad (89)$$

$$G_i(s) = PI_i(s) + R_{50}(s) + R_{150}(s) + R_{450}(s) \quad (90)$$

$$G_{io}(s) = PI_o(s) + R_{50}(s) + R_{150}(s) + R_{450}(s) \quad (91)$$

$$PI_v(s) = -0.2 - \frac{2}{s} \quad (92)$$

Las Figuras 47-49 representan los diagramas de Bode (dB, deg) de los tres lazos de corriente $T_{id}(j\omega)$ (74), $T_{iq}(j\omega)$ (75) y $T_{io}(j\omega)$ (76) para cada uno de los módulos de potencia. La Figura 50 muestra el diagrama de bode del lazo de tensión, $T_v(j\omega)$ (84). En todos los casos, se ha considerado que la tensión puede variar dentro del rango de tensión de 400 a 600 V. En dichas figuras se observa como la dinámica del sistema es sensitiva a las variaciones de V_{dc} , aunque la estabilidad está garantizada en todos los casos. Concretamente, la frecuencia de cruce de los lazos de corriente va desde los 550 a los 950 Hz, teniendo un margen de fase $PM = 40^\circ$ y un margen de fase $GM = 5.6$ dB, en los peores casos. La frecuencia de cruce en el lazo de tensión varía entre los 10.2 y los 14.6 Hz y el margen de fase es mayor a 70 grados. La frecuencia de cruce (f_c), el margen de ganancia (GM) y el margen de fase (PM) para cada uno de los lazos se expresan en la Tabla 6.

Tabla 6. Estabilidad de los lazos de control de corriente y tensión

	Parámetro	400 V	500 V	600 V
$T_{id}(j\omega)$	f_c	552 Hz	679 Hz	804 Hz
	PM	52.9 °	48.7 °	44 °
	GM	11 dB	9.1 dB	7.5 dB
$T_{iq}(j\omega)$	f_c	551 Hz	679 Hz	804 Hz
	PM	52.7 °	48.7 °	44 °
	GM	11 dB	9.1 dB	7.5 dB
$T_{io}(j\omega)$	f_c	637 Hz	795 Hz	952 Hz
	PM	54.2 °	47.3 °	40.2 °
	GM	9.2 dB	7.2 dB	5.6 dB
$T_v(j\omega)$	f_c	14.6 Hz	12 Hz	10.2 Hz
	PM	75.9 °	74.3 °	73.6 °
	GM	19 dB	21.2 dB	23 dB

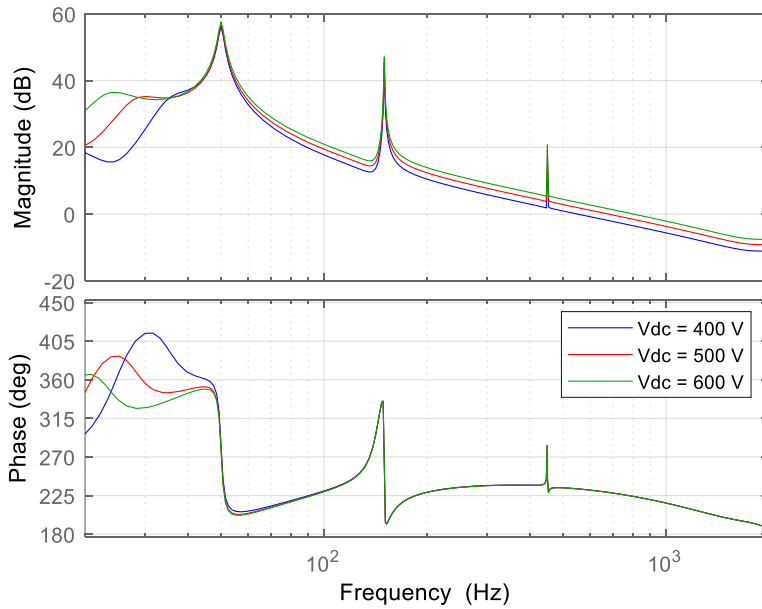


Figura 47. Diagrama de bode de la ganancia del lazo de control de corriente en el canal *d* para tensiones en el bus de continua de 400 a 600 V

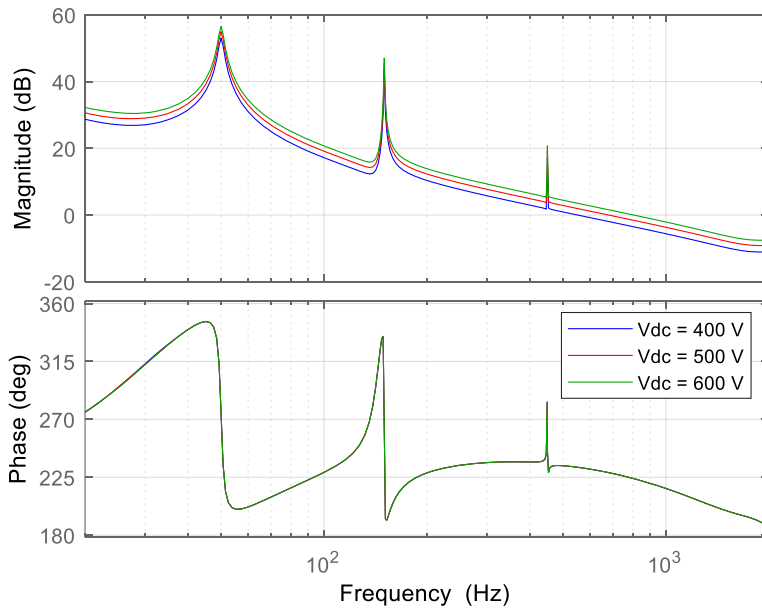


Figura 48. Diagrama de bode de la ganancia del lazo de control de corriente en el canal *q* para tensiones en el bus de continua de 400 a 600 V

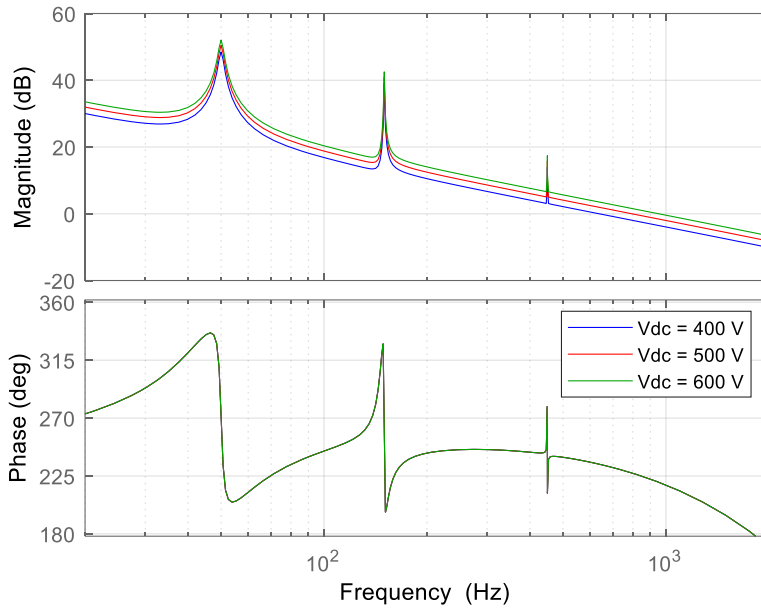


Figura 49. Diagrama de bode de la ganancia del lazo de control de corriente en el canal *o* para tensiones en el bus de continua de 400 a 600 V

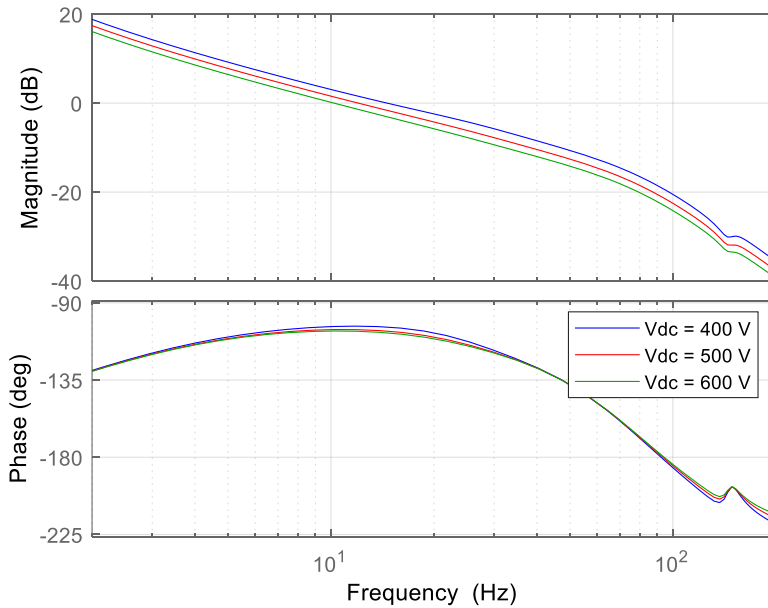


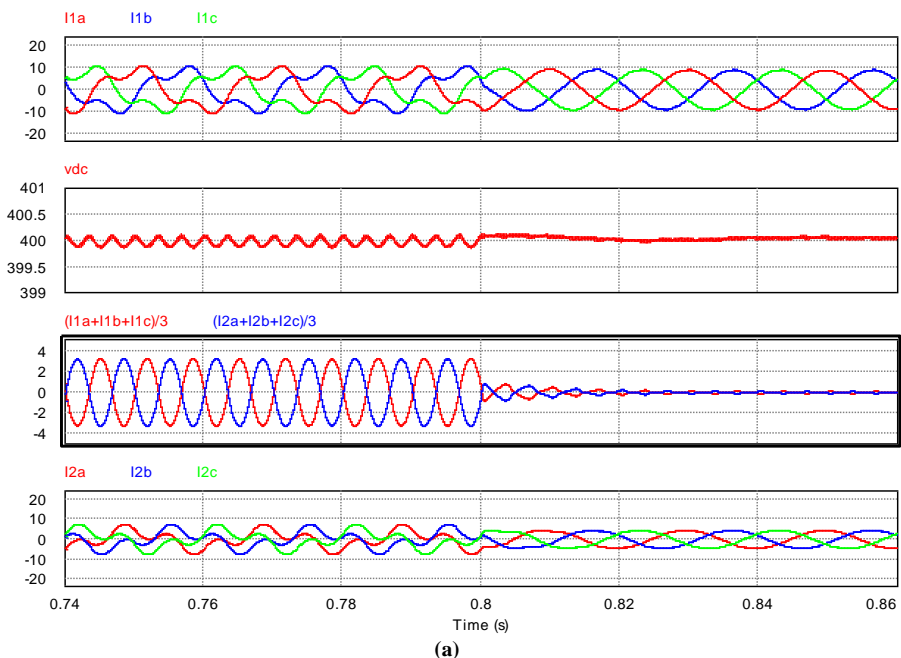
Figura 50. Diagrama de bode de la ganancia del lazo de control de tensión para tensiones en el bus de continua de 400 a 600 V

4.2 Resultados de simulación

Se han obtenido resultados de simulación del inversor de interconexión de la microrred híbrida en modo de conexión a red con la herramienta PSIM™ (10.0) en los que se ha validado el esquema de control descrito en el apartado anterior.

Las Figuras 51, 52, y 53 muestran las corrientes en las fases en cada uno de los inversores, la tensión en el bus de continua y las corrientes de circulación para tres puntos de funcionamiento del bus de continua a 400, 500 y 600 V, respectivamente. En los tres casos se muestran resultados con ambos inversores trabajando al 50 % de la potencia nominal del sistema y al 100 % de la misma.

Se observa que antes de la activación del control de la componente homopolar la corriente de circulación de cada inversor tiene un valor elevado de aproximadamente 3.3 A de amplitud. Así, las corrientes en las fases se ven fuertemente distorsionadas y aparece un rizado de 300 Hz de aproximadamente 50 mV en la tensión del bus de continua. Al activar el control homopolar las corrientes de circulación se reducen y el rizado de 300 Hz de la tensión de continua desaparece.



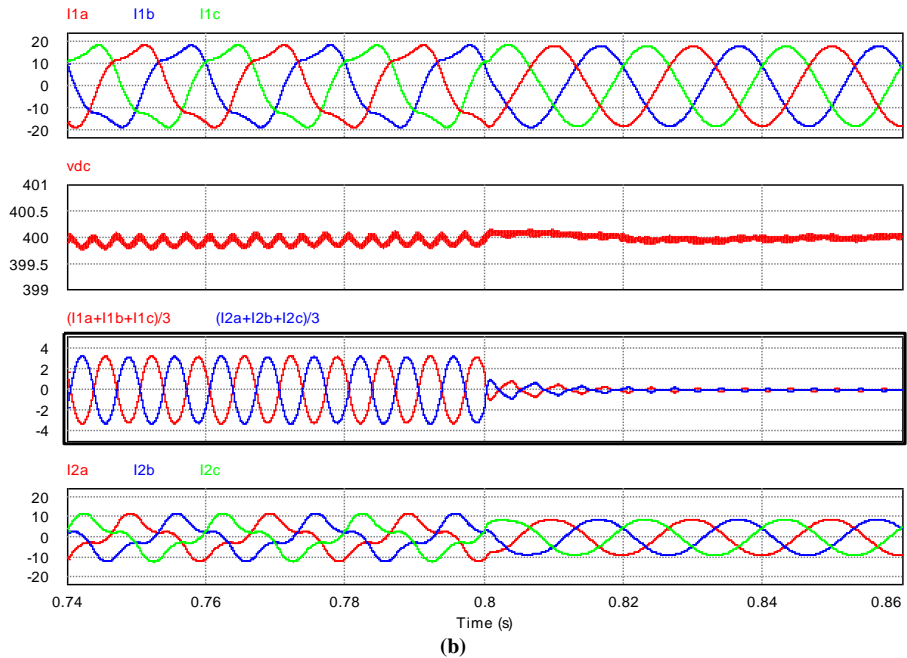
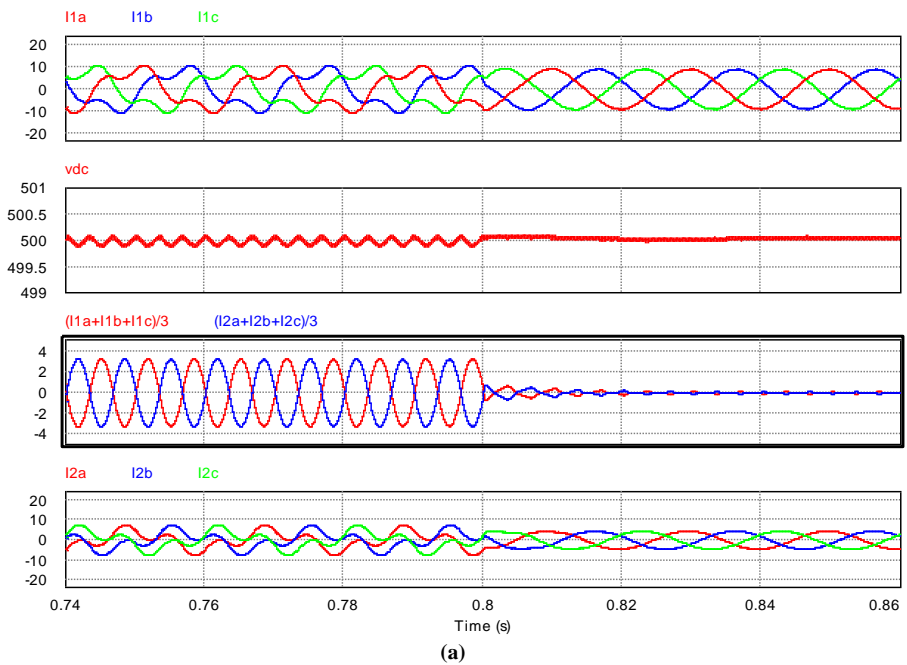
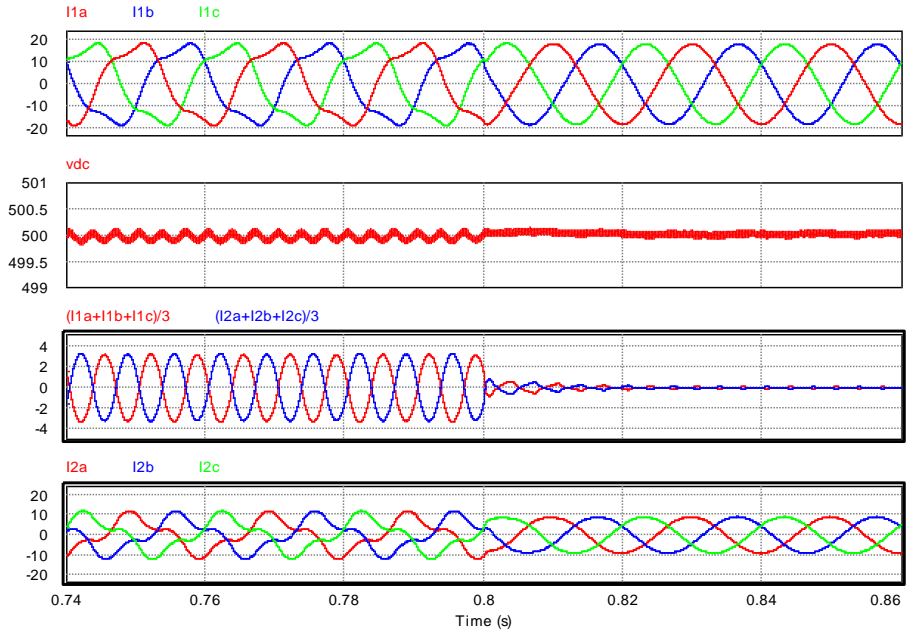


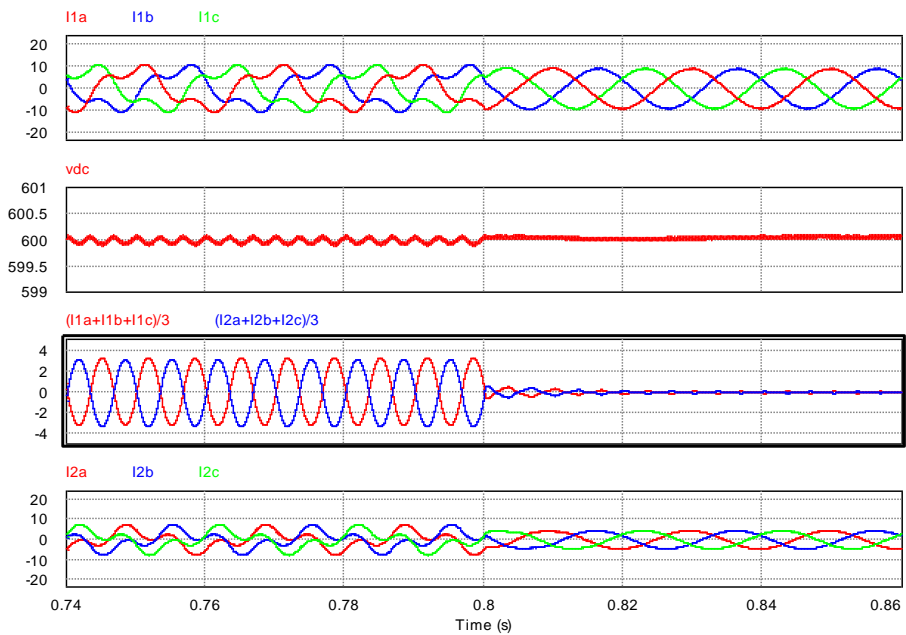
Figura 51. Resultados de simulación antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 400 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal





(b)

Figura 52. Resultados de simulación antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 500 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal



(a)

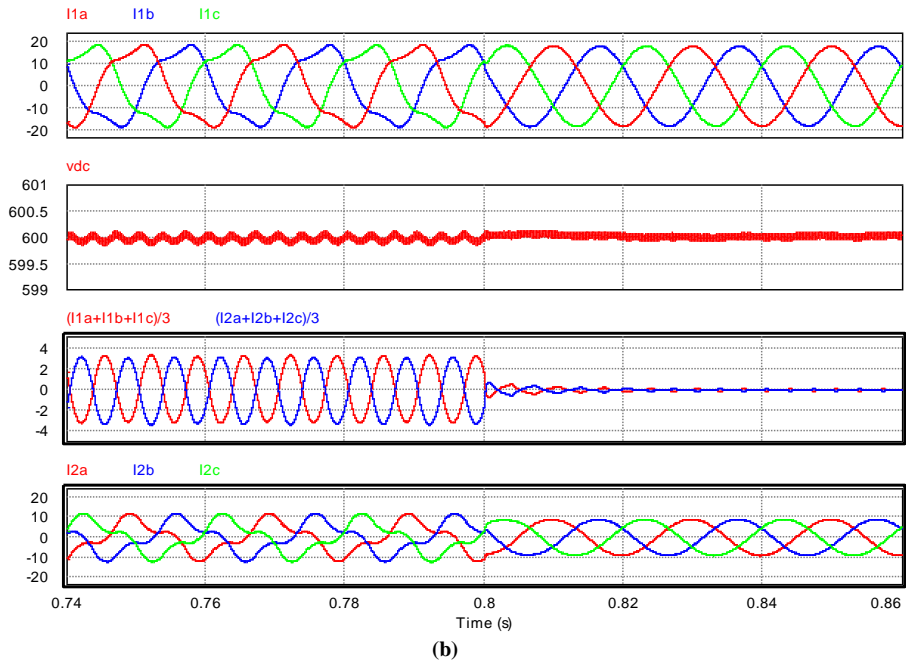


Figura 53. Resultados de simulación antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 600 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal

Se han obtenido resultados de simulación con escalones en la tensión de continua. En este caso el lazo de control de la componente homopolar se encuentra conectado siendo las corrientes de circulación prácticamente nulas. A fin de probar si los transitorios bruscos afectan al desempeño del lazo de corriente homopolar, en la Figura 54 se muestra el comportamiento del sistema con un escalón de tensión desde los 450 a los 550 V. El tiempo de establecimiento de la tensión en el bus DC es aproximadamente 40 ms. En la Figura 55 se muestran los resultados ante un escalón de 550 a 450 V. En este caso, el tiempo de estabilización es un poco superior, siendo de aproximadamente 50 ms. En ambos casos puede verse que la corriente de circulación permanece correctamente regulada a cero, si bien en los primeros instantes del transitorio puede verse una pequeña variación que rápidamente desaparece.

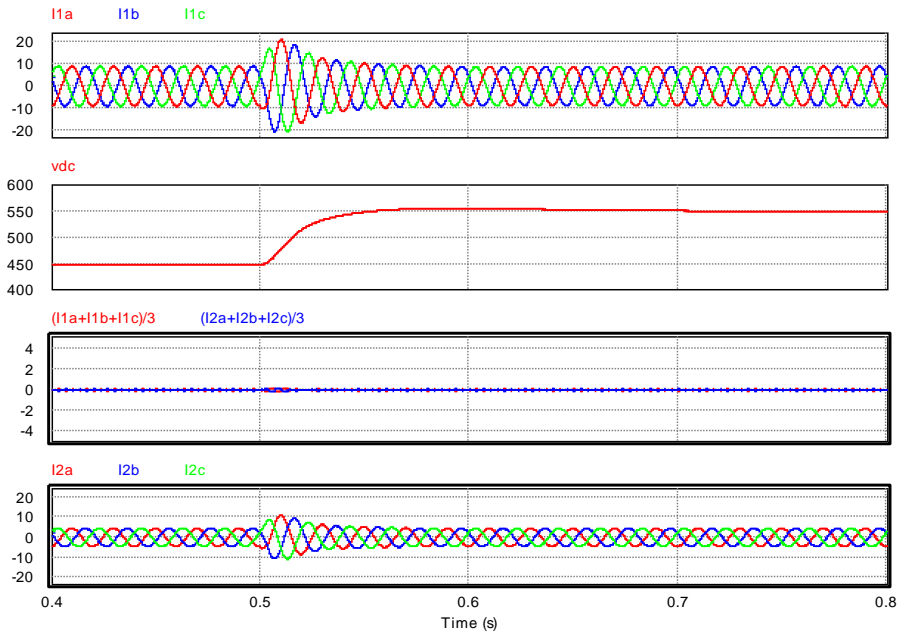


Figura 54. Resultados de simulación con un escalón de tensión de 450 a 550 V

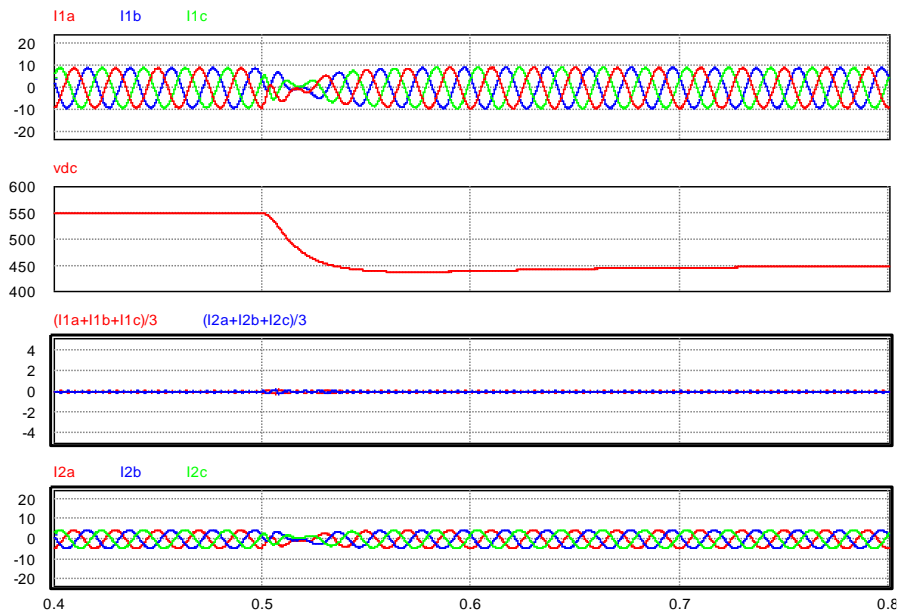
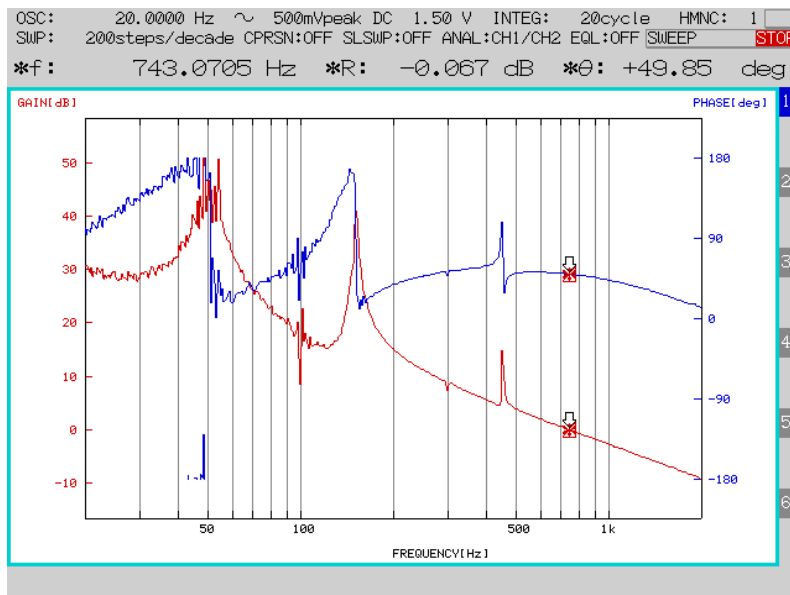


Figura 55. Resultados de simulación con un escalón de tensión de 550 a 450 V

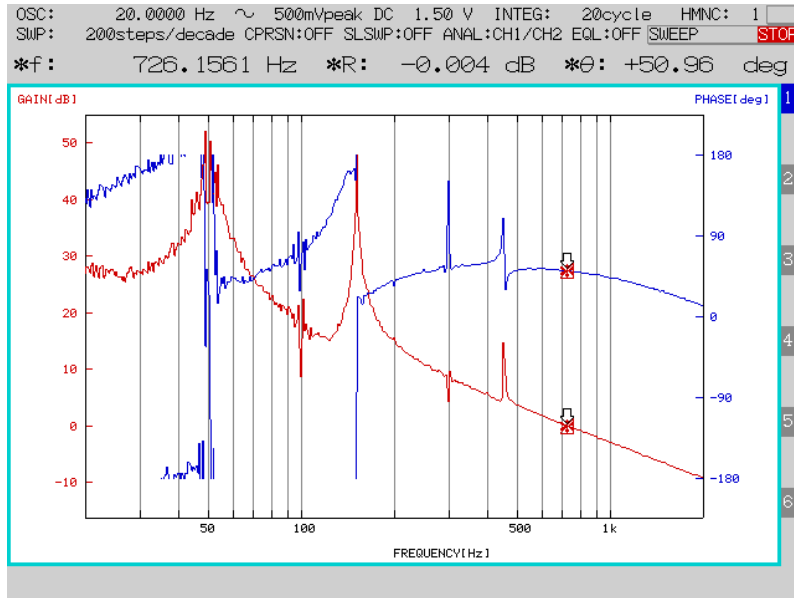
4.3 Resultados experimentales

A continuación se muestran los resultados experimentales del inversor de interconexión en modo de conexión a red. El *setup* empleado para la realización de estos experimentos se describe en el Anexo 2.

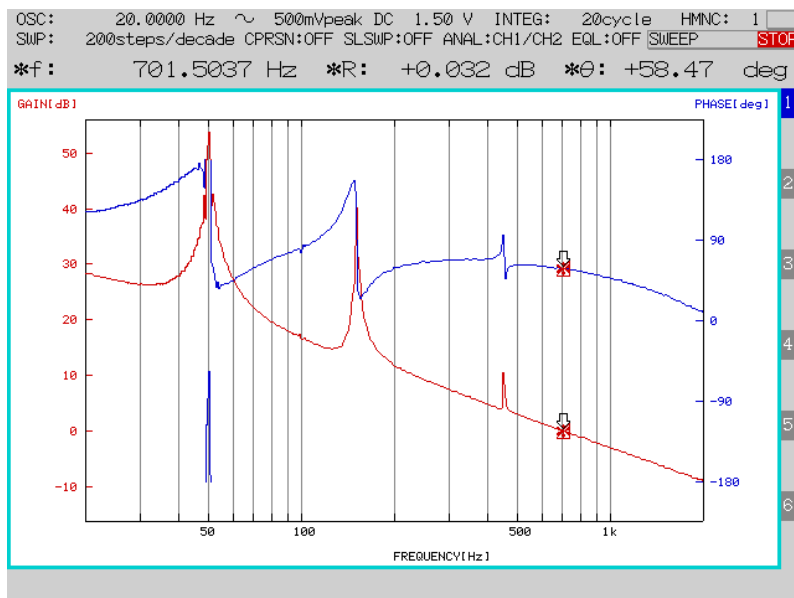
En primer lugar se muestran las medidas experimentales de las ganancias de lazo de control de tensión y de corriente, las cuales han sido obtenidas mediante un analizador de respuesta en frecuencia FRA5097 de NF Corporation. En la Figura 56 se muestran las capturas obtenidas con el analizador de respuesta en frecuencia para 500 V en el bus de continua. Las Figuras 57-60 muestran los diagramas de bode calculados mediante Matlab R2018b a 400, 500 y 600 V en el bus de continua y las medidas de los lazos de control obtenidas mediante el FRA. Como puede apreciarse en dichas figuras, la respuesta dinámica predicha por el modelo desarrollado se aproxima razonablemente bien a las medidas experimentales, lo que permite validar el modelo como herramienta de diseño y análisis.



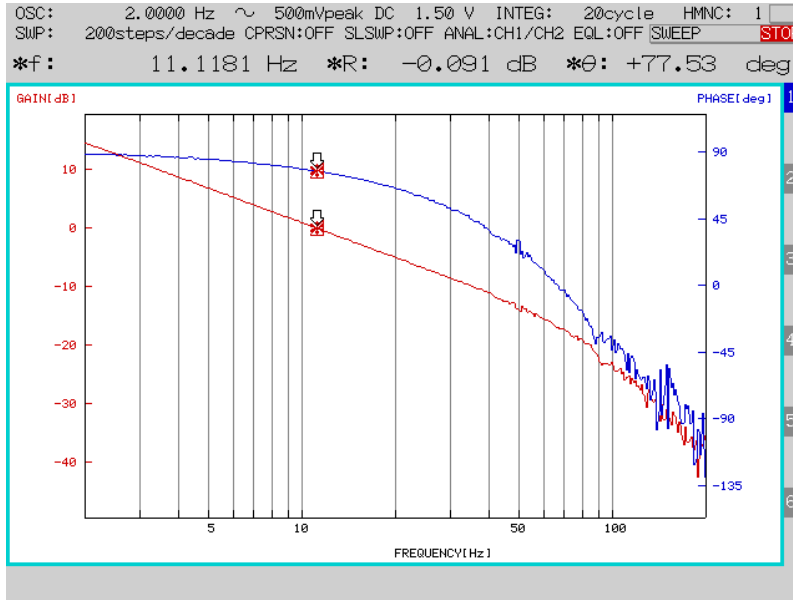
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 56. Medidas de las ganancias de lazo de corriente y tensión a 500 V: (a) lazo de corriente en el eje *d*; (b) lazo de corriente en el eje *q*; (c) lazo de corriente en el eje *o*; (d) lazo de tensión

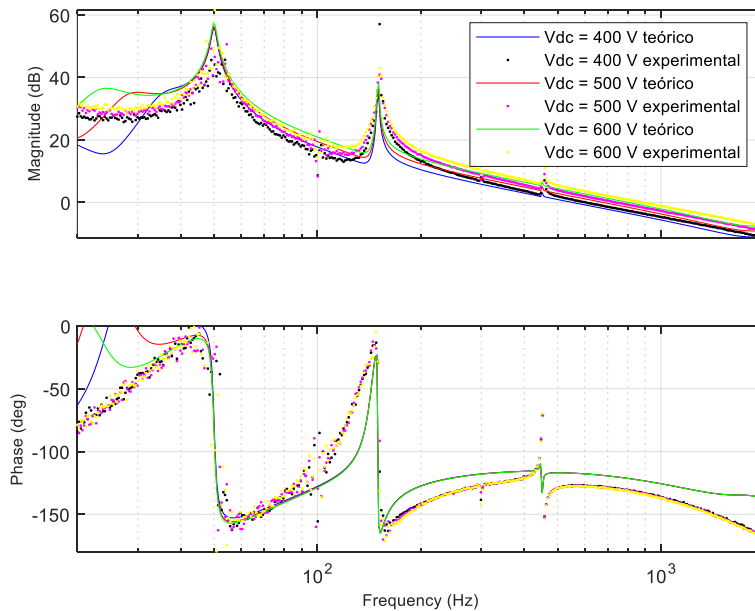


Figura 57. Comparativa del cálculo y la medida de la ganancia de lazo de control de corriente en el eje *d*

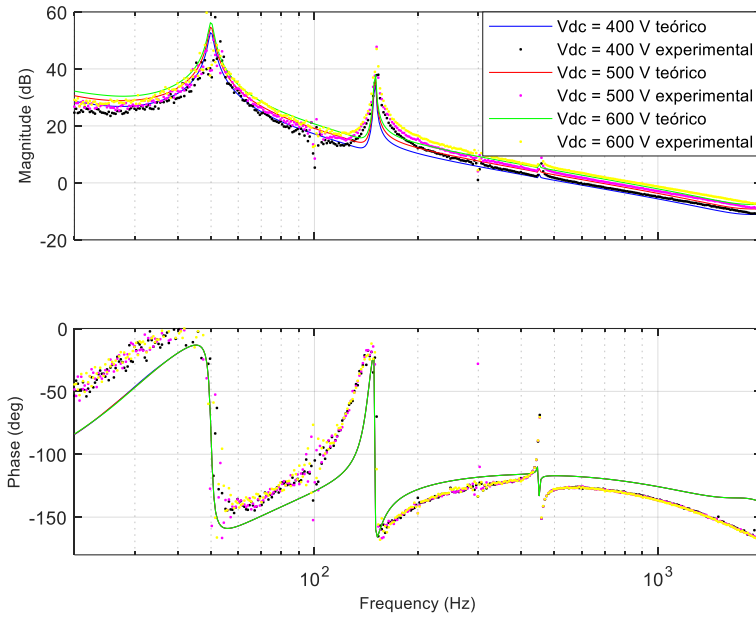


Figura 58. Comparativa del cálculo y la medida de la ganancia de lazo de control de corriente en el eje q

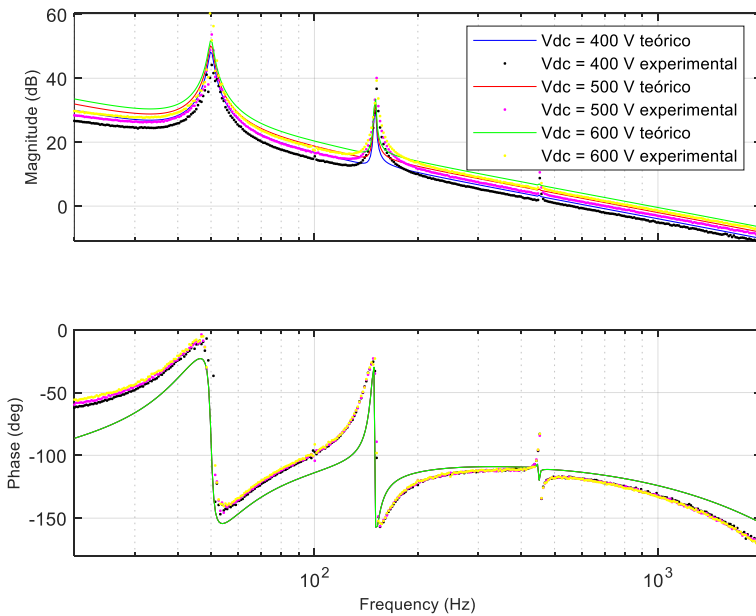


Figura 59. Comparativa del cálculo y la medida de la ganancia de lazo de control de corriente en el eje o

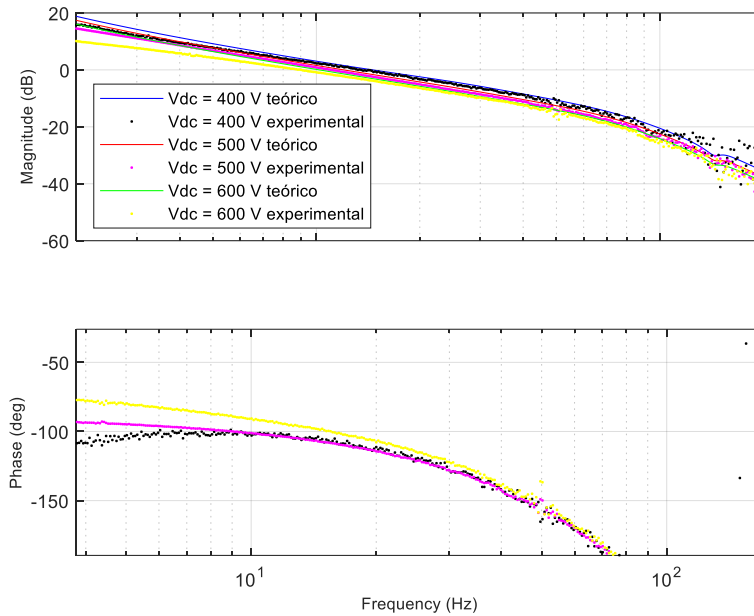
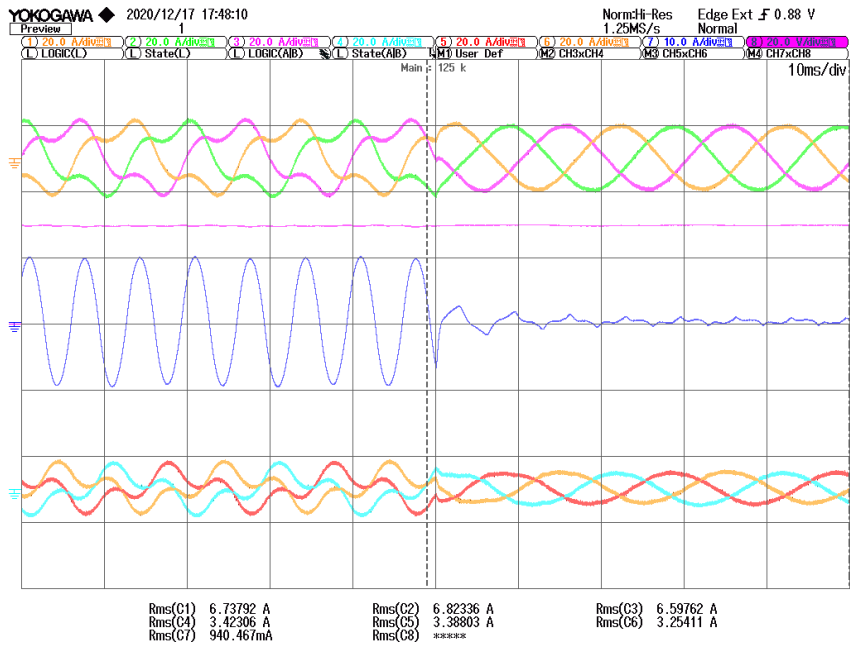


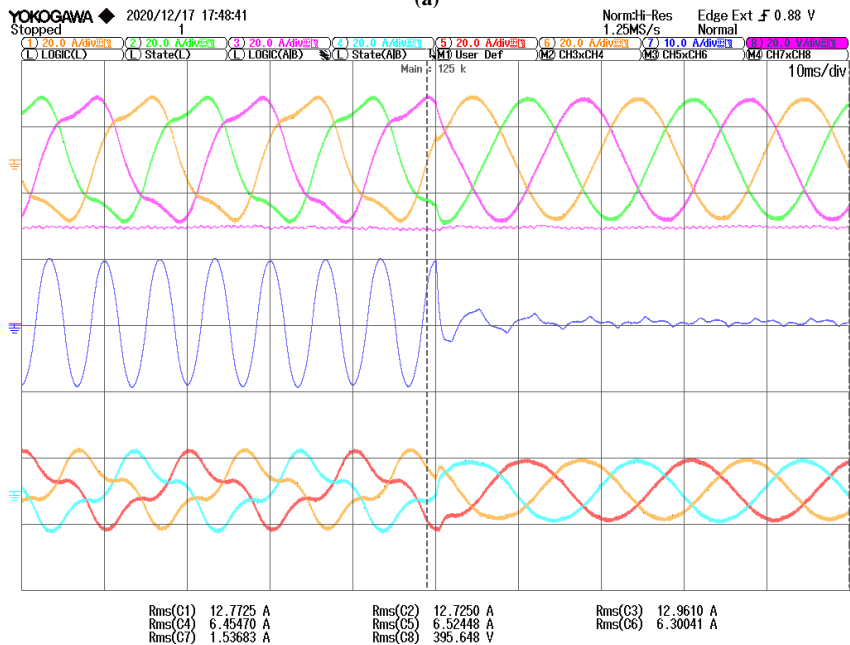
Figura 60. Comparativa del cálculo y la medida de la ganancia de lazo de control de tensión

Las Figuras 61, 62 y 63 muestran resultados experimentales de las corrientes en las fases, corrientes de circulación (como el sumatorio de $i_a + i_b + i_c$, 3 veces el valor de la corriente de circulación) y la tensión en el bus de continua (en rosa, canal 8 del osciloscopio) para los tres puntos de operación descritos anteriormente de 400 (Figura 61), 500 (Figura 62), y 600 V (Figura 63), en el bus de continua. En todos los casos se muestran resultados para el 50 % y el 100 % de la potencia nominal del sistema. Se observa que la tensión de continua se mantiene estable en la activación del control de la componente homopolar.

También se ha medido la respuesta de los lazos de regulación ante escalones de tensión de 450 a 550 V y de 550 a 450 V. Los resultados obtenidos se muestran en las Figuras 64 y 65, respectivamente. El tiempo de establecimiento del escalón de 450 a 550 V es aproximadamente 150 ms mientras que el tiempo de establecimiento en el escalón de tensión de 550 a 450 V asciende a unos 200 ms.

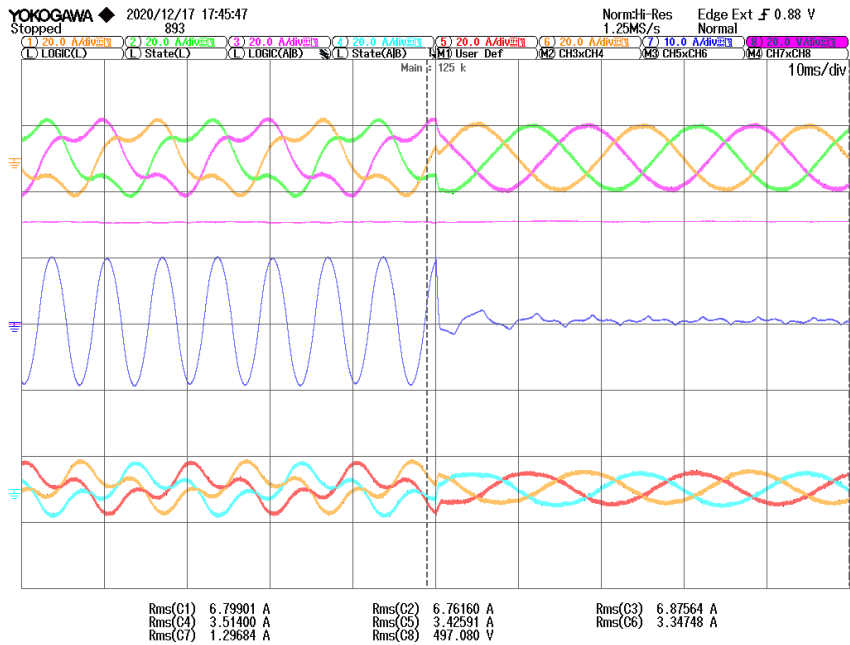


(a)

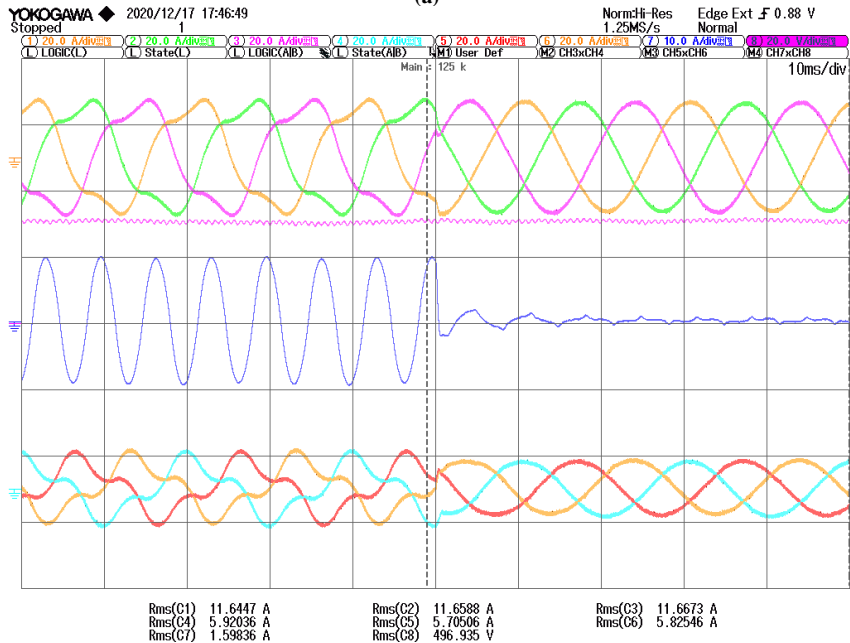


(b)

Figura 61. Resultados de experimentales antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 400 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal



(a)



(b)

Figura 62. Resultados de experimentales antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 500 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal

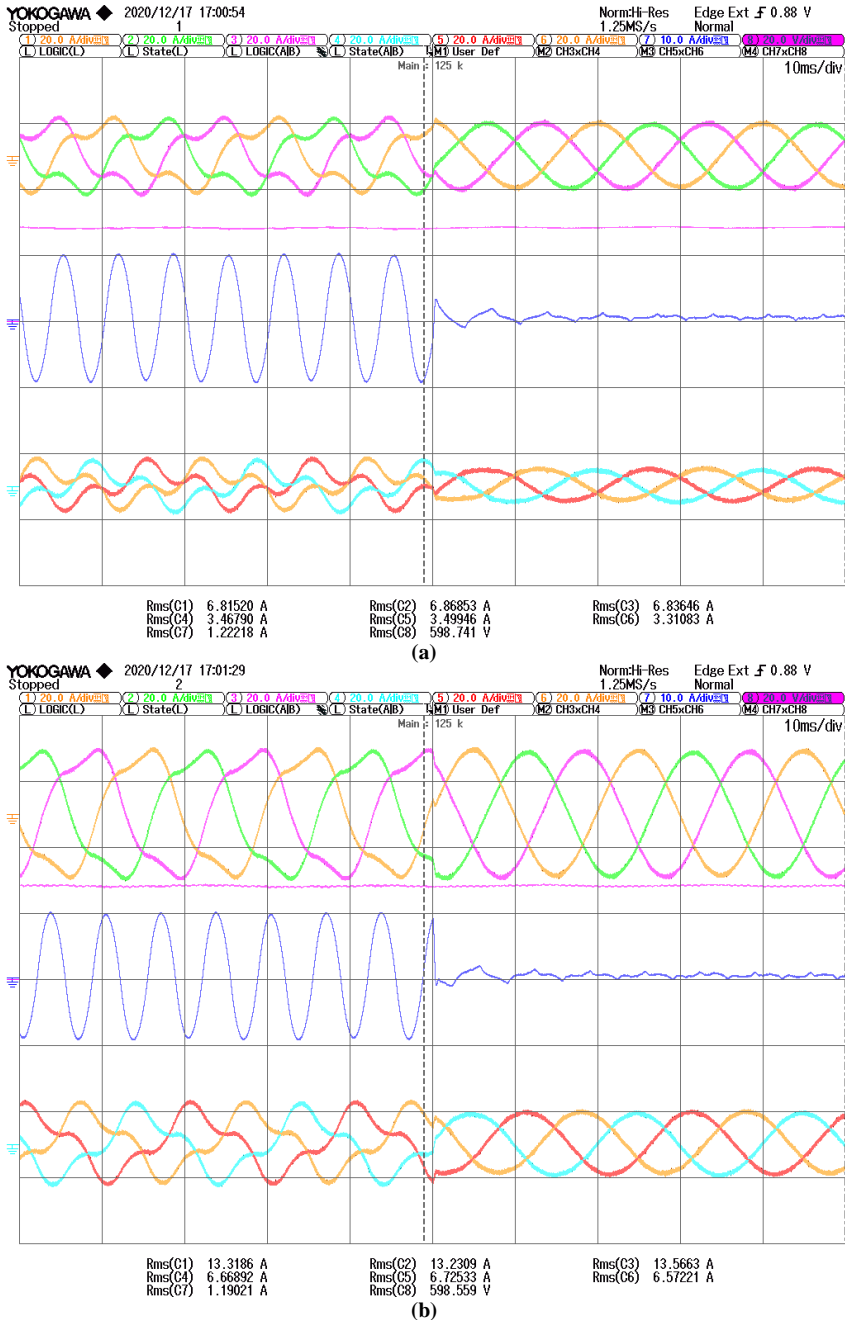


Figura 63. Resultados de experimentales antes y después de la activación del lazo homopolar con regulación de tensión en el bus de continua a 600 V. (a) 50 % potencia nominal; (b) 100 % potencia nominal

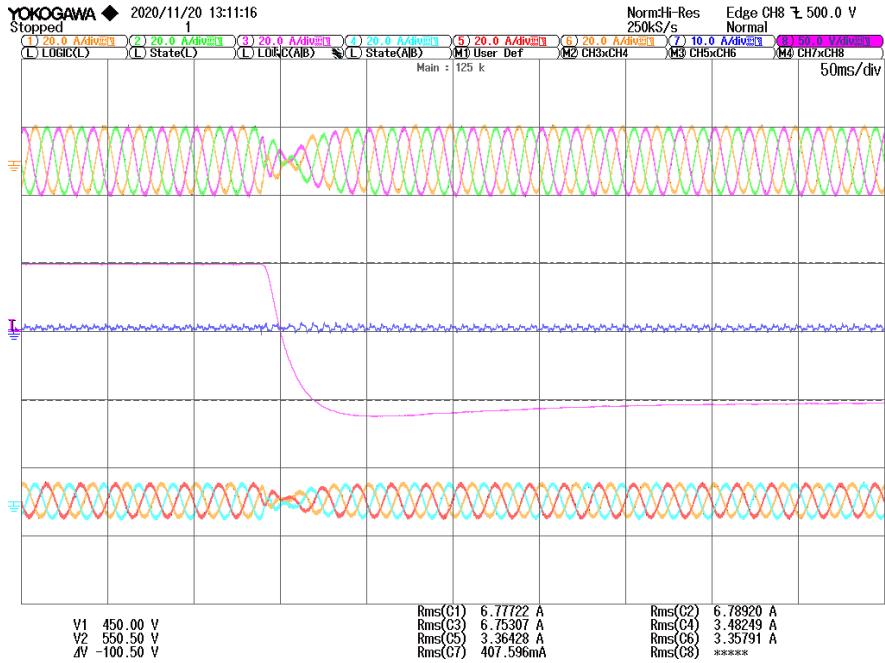


Figura 64. Resultados experimentales con un escalón de tensión de 550 a 450 V

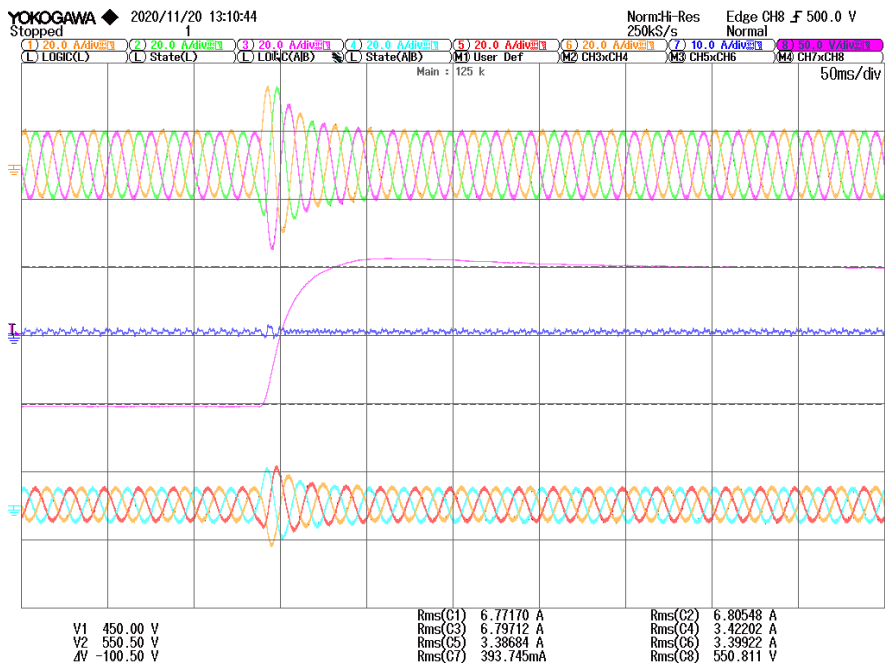


Figura 65. Resultados experimentales con un escalón de tensión de 450 a 550 V

Capítulo 5

Conexión en paralelo de inversores fotovoltaicos de gran potencia

Capítulo 5

CONEXIÓN EN PARALELO DE INVERSORES FOTOVOLTAICOS DE GRAN POTENCIA

En el Capítulo 1 de introducción se indicaban las ventajas de implementar inversores centralizados en campos fotovoltaicos del orden de megavatios a partir de la conexión en paralelo de módulos de inversor fotovoltaico que manejan una fracción de la potencia generada. Entre ellos se destacan la escalabilidad, redundancia y un cierto grado de tolerancia a fallos.

Además, los inversores centralizados formados por inversores fotovoltaicos de menor potencia conectados en paralelo permiten mejorar la eficiencia global del sistema a potencias bajas, ya que se puede controlar la conexión/desconexión de los inversores fotovoltaicos dependiendo del nivel de potencia generada, evitando las pérdidas constantes de los inversores inactivos.

En este capítulo se estudia, en primer lugar, el control de la corriente de circulación que aparece al conectar inversores fotovoltaicos en paralelo aplicando la misma técnica que se ha presentado en capítulos anteriores, y en segundo lugar, un método que permite optimizar la conexión/desconexión de los módulos fotovoltaicos para la mejora de eficiencia del sistema en todo el rango de potencia y tensión MPPT.

A la hora de identificar las principales componentes armónicas que van a estar presentes en las corrientes de circulación, en este caso se ha tenido en cuenta que los inversores centralizados son sistemas modulares que suministra un mismo fabricante, por lo que, en principio, no tiene sentido considerar el caso en que los inversores implementan modulaciones distintas. En consecuencia, la principal causa de las corrientes de circulación entre inversores será la tolerancia de los componentes, la cual, como se ha demostrado en capítulos anteriores, produce un armónico de frecuencia fundamental.

5.1 Estudio y control de las corrientes de circulación en inversores fotovoltaicos de gran potencia.

Para el estudio de las corrientes de circulación en inversores fotovoltaicos de gran potencia, se ha propuesto la aplicación del control presentado en este trabajo a un sistema fotovoltaico de 2 MW compuesto por cuatro módulos, cada uno de 500 kW, tal y como se muestra en la Figura 66.

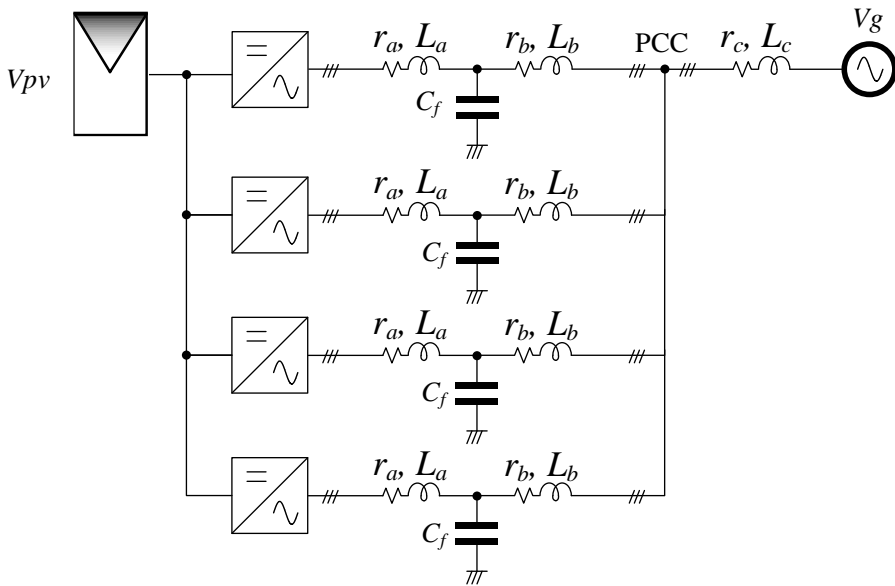


Figura 66. Diagrama unifilar del inversor fotovoltaico centralizado de 2 MW bajo estudio.

El filtro de red en cada uno de los módulos inversores está compuesto por filtros LCL formados por las inductancias L_a y L_b con sus términos de acoplamiento M_a y M_b y los condensadores de red C_f con resistencias de *damping* R_d cuyos valores se expresan en la Tabla 7. En este caso la inductancia L_c representa la propia inductancia de red vista desde el punto común de conexión. Siendo L_c la inductancia de la red, el término de acoplamiento M_c se considera nulo ya que el acoplamiento en los cables de distribución es muy débil debido a que las líneas de campo se cierran a través del aire y solo afectan de un cable a otro en caso de estar muy próximos.

Tabla 7. Parámetros de los inversores en paralelo

Parámetro	Valor nominal	Parámetro	Valor nominal
V_g -RMS (tensión de línea)	400 V	r_a	1 m Ω
V_{pv} (rango MPPT)	[650–820] V	r_b	1 m Ω
P_n	500 kW	r_c	1 m Ω
C_o	15 mF	C_f	500 μ F
L_a	160 μ H	R_d	0.12 Ω
L_b	60 μ H	f_{sw}	2 kHz
L_c	[2.5-50] μ H	R_s	1 V/A
M_a	-40 μ H	β	1 V/V
M_b	-15 μ H	F_m	0.5 V/V
M_c	0		

Un asunto que es especialmente relevante para el análisis y diseño de los inversores de potencia elevada es el valor de la impedancia de red, L_c que depende fuertemente del punto común de acoplamiento (PCC) donde la instalación fotovoltaica se conecta a la red. Para analizar esta cuestión, se define el factor de cortocircuito R_{sc} como la relación entre la potencia de cortocircuito S_{sc} en el punto de conexión y la potencia nominal S_n del sistema fotovoltaico, siguiendo la ecuación (93).

$$R_{sc} = \frac{S_{sc}}{S_n} \quad (93)$$

Asumiendo que la impedancia de cortocircuito es principalmente inductiva, la inductancia de red (i.e., la inductancia de cortocircuito) L_c se puede expresar como indica la ecuación (94).

$$L_c \approx \frac{3 \cdot V_g^2}{\omega \cdot R_{sc} S_n} \quad (94)$$

Teniendo en cuenta R_{sc} , la naturaleza de la red se puede clasificar como débil (para R_{sc} baja) y fuerte (para R_{sc} alta). En el caso bajo estudio, se han considerado tres valores de L_c para analizar la respuesta dinámica del sistema fotovoltaico con la etapa de control propuesta, tal y como se resume en la Tabla 8.

Tabla 8. Valor de la inductancia L_c según la naturaleza de la red

Naturaleza de la red	R_{sc}	L_c
Débil	5	50 μ H
Normal	20	12.7 μ H
Fuerte	100	2.5 μ H

Cada uno de los módulos inversores de potencia dispone de un modulador en espacio vectorial de tres dimensiones (3D-SVM) que funciona a partir de los ciclos de trabajo calculados por los controladores de corriente. El inversor 1, que no regula la corriente homopolar tiene un ciclo de trabajo homopolar de valor 0.

El cálculo de los términos de desacoplo representados en la Figura 67 se ha realizado en el Capítulo 3 y se expresa en las ecuaciones (72)-(73). Las ecuaciones (74)-(76) expresan las ganancias de lazo de control de corriente en los canales d -, q - y o -. En estas ecuaciones la ganancia del sensor de corriente R_s tiene un valor unitario y $FPB(s)$ es un filtro paso bajo de primer orden con una frecuencia de corte de 2 kHz. La ecuación (84) muestra la ganancia de lazo del control de tensión.

En las siguientes ecuaciones se muestran las expresiones de los reguladores de tensión y corriente. La ecuación (99) muestra la expresión del regulador proporcional integral de corriente en los ejes d y q . El regulador de corriente del eje o se presenta en la ecuación (100). Este regulador se compone de un regulador proporcional integral y un integrador generalizado sintonizado a 50 Hz, el cual permite aumentar la acción de control a la frecuencia del armónico que se ha visto es más importante para reducir la corriente de circulación en los inversores cuando únicamente se consideran las tolerancias de los inductores. El ancho de banda del integrador generalizado es de 0.1 Hz, y su ganancia es de 5. A este lazo de control se le añade además una red de adelanto de fase (98). La expresión del regulador de tensión se indica en (101). El lazo de regulación de tensión dispone de un filtro paso bajo con una frecuencia de corte de 80 Hz.

$$PI_o(s) = 0.0003 + \frac{0.0001}{s} \quad (96)$$

$$R_{50}(s) = \frac{5 \cdot 0.1 \cdot s}{s^2 + 0.1s + (2\tau\omega)^2} \quad (97)$$

$$AF(s) = \frac{(1 + s/2000)}{(1 + s/15000)} \quad (98)$$

$$G_i(s) = 0.0006 + \frac{0.05}{s} \quad (99)$$

$$G_{io}(s) = (PI_o(s) + R_{50}(s)) \cdot AF(s) \quad (100)$$

$$PI_v(s) = -4 - \frac{10}{s} \tag{101}$$

Las Figuras 68-71 muestran los diagramas de Bode (dB, deg) de los lazos de corriente $T_{id}(j\omega)$ (74), $T_{iq}(j\omega)$ (75), $T_{io}(j\omega)$ (76) y $T_v(j\omega)$ (84). En todos los casos, se ha considerado que la tensión puede variar dentro del rango MPPT (desde 650 a 820 V). Además, se han considerado tres valores representativos de la inductancia de red siguiendo la Tabla 8, con el fin de tener en cuenta la naturaleza de la red en el punto de conexión. Tal y como se puede ver en las Figuras 68 y 69 la dinámica de estos lazos de regulación (canal d y q) es sensitiva a las variaciones de V_{pv} y L_c , estando la estabilidad garantizada en todos los casos. La frecuencia de cruce de estos lazos va desde los 71 a los 166 Hz, y los márgenes de fase y de ganancia son 67° y 7 dB respectivamente, en el peor de los casos. En la Figura 70 se observa como el lazo de control de corriente del eje homopolar no depende de las variaciones de la corriente de red. La frecuencia de cruce de este lazo va desde los 244 a los 297 Hz, el margen de fase es mayor a 44° y el margen de ganancia es superior a 7 dB. La frecuencia de cruce en el lazo de tensión (Figura 71) varía entre los 14 y 16 Hz, el margen de fase es mayor a 89 grados y el margen de ganancia superior a 12 dB. La Tabla 9 resume los valores de la frecuencia de cruce, margen de fase y de ganancia de cada uno de los lazos.

Tabla 9. Estabilidad de los lazos de control de corriente y tensión

		Red débil			Red normal			Red fuerte		
		650 V	750 V	820 V	650 V	750 V	820 V	650 V	750 V	820 V
$T_{id}(j\omega)$	fc (Hz)	75.9	82.4	90.4	116	131	141	136	154	166
	PM ($^\circ$)	76.7	74.9	74.1	73.7	71.7	70.5	71.9	69.6	68.1
	GM (dB)	9.4	8.2	7.4	11	9.8	9	12.8	11.5	10.8
$T_{iq}(j\omega)$	fc (Hz)	71.4	81.3	88.1	111	128	139	131	150	164
	PM ($^\circ$)	72.8	72.8	72.6	71.9	70.7	69.7	70.5	68.8	67.6
	GM (dB)	9.4	8.2	7.4	11	9.8	9	12.8	11.5	10.8
$T_{io}(j\omega)$	fc (Hz)	244	274	297	244	274	297	244	274	297
	PM ($^\circ$)	44.9	47.4	48.9	44.9	47.4	48.9	44.9	47.4	48.9
	GM (dB)	9.2	7.9	7.15	9.2	7.9	7.15	9.2	7.9	7.15
$T_v(j\omega)$	fc (Hz)	14.5	15.9	16	14.2	15.4	15.5	14.1	15.3	15.4
	PM ($^\circ$)	98.5	92.5	89.6	98.3	92.4	89.4	98.2	92.4	89.3
	GM (dB)	12.8	13.6	14.2	13.2	14	14.7	13.4	14.2	14.8

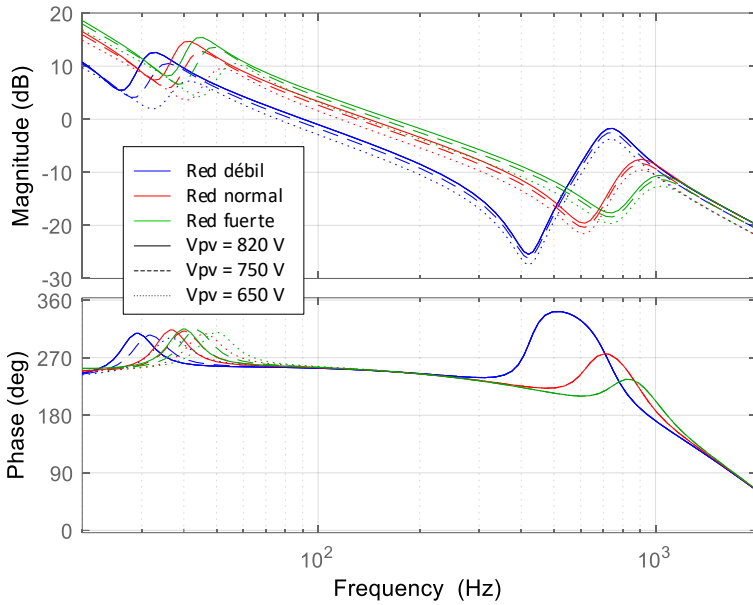


Figura 68. Ganancia de lazo de control de corriente en el canal d

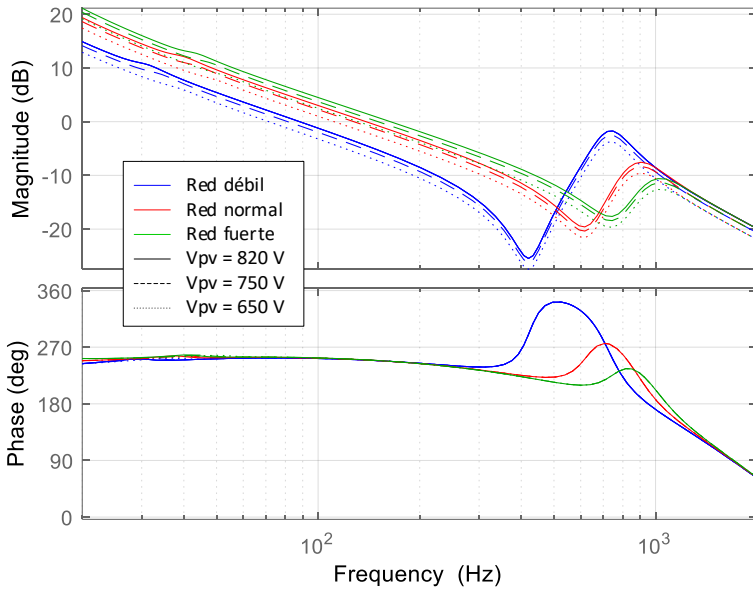


Figura 69. Ganancia de lazo de control de corriente en el canal q

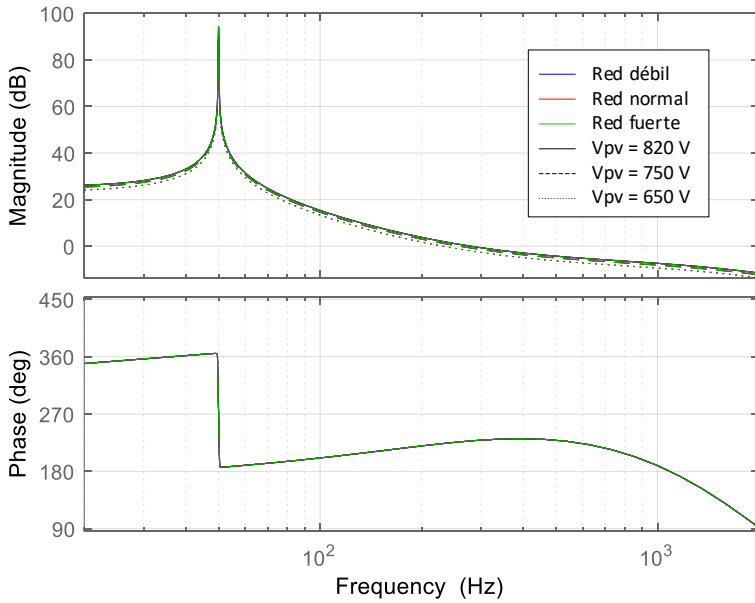


Figura 70. Ganancia de lazo de control de corriente en el canal *o*

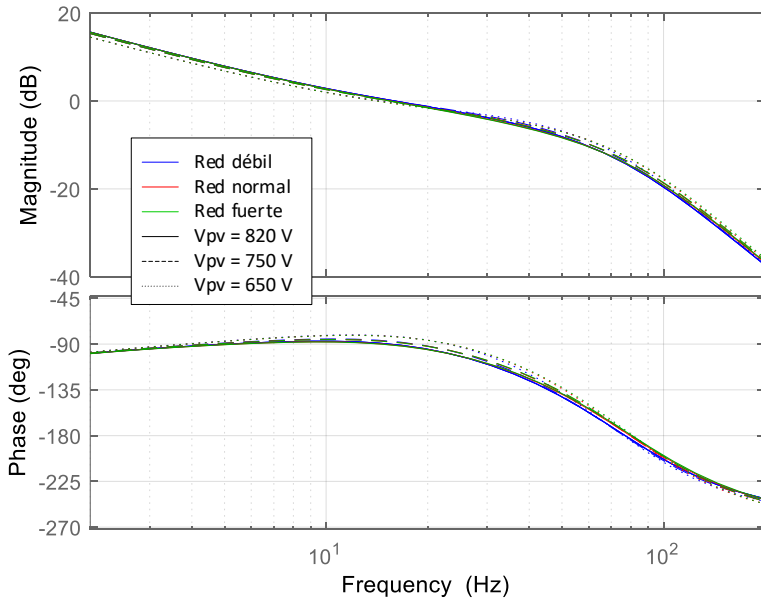


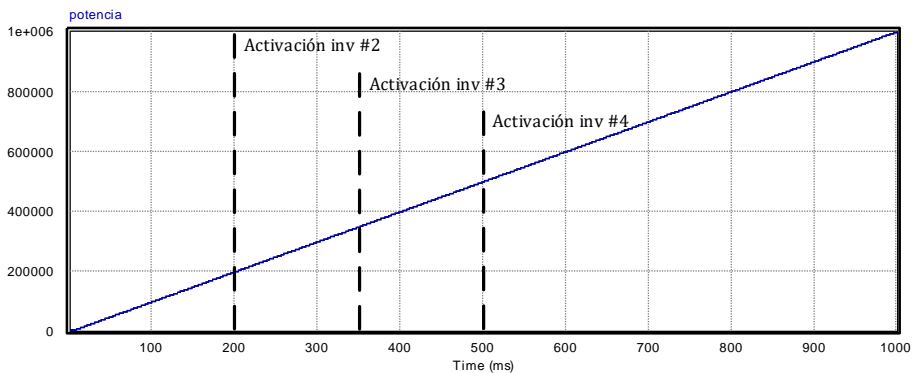
Figura 71. Ganancia de lazo de control de tensión

5.1.2 Resultados de simulación

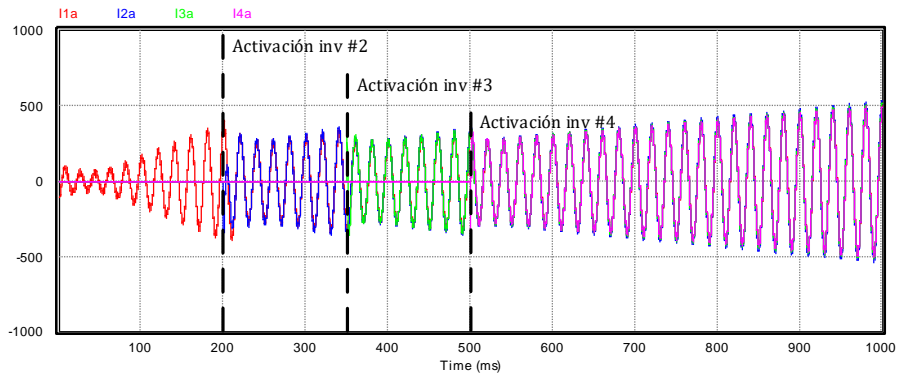
Para validar el modelo de pequeña señal en términos de gran señal, se ha simulado el sistema fotovoltaico empleando el software PSIM™ (10.0).

La Figura 72 (b) muestra la evolución de la corriente (fase A) de los cuatro inversores de potencia conectados en paralelo, cuando la potencia crece de 0 a 1 MW, Figura 72 (a), y trabajando con un esquema de control convencional que no controla la componente homopolar de las corrientes. Cabe destacar que es deseable una distribución equitativa de potencia entre los inversores cuando se conectan al sistema. En la introducción, Figura 5, se explica que esta secuencia de conexión permite tener una buena eficiencia en todo el rango de potencia, reduciendo considerablemente las pérdidas de potencia cuando la generación de potencia es baja. La Figura 72 (c) muestra la corriente de circulación en cada uno de los inversores.

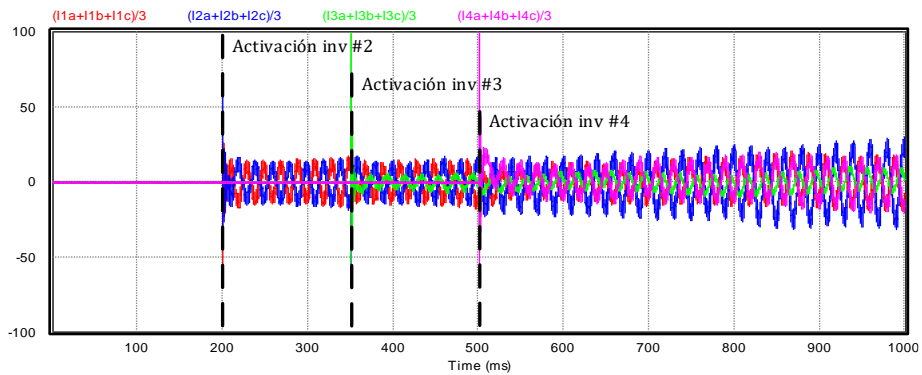
Antes de la activación del segundo inversor, cuando el primer inversor maneja toda la potencia generada, no hay corriente de circulación. Sin embargo, después de la activación del segundo inversor, aparece una corriente de circulación entre ambos inversores. Ocurre lo mismo después de la activación del tercer y cuarto inversor. Estos resultados se han obtenido considerando que la inductancia L_a puede variar en un $\pm 10\%$.



(a)



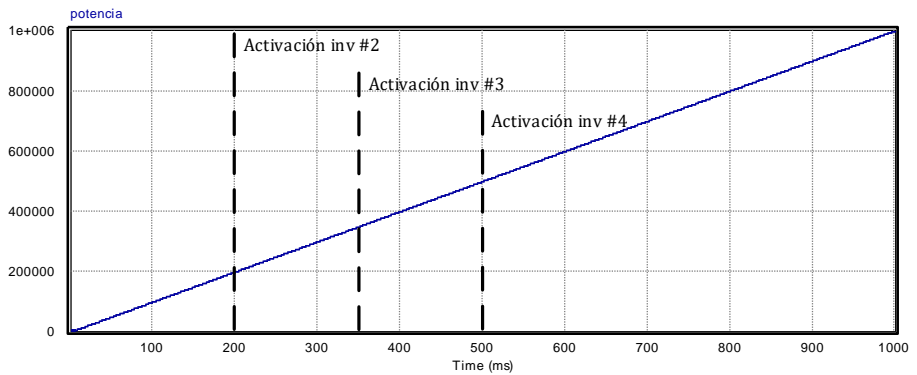
(b)



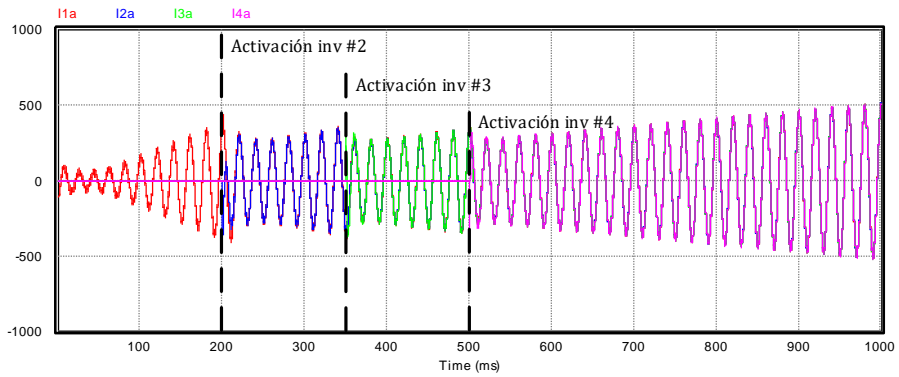
(c)

Figura 72. Secuencia de activación de los inversores sin control de la componente homopolar. (a) Potencia fotovoltaica generada; (b) Corriente de la red en la fase A de cada inversor; (c) Corrientes de circulación de cada inversor.

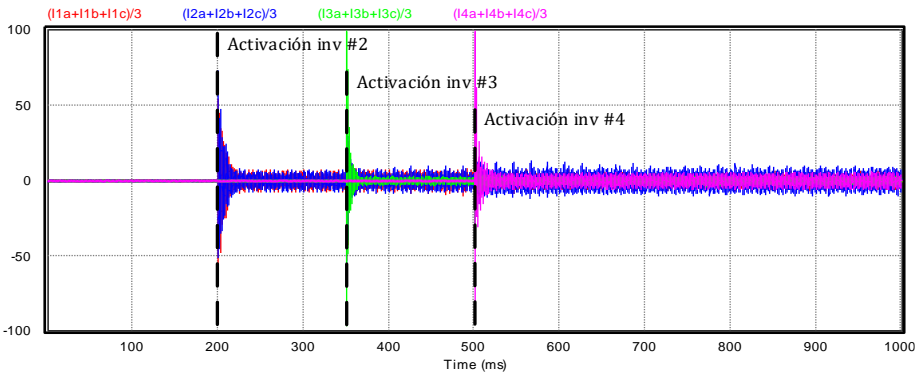
La Figura 73 muestra las mismas formas de onda, siguiendo la misma secuencia de activación que en la La Figura 72, pero trabajando con el esquema de control propuesto. Se puede ver en la Figura 73 (c) que las corrientes de circulación de baja frecuencia se reducen en gran medida. Cabe destacar que la distribución de potencia entre los inversores es mucho mejor con el esquema de control propuesto.



(a)



(b)

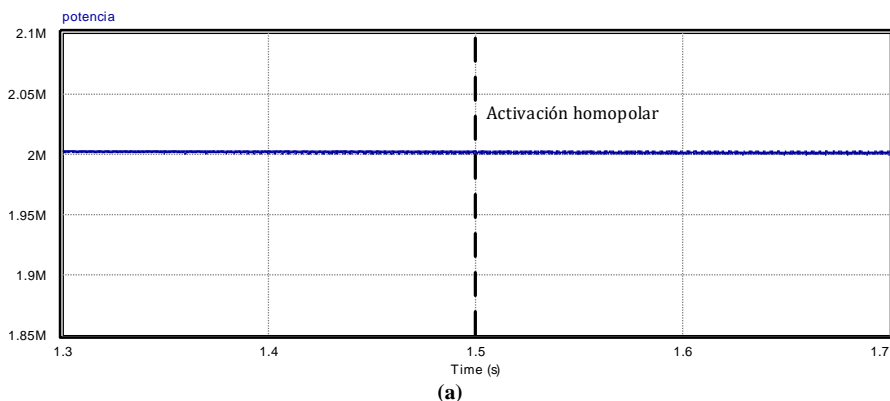


(c)

Figura 73. Secuencia de activación de los inversores con control de la componente homopolar. (a) Potencia fotovoltaica generada; (b) Corriente de la red en la fase A de cada inversor; (c) Corrientes de circulación de cada inversor.

La Figura 74 (a) muestra las corrientes de los inversores en estado estacionario y condiciones a plena carga. Antes de la activación de los controladores homopolares hay un desbalanceo significativo entre las corrientes de los inversores, y tras la activación a $t=1.5$ s las corrientes confluyen. En este caso no se ha implementado ninguna limitación de corriente de los inversores, por lo que la potencia generada se mantiene en 2 MW, pero algunos de los inversores están sobrecargados y otros están con una carga inferior. La Figura 74 (c) muestra la corriente de circulación en cada inversor también antes y después de la activación del control homopolar a $t = 1.5$ s. La corriente de circulación alcanza aproximadamente el 5 % de la corriente fundamental en el inversor 2 antes de la activación del control de la homopolar. En los inversores 1 y 4 la corriente de circulación tiene un valor aproximado del 3 % de la corriente fundamental mientras que en el inversor 3 esta corriente se reduce al 1.5 %. Al activar el control de la homopolar las corrientes de circulación en los cuatro inversores se anulan.

En la práctica, los inversores van a proporcionar como máximo su corriente nominal, al menos en régimen permanente, por lo que la potencia real que se puede inyectar a la red puede ser inferior. Como resultado, la capacidad de potencia del sistema fotovoltaico se verá degradada. Este hecho se ilustra en la Figura 75. En esta figura, el desempeño del sistema fotovoltaico se evalúa en condiciones similares a las ilustradas en la Figura 74, pero limitando en este caso las corrientes de los inversores a su valor nominal. Destacar que, antes de la activación de la técnica de control propuesta, el sistema fotovoltaico no puede alcanzar la potencia nominal. Una vez los controladores homopolares se activan, la corriente de circulación desaparece y la potencia entregada se distribuye equitativamente entre los inversores, por lo que se pueden suministrar los 2 MW nominales.



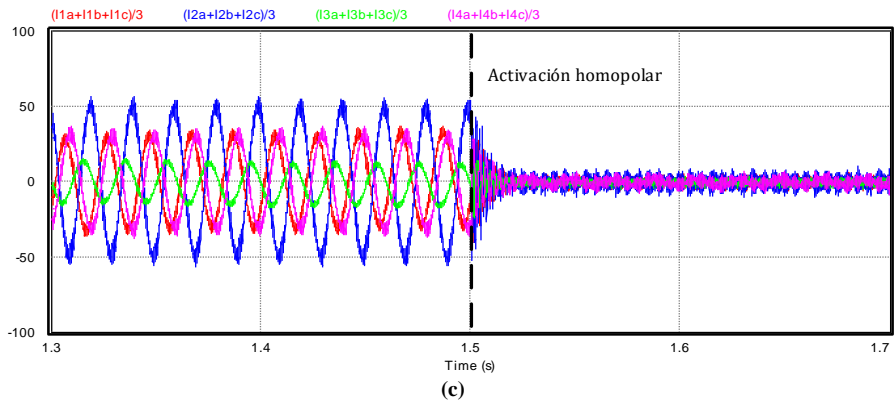
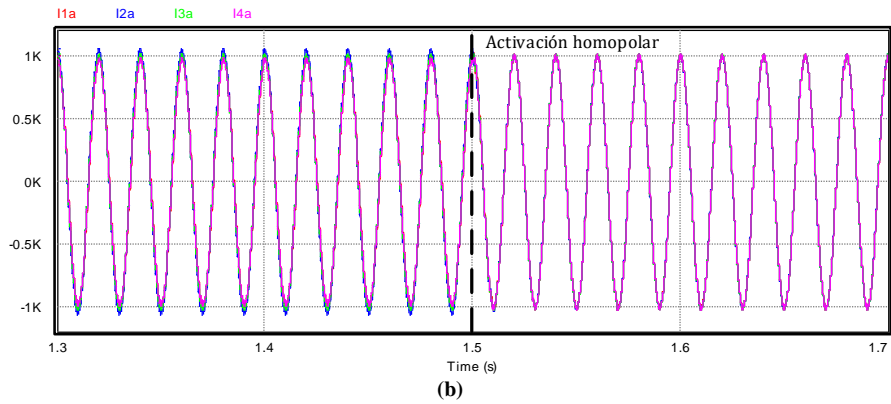
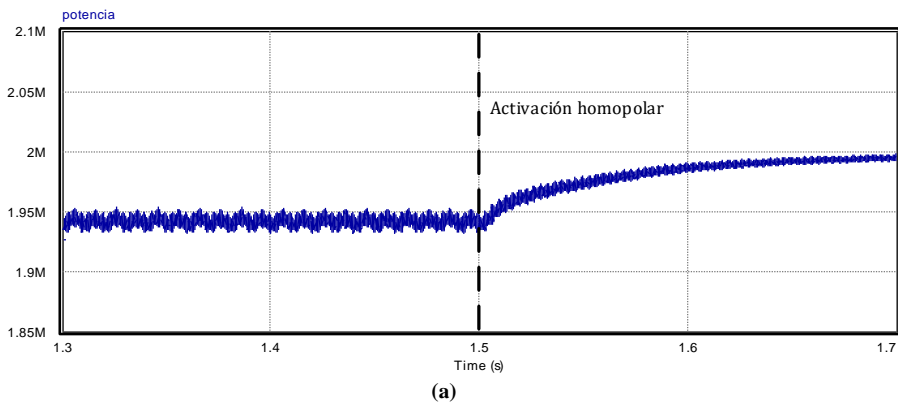


Figura 74. Activación del control de la homopolar sin limitación de corriente. (a) Potencia fotovoltaica generada; (b) Corriente de la red en la fase A de cada inversor; (c) Corrientes de circulación de cada inversor.



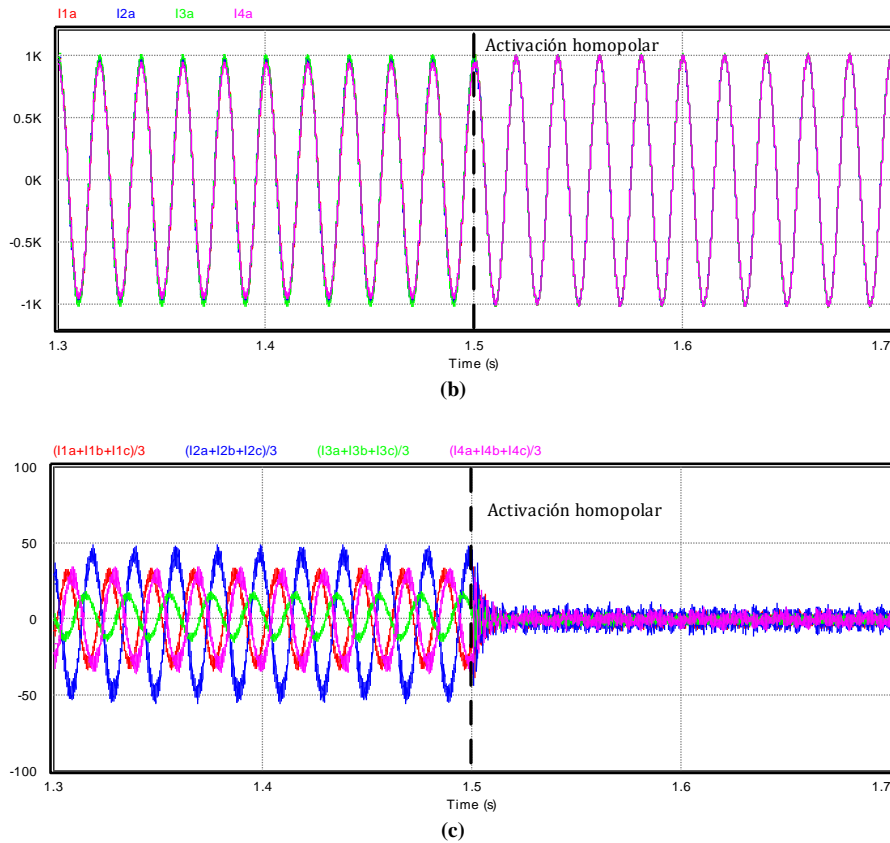


Figura 75. Activación del control de la homopolar con limitación de corriente. (a) Potencia fotovoltaica generada; (b) Corriente de la red en la fase A de cada inversor; (c) Corrientes de circulación de cada inversor.

5.2 Método para la mejora de eficiencia global de inversores fotovoltaicos de gran potencia conectados en paralelo

Tal y como se ha indicado anteriormente, en campos fotovoltaicos de gran potencia la conexión en paralelo de inversores fotovoltaicos que manejan una parte de la potencia generada presenta ventajas frente a los inversores fotovoltaicos formados por una sola etapa de potencia.

Una técnica popular para manejar la conexión de inversores en paralelo es la compartición de corriente promedio, o *average current-sharing* (CS), en

inglés. La técnica CS ofrece varias ventajas, como una buena repartición de potencia entre los módulos y una implementación sencilla. Sin embargo, la eficiencia de todo el sistema con esta técnica a bajas potencias no mejora con respecto a la configuración con un solo módulo fotovoltaico [26], [53].

Para evitar este problema, los inversores pueden conectarse o desconectarse dependiendo de la potencia global generada. La conexión/desconexión de las fases de un convertidor dependiendo del nivel de corriente de carga se ha aplicado en varios trabajos a convertidores de baja potencia [54]–[58]. En [54] los puntos de convergencia se calculan basándose en una *lookup table* definida por la temperatura de unión y la resistencia de los MOSFETs. En [55] se presenta un convertidor tipo Buck multifase con un esquema *phase-shedding* en rotación. En [56] se propone un método que aumenta/reduce la potencia entregada por varios canales cuando la demanda de potencia cambia. En [58] se desarrolla un controlador digital de tiempo óptimo para un buck multifase que emplea *phase-shedding*. Aunque estos métodos se basan en la conexión/desconexión de fases (o módulos de convertidor) para mejorar la eficiencia del sistema global, no se pueden extrapolar directamente a inversores de elevada potencia.

Algunos estudios sobre la conexión/desconexión de inversores en paralelo se han desarrollado en el pasado. En [59] se presenta una metodología basada en curvas de eficiencia unidimensionales y un algoritmo genético. En este trabajo se emplea un modelo unidimensional, por lo que no se tienen en cuenta los cambios en el punto de máxima potencia (MPPT). Por este motivo, este algoritmo puede ser inapropiado en la mayoría de las aplicaciones fotovoltaicas. Además, la naturaleza estocástica de este algoritmo genético requiere la implantación de procesos complejos para obtener resultados útiles. Este hecho puede impedir la implementación en tiempo real de la técnica. En [60] se utiliza el ajuste a la curva por partes para calcular el modelo unidimensional y el algoritmo de control propone una inicialización aleatoria que requiere muchas iteraciones para obtener un resultado válido. Finalmente, en [61] cada convertidor regula su propia salida de potencia siguiendo un algoritmo de priorización. Sin embargo, el algoritmo mejora la eficiencia a baja potencia, pero la empeora en el rango medio y elevado de potencia.

En relación con la eficiencia de los inversores, hay varios modelos de eficiencia para inversores propuestos en la literatura. Estos modelos se pueden clasificar como unidimensionales y bidimensionales, dependiendo de si solo tienen en cuenta la potencia generada, o si además de la potencia generada

consideran también la tensión de continua a la entrada del inversor. Algunos modelos unidimensionales y bidimensionales se han estudiado en [62]–[70].

En este trabajo se propone una técnica de control que decide, en tiempo real, el número apropiado de inversores que deben estar en funcionamiento para mejorar la eficiencia global en todo el rango de potencia. El algoritmo desarrollado está basado en un modelo bidimensional de eficiencia de inversores, que tiene en cuenta no solo la potencia entregada, sino que también tiene en cuenta el valor de la tensión de continua a la entrada de los inversores, que cambia continuamente con el fin de alcanzar el punto de máxima potencia del campo fotovoltaico. El algoritmo calcula la eficiencia de todo el sistema de potencia teniendo en cuenta varios escenarios y selecciona el que ofrece la mejor eficiencia instantánea. Se ha realizado también un estudio comparativo de la precisión de los diferentes modelos de eficiencia de inversores a partir de los datos de inversores comerciales. Los datos se han obtenido de la “*Grid Support Inverters List*” publicada por la *California Energy Commission* [71]. Es importante destacar que los parámetros se pueden extraer fácilmente de las hojas de datos de los fabricantes, u obtenerlos a partir de un número reducido de medidas de eficiencia del inversor.

5.2.1 Modelos de eficiencia de inversores fotovoltaicos

Tal y como se ha indicado anteriormente, se ha propuesto en la literatura dos tipos de modelos funcionales para evaluar la eficiencia de los inversores de potencia: unidimensionales, en los que se considera solo la potencia generada, y bidimensionales, en los que se considera tanto la potencia generada como la tensión de continua a la entrada del inversor, que se corresponde con la tensión MPPT en el caso de inversores centralizados.

5.2.1.1 Modelos unidimensionales

El modelo unidimensional de Jantsch [62]–[64] se expresa en (102), donde k_0 , k_1 , y k_2 son los coeficientes a calcular para cada inversor y c es el factor de carga, que está definido como el ratio entre la potencia que se procesa en un cierto instante y la potencia nominal del inversor. En (102) las pérdidas que son independientes de la potencia generada, denominadas pérdidas constantes, se ponderan con k_0 , las pérdidas que son linealmente dependientes al factor de carga se ponderan con k_1 y las pérdidas con una dependencia cuadrática con el factor de carga se ponderan con k_2 .

$$\eta(c) = \frac{c}{c + (k_0 + k_1c + k_2c^2)} \quad (102)$$

Dupont [65] indica que la eficiencia de los inversores de potencia se puede aproximar con la función de segundo orden (103), siendo α_1 , α_0 , β_1 , y β_0 coeficientes que se pueden obtener aplicando algoritmos de ajuste sobre las medidas experimentales, y c es el factor de carga del inversor.

$$\eta(c) = \frac{\alpha_1 c + \alpha_0}{c^2 + \beta_1 c + \beta_0} \quad (103)$$

5.2.1.2 Modelos bidimensionales

En los inversores fotovoltaicos que están conectados directamente al campo fotovoltaico, como en el caso de los inversores centralizados, la tensión de continua a la entrada de los inversores está siguiendo continuamente el punto de operación calculado por el algoritmo del punto máximo de potencia (MPPT). En consecuencia, el uso de modelos unidimensionales que consideran la tensión de continua constante es inapropiado para evaluar la eficiencia real del convertidor en todo el rango de operación.

Rampinelli [68] modifica el modelo representando en (102), que solo considera la eficiencia como función de la potencia entregada, teniendo en cuenta además la influencia de la tensión de entrada para predecir la eficiencia. Para conseguir esto, los coeficientes k_0 , k_1 , y k_2 se expresan como función de la tensión de entrada, siendo modificados por $k'_0(v_{in})$, $k'_1(v_{in})$, y $k'_2(v_{in})$. Las expresiones de estos coeficientes se definen en (104)-(106), asumiendo que los coeficientes tienen una relación lineal con la tensión de entrada y $k_{0,0}$, $k_{0,1}$, $k_{1,0}$, $k_{1,1}$, $k_{2,0}$, y $k_{2,1}$ son coeficientes que se deben calcular. Este modelo se describe en (107).

$$k'_0(v_{in}) = K_{0,0} + k_{0,1}v_{in} \quad (104)$$

$$k'_1(v_{in}) = K_{1,0} + k_{1,1}v_{in} \quad (105)$$

$$k'_2(v_{in}) = K_{2,0} + k_{2,1}v_{in} \quad (106)$$

$$\eta(c, v_{in}) = \frac{c}{c + (k'_0(v_{in}) + k'_1(v_{in})c + k'_2(v_{in})c^2)} \quad (107)$$

De manera similar, si se asume que la eficiencia puede variar de manera cuadrática tanto con la potencia entregada como con la tensión de continua, los coeficientes se pueden calcular como en (108)-(110). Como resultado, la ecuación (111) describe un modelo de inversor que considera una dependencia no lineal con la tensión de entrada.

$$k_0''(v_{in}) = K_{0,0} + k_{0,1}v_{in} + k_{0,2}v_{in}^2 \quad (108)$$

$$k_1''(v_{in}) = K_{1,0} + k_{1,1}v_{in} + k_{1,2}v_{in}^2 \quad (109)$$

$$k_2''(v_{in}) = K_{2,0} + k_{2,1}v_{in} + k_{2,2}v_{in}^2 \quad (110)$$

$$\eta(c, v_{in}) = \frac{c}{c + (k_0''(v_{in}) + k_1''(v_{in})c + k_2''(v_{in})c^2)} \quad (111)$$

En [69], Sandia Laboratories propone un modelo matemático que describe el rendimiento de inversores. El modelo Sandia se presenta en (112)-(115), donde p_{ac} es la potencia de salida del inversor; $p_{ac,o}$ es la potencia nominal de alterna del inversor, p_{dc} es la potencia de entrada del inversor, v_{dc} es la tensión de entrada del inversor, $v_{dc,o}$ es la tensión nominal de continua, $p_{dc,o}$ es la potencia nominal de entrada, p_{so} es la potencia de continua mínima considerada; c_o es un parámetro que define la curvatura de la relación entre la potencia de alterna y de continua a la tensión nominal. Finalmente, c_1 , c_2 , y c_3 son coeficientes que representan la relación lineal $p_{dc,o}$, p_{so} , y c_o , respectivamente, y la tensión de entrada.

$$A = p_{dc,o} \left(1 + c_1(v_{dc} - v_{dc,o}) \right) \quad (112)$$

$$B = p_{so} \left(1 + c_2(v_{dc} - v_{dc,o}) \right) \quad (113)$$

$$C = c_o \left(1 + c_3(v_{dc} - v_{dc,o}) \right) \quad (114)$$

$$p_{ac} = \left(\frac{p_{ac,o}}{A - B} - C(A - B) \right) (p_{dc} - B) + C(p_{dc} - B)^2 \quad (115)$$

$$\eta = \frac{p_{ac}}{p_{dc}} \quad (116)$$

Finalmente, Driesse [70] propone el modelo definido en (117)-(120) donde $b_{0,0...2}$, $b_{10...2}$, $b_{2,0...2}$ son coeficientes a ajustar.

$$b_0(v_{in}) = b_{0,0} + b_{0,1}(v_{in} - 1) + b_{0,2}\left(\frac{1}{v_{in}} - 1\right) \quad (117)$$

$$b_1(v_{in}) = b_{1,0} + b_{1,1}(v_{in} - 1) + b_{1,2}\left(\frac{1}{v_{in}} - 1\right) \quad (118)$$

$$b_2(v_{in}) = b_{2,0} + b_{2,1}(v_{in} - 1) + b_{2,2}\left(\frac{1}{v_{in}} - 1\right) \quad (119)$$

$$\eta(c, v_{in}) = \frac{c}{c + b_0(v_{in}) + b_1(v_{in})c + b_2(v_{in})c^2} \quad (120)$$

5.2.2 Descripción del algoritmo de eficiencia propuesto

El algoritmo propuesto calcula el número óptimo de módulos en paralelo del inversor centralizado que deben estar en funcionamiento para maximizar la eficiencia global en todo el rango de potencia.

El algoritmo se base inicialmente en el cálculo del máximo local aplicando el test de la segunda derivada a la función que predice la eficiencia del sistema completo, $eff(c_i, v_{in})$. Esta función (121) calcula la eficiencia de todo el sistema a partir de la eficiencia de cada uno de los módulos, $\eta(c_i, v_{in})$ y se puede obtener empleando los modelos funcionales descritos en la sección anterior. En (121), c_i ($i=1, 2 \dots n$) es el factor de carga de cada uno de los inversores en paralelo, es decir, la ratio entre la potencia que es gestionada por cada módulo y su potencia nominal. La tensión de continua del inversor centralizado se representa con v_{in} .

$$eff(c_i, v_{in}) = \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{c_1 + c_2 + \dots + c_n} \cdot \eta(c_i, v_{in}) \quad (121)$$

Para aplicar el test de la segunda derivada, los puntos críticos de la función (121) se deben calcular resolviendo el sistema de ecuaciones obtenido a partir de las derivadas parciales de esta ecuación. A partir de la segunda derivada se obtiene la matriz Hessiana, H (122) [72]. Finalmente, si H en un punto crítico es negativa-definida, ese punto crítico es un máximo local. Así, el factor de carga óptimo para cada uno de los módulos en funcionamiento que maximiza la eficiencia global se puede obtener resolviendo (121) y (122) para un cierto

punto de operación descrito tanto por la tensión de continua como la potencia generada. Es importante destacar que la prueba de la segunda derivada no calcula los puntos máximos cuando algunos de los $c_i=0$. Para resolver este problema, se pueden definir n diferentes $eff_j(c_i, v_{in})$, siendo $j=1 \dots n$ e $i=1 \dots n$. Siguiendo este procedimiento, se obtendrían j máximos relativos, uno para cada $eff_j(c_i, v_{in})$, siendo el máximo buscado el mayor de estos.

$$H = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 eff}{\partial c_1^2} & \dots & \frac{\partial^2 eff}{\partial c_n c_1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial^2 eff}{\partial c_1 c_n} & \dots & \frac{\partial^2 eff}{\partial c_n c_n} \end{bmatrix} \quad (122)$$

Una desventaja de este procedimiento es el alto tiempo de computación necesario para calcular todos los puntos críticos para un conjunto amplio de valores c_i . Sin embargo, todos los máximos para cierto $eff_j(c_i, v_{in})$, se producen cuando la potencia se comprarte de manera equitativa entre los módulos, es decir, $c_1=c_2 \dots = c_n$. Por este motivo, el método se puede simplificar ya que solo es necesario calcular el número de módulos en funcionamiento que maximizan la eficiencia global del sistema. Aplicando esta condición, se propone una implementación práctica del método propuesto, tal y como se muestra en la siguiente sección.

5.2.2.1 Implementación práctica del método propuesto: Efficiency Oriented Algorithm

A partir de las predicciones de los modelos funcionales de eficiencia de inversores, el algoritmo calcula la eficiencia del inversor centralizado considerando todas las posibles combinaciones de módulos en funcionamiento y elige el resultado que ofrece la máxima eficiencia. Tal y como se ha destacado anteriormente, los valores máximos relativos de eficiencia se consiguen cuando la potencia se reparte equitativamente entre los módulos, así que solo se debe calcular el valor de n que maximiza la eficiencia global. Una de las características más importantes del algoritmo simplificado es la baja necesidad de recursos de computación y su fácil implementación para trabajar en condiciones de tiempo real.

La Figura 76 muestra el diagrama de flujo del algoritmo propuesto. En la figura, v_{in} y p_{in} son la tensión MPPT de entrada y la potencia generada, respectivamente, mientras $v_{dc_{min}}$ y $v_{dc_{max}}$ son los límites de la tensión MPP del inversor. La potencia nominal del campo fotovoltaico y la de cada inversor

en paralelo se representan con p_{tot} y p_{mod} , respectivamente; n es el número total de módulos en paralelo; n_i , c_{mod-i} , c_{tot-i} , η_{mod-i} , and η_{tot-i} (para $i=1$ hasta n) representan el número de inversores considerados en funcionamiento en cada iteración, el factor de carga de un solo módulo, el factor de carga de todo el sistema, la eficiencia de cada módulo y la de todo el sistema, respectivamente, en todos los casos para la iteración correspondiente. Finalmente, n_{ON} representa el número de módulos en funcionamiento que consigue la máxima eficiencia global η_{max} .

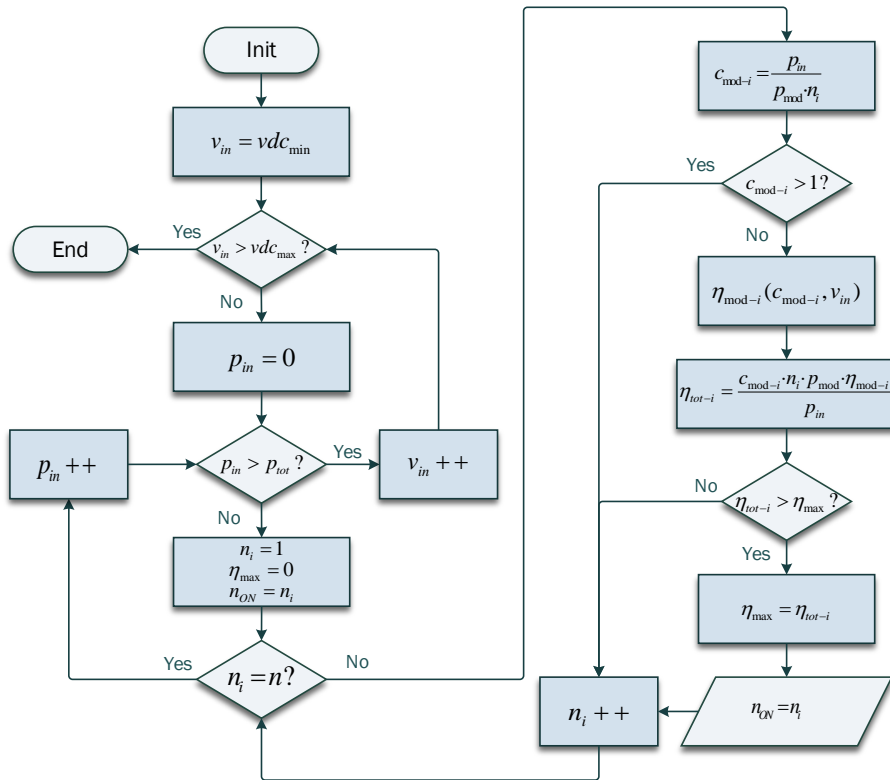


Figura 76. Algoritmo propuesto: *Efficiency-oriented algorithm*

5.2.3 Métodos

5.2.3.1 Selección de inversores para el estudio

En la Tabla 10 se muestran los inversores comerciales que han sido evaluados para validar los conceptos propuestos. Los datos requeridos para construir los

modelos de eficiencia de los inversores se han extraído de la “Grid Support Inverters List” de la California Energy Commission (CEC) [71].

Tabla 10. Lista de inversores en estudio. (Fuente: CEC. Grid Support Inverters List)

Número inversor	Inversor	Compañía	Potencia nominal
1	MPS-250HV	Dynapower	250 kW
2	EQX0250UV480TN	Perfect Galaxy International Ltd	250 kW
3	FS0501CU	Power Electronics	500 kW
4	IF500TL-UL OUTDOOR	Jema Energy	500 kW
5	XP500U- TL	KACO new energy	500 kW
6	EQMX0500UV320XP	Perfect Galaxy International Ltd	500 kW
7	SGI 500XTM	Yaskawa Solectria Solar	500 kW
8	PV-625-XRLS-VV-STG	Perfect Galaxy International Ltd	625 kW
9	Conext Core XC680-NA	Schneider Electric	680 kW
10	EQX0750UV320XP	Perfect Galaxy International Ltd	750 kW
11	ULTRA-750-TL-OUTD-4-US	Power-One	750 kW
12	SC750CP-US	SMA America	770 kW
13	ULTRA-750-TL-OUTD-1-US	ABB.	780 kW
14	HS-P1000GLO-U	Hyosung Heavy Industries	1 MW
15	ULTRA-1100-TL-OUTD-2-US	ABB	1 MW
16	ULTRA-1100-TL-OUTD-4-US	ABB	1 MW
17	EQX1000UV400XP	Perfect Galaxy International Ltd	1 MW
18	ULTRA-1100-TL-OUTD-4-US	Power-One	1 MW
19	SG1000MX	Sungrow Power Supply	1 MW
20	FS0900CU	Power Electronics	1 MW

Aunque los métodos se han aplicado a todos los inversores de la Tabla 10, a continuación solo se muestra una selección de los resultados más representativos. Para escoger esos resultados representativos, se ha considerado la elección de 3 inversores con diferencias significativas en su dependencia de la tensión MPP con respecto a su eficiencia. En la Figura 77, se representa la relación entre la tensión de entrada y la eficiencia de los inversores listados. Cabe destacar que, en algunos casos, las curvas tienen una

tendencia ascendente y no-lineal en relación con la tensión de entrada; en otros, tienen una relación descendente y lineal con la tensión y, finalmente, algunas curvas tienen una relación descendente y no-lineal en relación con la tensión.

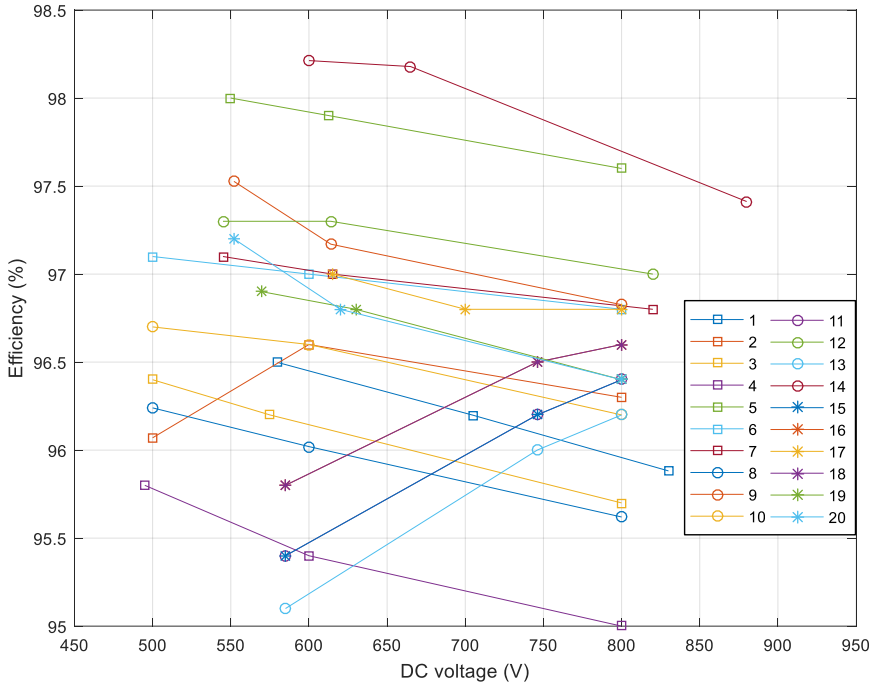


Figura 77. Relación entre la tensión de entrada y la eficiencia de inversores extraídos de la CEC. Grid Support Inverters List)

A fin de considerar las tres posibilidades (categorías) de la dependencia de la eficiencia en relación con la tensión DC, para el estudio realizado en este trabajo se ha escogido una muestra representativa de cada una de estas categorías. Así, los tres inversores escogidos son los siguientes; EQX0250UV480TN (Perfect Galaxy International Ltd), ULTRA-750-TL-OUTD-4-US (Power-One), y FS0900CU (Power Electronics). Las Tablas 11 a 13 expresan los datos de los inversores seleccionados que se han extraído de la CEC “Grid Support Inverters List”. En lo sucesivo, la tensión intermedia de v_{in} se denominará tensión nominal.

Tabla 11. Datos de eficiencia del Perfect Galaxy International Ltd
EQX0250UV480TN

v_{in}	10 %	20 %	30 %	50 %	75 %	100 %
500 V	94.8 %	96.4 %	96.8 %	97 %	96.9 %	96.07 %
600 V	94.4 %	96.1 %	96.6 %	96.8 %	96.8 %	96.6 %
800 V	93.4 %	95.5 %	96.1 %	96.6 %	96.5 %	96.3 %

Tabla 12. Datos de eficiencia del Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US

v_{in}	10 %	20 %	30 %	50 %	75 %	100 %
585 V	94.4 %	96 %	96.4 %	96.5 %	96.1 %	95.4 %
746 V	94.9 %	96.5 %	96.8 %	97.1 %	96.8 %	96.2 %
800 V	95 %	96.6 %	96.9 %	97.1 %	96.9 %	96.4 %

Tabla 13. Datos de eficiencia del Power Electronics FS0900CU

v_{in}	10 %	20 %	30 %	50 %	75 %	100 %
552 V	95.8 %	97.5 %	97.9 %	97.9 %	97.7 %	97.2 %
620 V	95.5 %	97.1 %	97.5 %	97.6 %	97.3 %	96.8 %
800 V	94.8 %	96.6 %	97.1 %	97.2 %	96.9 %	96.4 %

5.2.3.2 Modelado de inversores

En esta sección se calculan los parámetros de los modelos de eficiencia presentados en la sección 5.2.1.

Los coeficientes que muestran las Tablas 14 a 17 se han calculado aplicando algoritmos de ajuste a los datos obtenidos de la CEC para cada inversor bajo estudio (Tablas 11 a 13). Los algoritmos de ajuste se han aplicado a las ecuaciones (102), (103), (107) y (111) para los modelos de Jantsch, Dupont, Rampinelli, y Ramipenelli no-lineales, respectivamente. Para aplicar los algoritmos de ajuste se ha empleado la *Statistics and Machine Learning Toolbox* de MATLAB™ [73].

Tabla 14. Coeficientes del modelo de Jantsch

Coefficiente	Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN	Power-One ULTRA-750-TL- OUTD-4-US	Power Electronics FS0900CU
k_0	0.0044	0.0041	0.0042
k_1	0.016	0.0123	0.0044
k_2	0.0171	0.02245	0.0243

Tabla 15. Coeficientes del modelo de Dupont

Coeficiente	Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN	Power-One ULTRA-750-TL- OUTD-4-US	Power Electronics FS0900CU
a_0	1.2204	1.2469	0.2538
a_1	46.9698	33.3255	39.5753
β_0	1.5224	1.4687	0.4354
β_1	47.4906	33.5318	39.704

Tabla 16. Coeficientes del modelo de Rampinelli

Coeficiente	Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN	Power-One ULTRA-750-TL- OUTD-4-US	Power Electronics FS0900CU
k_0'	$k_{0,0}$	0.0024	0.0055
	$k_{0,1}$	$3.2176 \cdot 10^{-6}$	$-1.9691 \cdot 10^{-6}$
k_1'	$k_{1,0}$	0.0013	0.0189
	$k_{1,1}$	$2.3093 \cdot 10^{-5}$	$-9.3061 \cdot 10^{-6}$
k_2'	$k_{2,0}$	0.0342	0.0526
	$k_{2,1}$	$-2.6958 \cdot 10^{-5}$	$-3.9468 \cdot 10^{-5}$

Tabla 17. Coeficientes del modelo de Rampinelli no-lineal

Coeficiente	Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN	Power-One ULTRA-750-TL- OUTD-4-US	Power Electronics FS0900CU
$k_{0,0}$	0.013	0.002	0.0099
k_0''	$k_{0,1}$	$-3.0294 \cdot 10^{-5}$	$8.2289 \cdot 10^{-6}$
	$k_{0,2}$	$2.5508 \cdot 10^{-8}$	$-7.4294 \cdot 10^{-9}$
k_1''	$k_{1,0}$	-0.0961	0.0764
	$k_{1,1}$	$3.3111 \cdot 10^{-4}$	$-1.8013 \cdot 10^{-4}$
	$k_{1,2}$	$-2.3442 \cdot 10^{-7}$	$-1.9289 \cdot 10^{-7}$
$k_{2,0}$	0.1967	-0.0461	-0.0343
k_2''	$k_{2,1}$	$-5.4074 \cdot 10^{-4}$	$-3.9468 \cdot 10^{-5}$
	$k_{2,2}$	$3.9098 \cdot 10^{-7}$	$-1.4074 \cdot 10^{-8}$

En la Tabla 18, se muestran los coeficientes del modelo de Sandia. Para obtener los parámetros del modelo (112)-(115), se han realizado tres ajustes parabólicos separados (polinomiales de segundo orden) a partir de los que se han obtenido los parámetros p_{dc_o} , p_{so} , y c_o para cada valor de tensión. La

fórmula cuadrática resultante para cada tensión se ha utilizado para obtener p_{so} resolviendo la ecuación cuando $p_{ac} = 0$. De forma similar, p_{dc_o} se obtiene resolviendo la ecuación cuando $p_{ac} = p_{ac_o}$. En el modelo, p_{ac_o} se asume igual a la potencia nominal de cada inversor y el parámetro c_o se corresponde con el coeficiente de segundo orden del ajuste parabólico. Los coeficientes c_1 , c_2 , y c_3 se han determinado utilizando los valores de p_{dc_o} , p_{so} , y c_o obtenidos en el ajuste parabólico. Estos valores se han ajustado linealmente considerando su dependencia con la tensión de continua. De las ecuaciones resultantes se obtienen los coeficientes p_{dc_o} , c_1 ; p_{so} , c_2 , y c_o , c_3 .

Tabla 18. Coeficientes del modelo de Sandia

Coeficiente	Perfect Galaxy	Power-One	Power Electronics
	International Ltd EQX0250UV480TN	ULTRA-750-TL- OUTD-4-US	FS0900CU
p_{ac_o}	250000	750000	$1.02 \cdot 10^6$
v_{dc_o}	600	746	620
p_{dc_o}	259520	779730	$1.0524 \cdot 10^6$
p_{so}	1216.1	3395.1	4260.9
c_o	$-7.8878 \cdot 10^{-8}$	$-3.2207 \cdot 10^{-8}$	$-2.2411 \cdot 10^{-8}$
c_1	$-2.9565 \cdot 10^{-6}$	$-4.9517 \cdot 10^{-5}$	$3.1507 \cdot 10^{-5}$
c_2	$1.1491 \cdot 10^{-4}$	$-4.858 \cdot 10^{-4}$	$5.7319 \cdot 10^{-4}$
c_3	-0.002	-0.0014	$2.9497 \cdot 10^{-4}$

Los coeficientes de la Tabla 19 se han calculado aplicando algoritmos de ajuste a los datos obtenidos de la CEC y considerando las ecuaciones (117)-(120).

Tabla 19. Coeficientes del modelo de Driesse

Coeficiente	Perfect Galaxy	Power-One	Power Electronics
	International Ltd EQX0250UV480TN	ULTRA-750-TL- OUTD-4-US	FS0900CU
$b_{0,0}$	-0.302	2.96	0.0755
b_0	$b_{0,1}$	$2.4712 \cdot 10^{-6}$	$4.465 \cdot 10^{-6}$
	$b_{0,2}$	-0.3054	2.9634
b_1	$b_{1,0}$	3.9675	7.7702
	$b_{1,1}$	$3.283 \cdot 10^{-5}$	$7.5838 \cdot 10^{-6}$
	$b_{1,2}$	3.9788	7.7744
b_2	$b_{2,0}$	17.3126	4.4107
	$b_{2,1}$	$1.5323 \cdot 10^{-5}$	$-2.9989 \cdot 10^{-5}$
	$b_{2,2}$	17.3335	4.3712

5.2.4 Resultados

5.2.4.1 Evaluación de los modelos de eficiencia

En esta sección se muestra un estudio comparativo de los modelos de eficiencia. Los resultados se comparan con los valores proporcionados por la CEC para evaluar la correcta predicción de cada modelo.

Las Figuras 78 y 79 muestran las curvas de eficiencia calculadas con los modelos unidimensionales de Jantsch y Dupont cuando se aplican a los inversores bajo estudio. Se muestran, además, los valores proporcionados por la CEC para varios factores de carga (representados con un círculo). Tal y como se esperaba, ambos modelos no pueden ser precisos en todo el rango de tensión MPP.

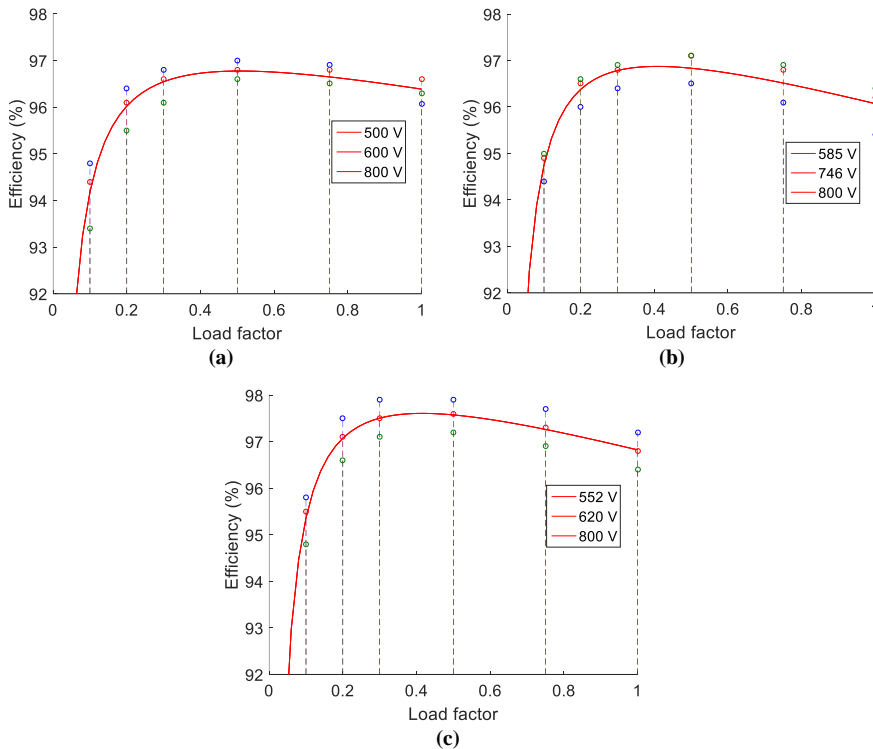


Figura 78. Curvas de eficiencia calculados a partir del modelo de Jantsch. (a) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN; (b) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US; (c) Power Electronics FS0900CU.

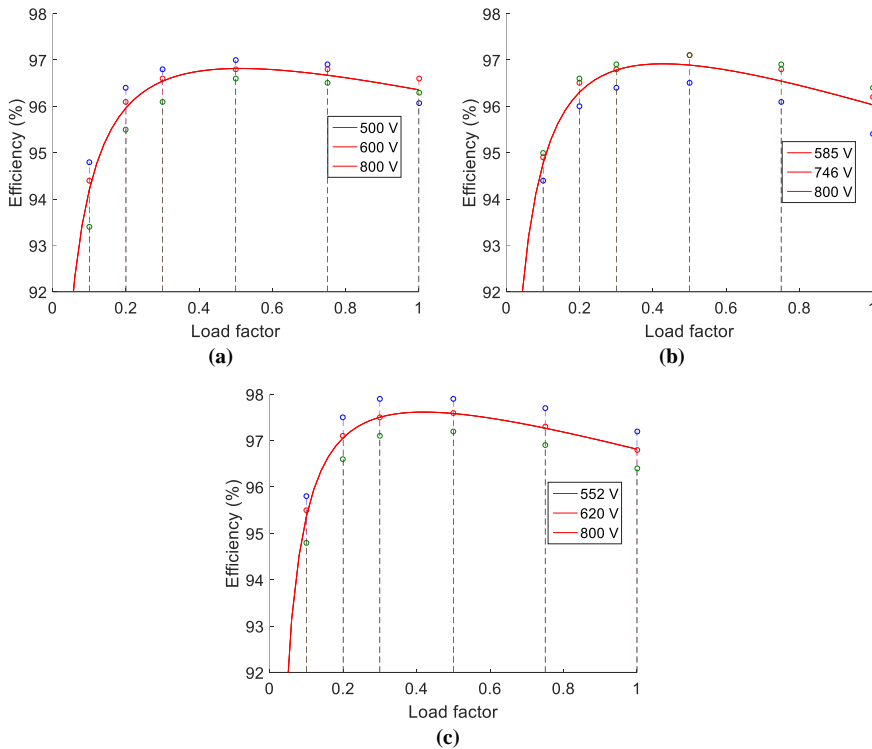


Figura 79. Curvas de eficiencia calculados a partir del modelo de Dupont. (a) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN; (b) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US; (c) Power Electronics FS0900CU.

La Figura 80 (a)-(c) muestra las curvas de eficiencia de los inversores que han sido calculadas a partir del modelo de Rampinelli en todo el rango de tensión MPPT. La Figura 80 (d)-(f) detalla estos resultados solo para los tres valores de tensión dados por la CEC. En las Figuras 81, 82 y 83, se muestran los mismos resultados, obtenidos en las mismas condiciones, pero en estos casos empleando el modelo de Rampinelli no-lineal, el modelo de Sandia, y el Driesse, respectivamente. Tal y como se esperaba, los resultados obtenidos empleando modelos bidimensionales mejoran significativamente los obtenidos a partir de modelos unidimensionales. Con respecto a la dependencia de las curvas con v_{in} , se debe destacar que para el inversor #2 (Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US) no hay diferencias significativas entre los resultados obtenidos con los cuatro modelos bidimensionales evaluados. La razón de esto es la fuerte dependencia lineal con la tensión que presenta la eficiencia de este inversor. En cambio, en el caso de los otros dos

inversores bajo estudio, la dependencia de las curvas de eficiencia con la tensión es no-lineal, por lo que resultados conseguidos con los modelos de Rampinelli no-lineal y Driesse se ajustan mejor a los datos de CEC que los modelos de Rampinelli y Sandia.

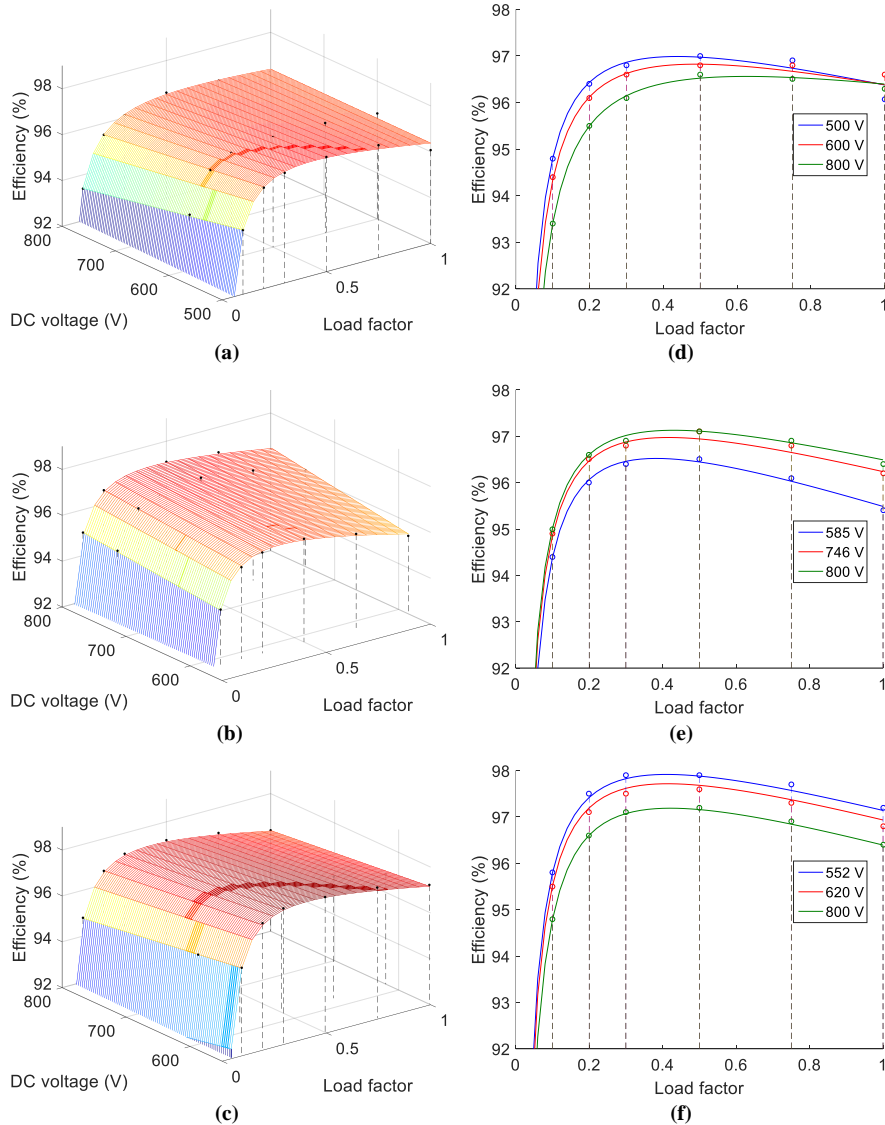


Figura 80. Superficies de eficiencia y detalle de las curvas para tres valores de tensión de continua conectadas a partir del modelo de Rampinelli. (a) y (d) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) y (e) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) y (f) Power Electronics FS0900CU.

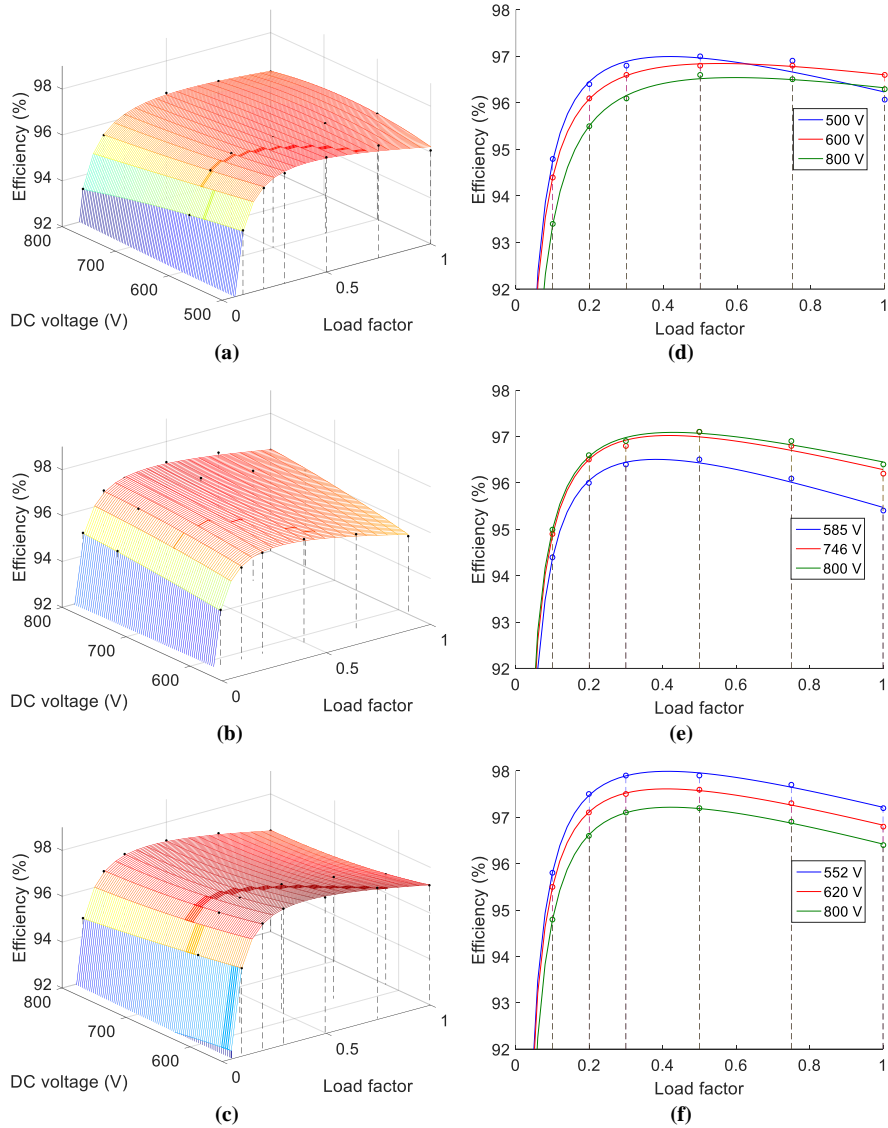


Figura 81. Superficies de eficiencia y detalle de las curvas para tres valores de tensión de continua conectadas a partir del modelo de Rampinelli no-lineal. (a) y (d) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) y (e) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) y (f) Power Electronics FS0900CU.

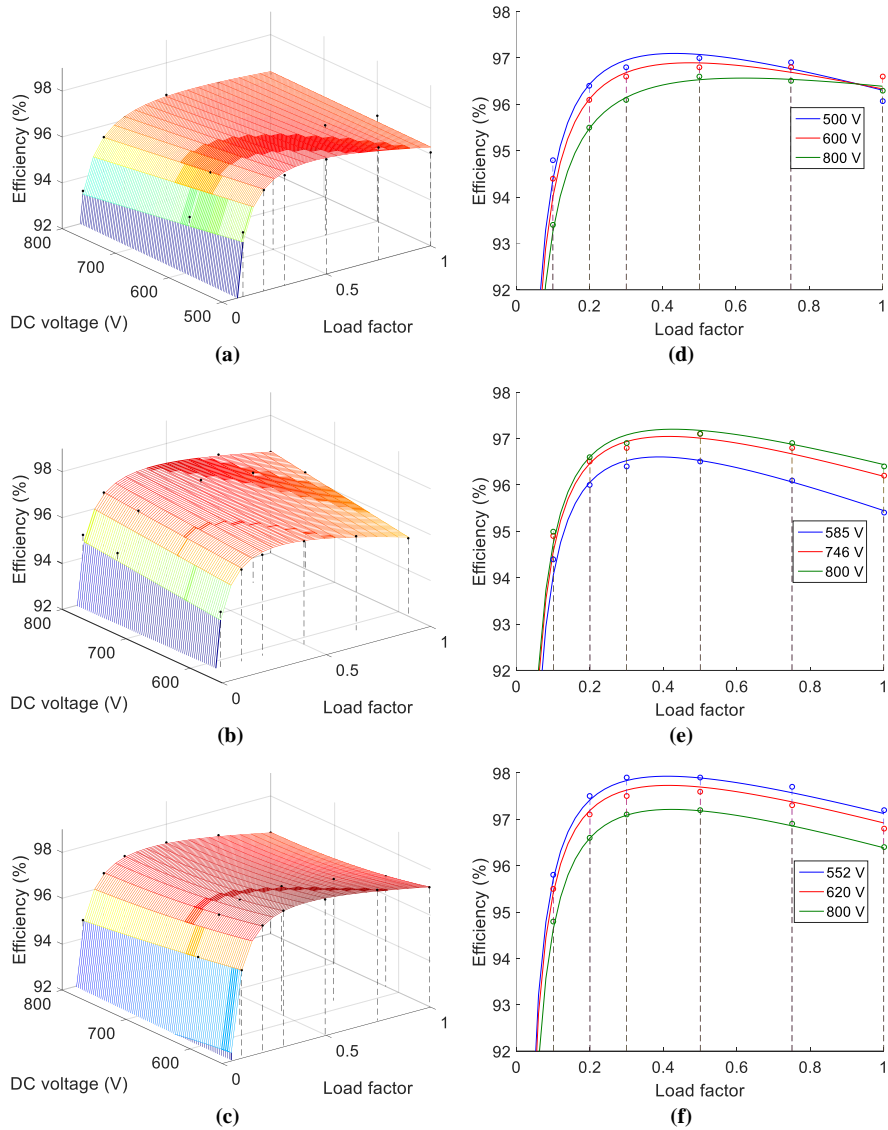


Figura 82. Superficies de eficiencia y detalle de las curvas para tres valores de tensión de continua conectadas a partir del modelo de Sandia (a) y (d) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) y (e) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) y (f) Power Electronics FS0900CU.

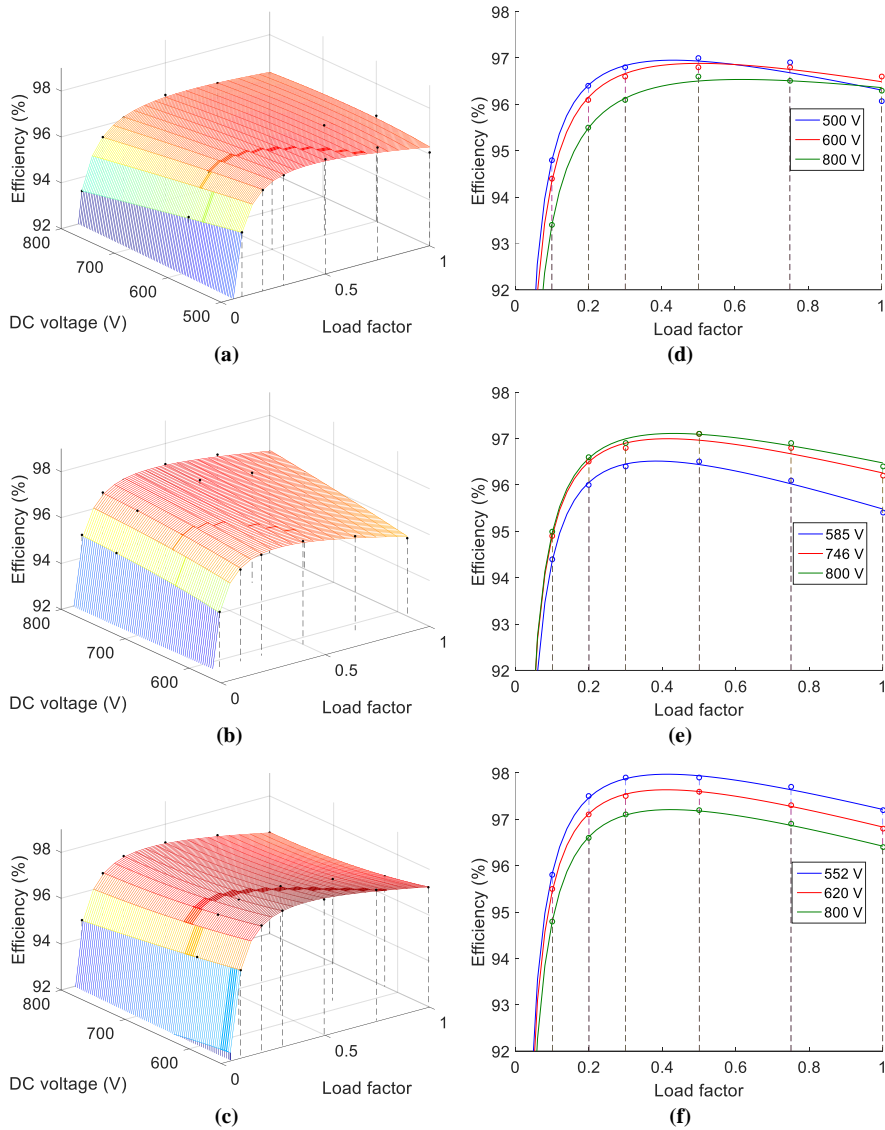


Figura 83. Superficies de eficiencia y detalle de las curvas para tres valores de tensión de continua conectadas a partir del modelo de Driesse. (a) y (d) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) y (e) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) y (f) Power Electronics FS0900CU.

En resumen, se puede concluir que los modelos de Rampinelli no-lineal y de Driesse son los mejores para predecir el rendimiento de los inversores fotovoltaicos en términos de eficiencia, independientemente de la relación de la eficiencia con la tensión MPP del inversor.

5.2.4.2 Evaluación del método propuesto: Efficiency-Oriented (EO) algorithm

El algoritmo de activación/desactivación de los inversores descritos en la sección 5.2.3 se aplica en este apartado a un inversor centralizado de 3 MW. El algoritmo se ha testado considerando un día soleado y un día nuboso, dos perfiles particularmente significativos en la generación fotovoltaica.

Tabla 20. Número de módulos para alcanzar los 3 MW con los inversores bajo estudio.

Inversor	Compañía	Potencia nominal	Número de módulos
EQX0250UV480TN	Perfect Galaxy International Ltd	250 kW	12
ULTRA-750-TL-OUTD-4-US	Power-One	750 kW	4
FS0900CU	Power Electronics	1 MW	3

Tal y como se indica en la sección 5.2.2, para cierto valor de factor de carga y tensión MPP, el algoritmo calcula el número óptimo de módulos que maximizan la eficiencia de todo el sistema. Para mostrar con un ejemplo cómo funciona el EO algorithm, la Figura 84 muestra el número óptimo de módulos en funcionamiento calculados a partir del algoritmo propuesto considerando que el inversor centralizado de 3 MW está compuesto por doce módulos Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN cuya tensión MPP varía desde los 500 a los 800 V. Dicha figura muestra el número de inversores en operación que maximizan la eficiencia en todo el rango de tensión MPP y potencia generada.

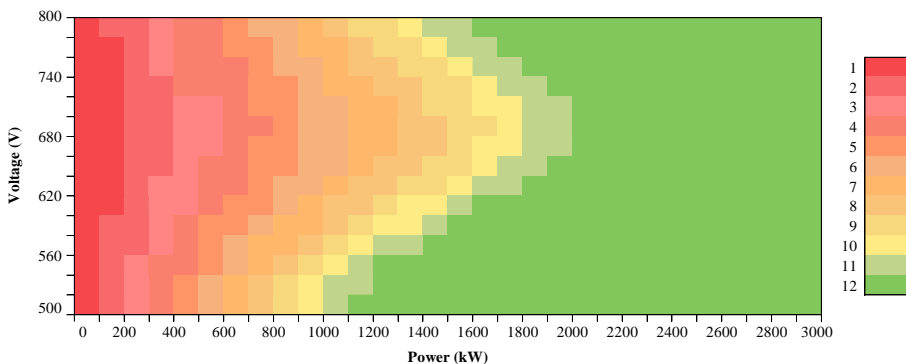


Figura 84. Número de inversores en operación en función de la generación de potencia y la tensión de máxima potencia (MPPT)

El algoritmo propuesto se ha implementado en un DSP TMS320F28379D con el fin de evaluar los recursos de computación (memoria y tiempo de ejecución) necesarios. Para ello, se ha considerado que el inversor centralizado está formado por doce módulos Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. Se han evaluado dos opciones para la implementación del algoritmo. En la primera, el mapa de operación mostrado en la Figura 84 se ha programado empleando una *lookup (LU) table*. Con esta aproximación, las ecuaciones del algoritmo no se resuelven en tiempo real, por lo que se espera que el tiempo de ejecución sea bajo. En cambio, los requerimientos de memoria se incrementan debido a la necesidad de guardar todos los puntos del mapa de operación en el DSP. La segunda opción para implementar el algoritmo es programar las ecuaciones directamente en el DSP y resolverlas en tiempo real. En este caso, se espera que los requerimientos de memoria sean menores, y que el tiempo de ejecución sea mayor.

La Figura 85 (a) muestra el tiempo de ejecución para la opción #1. En el caso bajo estudio (12 inversores en paralelo), la *lookup table* implementada tiene un tamaño de 15 x 60 (15 valores de tensión de entrada y 60 niveles de potencia), necesitando 1800 bytes de memoria de datos y 47 palabras de memoria de programa. Con esta implementación el algoritmo requiere 540 ns de tiempo de ejecución. Cabe destacar que los recursos de memoria pueden variar dependiendo de la resolución de la *LU table*.

La Figura 85 (b) muestra la medida del tiempo de ejecución cuando las ecuaciones del algoritmo se resuelven en tiempo real. En este caso, el tiempo de ejecución depende del número de iteraciones realizadas por el algoritmo, que están relacionadas con el número de inversores que componen el inversor centralizado y la potencia generada por el campo fotovoltaico. En el caso estudiado, el tiempo de ejecución a baja potencia es de 7.54 μ s y a potencia elevada se reduce a aproximadamente 3.5 μ s. La razón de esta diferencia es que, a bajas potencias, la eficiencia se debe calcular considerando que están en funcionamiento desde 1 hasta n inversores. Cuando la generación de potencia aumenta, el tiempo de ejecución decrece ya que el algoritmo no tiene que calcular la eficiencia cuando la potencia manejada por cada módulo es mayor a su potencia nominal. En otras palabras, la iteración del bucle no se ejecuta cuando $c_{mod-i} > 1$, tal y como se puede observar en la Figura 76. La memoria de programa usada en este caso es de 37 palabras y el uso de memoria de datos es despreciable.

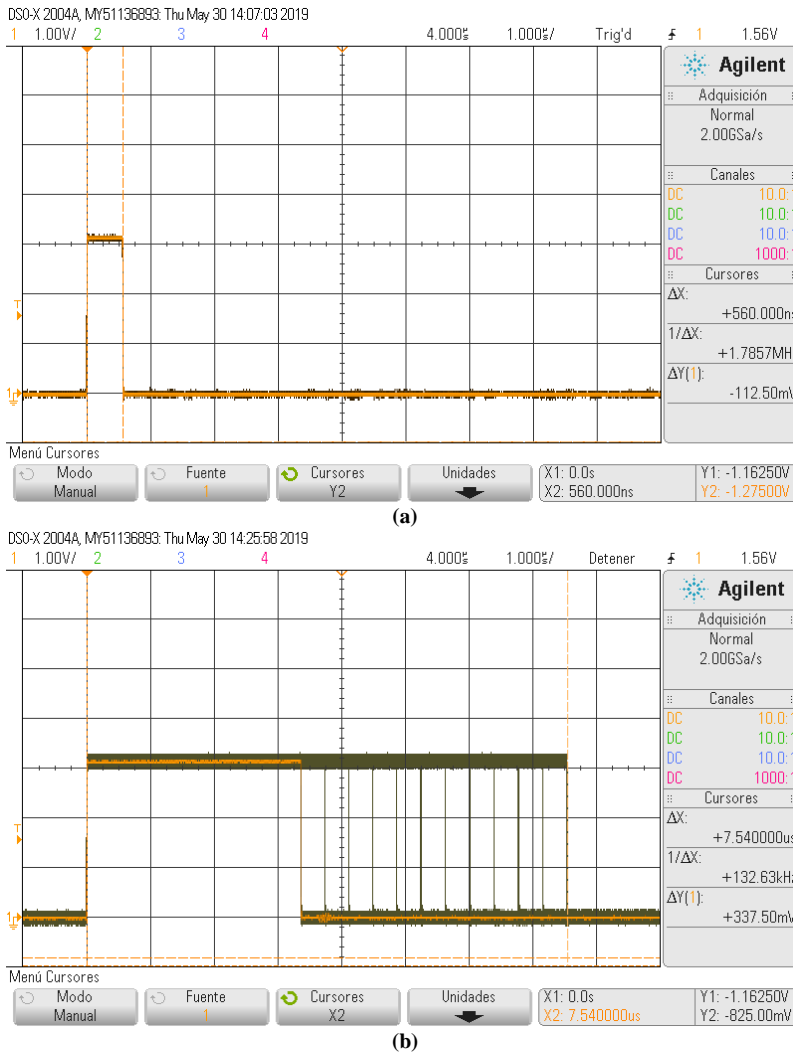


Figura 85. Tiempo de ejecución del algoritmo. (a) Implementación con *lookup table*. (b) Ecuaciones implementadas y resultadas en tiempo real.

La Tabla 21 resume las medidas del tiempo de ejecución, así como los recursos de memoria para las dos implementaciones. Los resultados confirman para cada implementación las expectativas en cuanto a tiempo de ejecución y requerimientos de memoria, por lo que la elección de una u otra implementación dependerá en cada aplicación de la necesidad en reducir el tiempo de ejecución o la memoria.

Tabla 21. Tiempo de ejecución y memoria

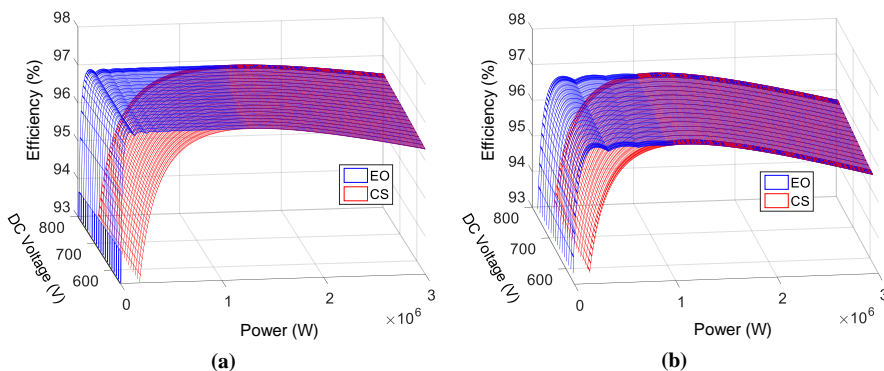
Implementación	Memoria de datos	Memoria de programa	Tiempo de ejecución
Opción #1	1800 bytes	47 palabras	540 ns
Opción #2	-	37 palabras	3.5–7.4 μ s

5.2.4.2.1 Eficiencia global en todo el rango de operación en un campo fotovoltaico.

La Figura 86 muestra las superficies de eficiencia obtenidas aplicando el método convencional de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) en inglés, y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO) de activación/desactivación al inversor centralizado de 3 MW descrito anteriormente.

La Figura 87 (a)-(c) muestra el detalle a 500, 600 y 800 V de la eficiencia obtenida con los dos métodos aplicados al inversor centralizado compuesto por doce inversores Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. De forma similar, las Figuras 88 y 89 muestran los resultados considerando que el inversor centralizado está compuesto por cuatro módulos Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US y tres módulos Power Electronics FS0900CU, respectivamente.

Estos resultados muestran que el método *efficiency-oriented* consigue los mejores resultados globales en todo el rango de potencia independientemente del tipo de inversor comercial utilizado para construir el inversor centralizado



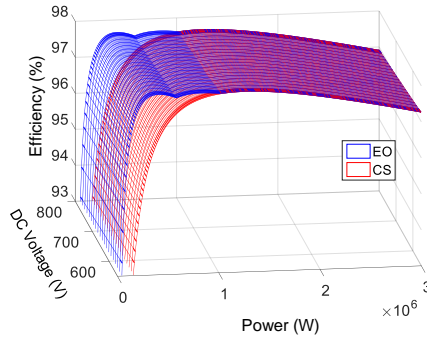


Figura 86. Superficies de eficiencia con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN. (b) Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US. (c) Power Electronics FS0900CU.

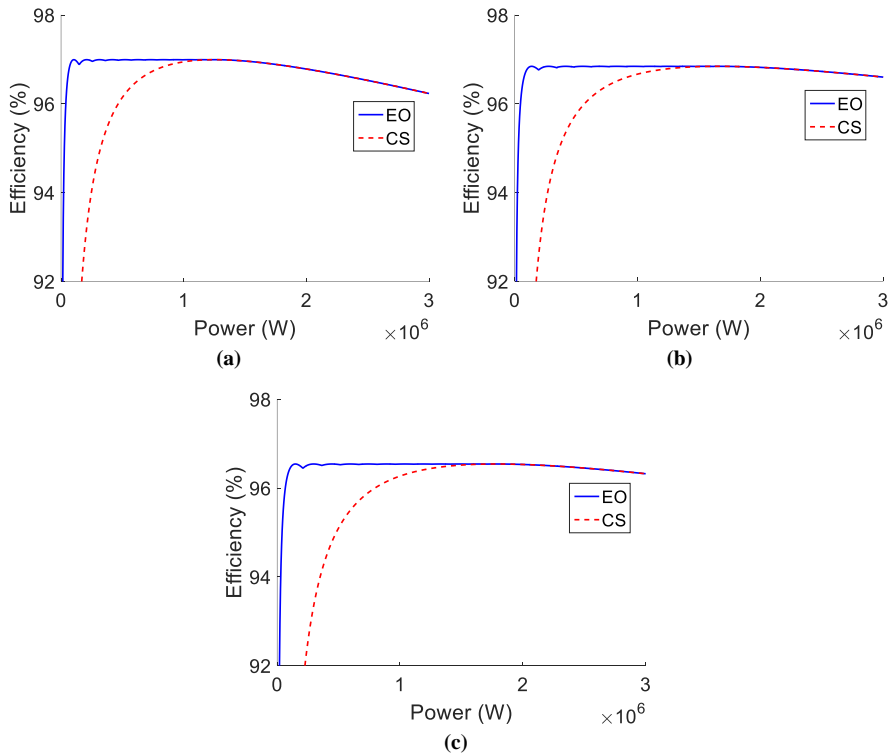


Figura 87. Eficiencia del Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) 500 V. (b) 600 V. (c) 800 V.

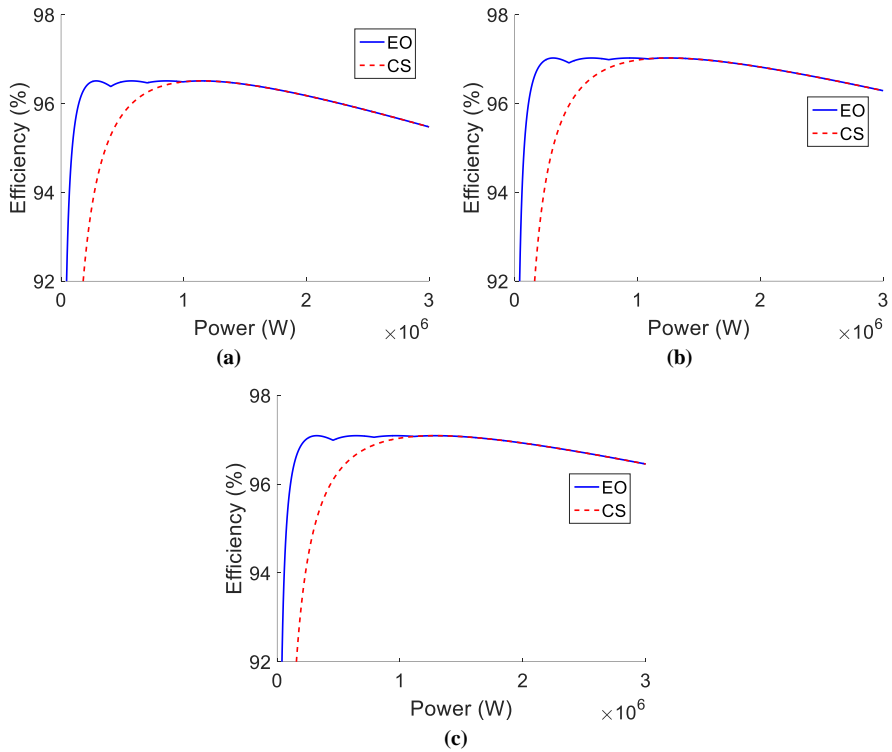
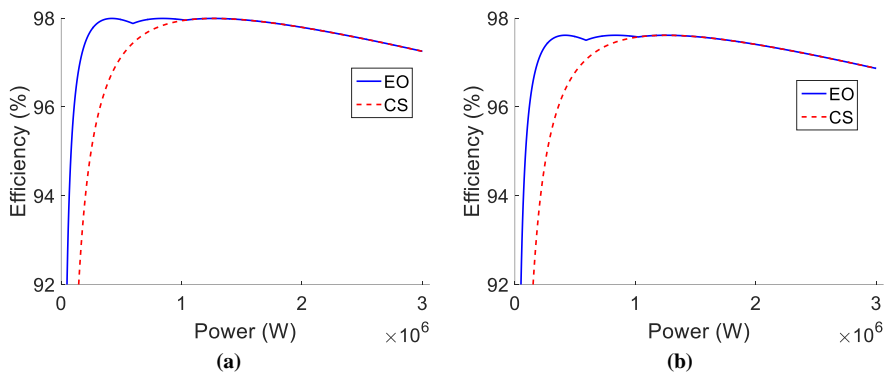


Figura 88. Eficiencia del Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) 585 V. (b) 746 V. (c) 800 V.



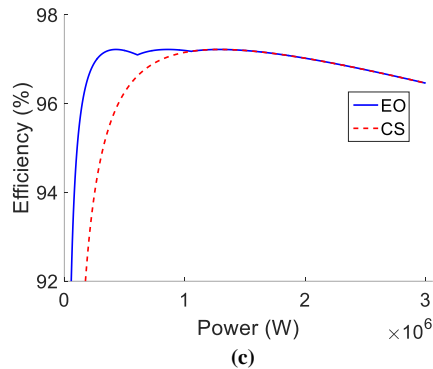


Figura 89. Eficiencia del Power Electronics FS0900CU con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO).

5.2.4.2.2 Estudio para un perfil de potencia típico diario

Para evaluar el rendimiento del método propuesto *efficiency-oriented* (EO) en condiciones reales, se han considerado perfiles de generación en diferentes escenarios. La Figura 90 (a) muestra un perfil de generación fotovoltaica típico en un día soleado, mientras que la Figura 90 (b) muestra un perfil típico en un día nublado. En los gráficos varían simultáneamente la potencia generada y la tensión de continua.

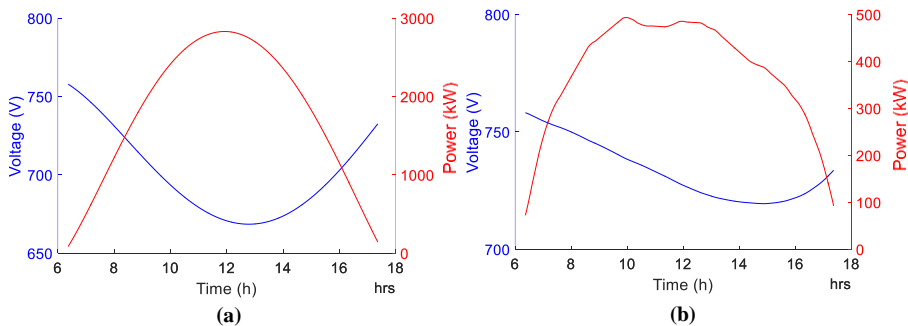


Figura 90. Generación de potencia diaria y curvas de tensión MPPT (a) Día soleado. (b) Día nublado.

Las Figuras 91-93 (a) muestran la eficiencia del inversor centralizado de 3 MW evaluado considerando un perfil de generación típico en un día soleado. Las Figuras 91-93 (b) muestran la eficiencia de los inversores considerando un perfil de generación típico en un día nublado. Se puede observar que, independientemente del modelo de inversor comercial utilizado para

configurar el inversor centralizado, el rendimiento del método EO propuesto es claramente mejor que la eficiencia aplicando el método convencional de control de promedio de corrientes o *current-sharing*, CS, considerando tanto un día soleado como un día nublado.

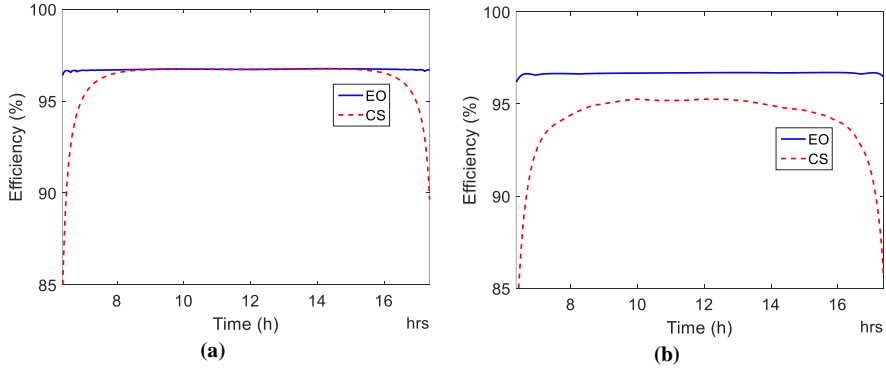


Figura 91. Curvas de eficiencia del Perfect Galaxy International Ltd EQX0250UV480TN con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) Día soleado. (b) Día nublado.

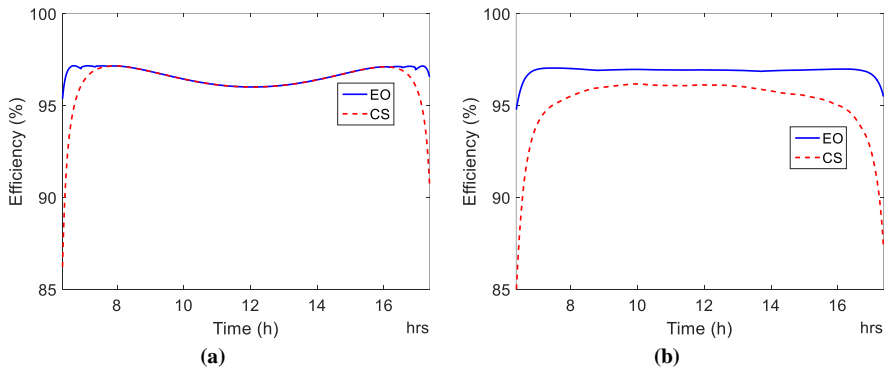


Figura 92. Curvas de eficiencia del Power-One ULTRA-750-TL-OUTD-4-US con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) Día soleado. (b) Día nublado.

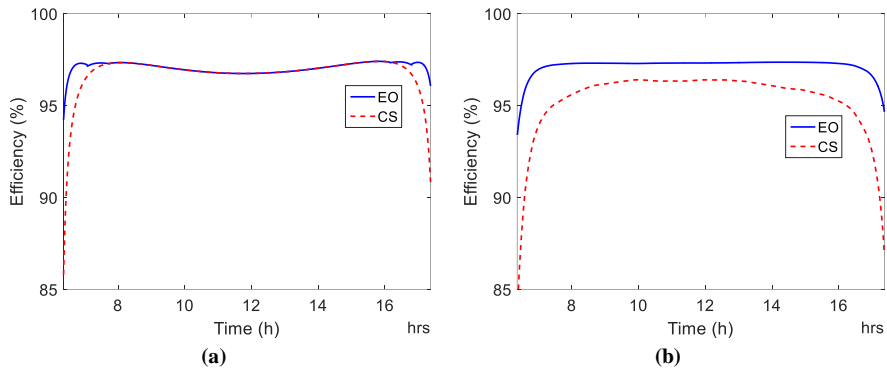


Figura 93. Curvas de eficiencia del Power Electronics FS0900CU con el método de control de promedio de corrientes o *average current-sharing* (CS) y el método propuesto *efficiency-oriented* (EO). (a) Día soleado. (b) Día nublado.

Capítulo 6

Conclusiones y líneas futuras de investigación

Capítulo 6

CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN

6.1 Conclusiones

En este trabajo se han realizado aportaciones para la conexión en paralelo de módulos inversores sin transformador en aplicaciones de interconexión de buses de microrredes híbridas e inversores fotovoltaicos de gran potencia. En ambos contextos la paralelización de inversores presenta beneficios como la modularidad o la redundancia. Además, al no emplear transformadores el sistema es menos voluminoso, pesado y caro.

En el contexto de las microrredes híbridas, la modularidad facilita la sustitución de inversores en caso de fallo, aumenta la flexibilidad para un eventual incremento de la potencia del sistema pudiéndose incrementar el número de módulos inversores conectados en paralelo, y se consigue un sistema redundante en el que en caso de fallo de uno de los inversores, se podría seguir produciendo flujo de potencia entre el bus de AC y DC.

En el contexto de los inversores fotovoltaicos de gran potencia, además de los beneficios mencionados anteriormente, el empleo de un inversor centralizado formado por inversores fotovoltaicos de menor potencia nominal permite conectar y desconectar los inversores dependiendo del nivel de potencia generado en la planta fotovoltaica. De este modo, cuando las condiciones de irradiancia son bajas y la generación de potencia es baja, se pueden desconectar inversores y mejorar así la eficiencia global del sistema en todo el rango de potencia.

Pese a sus beneficios, la paralelización de inversores provoca la aparición de corrientes de circulación que provocan una distorsión en las corrientes de cada módulo, un reparto desequilibrado de la carga y una degradación de la eficiencia del sistema.

La primera aportación original de la tesis ha sido la ejecución de un estudio detallado de las corrientes de circulación de baja frecuencia que pueden aparecer entre inversores conectados en paralelo en ambos buses AC y DC, mostrando que, para los casos en los que las corrientes en las fases de cada uno de los inversores están equilibradas, la corriente de circulación presenta

armónicos de orden $k = 3$ y sus múltiplos, en tanto que en sistemas en los que un inversor tiene sus fases desequilibradas, en las corrientes de circulación aparece una componente significativa a la frecuencia fundamental. En el estudio se ha evaluado la influencia de varios factores sobre las corrientes de circulación de baja frecuencia: desbalanceo de inductancias entre las fases de un inversor y entre distintos inversores (inductancia nominal distinta de un inversor a otro), desbalanceo de potencias y empleo de modulaciones distintas. Los resultados del estudio permiten afirmar que el uso de inductores de distinto valor nominal y distinto régimen de carga entre inversores produce corrientes de circulación poco significativas que son prácticamente despreciables. Sin embargo, las variaciones de la inductancia de conexión a red entre fases de un mismo inversor debido a las tolerancias de los componentes producen un desbalanceo en las corrientes del inversor que, a su vez, provoca la aparición de unas corrientes de circulación con una notable componente a la frecuencia fundamental. Dicha componente de primer armónico en las corrientes de circulación es proporcional al factor de carga de los inversores, ya que el desbalanceo de corrientes es mayor a medida que aumenta la potencia puesta en juego. Por último, se ha mostrado que un factor que provoca la aparición de fuertes componentes de circulación entre inversores es el uso de moduladores distintos en cada uno de ellos. En concreto, se ha verificado que el uso de un modulador PWM senoidal en uno de los inversores y 2D-SVM en otro, provoca una gran corriente de circulación debida a la componente de tercer armónico de tipo homopolar que generan los moduladores 2D-SVM en las tensiones de fase. Un resultado interesante de este estudio ha sido determinar qué componentes armónicas aparecen en las corrientes de circulación y, en consecuencia, a qué frecuencia deben sintonizarse los integradores generalizados en el lazo de control de la componente homopolar.

La segunda aportación de la tesis ha sido la propuesta de un método para la supresión de las corrientes de circulación de baja frecuencia entre inversores trifásicos conectados en paralelo. Con este fin, se ha desarrollado una técnica de control en la que se emplean $n-1$ lazos de regulación que controlan la componente homopolar de las corrientes en cada inversor, de manera que se logra controlar las corrientes de circulación que coinciden con las componentes homopolares ($i_{circulación} = i_o = (i_a + i_b + i_c)/3$). Empleando una consigna nula para dichos lazos de regulación, se consigue imponer como objetivo de control que las corrientes de circulación se anulen. Se han mostrado resultados de simulación y experimentales que validan el correcto

desempeño de la técnica de control propuesta en todos los casos que pueden producir la aparición de corrientes de circulación entre inversores conectados en paralelo a los mismos buses AC y DC.

La tercera aportación original de la tesis ha sido el uso de moduladores en espacio vectorial de tres dimensiones (3D-SVM) con el fin de controlar la componente homopolar de las corrientes. No es posible utilizar 2D-SVM para controlar las componentes homopolares ya que solo puede operar en el plano $\alpha\beta$ impidiendo que se generen componentes fuera de este plano, como es precisamente el caso de las componentes homopolares. Los moduladores 3D-SVM fueron desarrollados en el pasado para el control de inversores de cuatro ramas (3 fases + neutro) y, en nuestro conocimiento, la primera vez que se propone su uso para la supresión de las corrientes de circulación entre inversores ha sido en esta tesis.

La cuarta aportación de la tesis ha sido el desarrollo de un modelo MIMO preciso en pequeña señal de n inversores conectados en paralelo, considerando los acoplamientos entre fases producidos por los términos de acoplamiento de inductores trifásicos. Dicho modelo permite manejar de manera cómoda las variables de control del sistema pese a su inherente complejidad, permitiendo definir los objetivos de control seleccionando las variables adecuadas para cada caso. Así, el modelo desarrollado ha facilitado el diseño de todos los lazos de control para los convertidores conectados en paralelo, incluyendo los lazos de control de las corrientes homopolares, permitiendo además un análisis de estabilidad de los lazos teniendo en cuenta las resonancias producidas por los filtros LCL y el acoplamiento entre inductores, en caso de que exista. Como se ha destacado anteriormente, al conocer qué armónicos pueden aparecer en las corrientes de circulación según el tipo de causa que las provoque, ha sido posible sintonizar adecuadamente los integradores generalizados para aumentar la ganancia de dicho lazo a la frecuencia de las principales componentes armónicas, mejorando consecuentemente el seguimiento de consigna.

El esquema de control propuesto se ha aplicado a un convertidor de interconexión entre los buses AC y DC de una microrred híbrida, el cual está compuesto por un inversor de 5 kW y otro de 2.5 kW conectados en paralelo, emulando una eventual ampliación de potencia en el convertidor de interconexión del 50 %. El primer convertidor trabaja con modulación 2D-SVM y el segundo con la modulación 3D-SVM. Se han obtenido resultados de simulación mediante PSIMTM y resultados experimentales que muestran la

eficacia del control de corriente homopolar para la anulación de las corrientes de circulación en esta aplicación, así como corroborar que no existen interacciones con el lazo de control de la tensión del bus DC en un amplio rango de regulación. En este capítulo se muestran además medidas experimentales del lazo de control de corriente en los ejes d , q y o y el lazo de regulación de tensión empleando un analizador de respuesta en frecuencia, lo que a su vez ha permitido validar experimentalmente los resultados analíticos predichos por el modelo desarrollado. Con este fin, las medidas experimentales se han comparado con el diseño realizado con la ayuda de MATLABTM (R2018b) demostrando que el modelo propuesto y el diseño de los lazos de regulación se corresponden con el sistema real.

Finalmente, la técnica de control propuesta se ha aplicado a un sistema fotovoltaico de 2 MW compuesto por cuatro inversores de 500 kW conectados en paralelo, cuyas inductancias del filtro de red tienen una tolerancia de $\pm 10\%$. Se han mostrado resultados de simulación que muestran que, tal y como se esperaba, las corrientes de circulación se anulan tras activar el control de la componente homopolar de las corrientes de los inversores. Cabe destacar que este concepto se puede aplicar fácilmente en sistemas fotovoltaicos ya que no añade una complejidad adicional importante.

En el contexto de los inversores fotovoltaicos se ha propuesto, además, una técnica de control para activar/desactivar los módulos de potencia de inversores centralizados de potencia elevada. El método propuesto mantiene las ventajas del método *current-sharing* convencional que se emplea usualmente para manejar la activación de inversores de potencia, como son la baja necesidad de recursos computacionales, implementación sencilla y capacidad de operación en tiempo real. Este método, bautizado como *Efficiency Oriented*, constituye la quinta aportación original de la tesis y se basa en modelos funcionales de inversores fotovoltaicos que predicen la eficiencia del sistema a partir de medidas de la potencia procesada y la tensión MPPT, tomando decisiones respecto al número de inversores que deben estar en funcionamiento para mejorar la eficiencia global del inversor centralizado.

Se ha llevado a cabo un estudio comparativo de diferentes tipos de modelos para calcular la eficiencia de inversores fotovoltaicos. Los modelos se han testado empleando datos de inversores comerciales disponibles en la “*Grid Support Inverters List*” publicada por la *California Energy Commission*. Se ha evaluado el desempeño de modelos unidimensionales y bidimensionales, comprobando que los modelos bidimensionales y no-lineales se ajustan mejor

a los datos disponibles, pudiéndose concluir que los modelos bidimensionales no-lineales son la mejor opción para ser implementados en el método propuesto *efficiency-oriented*.

El algoritmo propuesto de activación/desactivación de los inversores se ha aplicado a un inversor fotovoltaico centralizado de 3 MW de potencia nominal. La eficiencia de los inversores conseguida con el método propuesto *efficiency-oriented* (EO) se ha comparado con el método *current-sharing* convencional en todo el rango de potencia y tensión. Además, el algoritmo se ha testado considerando dos perfiles significativos en la generación fotovoltaica: considerando un día soleado y otro nuboso. Al principio y al final del día, en los dos perfiles, cuando la generación fotovoltaica es baja, la eficiencia global se mejora claramente en relación con el método *current-sharing*. Además, en el día nuboso, la mejora es significativamente alta a lo largo de todo el día.

6.2 Investigaciones futuras

En el presente trabajo se ha realizado un estudio de las corrientes de circulación en un convertidor de interconexión entre los buses AC y DC de una microrred híbrida en modo de conexión a red. Se propone como línea futura ampliar el estudio a la operación de este mismo sistema en modo isla, cuando el inversor de interconexión se encarga de regular la tensión y frecuencia en el bus de AC de la microrred. Será de interés obtener resultados en los que se observe el reparto de corrientes entre los módulos inversores, especialmente en el caso de que se conecten cargas no lineales en el bus AC.

Siguiendo con el ámbito de las microrredes híbridas, se propone también el estudio de la operación en paralelo de inversores de interconexión entre los buses AC y DC con una cierta distancia entre ambos, de manera que habrá que evaluar la influencia de la impedancia de los cableados de continua y alterna, así como qué objetivos de control serían adecuados en un caso como este, ya que los puntos de conexión a los buses DC y AC no son los mismos.

Por otro lado, se propone estudiar la aplicación de las técnicas de control propuestas en otros contextos con características distintas, como es el caso de los filtros activos, evaluando si el inherente contenido de armónicos en las corrientes de fase de este tipo de inversores afecta o no a la naturaleza de las corrientes de circulación y cómo debería ser, en consecuencia, el diseño de los lazos de regulación.

Se propone ampliar el estudio de las corrientes de circulación y la aplicación de la técnica de corrección propuesta a inversores multinivel, los cuales empiezan a ser una alternativa interesante en el ámbito de la generación fotovoltaica de gran potencia con tensión nominal del inversor de 1500 V. Tanto los caminos de circulación de las corrientes homopolares como el eventual equilibrado de las tensiones intermedias en los inversores multinivel son temas abiertos de investigación.

Finalmente, se propone explorar la posibilidad de implementar un modulador de espacio vectorial de tres dimensiones para inversores de tres ramas y control de la corriente homopolar con distintas secuencias de disparo que pueden ser simétricas, asimétricas o discontinuas y que se pueden utilizar para mejorar la distorsión de las tensiones generadas por el inversor, o bien para incrementar el rendimiento del sistema.

Publicaciones

Publicaciones

Publicaciones derivadas de la tesis

- “Modelling and control of parallel transformerless inverters in high power photovoltaic applications”. M. Liberos, R. González-Medina, G. Garcerá and E. Figueres. . *Energies* 2017, 10, 1242.
- “A Method to Enhance the Global Efficiency of High-Power Photovoltaic Inverters Connected in Parallel”. M. Liberos, R. González-Medina, G. Garcerá and E. Figueres. *Energies* 2019, 12, 2219;
- “Modelling and control of interlinking converters between AC and DC buses in grid-connected microgrids”. M. Liberos, R. González-Medina, G. Garcerá, E. Figueres., 2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, 2017, pp. P.1-P.10.
- “Modelado y control de inversores fotovoltaicos conectados en paralelo”. M. Liberos, R. González-Medina, G. Garcerá, E. Figueres. XXIV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI 2017), Burjassot, Valencia

Colaboración en otros trabajos

- “ A Control Scheme without Sensors at the PV Source for Cost and Size Reduction in Two-Stage Grid Connected Inverters“. R.González-Medina, M. Liberos, S.Marzal, E. Figueres and G. Garcerá. *Energies* 2019, 10, 2955.
- “Sistema de comunicaciones para la gestión remota de generadores, sistemas de almacenamiento y cargas en Smart Grids”. R. González-Medina, M. Liberos, E. Figueres, G. Garcerá, I. Patrao. XXIV Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI 2017), Burjassot, Valencia

Referencias

Referencias

- [1] I. Patrao, R. González-Medina, S. Marzal, G. Garcerá, y E. Figueres, «Synchronization of Power Inverters in Islanded Microgrids Using an FM-Modulated Signal», *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, n.º 1, pp. 503-510, ene. 2017, doi: 10.1109/TSG.2016.2574038.
- [2] J. Chen, F. Milano, y T. O'Donnell, «Assessment of Grid-Feeding Converter Voltage Stability», *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 34, n.º 5, pp. 3980-3982, sep. 2019, doi: 10.1109/TPWRS.2019.2920516.
- [3] Boletín Oficial del Estado, *RESOLUCIÓN de 4 de octubre de 2006, de la Secretaría General de Energía, por la que se aprueba el procedimiento de operación 12.3 Requisitos de respuesta frente a huecos de tensión de las instalaciones eólicas*. 2006.
- [4] S. Reichert, G. Griepentrog, y B. Stickan, «Comparison between grid-feeding and grid-supporting inverters regarding power quality», en *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, abr. 2017, pp. 1-4, doi: 10.1109/PEDG.2017.7972536.
- [5] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, y M. Castilla, «Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n.º 1, pp. 158-172, ene. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2066534.
- [6] J. M. Guerrero, M. Chandorkar, T.-L. Lee, y P. C. Loh, «Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids—Part I: Decentralized and Hierarchical Control», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n.º 4, pp. 1254-1262, abr. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2194969.
- [7] J. M. Guerrero, P. C. Loh, T.-L. Lee, y M. Chandorkar, «Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids—Part II: Power Quality, Energy Storage, and AC/DC Microgrids», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, n.º 4, pp. 1263-1270, abr. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2196889.
- [8] N. W. A. Lidula y A. D. Rajapakse, «Microgrids research: A review of experimental microgrids and test systems», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 15, n.º 1, pp. 186-202, ene. 2011, doi: 10.1016/j.rser.2010.09.041.

- [9] «From laboratory Microgrid to real markets — Challenges and opportunities - IEEE Conference Publication», presentado en 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, South Korea, may 2011, Accedido: sep. 28, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5944600>.
- [10] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee, y J.-W. Jung, «AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, pp. 387-405, ago. 2013, doi: 10.1016/j.rser.2013.03.067.
- [11] E. Unamuno y J. A. Barrena, «Hybrid ac/dc microgrids—Part I: Review and classification of topologies», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 1251-1259, dic. 2015, doi: 10.1016/j.rser.2015.07.194.
- [12] E. Hossain, E. Kabalci, R. Bayindir, y R. Perez, «Microgrid testbeds around the world: State of art», *Energy Conversion and Management*, vol. 86, pp. 132-153, oct. 2014, doi: 10.1016/j.enconman.2014.05.012.
- [13] E. Planas, A. Gil-de-Muro, J. Andreu, I. Kortabarria, y I. Martínez de Alegría, «General aspects, hierarchical controls and droop methods in microgrids: A review», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 17, pp. 147-159, ene. 2013, doi: 10.1016/j.rser.2012.09.032.
- [14] X. Liu, P. Wang, y P. C. Loh, «A Hybrid AC/DC Microgrid and Its Coordination Control», *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 2, n.º 2, pp. 278-286, jun. 2011, doi: 10.1109/TSG.2011.2116162.
- [15] I. Patrao, E. Figueres, G. Garcerá, y R. González-Medina, «Microgrid architectures for low voltage distributed generation», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 43, pp. 415-424, mar. 2015, doi: 10.1016/j.rser.2014.11.054.
- [16] M. Soshinskaya, W. H. J. Crijns-Graus, J. M. Guerrero, y J. C. Vasquez, «Microgrids: Experiences, barriers and success factors», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 40, pp. 659-672, dic. 2014, doi: 10.1016/j.rser.2014.07.198.
- [17] K. Prakash, A. Lallu, F. R. Islam, y K. A. Mamun, «Review of Power System Distribution Network Architecture», en *2016 3rd Asia-Pacific World Congress on Computer Science and Engineering (APWC on CSE)*, dic. 2016, pp. 124-130, doi: 10.1109/APWC-on-CSE.2016.030.
- [18] U. Orji *et al.*, «Adaptive Zonal Protection for Ring Microgrids», *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, n.º 4, pp. 1843-1851, jul. 2017, doi: 10.1109/TSG.2015.2509018.

- [19] F. R. Pazheri, M. F. Othman, y N. H. Malik, «A review on global renewable electricity scenario», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 31, pp. 835-845, mar. 2014, doi: 10.1016/j.rser.2013.12.020.
- [20] H. Wu, F. Locment, y M. Sechilariu, «Experimental Implementation of a Flexible PV Power Control Mechanism in a DC Microgrid», *Energies*, vol. 12, n.º 7, p. 1233, ene. 2019, doi: 10.3390/en12071233.
- [21] A. Strzalka, N. Alam, E. Duminil, V. Coors, y U. Eicker, «Large scale integration of photovoltaics in cities», *Applied Energy*, vol. 93, pp. 413-421, may 2012, doi: 10.1016/j.apenergy.2011.12.033.
- [22] P. Zhanga, W. Li, S. Li, Y. Wang, y W. Xiao, «Reliability assessment of photovoltaic power systems: Review of current status and future perspectives», *Applied Energy*, vol. 104, pp. 822-833, abr. 2013, doi: 10.1016/j.apenergy.2012.12.010.
- [23] Y. S. Kim, S.-M. Kang, y R. Winston, «Modeling of a concentrating photovoltaic system for optimum land use», *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 21, n.º 2, pp. 240-249, mar. 2013, doi: 10.1002/pip.1176.
- [24] B. Müller, L. Hardt, A. Armbruster, K. Kiefer, y C. Reise, «Yield predictions for photovoltaic power plants: empirical validation, recent advances and remaining uncertainties», *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 24, n.º 4, pp. 570-583, abr. 2016, doi: 10.1002/pip.2616.
- [25] B. Subudhi y R. Pradhan, «A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems», *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, n.º 1, pp. 89-98, ene. 2013, doi: 10.1109/TSTE.2012.2202294.
- [26] M. Borrega, L. Marroyo, R. González, J. Balda, y J. L. Agorreta, «Modeling and Control of a Master–Slave PV Inverter With N-Paralleled Inverters and Three-Phase Three-Limb Inductors», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n.º 6, pp. 2842-2855, jun. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2220859.
- [27] T. Duman, S. Marti, M. A. Moonem, A. A. R. Abdul Kader, y H. Krishnaswami, «A Modular Multilevel Converter with Power Mismatch Control for Grid-Connected Photovoltaic Systems», *Energies*, vol. 10, n.º 5, Art. n.º 5, may 2017, doi: 10.3390/en10050698.
- [28] S. V. Araujo, P. Zacharias, y R. Mallwitz, «Highly Efficient Single-Phase Transformerless Inverters for Grid-Connected Photovoltaic

- Systems», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, n.º 9, pp. 3118-3128, sep. 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2037654.
- [29] Satcon, Pv Inverters, «PowerGate Plus 500 kW.» <http://www.satcon.com/> (accedido jun. 29, 2020).
- [30] J. L. Agorreta, M. Borrega, J. López, y L. Marroyo, «Modeling and Control of N -Paralleled Grid-Connected Inverters With LCL Filter Coupled Due to Grid Impedance in PV Plants», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n.º 3, pp. 770-785, mar. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2095429.
- [31] Power Electronics, «HECV1000. Utility Scale Solar Inverter». Accedido: jun. 29, 2020. [En línea]. Disponible en: <https://power-electronics.com/es/>.
- [32] ABB, «ABB central inverters. PVS980 – 1818 to 2091 kVA.» <https://new.abb.com/power-converters-inverters/es/solar-old/inversores-centrales/pvs980> (accedido jun. 29, 2020).
- [33] T. Kawabata y S. Higashino, «Parallel operation of voltage source inverters», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 24, n.º 2, pp. 281-287, mar. 1988, doi: 10.1109/28.2868.
- [34] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P. N. Enjeti, y F. Blaabjerg, «Shunt Active-Power-Filter Topology Based on Parallel Interleaved Inverters», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n.º 3, pp. 1175-1189, mar. 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.907671.
- [35] M. A. Abusara y S. M. Sharkh, «Design and Control of a Grid-Connected Interleaved Inverter», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n.º 2, pp. 748-764, feb. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2201505.
- [36] H. Xiao, S. Xie, Y. Chen, y R. Huang, «An Optimized Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, n.º 5, pp. 1887-1895, may 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2054056.
- [37] W. Jiang, W. Ma, J. Wang, W. Wang, X. Zhang, y L. Wang, «Suppression of Zero Sequence Circulating Current for Parallel Three-Phase Grid-Connected Converters Using Hybrid Modulation Strategy», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, n.º 4, pp. 3017-3026, abr. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2750625.
- [38] Z. Ye, D. Boroyevich, y F. C. Lee, «Modeling and control of zero-sequence current in parallel multi-phase converters», en *2000 IEEE 31st*

- Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)*, jun. 2000, vol. 2, pp. 680-685 vol.2, doi: 10.1109/PESC.2000.879899.
- [39] S. K. Mazumder, «A novel discrete control strategy for independent stabilization of parallel three-phase boost converters by combining space-vector modulation with variable-structure control», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, n.º 4, pp. 1070-1083, jul. 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.813770.
- [40] C.-T. Pan y Y.-H. Liao, «Modeling and Control of Circulating Currents for Parallel Three-Phase Boost Rectifiers With Different Load Sharing», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, n.º 7, pp. 2776-2785, jul. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.925647.
- [41] M. Narimani y G. Moschopoulos, «Improved Method for Paralleling Reduced Switch VSI Modules: Harmonic Content and Circulating Current», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, n.º 7, pp. 3308-3317, jul. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2280723.
- [42] Z. Shao, X. Zhang, F. Wang, y R. Cao, «Modeling and Elimination of Zero-Sequence Circulating Currents in Parallel Three-Level T-Type Grid-Connected Inverters», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, n.º 2, pp. 1050-1063, feb. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2309634.
- [43] P. Zhang, G. Zhang, y H. Du, «Circulating Current Suppression of Parallel Photovoltaic Grid-Connected Converters», *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, n.º 9, pp. 1214-1218, sep. 2018, doi: 10.1109/TCSII.2017.2789215.
- [44] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Akagi, y A. Nabae, «A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, n.º 5, pp. 1023-1030, sep. 1992, doi: 10.1109/28.158825.
- [45] Zhihong Ye, D. Boroyevich, Jae-Young Choi, y F. C. Lee, «Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, n.º 5, pp. 609-615, sep. 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.802170.
- [46] J. S. S. Prasad, R. Ghosh, y G. Narayanan, «Common-Mode Injection PWM for Parallel Converters», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, n.º 2, pp. 789-794, feb. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2347914.

- [47] T. Chen, «Dual-Modulator Compensation Technique for Parallel Inverters Using Space-Vector Modulation», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n.º 8, pp. 3004-3012, ago. 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2022515.
- [48] T. Chen, «Zero-Sequence Circulating Current Reduction Method for Parallel HEPWM Inverters Between AC Bus and DC Bus», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n.º 1, pp. 290-300, ene. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2106102.
- [49] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer Science & Business Media, 2001.
- [50] D. G. Holmes y T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. John Wiley & Sons, 2003.
- [51] E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, F. J. Gonzalez-Espin, J. Calvo, y M. Vales, «Dynamic Analysis of Three-phase Photovoltaic Inverters with a High Order Grid Filter», en *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, jun. 2007, pp. 691-696, doi: 10.1109/ISIE.2007.4374680.
- [52] E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, F. Gonzalez-Espin, y J. Calvo Rubio, «Sensitivity Study of the Dynamics of Three-Phase Photovoltaic Inverters With an LCL Grid Filter», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, n.º 3, pp. 706-717, mar. 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2010175.
- [53] A. Mohd, E. Ortjohann, D. Morton, y O. Omari, «Review of control techniques for inverters parallel operation», *Electric Power Systems Research*, vol. 80, n.º 12, pp. 1477-1487, dic. 2010, doi: 10.1016/j.epsr.2010.06.009.
- [54] J. Su y C. Liu, «A Novel Phase-Shedding Control Scheme for Improved Light Load Efficiency of Multiphase Interleaved DC–DC Converters», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, n.º 10, pp. 4742-4752, oct. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2233220.
- [55] Y. Ahn, I. Jeon, y J. Roh, «A Multiphase Buck Converter With a Rotating Phase-Shedding Scheme For Efficient Light-Load Control», *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, n.º 11, pp. 2673-2683, nov. 2014, doi: 10.1109/JSSC.2014.2360400.
- [56] Y. Chen, J. Hsu, Y. Ang, y T. Yang, «A new phase shedding scheme for improved transient behavior of interleaved Boost PFC converters», en *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition -*

- APEC 2014*, mar. 2014, pp. 1916-1919, doi: 10.1109/APEC.2014.6803567.
- [57] H. Peng, D. I. Anderson, y M. M. Hella, «A 100 MHz Two-Phase Four-Segment DC-DC Converter With Light Load Efficiency Enhancement in 0.18/spl mu/m CMOS», *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, n.º 8, pp. 2213-2224, ago. 2013, doi: 10.1109/TCSI.2013.2239157.
- [58] A. Costabeber, P. Mattavelli, y S. Saggini, «Digital Time-Optimal Phase Shedding in Multiphase Buck Converters», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n.º 9, pp. 2242-2247, sep. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2049374.
- [59] F. H. Dupont, J. Zaragoza, C. Rech, y J. R. Pinheiro, «A new method to improve the total efficiency of parallel converters», en *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, oct. 2013, pp. 210-215, doi: 10.1109/COBEP.2013.6785117.
- [60] W. Huang, S. Liao, J. Teng, T. Hsieh, B. Lan, y C. Chiang, «Intelligent control scheme for output efficiency improvement of parallel inverters», en *2016 IEEE/ACIS 15th International Conference on Computer and Information Science (ICIS)*, jun. 2016, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICIS.2016.7550770.
- [61] S. Effler, M. Halton, y K. Rinne, «Efficiency-Based Current Distribution Scheme for Scalable Digital Power Converters», *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, n.º 4, pp. 1261-1269, abr. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2071883.
- [62] L. Monteiro *et al.*, «Implementation and Validation of Energy Conversion Efficiency Inverter Models for Small PV Systems in the North of Brazil», en *Renewable Energy in the Service of Mankind Vol II*, Springer, Cham, 2016, pp. 93-102.
- [63] C. R. Sánchez Reinoso, D. H. Milon, y R. H. Buitrago, «Simulation of photovoltaic centrals with dynamic shading», *Applied Energy*, vol. 103, pp. 278-289, mar. 2013, doi: 10.1016/j.apenergy.2012.09.040.
- [64] J. Muñoz, F. Martínez-Moreno, y E. Lorenzo, «On-site characterisation and energy efficiency of grid-connected PV inverters», *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, vol. 19, n.º 2, pp. 192-201, mar. 2011, doi: 10.1002/pip.997.
- [65] F. H. Dupont, J. Zaragoza Bertomeu, C. Rech, y J. R. Pinheiro, «A simple control strategy to increase the total efficiency of multi-converter

- systems», Gramado, Brazil, 2013, pp. 284-289, doi: 978-1-4799-0272-9/13.
- [66] F. P. Baumgartner, «Euro Realo Inverter Efficiency: Dc-Voltage Dependency», presentado en 20th European Photovoltaic Solar Eenergy Conference, Barcelona, Spain, 2005.
- [67] L. Davila-Gomez, A. Colmenar-Santos, M. Tawfik, y M. Castro-Gil, «An accurate model for simulating energetic behavior of PV grid connected inverters», *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol. 49, pp. 57-72, dic. 2014, doi: 10.1016/j.simpat.2014.08.001.
- [68] G. A. Rampinelli, A. Krenzinger, y F. Romero, «Mathematical models for efficiency of inverters used in grid connected photovoltaic systems», *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 34, pp. 578-587, jun. 2014, doi: 10.1016/j.rser.2014.03.047.
- [69] D. L. King, S. Gonzalez, G. M. Galbraith, y W. E. Boyson, «Performance Model for Grid-Connected Photovoltaic Inverters», Sandia National Laboratories, Albuquerque, New Mexico, 2007. Accedido: may 14, 2019. [En línea].
- [70] A. Driesse, P. Jain, y S. Harrison, «Beyond the curves: Modeling the electrical efficiency of photovoltaic inverters», en *2008 33rd IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, may 2008, pp. 1-6, doi: 10.1109/PVSC.2008.4922827.
- [71] California Energy Commission, «Grid Support Inverters List». <https://www.gosolarcalifornia.ca.gov> (accedido may 14, 2019).
- [72] A. M. Mathai y Hans Haubold, *Fractional and Multivariable Calculus -:Model Building and Optimization Problems*. Cham, Switzerland: Springer.
- [73] MathWorks, «Statistics and Machine Learning Toolbox». <https://www.mathworks.com> (accedido may 14, 2019).
- [74] A. Mohd *et al.*, «Control strategy and space vector modulation for three-leg four-wire voltage source inverters under unbalanced load conditions», *IET Power Electronics*, vol. 3, n.º 3, pp. 323-333, may 2010, doi: 10.1049/iet-pel.2008.0281.
- [75] S. Albatran, Y. Fu, A. Albanna, R. Schrader, y M. Mazzola, «Hybrid 2D-3D Space Vector Modulation Voltage Control Algorithm for Three Phase Inverters», *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, n.º 3, pp. 734-744, jul. 2013, doi: 10.1109/TSTE.2013.2245689.

Anexo 1

Modulador de espacio vectorial de tres dimensiones

Anexo 1

MODULADOR DE ESPACIO VECTORIAL DE TRES DIMENSIONES

Un inversor trifásico de 2 niveles tiene ocho vectores de conmutación posibles. En la Tabla 22 se han expresado las tensiones fase-neutro de los diferentes vectores de conmutación, teniendo en cuenta que la componente fundamental de la tensión entre el punto medio de la *dc-link* y el neutro es cero si las componentes fundamentales de las corrientes de fase están equilibradas, por lo que se puede considerar en tal caso que el punto neutro de la red y el punto medio de la *dc-link* están virtualmente conectados a la frecuencia fundamental de la tensión de línea [74]. Esta es una diferencia importante con respecto a los inversores trifásicos con salida a 4 hilos (3 fases + neutro), ámbito para el que se han desarrollado los moduladores SVM de tres dimensiones, pues en estos últimos el neutro está físicamente conectado. En nuestro conocimiento, la primera vez que se aplica 3D-SVM a inversores trifásicos sin neutro es en esta tesis. Cabe destacar que los algoritmos que se describen a continuación parten de la premisa de que las componentes fundamentales de las corrientes de fase están equilibradas, como es el caso de las aplicaciones estudiadas, no siendo válidas en caso contrario. La Tabla 22 muestra la tensión fase-neutro en coordenadas abc empleando la tensión de continua v_{dc} como referencia. Se muestra, además, la misma tensión en coordenadas $\alpha\beta\theta$ (Clarke).

Tabla 22. Vectores de conmutación de 3D-SVM.

v_ϕ	V0-000	V1-100	V2-110	V3-010	V4-011	V5-001	V6-101	V7-111
v_A	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$
v_B	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$
v_C	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$-\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$	$\frac{1}{2}V_{dc}$
v_α	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	0
v_β	0	0	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	0	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	0
v_θ	$\frac{-\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{-1}{2\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$

Los vectores en coordenadas de Clarke se representan en la Figura 94. Estos vectores de conmutación proyectados en el plano α, β definen seis prismas. Cada prisma contiene dos tetraedros definidos por dos vectores de conmutación consecutivos distintos de cero y un vector neutro v_0 y v_7 alternativamente.

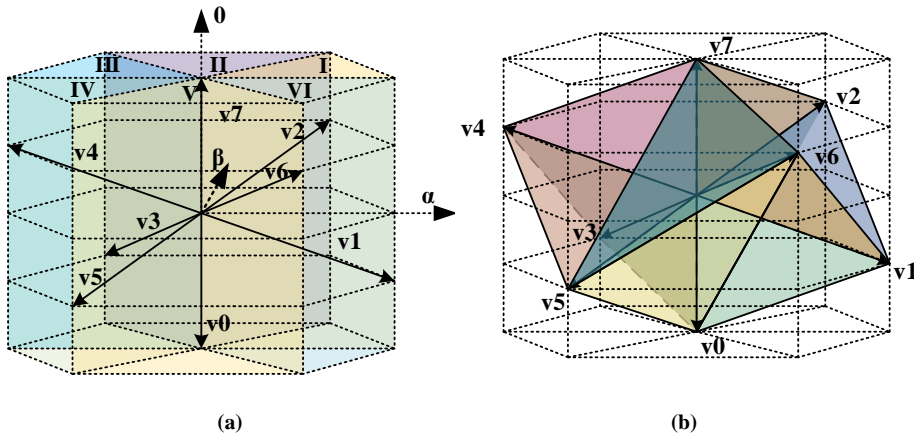


Figura 94 (a) Distribución espacial de los vectores de conmutación (b) Distribución espacial de los tetraedros.

La modulación vectorial consiste en construir el vector de tensión de referencia v^* a la salida del inversor, aplicando alternativamente sus vectores de conmutación adyacentes. Los ciclos de trabajo durante los que aplicar los vectores en un ciclo de conmutación se obtienen mediante la obtención de las proyecciones del vector de referencia sobre los vectores de conmutación adyacentes. [75].

En primer lugar, se debe obtener el tetraedro que contiene el vector de referencia. Para ello, se calcula el prisma que contiene el vector de referencia. La Figura 95 muestra los seis prismas descritos anteriormente proyectados en el plano $\alpha\beta$. Los vectores de conmutación se encuentran representados, encontrándose los vectores nulos v_0 y v_7 en el centro del hexágono. La Tabla 23 muestra las condiciones a cumplir para determinar el sector o prisma en el que se encuentra el vector de referencia.

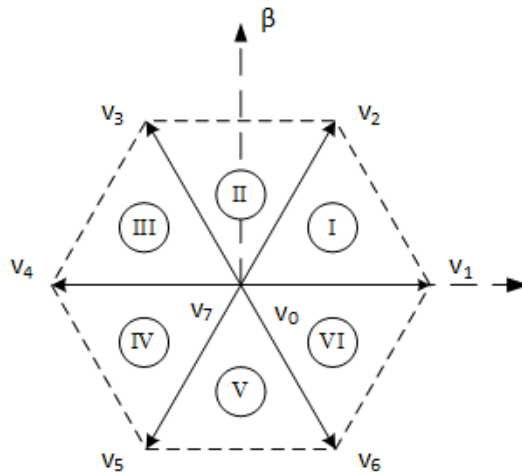


Figura 95 Proyección de los seis prismas que contienen los tetraedros conformador por los vectores de conmutación en el plano $\alpha\beta$

Tabla 23. Condiciones para la obtención del sector o prisma que contiene el vector de referencia

Sector	Condición 1	Condición 2
1	$v^*_\beta > 0$	$\cos v^* > 0.5$
2	$v^*_\beta > 0$	$-0.5 < \cos v^* < 0.5$
3	$v^*_\beta > 0$	$\cos v^* < -0.5$
4	$v^*_\beta < 0$	$\cos v^* < -0.5$
5	$v^*_\beta < 0$	$-0.5 < \cos v^* < 0.5$
6	$v^*_\beta < 0$	$\cos v^* > 0.5$

Una vez definido el prisma que contiene el vector de referencia v^* se procede a conocer si el vector de referencia se encuentra en el tetraedro superior o inferior del prisma. Con este fin, se obtiene la posición relativa del vector de referencia respecto al plano que divide el prisma en los dos tetraedros. Hay tres planos formados por los vectores de conmutación que dividen los seis prismas en los doce tetraedros representados en la Figura 94 (b). El plano 1 (123) está formado por los vectores de conmutación v_2, v_3, v_5 y v_6 ; el plano 2 (124) por v_1, v_2, v_4 y v_5 , y el plano 3 (125) por los vectores v_1, v_3, v_4 y v_6 .

$$\frac{1}{\sqrt{6}}\alpha + 0\beta + \frac{-1}{\sqrt{3}}0 = 0 \tag{123}$$

$$\frac{1}{2\sqrt{6}}\alpha + \frac{-1}{2\sqrt{2}}\beta + \frac{1}{\sqrt{3}}O = 0 \quad (124)$$

$$\frac{1}{2\sqrt{6}}\alpha + \frac{1}{2\sqrt{2}}\beta + \frac{1}{\sqrt{3}}O = 0 \quad (125)$$

Una vez definido el tetraedro que contiene el vector de referencia, se conocen los vectores de conmutación adyacentes a v^* . A partir de las proyecciones del vector de referencia sobre los vectores de conmutación que delimitan los tetraedros se debe calcular el tiempo de aplicación de los vectores.

Como ejemplo se muestra cómo se obtienen los tiempos de aplicación de los vectores adyacentes cuando el vector v^* se encuentra en el sector definido por los vectores de conmutación v_5 , v_6 y v_0 . El vector de referencia se puede descomponer como suma del vector d_5 , d_6 y d_0 . En un periodo de conmutación (T_s), el ciclo de trabajo d_5 define el tiempo t_{v5} durante el que se activarán los transistores correspondientes al vector v_5 , (001). De igual forma, d_6 y d_0 determinan el tiempo de aplicación t_{v6} y t_{v0} de los vectores de conmutación v_6 (101) y v_0 (000).

Las ecuaciones (126)-(129) definen el tiempo de aplicación de cada vector de conmutación. El tiempo residual t_{nulo} en cada periodo de conmutación se aplica equitativamente a los vectores neutros v_0 y v_7 :

$$\begin{bmatrix} d_5 \\ d_6 \\ d_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{V_{dc}} [v_5^T \quad v_6^T \quad v_0^T]^{-1} \quad (126)$$

$$t_{v5} = T_s \cdot d_n \quad (127)$$

$$t_{v6} = T_s \cdot d_{n+1} \quad (128)$$

$$t_{v0} = T_s \cdot d_{v_0} \quad (129)$$

$$t_{nulo} = T_s - t_{v5} - t_{v6} - t_{v0} \quad (130)$$

La asignación del tiempo durante el que se aplican los vectores de conmutación sigue normalmente una distribución simétrica. El tiempo de aplicación de cada vector no neutro se distribuye en dos periodos antes y

después del vector v_0 . Se pueden concebir otras distribuciones orientadas a la reducción del número de conmutaciones y, por lo tanto, obtener una mejora en el rendimiento del inversor, a costa de degradar la distorsión armónica. El estudio de dichas distribuciones queda más allá del alcance de la tesis y se ha propuesto como trabajos futuros a realizar.

La Tabla 24 representa la secuencia de vectores que se debe aplicar en cada prisma.

Tabla 24. Secuencia de vectores de conmutación en cada prisma

Prisma	Secuencia de vectores de conmutación
I	$v_7-v_2-v_1-v_0-v_1-v_2-v_7$
II	$v_7-v_2-v_3-v_0-v_3-v_2-v_0$
III	$v_7-v_4-v_3-v_0-v_3-v_4-v_7$
IV	$v_7-v_4-v_5-v_0-v_5-v_4-v_7$
V	$v_7-v_6-v_5-v_0-v_5-v_6-v_7$
VI	$v_7-v_6-v_1-v_0-v_1-v_6-v_7$

Anexo 2

Descripción del *setup*

Anexo 2

DESCRIPCIÓN DEL *SETUP*

Los resultados experimentales se han presentado en el Capítulo 3 y en el Capítulo 4.

El Grupo de Sistemas Electrónicos (GSEI) de la UPV dispone de una microrred híbrida cableada en su laboratorio. Esta microrred tiene diferentes puestos en los que hay cajas de conexión que permiten conectarse al bus de DC, al bus de AC y a otras líneas auxiliares. En la Figura 96 se muestra uno de estos puestos en el que los inversores de interconexión se han conectado al bus de alterna y continua. El bus de corriente alterna está alimentado por la fuente bidireccional Cinergia GL&EL-50 que ha emulado la red de alterna funcionando a 230 V eficaces fase-fase y 50 Hz. Por otro lado, el bus de continua se ha emulado con la fuente de alimentación continua también bidireccional GSS Regratron y que ha trabajado en el rango de 400 a 600 V.

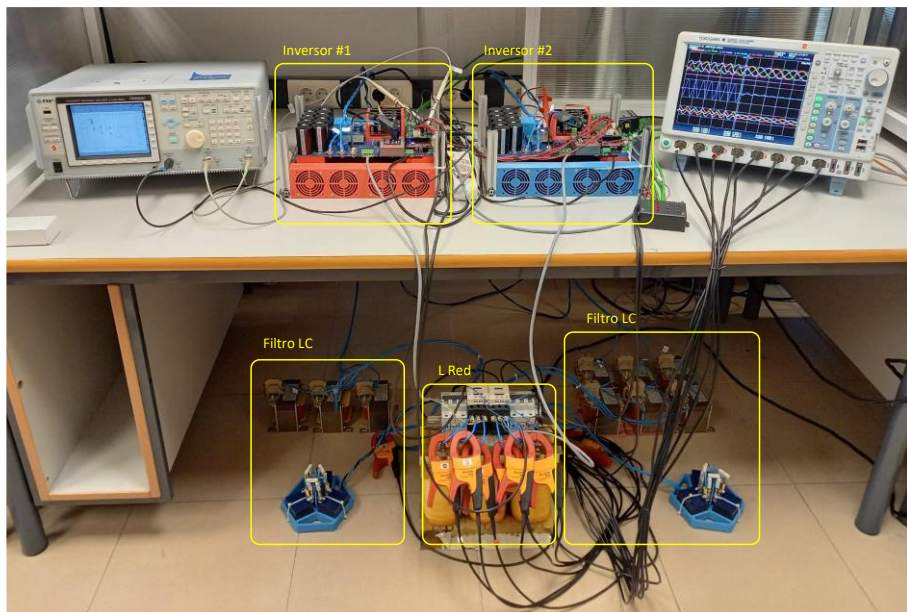


Figura 96. Fotografía del montaje experimental

Algunos de los equipos de laboratorio empleados se describen en la Tabla 25.

Tabla 25. Instrumentos y material de laboratorio empleado

Fuente de alimentación AC	Cinergia GL&EL-50
Fuente de alimentación DC	GSS Regatron
Sondas de corriente	Fluke i400s
Sondas de tensión diferencial	Yokogawa 700924
Analizador de respuesta en frecuencia (FRA)	NF Corporation FRA5097
Osciloscopio	Agilent MSO6014A (4 canales, 200MHz) Yokogawa DLM4038 (8 canales 350 MHz)
Multímetros de mano	Agilent 1241A, Fluke 175, Metrix MX0024
Cámara térmica	Fluke Ti25 IR FUSION TECHNOLOGY THERMAL IMAGER

Para los ensayos experimentales se han empleado dos prototipos diseñados y contruidos por el GSEI como el que se muestra en la Figura 97. Se trata de un inversor de tres ramas que se controla mediante el microcontrolador de Texas Instruments TMS320F28379D de dos núcleos. Cada inversor dispone de su propio DSP en el que el primer núcleo se emplea para establecer un sistema de comunicaciones Modbus con el sistema SCADA implementado mediante LabVIEW 2018, y el segundo núcleo se encarga del control de los inversores. Los microcontroladores se han programado en C empleando la suite *Code Composer Studio v.5*.

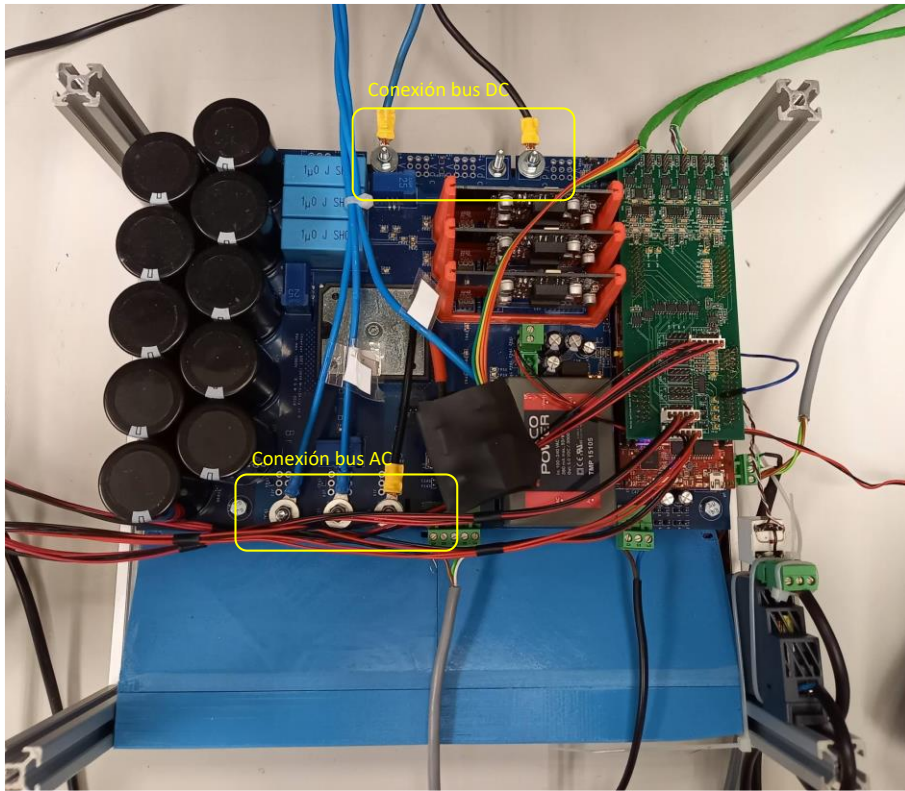


Figura 97. Fotografía inversor de 5 kW