



Universidad de Valladolid

Escuela de Ingenierías Industriales
Departamento de Tecnología Electrónica

TESIS DOCTORAL:

**“ANÁLISIS DE LOS FENÓMENOS INTERNOS DE
RECIRCULACIÓN DE CORRIENTES PROVOCADOS POR
DESEQUILIBRIOS EN UN SISTEMA FORMADO POR
INVERSORES QUE, COMPARTIENDO EL MISMO LINK DE
CONTINUA, SE CONECTAN EN PARALELO SIN
AISLAMIENTO GALVÁNICO”**

**Presentada por D. Carlos Alonso Sanz para optar al grado de
Doctor por la Universidad de Valladolid**

**Dirigida por:
Dr. D. José Miguel Ruiz González.
Dr. D. José Antonio Domínguez Vázquez.**

“Hay una fuerza motriz más poderosa que el vapor, la electricidad y la energía atómica: es la voluntad.”

Albert Einstein.

AGRADECIMIENTOS.

La realización de esta Tesis Doctoral ha sido la culminación de un sueño que comenzó hace tiempo, pero que, finalmente y con mucho esfuerzo y tesón, se ha hecho realidad. Ha habido momentos buenos, y momento malos, supongo que como en todas las experiencias de la vida que merecen la pena. Y en todos esos momentos, tanto buenos como malos, siempre he contado con el apoyo y el cariño de personas que me han ayudado. Es el momento para agradecer a todas estas personas el hecho de haber estado en el momento en que les necesité.

A mis tutores de Tesis, José Miguel Ruiz González y Jose Antonio Domínguez Vázquez, a los que debo su guía, su conocimiento técnico, y sobre todo, sus sabios consejos. Sin ellos, no estaría agradeciendo nada a nadie, porque la Tesis no existiría.

A mis padres, Emilio y Pilar, a los que quiero muchísimo, porque sin ellos, yo no sería lo que soy. La educación que me han dado, su apoyo incondicional, y su cariño y amor hacia mí han hecho que yo haya llegado hasta donde estoy.

A mis hermanos, Pilar, Emilio, Luis y Jesús, que siempre están ahí en todos los momentos difíciles, y que también me han enseñado muchas cosas en esta vida, sobre todo a apreciar lo que realmente es importante y a no tomarme las cosas tan a pecho.

A mis segundos padres, Jose Luis y María José, a los que también quiero mucho y que, sobre todo en los momentos complicados, me han animado a continuar y a buscar soluciones para conseguir salir de los atolladeros en los que me había metido.

A mi hermano “in-law” Eduardo, que también ha sufrido los avatares de investigar y escribir una Tesis Doctoral, y que siempre ha sabido aconsejarme cuando lo he necesitado y me ha animado a no tirar la toalla.

A mis otros hermanos “in-law” Ana, Luis Felipe y Elena, que con su apoyo incondicional me ha ayudado en todos los momentos en los que los he necesitado.

A mi amigo Félix Gómez, siempre dispuesto a echar una mano a todo aquel que se lo pida, por sus grandes consejos y su serenidad; gracias a él pude empezar la Tesis.

A mis amigos Félix y Mar, y a mis compañeros de trabajo y también amigos, Sergio, Luis y Juan Ramón, y tantos otros, que han sabido escucharme y aconsejarme.

Y, para finalizar, las personas más importantes. A mi esposa María, la mujer de mi vida, a la que amo, quiero y necesito desde que la conocí y hasta el resto de mi vida, que ha sufrido en sus carnes la realización de la Tesis, y que siempre ha estado conmigo escuchándome y aconsejándome en todos los momentos con toda la paciencia del mundo, permitiéndome que sacrificara los ratos que la correspondían a ella para que yo pudiera conseguir mi sueño. María, sin ti esta Tesis no tiene ningún valor. Contigo la vida tiene sentido, y es amor y felicidad. Y a mi hija Blanca, que en el momento de escribir estas líneas está dando sus primeros pasos en esta vida y que diariamente me hace ser el padre más orgulloso de este mundo y de todas las dimensiones paralelas.

Esta Tesis va por todos vosotros.

RESUMEN.

La presente Tesis Doctoral trata de realizar un estudio relativo a la aparición de fenómenos internos en un sistema formado por dos inversores trifásicos fotovoltaicos conectados en paralelo que comparten el mismo link o entrada de continua, de forma que la conexión de dicho sistema hacia la salida se realiza directamente, sin el aislamiento galvánico que proporciona un transformador trifásico. El link o entrada de continua representa un conjunto de placas fotovoltaicas conectadas entre sí que, a través del efecto fotoeléctrico, transforman la energía del Sol en una tensión continua.

La existencia de dichos fenómenos internos, que a su vez suponen una pérdida de rendimiento efectivo del sistema, son provocados por la diferencia entre las tensiones homólogas de los dos inversores; en la presente Tesis Doctoral se han analizado como origen de dicha diferencia la asimetría en los parámetros de sincronización de las unidades de control que gobiernan la generación de los pulsos de activación y desactivación de los polos de cada uno de los dos inversores. Más concretamente, y como asimetría en los parámetros de las unidades de control, se han estudiado la diferencia entre los tiempos muertos y la diferencia entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores, cuando actúan de forma independiente, y de forma conjunta o simultánea.

Se ha elegido como modelo un inversor trifásico de tipo VSI (“Voltage-Source Inverter” o Inversor en Fuente de Voltaje), con modulación en espacio vectorial SVPWM (“Space Vector Pulse Width Modulation”).

A partir de la diferencia entre las tensiones homólogas de una de las fases, se han definido y propuesto métodos que permiten detectar y cuantificar cualquiera de los desequilibrios estudiados. Para estos métodos se han establecido controladores PI (“Proporcional-Integral”) y bloques correctores de los desequilibrios, con el afán de corregir los mismos, para de esta forma eliminar los fenómenos internos fruto de estos desequilibrios y aumentar el rendimiento del sistema.

A través del programa de simulación PSIM, versión “9.0.3.400”, se han simulado todos los métodos, bloques y lazos de control propuestos, y se han obtenido resultados en diferentes entornos, tanto en el caso de que la salida del sistema estuviera conectada a una carga trifásica equilibrada, o a una red eléctrica trifásica equilibrada.

Los entornos objeto de la simulación y análisis han sido agrupados en dos: entorno “ideal” y entorno “real”. En el entorno “ideal” no se ha tenido en cuenta tolerancias de los diferentes componentes pasivos y se ha supuesto que los tiempos de procesamiento de las diferentes operaciones digitales son despreciables. El entorno “real” incorpora tolerancias en los valores de los componentes pasivos y tiempos de procesamiento digital no despreciables. Para este último caso, se ha simulado los tiempos de procesamiento en PSIM, basándose en las características técnicas de un dsPIC (en concreto, la familia “dsPIC33F”).

Para todos los casos simulados, para los dos entornos y tanto para una carga trifásica o una red eléctrica trifásica conectada en salida, además de analizar las principales magnitudes (corrientes de salida homólogas, diferencia entre las tensiones de salida homólogas, tensiones y corrientes de salida, corriente de circulación, valor de los desequilibrios, contenido armónico de las magnitudes características), y de obtener las consecuentes conclusiones, la presente Tesis Doctoral muestra datos de la potencia en entrada, de la potencia de salida y del rendimiento del sistema, tanto en funcionamiento libre o sin control, como en funcionamiento controlado, para comparar los resultados con los mismos casos de simulación a los que se les ha añadido transformadores a la salida de los inversores. Estas simulaciones permiten verificar la bondad de los métodos de detección, cuantificación, control y corrección de los desequilibrios propuestos para la conexión de inversores en paralelo que comparten el mismo link de continua y que se conectan en salida de forma directa (sin aislamiento galvánico), mostrando además su capacidad de eliminación de los fenómenos internos provocados por dichos desequilibrios, y la ganancia en rendimiento que se obtiene en este tipo de conexiones “transformerless” con respecto a la utilización de transformadores a la salida de cada inversor.

Finalmente, la presente Tesis Doctoral muestra un análisis de la escalabilidad de los modelos propuestos de detección, cuantificación, control y corrección de desequilibrios, para más de dos inversores conectados en paralelo.

ABSTRACT.

This PhD thesis is a study of internal phenomena in a system of two photovoltaic inverters connected in parallel that share the same link or DC input, so that the connection of the system to the output is made directly without the galvanic isolation that is generally provided by a three-phase transformer. The link or DC input represents a set of interconnected photovoltaic panels that, through the photoelectric effect, transform the Sun's energy into a DC voltage.

The existence of these internal phenomena, such as the imbalance in the distribution of homologous output currents of inverters and the appearance of circulating current, which represent a decrease in the system performance, are caused by the difference between homologous voltages of the two inverters; in this PhD thesis, the origin of these difference between homologous voltages has been analyzed: the cause is the asymmetry in synchronization parameters in the control units that govern the generation of ON and OFF pulses to the poles of each of the two inverters.

More specifically, and as an examples of asymmetry in the parameters of the control units, it has been studied the difference between the dead-times and the difference between the zero-vector parameter of the two inverters. It has been chosen a VSI-three-phase inverter with SVPWM modulation as a model in this PhD thesis.

From the difference between the homologous phase voltages, it has been defined and proposed methods to detect and quantify any of the imbalances studied in this PhD thesis. These methods have been supplemented with PI controllers and with correcting blocks with the aim of eliminating internal phenomena as a result of these imbalances. Consequently, the proposed methods increase the system performance.

Using PSIM simulation program (version "9.0.3.400"), it has been simulated all methods, blocks and control implementations; the results have been obtained in different environments, and in two different cases: first, when the system output is

connected to a three-phase balanced load; second, when the system output is connected to a three-phase balanced grid.

The simulation environments have been grouped into two: "ideal" environment and "real" environment. In the "ideal" environment, it has not taken into account the tolerances of passive components, and it has been assumed that processing times of the digital operations are negligible. The "real" environment takes into account values of tolerances of the passive components and digital processing times (in this case, it has been simulated processing times in PSIM, based on the technical characteristics of a "dsPIC33F" family dsPIC).

For all simulated cases, for both environments and for a balanced load or three-phase grid connected to the output, this PhD thesis analyzes the principal magnitudes (like homologous output currents, difference between homologous output voltages, output voltages and currents, the circulating current, the imbalance quantification, harmonic analysis of the characteristic magnitudes) and, to obtain the conclusions, shows power data (input power, output power and system performance), in uncontrolled and controlled operation, to compare these results with the simulation cases where transformers have been included to the output of the inverters. The simulations allow to verify the goodness of the proposed methods to detect, quantify, control and correct the imbalances, and to show their abilities to eliminate internal phenomena caused by these imbalances, and to improve the system performance.

Finally, this PhD thesis shows an analysis of the scalability of the proposed models for detection, quantification, control and correcting imbalances, for more than two inverters connected in parallel.

INDICE GENERAL.

MOTIVACIÓN, OBJETIVOS Y SUMARIO DE LA TESIS DOCTORAL.....	1
Motivación de la Tesis Doctoral.....	1
Objetivos de la Tesis Doctoral.....	4
Sumario de la Tesis Doctoral.....	6
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN.....	9
1.1. Energías renovables. La energía solar fotovoltaica.	9
1.1.1.- Clasificación de las energías renovables.	10
1.1.2.- La energía fotovoltaica. Fundamentos de fotoelectricidad.....	11
1.2. Esquema básico de una instalación fotovoltaica.....	13
1.3. Dispositivos electrónicos de potencia.....	15
1.3.1. Características generales.....	15
1.3.2. Pérdidas de potencia en conducción y en conmutación.....	18
1.3.3. Comparación de prestaciones entre los diferentes dispositivos.....	19
CAPÍTULO 2. INVERSORES. CONFIGURACIONES. MODULACIÓN EN ESPACIO VECTORIAL. CONEXIÓN DE INVERSORES EN PARALELO.....	22
2.1. Inversores. Configuraciones convencionales y especiales.....	22
2.1.1. Configuraciones o estructuras monofásicas.....	27
2.1.1.1. Estructura tipo Push-Pull (Transformador con toma intermedia).....	27
2.1.1.2. Estructura tipo Semi-Puente.....	28
2.1.1.3. Estructura tipo Puente Completo.....	29
2.1.2. Configuraciones o estructuras trifásicas.....	30
2.1.3. Configuraciones o estructuras especiales.....	31
2.1.3.1. Topologías monofásicas especiales.....	31
2.1.3.2. Topologías trifásicas especiales.....	35
2.2. Tipos de modulación utilizada en los inversores. Modulación en Espacio Vectorial.....	40
2.2.1. Modulación PWM basada en Portadora.....	42

2.2.2. Modulación SVPWM.....	44
2.3. Conexión de inversores en paralelo. Estado del Arte.....	51
2.3.1. Técnicas de control Maestro/Esclavo.....	52
2.3.2. Técnicas de reparto de carga y potencia.....	54
2.3.3. Técnicas de control de frecuencia y caída de voltaje.....	58
CAPÍTULO 3. MODELO “TRANSFORMERLESS”. DEFINICIÓN DE CORRIENTE DE CIRCULACIÓN.....	64
3.1. Introducción. Utilización de transformadores en la conexión de inversores en paralelo a una carga o a la red eléctrica.....	64
3.2. Definición de Corriente de Circulación.....	68
3.3. Efecto sobre el rendimiento del sistema provocado por las diferencias en las tensiones de salida homólogas de los dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico.....	77
CAPÍTULO 4. ANÁLISIS DE LOS DESEQUILIBRIOS QUE PROVOCAN DIFERENCIAS ENTRE LAS TENSIONES DE SALIDA HOMÓLOGAS DE LOS INVERSORES.....	80
4.1. Introducción.....	81
4.2. Análisis de los desequilibrios provocados por la diferencia de los tiempos muertos entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico.....	87
4.2.1. $T_{d1} < T_{d2}$	90
4.2.2. $T_{d1} > T_{d2}$	91
4.2.3. Análisis teórico del desequilibrio. Contenido armónico de la corriente de circulación.....	93
4.3. Análisis de los desequilibrios provocados por la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico.....	99
4.3.1. $K_1 < K_2$	101
4.3.2. $K_1 > K_2$	102
4.3.3. Análisis teórico del desequilibrio. Contenido armónico de la corriente de circulación.....	104

4.4. Análisis de los desequilibrios provocados por el efecto simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico.....	113
4.4.1.- $K1 > K2$	115
4.4.1.1. Primer caso.....	115
4.4.1.2. Segundo caso.....	116
4.4.1.3. Tercer caso.....	117
4.4.1.4. Cuarto caso.....	118
4.4.1.5. Quinto caso.....	119
4.4.2. $K1 < K2$	120
4.4.2.1. Primer caso.....	120
4.4.2.2. Segundo caso.....	121
4.4.2.3. Tercer caso.....	122
4.4.2.4. Cuarto caso.....	123
4.4.2.5. Quinto caso.....	124
4.4.3. Análisis teórico del desequilibrio. Contenido armónico de la corriente de circulación.....	125
CAPÍTULO 5. ALGORITMOS PARA LA DETECCIÓN, CONTROL Y CORRECCIÓN DE LOS DESEQUILIBRIOS ANALIZADOS.....	133
5.1. Introducción.	133
5.2. Bloque medidor del desequilibrio.	136
5.2.1. Bloque medidor para el desequilibrio relativo a una diferencia de tiempos muertos.	136
5.2.2. Bloque medidor para el desequilibrio relativo a una diferencia entre los parámetros de vector nulo.	138
5.2.3. Bloque medidor para el desequilibrio conjunto relativo a una diferencia de tiempos muertos y diferencia entre parámetro de vector nulo.....	139
5.3. Bloque de control del desequilibrio.....	142
5.3.1. El controlador Proporcional – Integral.....	143
5.3.2. Métodos de sintonización de un controlador Proporcional-Integral.....	144
5.3.2.1. Método de Ziegler-Nochols.....	144

5.3.2.2. Diseño del sistema basando en la aproximación del mismo por el filtro de salida.....	145
5.3.2.3. Metodología propuesta.....	146
5.4. Bloque corrector del desequilibrio.....	147
CAPÍTULO 6. SIMULACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES PARA UN SISTEMA FORMADO POR DOS INVERSORES TRIFÁSICOS VSI CON MODULACIÓN SVPWM CONECTADOS SIN AISLAMIENTO GALVÁNICO A UNA CARGA TRIFÁSICA EQUILIBRADA REGULADA EN TENSIÓN.....	149
6.1. Introducción. Programas de simulación utilizados.....	149
6.1.1. Programa de simulación PSIM.....	150
6.1.2. Programa de simulación MATLAB.....	150
6.2. Circuito de base para la simulación.....	151
6.2.1. Unidad de control SVPWM.....	151
6.2.2. Unidad de implantación del tiempo muerto sobre las señales de activación/desactivación de los polos de los inversores.....	152
6.2.3. Link de continua y circuito de interconexión a los inversores.....	153
6.2.4. Inversor trifásico VSI con modulación SVPWM.....	154
6.2.5. Salida del circuito.....	156
6.2.6. Regulación de la tensión de salida.....	156
6.2.7. Medición de la diferencia de tiempos muertos.....	157
6.2.8. Medición de la diferencia entre los valores de los parámetros de vector nulo de los dos inversores.....	158
6.2.9. Medición de la diferencia de tiempos muertos y del valor del parámetro de vector nulo de forma simultánea.....	159
6.2.10. Controlador “PI” para el control de los desequilibrios.....	160
6.2.11. Bloque corrector para la diferencia de tiempos muertos y/o los valores de los parámetros de vector nulo, realimentado sobre el inversor esclavo (inversor 2).....	161
6.2.12. Medidores. Magnitudes analizadas.....	162
6.3. Simulación en entornos ideal y real de los modelos propuestos para una carga trifásica equilibrada en salida.....	165

6.4. Entorno de simulación ideal. Resultados y conclusiones.....	168
6.4.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación.....	168
6.4.2. Sistema con un desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	170
6.4.3. Sistema con desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).....	181
6.4.4. Sistema con un desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	191
6.4.5. Sistema con desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2)..	201
6.4.6. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores. Funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	212
6.4.7. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores. Aplicación del control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto y del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).....	223
6.5. Entorno de simulación real. Resultados y conclusiones.....	234
6.5.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación.....	234
6.5.2.- Sistema con un desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	237
6.5.3. Sistema con desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).....	241
6.5.4. Sistema con un desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	245
6.5.5. Sistema con desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2)...	249

6.5.6. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	254
6.5.7. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores. Aplicación del control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto y del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).....	258
6.6. Conclusiones.....	262
CAPÍTULO 7. SIMULACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES PARA UN SISTEMA FORMADO POR DOS INVERSORES TRIFÁSICOS VSI CON MODULACIÓN SVPWM CONECTADOS SIN AISLAMIENTO GALVÁNICO A UNA RED ELÉCTRICA TRIFÁSICA EQUILIBRADA.....	264
7.1. Introducción. Modelos utilizados en la simulación.....	264
7.2. Entorno de simulación ideal. Resultados y conclusiones.....	270
7.2.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación.....	270
7.2.2. Sistema con un desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	272
7.2.3. Sistema con desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).....	275
7.2.4. Sistema con un desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	280
7.2.5. Sistema con desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2)...	284
7.2.6. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, con funcionamiento libre, sin aplicar control.....	288

7.2.7. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, aplicando el control propuesto.....	293
7.3. Entorno de simulación real. Resultados y conclusiones.....	298
7.3.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación.....	298
7.3.2. Sistema con un desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	301
7.3.3. Sistema con desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).....	304
7.3.4. Sistema con un desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.....	308
7.3.5. Sistema con desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).....	312
7.3.6. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, con funcionamiento libre, sin aplicar control.....	316
7.3.7. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, aplicando el control propuesto.....	320
7.4. Conclusiones.....	324

CAPÍTULO 8. COMPARACIÓN DE LOS MODELOS “TRANSFORMERLESS” DE DETECCIÓN, CONTROL Y CORRECCIÓN DE LOS DESEQUILIBRIOS CON RESPECTO A LA INSERCIÓN DE TRANSFORMADORES..... 326

8.1. Introducción. Modelos de circuitos y transformadores utilizados para el análisis.....	326
8.2. Entorno de simulación ideal, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrio entre los tiempos muertos de ambos inversores.....	330
8.3. Entorno de simulación ideal, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	331

8.4. Entorno de simulación ideal, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrios combinados entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	332
8.5. Entorno de simulación real, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrio entre los tiempos muertos de ambos inversores.....	333
8.6. Entorno de simulación real, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	334
8.7. Entorno de simulación real, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrios combinados entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	335
8.8. Entorno de simulación ideal, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrio entre los tiempos muertos de ambos inversores.....	336
8.9. Entorno de simulación ideal, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	337
8.10. Entorno de simulación ideal, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrios combinados entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	338
8.11. Entorno de simulación real, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrio entre los tiempos muertos de ambos inversores.....	339
8.12. Entorno de simulación real, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	340
8.13. Entorno de simulación real, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrios combinados entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	341
8.14. Conclusiones.....	342
CAPÍTULO 9. ESCALABILIDAD. CONEXIÓN DE VARIOS INVERSORES EN PARALELO CONECTADOS DIRECTAMENTE A UNA CARGA TRIFÁSICA EQUILIBRADA O A LA RED ELÉCTRICA.....	344
CAPÍTULO 10. APORTACIONES. LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS.....	352
10.1. Aportaciones.....	352

10.2. Líneas de trabajo futuras.....	354
CAPÍTULO 11. REFERENCIAS.....	356
ANEXOS.....	365
PUBLICACIONES.....	386

ACRÓNIMOS.

BJT	Bipolar Junction Transistor
CBPWM	Carrier-Based Pulse Width Modulation
CC/CC	Convertidor Continua/Continua
CPWM	Continuous Pulse Width Modulation
CSI	Current-Source Inverter
DPWM	Discontinuous Pulse Width Modulation
DSP	Digital Signal Processor
GDPWM	Generalized Discontinuous Pulse Width Modulation
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
HERIC®	High Efficiency and Reliable Inverter Concept
IGBT	Isolated Gate Bipolar Transistor
MPP	Maximum Power Point
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor
MTBF	Medium Time Between Failure
NPC	Neutral-Point Clamped
PIC	Peripheral Interface Controller
PLL	Phase Locked Loop
PWM	Pulse Width Modulation
SHD	Simple Harmonic Distorsion
SMES	Superconducting Magnetic Energy Storage
SRC	Silicon Controlled Rectifier
SVPWM	Space-Vector Pulse Width Modulation
THD	Total Harmonic Distorsion
TRIAC	Triode of Alternating Current
VSI	Voltaje-Source Inverter
3C	Cadena de Control Circular

SÍMBOLOS.

C	Capacidad del filtro paso-bajo del sistema (F).
C_link1	Condensador de link del inversor 1 (F).
C_link2	Condensador de link del inversor 2 (F).
Fr	Frecuencia fundamental o moduladora (Hz).
Fs	Frecuencia de portadora o modulada (Hz).
Ia	Corriente de salida de la fase “a” del sistema (A).
Ia1	Corriente de salida de la fase “a” del inversor 1 (A).
Ia2	Corriente de salida de la fase “a” del inversor 2 (A).
Ib	Corriente de salida de la fase “b” del sistema (A).
Ib1	Corriente de salida de la fase “b” del inversor 1 (A).
Ib2	Corriente de salida de la fase “b” del inversor 2 (A).
Ic	Corriente de salida de la fase “a” del sistema (A).
Ic1	Corriente de salida de la fase “c” del inversor 1 (A).
Ic2	Corriente de salida de la fase “c” del inversor 2 (A).
ICIR	Corriente de Circulación (A).
Icira	Diferencia entre las corrientes de salida homólogas de los inversores para la fase “a” (A).
Icibr	Diferencia entre las corrientes de salida homólogas de los inversores para la fase “b” (A).
Icicc	Diferencia entre las corrientes de salida homólogas de los inversores para la fase “c” (A).
K1	Parámetro del vector nulo en el inversor 1.
K2	Parámetro del vector nulo en el inversor 2.
L_Link	Autoinducción de link a la entrada de los dos inversores (H).
L_link1	Autoinducción de link del inversor 1 (H).
L_link2	Autoinducción de link del inversor 2 (H).
La1	Autoinducción del filtro paso-bajo correspondiente a la fase “a” del inversor 1 (H).
La2	Autoinducción del filtro paso-bajo correspondiente a la fase “a” del inversor 2 (H).
Lb1	Autoinducción del filtro paso-bajo correspondiente a la fase “b” del inversor 1 (H).
Lb2	Autoinducción del filtro paso-bajo correspondiente a la fase “b” del inversor 2 (H).
Lc1	Autoinducción del filtro paso-bajo correspondiente a la fase “c” del inversor 1 (H).
Lc2	Autoinducción del filtro paso-bajo correspondiente a la fase “c” del inversor 2 (H).
N	Índice de modulación de frecuencias.
M	Índice de modulación de amplitud.
P	Potencia activa (W).
Pin	Potencia de entrada del sistema (W).
PPinv1	Potencia de pérdidas en el inversor 1 (W).
PPinv2	Potencia de pérdidas en el inversor 2 (W).

Psal	Potencia de salida del sistema (entregada a la carga o a la red eléctrica) (W).
Q	Potencia reactiva (VAR).
Ra1	Resistencia parasita de línea correspondiente a la fase “a” del inversor 1 (Ω).
Ra2	Resistencia parasita de línea correspondiente a la fase “a” del inversor 2 (Ω).
Rb1	Resistencia parasita de línea correspondiente a la fase “b” del inversor 1 (Ω).
Rb2	Resistencia parasita de línea correspondiente a la fase “b” del inversor 2 (Ω).
Rc1	Resistencia parasita de línea correspondiente a la fase “c” del inversor 1 (Ω).
Rc2	Resistencia parasita de línea correspondiente a la fase “c” del inversor 2 (Ω).
RL	Resistencia de carga para cada una de las fases (Ω).
R _{ON-D}	Resistencia en directa de los diodos en antiparalelo (Ω).
R _{ON-IGBT}	Resistencia ON de los IGBTs (Ω).
T	Periodo de la componente fundamental o moduladora (s).
Td1	Tiempo muerto aplicado en el inversor 1 (μ s).
Td2	Tiempo muerto aplicado en el inversor 2 (μ s).
Ts	Periodo de la señal portadora o modulada (s).
V0_reg	Tensión eficaz regulada en salida (V).
Va	Tensión de salida de la fase “a” del sistema (V).
Va1	Tensión de salida de la fase “a” del inversor 1 (V).
Va2	Tensión de salida de la fase “a” del inversor 2 (V).
Vb	Tensión de salida de la fase “b” del sistema (V).
Vb1	Tensión de salida de la fase “b” del inversor 1 (V).
Vb2	Tensión de salida de la fase “b” del inversor 2 (V).
Vc	Tensión de salida de la fase “c” del sistema (V).
Vc1	Tensión de salida de la fase “c” del inversor 1 (V).
Vc2	Tensión de salida de la fase “c” del inversor 2 (V).
V _{ceSAT}	Tensión Colector- Emisor de saturación de los IGBTs (V).
Vdc	Tensión del link de continua (V).
V _{uD}	Tensión umbral de los diodos en antiparalelo (V).
V _x a	Diferencia entre las tensiones homólogas de salida de los inversores para la fase “a” (V).
V _x b	Diferencia entre las tensiones homólogas de salida de los inversores para la fase “b” (V).
V _x c	Diferencia entre las tensiones homólogas de salida de los inversores para la fase “c” (V).
ΔK	Diferencia entre los parámetros de vector nulo (K1-K2).
ΔTd	Diferencia entre los tiempos muertos (Td1-Td2) (μ s).
η	Rendimiento del sistema (%).

INDICE DE FIGURAS.

Figura 1-1. Representación del efecto fotoeléctrico.....	12
Figura 1-2. Representación de una instalación fotovoltaica de propósito general....	13
Figura 1-3. Curvas de tensión (“VDS”), corriente (“ID”) y potencia (“P”) de un MOSFET.....	18
Figura 2-1. Esquemas básicos de un inversor monofásico y un inversor trifásico...	22
Figura 2-2. Esquema de un inversor trifásico de tipo VSI.....	24
Figura 2-3. Esquema de un inversor trifásico de tipo CSI.....	25
Figura 2-4. Estructura monofásica de tipo “push-pull”.....	28
Figura 2-5. Estructura monofásica de tipo semi-puente.....	28
Figura 2-6. Estructura monofásica de tipo puente completo.....	29
Figura 2-7. Inversor trifásico construido a partir de tres inversores monofásicos independientes.....	30
Figura 2-8. Ejemplo de inversor trifásico VSI.....	30
Figura 2-9. Topología monofásica “HERIC®”.....	32
Figura 2-10. Topología monofásica “H6”.....	33
Figura 2-11. Topología monofásica “H5”.....	33
Figura 2-12. Ejemplo de topología monofásica especial basada en semipuente y elevadores CC/CC.....	34
Figura 2-13. Ejemplo de topología monofásica especial de “COENERGY S.C.”...	35
Figura 2-14. Ejemplo de topología trifásica tipo “NPC”.....	36
Figura 2-15. Ejemplo de topología trifásica “soft switching”.....	37
Figura 2-16. Ejemplo de topología trifásica.....	37
Figura 2-17. Ejemplo de topología trifásica con dos convertidores “CC/CC”.....	38
Figura 2-18. Inversor trifásico, simplificación circuito de la figura 2-17.....	38
Figura 2-19. Inversor trifásico en configuración “NPC”, con diferente control a tres niveles.....	39
Figura 2-20. Inversor trifásico de cinco niveles UltraEta®, de la compañía “REFU Elektronik, GmbH”.....	40
Figura 2-21. Inversor trifásico VSI de dos niveles en puente completo.....	41
Figura 2-22. Circuito correspondiente a la fase “a” del inversor trifásico VSI de la figura 2-21.....	42
Figura 2-23. Proceso de generación de las señales de activación/desactivación de los polos.....	43
Figura 2-24. Obtención del vector espacial de referencia.....	45
Figura 2-25. Hexágono de voltajes de fase de un inversor trifásico con modulación SVPWM.....	48
Figura 2-26. Configuración “maestro/esclavo” para la conexión de inversores en paralelo.....	53
Figura 2-27. Configuración “maestro/esclavo” con ventana de prioridad rotatoria..	53
Figura 2-28. Configuración “maestro/esclavo”, con unidad de control centralizada para las magnitudes de voltaje, frecuencia y reparto de potencia.....	54
Figura 2-29. Unidad de control para configuración de reparto de carga y potencia..	55
Figura 2-30. Unidad de control para reparto de carga, con medición del valor medio de la corriente de salida.....	56
Figura 2-31. Arquitectura de configuración para reparto de carga, con técnica “3C”.....	57

Figura 2-32. Circuito equivalente de un inversor conectado a un punto a través de una inductancia.....	58
Figura 2-33. Configuración para la conexión de inversores en paralelo según técnica de control de frecuencia y caída de voltaje.....	59
Figura 2-34. Características (ω, E) con respecto a la potencia activa (“P”) y la potencia reactiva (“Q”).....	61
Figura 2-35. Sistema de control convencional de frecuencia y caída de voltaje.....	61
Figura 2-36. Sistema de control de frecuencia y caída de voltaje para entornos de fuente distribuida.	62
Figura 3-1. Esquema de conexión de inversores mediante transformadores.....	65
Figura 3-2. Modelos equivalentes de un transformador monofásico (a) y trifásico (b) con aislamiento galvánico entre devanados.....	66
Figura 3-3. Conexión de dos inversores trifásicos a red eléctrica sin transformador.....	68
Figura 3-4. Conexión de dos inversores trifásicos a red eléctrica sin transformador teniendo en cuenta la impedancia “ Z_{CgGg} ”.....	69
Figura 3-5. Sistema formado por dos inversores VSI con modulación SV-PWM objeto del estudio.....	70
Figura 4-1: Modelo de partida para el análisis de desequilibrios que producen corriente de circulación.....	81
Figura 4-2: Unidad de control de un inversor VSI con modulación SVPWM.....	84
Figura 4-3: Aplicación del tiempo muerto “ T_d ” en una señal de activación/desactivación de un polo.....	88
Figura 4-4. Componentes de la fase “a” del sistema formado por los dos inversores conectados en paralelo.....	89
Figura 4-5. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $T_{d1}<T_{d2}$, con corriente de carga negativa.....	90
Figura 4-6. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $T_{d1}<T_{d2}$, con corriente de carga positiva.....	91
Figura 4-7. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $T_{d1}>T_{d2}$, con corriente de carga negativa.....	92
Figura 4-8. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $T_{d1}>T_{d2}$, con corriente de carga positiva.....	93
Figura 4-9. Señales de corriente y de tensión para la fase en estudio (fase “a”).....	94
Figura 4-10. Secuencia de disparos con “k”, en el 1º sector para un inversor SVPWM.	100
Figura 4-11. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $K_1<K_2$, con corriente de carga negativa o positiva.....	101
Figura 4-12. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $K_1>K_2$, con corriente de carga negativa o positiva.....	103
Figura 4-13. Señales de corriente y de tensión para la fase en estudio (fase “a”)....	105
Figura 4-14. Representación de las tensiones homólogas y la tensión de salida para la fase “a”.	107
Figura 4-15. Representación de tensiones y corrientes para una situación con corriente de circulación debido a un desequilibrio en los parámetros de vector nulo, con valores de los componentes de ambos inversores iguales.....	108
Figura 4-16. Representación de tensiones y corrientes para una situación con corriente de circulación debido a un desequilibrio en los parámetros de vector nulo, con valores de los componentes de ambos inversores diferentes.....	110
Figura 4-17. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.1.....	115

Figura 4-18. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.2.....	116
Figura 4-19. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.3.....	117
Figura 4-20. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.4.....	118
Figura 4-21. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.5.....	119
Figura 4-22. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.1.....	120
Figura 4-23. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.2.....	121
Figura 4-24. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.3.....	122
Figura 4-25. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.4.....	123
Figura 4-26. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.5.....	124
Figura 4-27. Representación de tensiones y corrientes para una situación con corriente de circulación debido a un desequilibrio en los parámetros de vector nulo y en los tiempos muertos, con valores de los componentes de ambos inversores iguales.....	127
Figura 4-28. Representación de tensiones y corrientes para una situación con corriente de circulación debido a un desequilibrio en los parámetros de vector nulo y en los tiempos muertos, con valores de los componentes de ambos inversores diferentes.....	128
Figura 5-1. Diagrama de bloques del sistema de detección, control y corrección cuando el desequilibrio se encuentra en la diferencia entre los tiempos muertos de los dos inversores.	134
Figura 5-2. Diagrama de bloques del sistema de detección, control y corrección cuando el desequilibrio se encuentra en la diferencia entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores.	135
Figura 5-3. Diagrama de bloques del sistema de detección, control y corrección cuando el desequilibrio se encuentra en la diferencia entre los tiempos muertos y en los parámetros de vector nulo, de forma simultánea, de los dos inversores.....	136
Figura 5-4. Fundamento teórico sobre el que se basa el algoritmo utilizado para el signo de ΔT_d	138
Figura 5-5. Diagrama de bloques de un controlador PI.....	143
Figura 5-6. Diagrama del bloque corrector sobre el inversor “esclavo”.....	148
Figura 6-1. Circuito PSIM de base utilizado para realizar la simulación.....	151
Figura 6-2. Unidad de control SVPWM.	152
Figura 6-3. Unidad de implantación del tiempo muerto.	153
Figura 6-4. Link de continua y circuito de interconexión.....	154
Figura 6-5. Inversor VSI con modulación SVPWM utilizado en la simulación.....	155
Figura 6-6. Carga trifásica equilibrada a la salida, en paralelo con los condensadores del filtro.....	156
Figura 6-7. Sistema de regulación de la tensión de salida.....	156
Figura 6-8. Diagrama de bloques del bloque medidor de la diferencia de tiempos muertos entre los dos inversores.....	158
Figura 6-9 Diagrama del bloque medidor de la diferencia entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.....	159
Figura 6-10. Diagrama del bloque medidor de la diferencia entre los parámetros de vector nulo y la diferencia de tiempos muertos de forma simultánea, de ambos inversores.....	160
Figura 6-11. Diagrama de bloques PSIM del controlador PI.....	161
Figura 6-12. Diagrama de bloques PSIM del bloque corrector (para ΔT_d , ΔK , o ambos simultáneamente).....	162
Figura 6-13. Diagrama de Bode para el caso en estudio.....	169
Figura 6-14. Respuesta del sistema ante una entrada en escalón unidad.....	170

Figura 6-15. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $Td1=2$ μ seg, $Td2=6$ μ seg.....	172
Figura 6-16. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $Td1=2$ μ seg, $Td2=6$ μ seg.....	173
Figura 6-17. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $Td1=2$ μ seg, $Td2=6$ μ seg.....	174
Figura 6-18. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $Td1=4$ μ seg, $Td2=2$ μ seg.....	177
Figura 6-19. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $Td1=4$ μ seg, $Td2=2$ μ seg.....	178
Figura 6-20. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $Td1=4$ μ seg, $Td2=2$ μ seg.....	179
Figura 6-21. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $Td1=2$ μ seg, $Td2=6$ μ seg., con el control propuesto.....	182
Figura 6-22. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $Td1=2$ μ seg, $Td2=6$ μ seg., con el control propuesto.....	183
Figura 6-23. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $Td1=2$ μ seg, $Td2=6$ μ seg., con el control propuesto.....	184
Figura 6-24. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $Td1=4$ μ seg, $Td2=2$ μ seg., con el control propuesto.....	187
Figura 6-25. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $Td1=4$ μ seg, $Td2=2$ μ seg., con el control propuesto.....	188
Figura 6-26. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $Td1=4$ μ seg, $Td2=2$ μ seg.....	189
Figura 6-27. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $K1=0.5$, $K2=0.8$	192
Figura 6-28. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $K1=0.5$, $K2=0.8$	193
Figura 6-29. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$, $K2=0.8$	194
Figura 6-30. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $K1=0.5$, $K2=0.3$	197
Figura 6-31. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $K1=0.5$, $K2=0.3$	198
Figura 6-32. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$, $K2=0.3$	199
Figura 6-33. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $K1=0.5$, $K2=0.8$; con el control propuesto.....	203
Figura 6-34. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $K1=0.5$, $K2=0.8$; con el control propuesto.....	204
Figura 6-35. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$, $K2=0.8$; con el control propuesto.....	205
Figura 6-36. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $K1=0.5$, $K2=0.3$; con el control propuesto.....	208
Figura 6-37. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $K1=0.5$, $K2=0.3$, con el control propuesto.....	209
Figura 6-38. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$, $K2=0.3$, con el control propuesto.....	210
Figura 6-39. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $Td1=2$ μ seg, $Td2=6$ μ seg, $K1=0.5$, $K2=0.3$	214

Figura 6-40. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=2$ μ seg, $T_{d2}=6$ μ seg, $K_1=0.5$, $K_2=0.3$	215
Figura 6-41. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=2$ μ seg, $T_{d2}=6$ μ seg, $K_1=0.5$, $K_2=0.3$	216
Figura 6-42. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=4$ μ seg, $T_{d2}=2$ μ seg, $K_1=0.5$, $K_2=0.8$	219
Figura 6-43. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=4$ μ seg, $T_{d2}=2$ μ seg, $K_1=0.5$, $K_2=0.8$	220
Figura 6-44. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=4$ μ seg, $T_{d2}=2$ μ seg, $K_1=0.5$, $K_2=0.8$	221
Figura 6-45. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=2$ μ seg., $T_{d2}=6$ μ seg., $K_1=0.5$, $K_2=0.3$; con el control propuesto.....	225
Figura 6-46. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=2$ μ seg., $T_{d2}=6$ μ seg., $K_1=0.5$, $K_2=0.3$; con el control propuesto.....	226
Figura 6-47. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=2$ μ seg., $T_{d2}=6$ μ seg., $K_1=0.5$, $K_2=0.3$; con el control propuesto.....	227
Figura 6-48. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=4$ μ seg., $T_{d2}=2$ μ seg., $K_1=0.5$, $K_2=0.8$ con el control propuesto.....	230
Figura 6-49. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=4$ μ seg., $T_{d2}=2$ μ seg., $K_1=0.5$, $K_2=0.8$; con el control propuesto.....	231
Figura 6-50. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=4$ μ seg., $T_{d2}=2$ μ seg., $K_1=0.5$, $K_2=0.8$; con el control propuesto.....	232
Figura 6-51. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=2$ μ seg, $T_{d2}=6$ μ seg.....	238
Figura 6-52. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=4$ μ seg, $T_{d2}=2$ μ seg.....	240
Figura 6-53. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=2$ μ seg, $T_{d2}=6$ μ seg., con el control propuesto.....	242
Figura 6-54. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=4$ μ seg, $T_{d2}=2$ μ seg., con el control propuesto.....	244
Figura 6-55. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.8$	246
Figura 6-56. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.3$	248
Figura 6-57. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.8$, con el control propuesto.....	250
Figura 6-58. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.3$, con el control propuesto.....	252
Figura 6-59. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=2$ μ seg., $T_{d2}=6$ μ seg., $K_1=0.5$ y $K_2=0.3$	255
Figura 6-60. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=4$ μ seg., $T_{d2}=2$ μ seg., $K_1=0.5$ y $K_2=0.8$	257
Figura 6-61. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=2$ μ seg., $T_{d2}=6$ μ seg., $K_1=0.5$ y $K_2=0.3$, con el control propuesto.....	259
Figura 6-62. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=4$ μ seg., $T_{d2}=2$ μ seg., $K_1=0.5$ y $K_2=0.8$, con el control propuesto.....	261
Figura 7-1. Circuito de referencia para el análisis de los efectos de los desequilibrios sobre dos inversores conectados en paralelo a la red eléctrica.....	265
Figura 7-2. Circuito en PSIM utilizado para la simulación.....	267

Figura 7-3. Representación en PSIM de la red eléctrica trifásica y su link correspondiente.....	268
Figura 7-4. Diagrama de bloques en PSIM del regulador de potencia activa/reactiva.....	268
Figura 7-5. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 2 μ seg., y Td2 = 6 μ seg.....	272
Figura 7-6. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg.....	274
Figura 7-7. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 2 μ seg., Td2 = 6 μ seg., con el control propuesto.....	276
Figura 7-8. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg., con el control propuesto.....	278
Figura 7-9. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.8.....	280
Figura 7-10. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.3.....	282
Figura 7-11. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.8, con el control propuesto.....	285
Figura 7-12. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.3, con el control propuesto.....	287
Figura 7-13. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 2 μ seg., Td2 = 6 μ seg., K1=0.5 y K2=0.3.....	289
Figura 7-14. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg., K1=0.5 y K2=0.8.....	291
Figura 7-15. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 2 μ seg., Td2 = 6 μ seg., K1=0.5 y K2=0.3, aplicando el control propuesto.....	294
Figura 7-16. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg., K1=0.5 y K2=0.8, aplicando el control propuesto.....	296
Figura 7-17. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 2 μ seg., Td2 = 6 μ seg.....	301
Figura 7-18. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg.....	303
Figura 7-19. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 2 μ seg., Td2 = 6 μ seg, con el control propuesto.....	305
Figura 7-20. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg, con el control propuesto.....	307
Figura 7-21. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.8.....	309
Figura 7-22. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.3.....	311
Figura 7-23. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.8, con el control propuesto.....	313
Figura 7-24. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.3, con el control propuesto.....	315
Figura 7-25. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 2 μ seg., Td2 = 6 μ seg., K1=0.5 y K2=0.3.....	317
Figura 7-26. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg., K1=0.5 y K2=0.8.....	319
Figura 7-27. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 2 μ seg., Td2 = 6 μ seg., K1=0.5 y K2=0.3, con el control propuesto.....	321

Figura 7-28. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg., K1=0.5 y K2=0.8, con el control propuesto.....	323
Figura 8-1. Modelo de conexión a carga trifásica con transformadores a la salida de cada inversor.....	328
Figura 8-2. Modelo de conexión a red eléctrica trifásica con transformadores a la salida de cada inversor.....	328
Figura 8-3. Modelo de transformador trifásico “Y-Y” utilizado.....	329
Figura 9-1. Esquema de emparejamiento de cuatro inversores en paralelo.....	345
Figura 9-2. Esquema del circuito PSIM de base utilizado para realizar la simulación.....	347
Figura 9-3. “ICIR_12” (a), “ICIR_23” (b), “ICIR_13” (c), “ Δ Td_12” (d), “ Δ Td_23” (e) y “ Δ Td_13”. Td1=6 μ seg, Td2=2 μ seg., Td3=4 μ seg.....	349
Figura 9-4. “ICIR_12” (a), “ICIR_23” (b), “ICIR_13” (c), “ Δ Td_12” (d), “ Δ Td_23” (e) y “ Δ Td_13”. Td1=6 μ seg, Td2=2 μ seg., Td3=4 μ seg., con el control propuesto.....	350
Figura 9-5. “Td2” (a) y “Td3” (b). Td1=6 μ seg, Td2=2 μ seg., Td3=4 μ seg., con el control propuesto.....	350

INDICE DE TABLAS.

Tabla 1-1. Características de funcionamiento de los diferentes transistores.....	17
Tabla 1-2. Prestaciones de los diferentes dispositivos de potencia.....	19
Tabla 2-1. Vectores de voltaje de un inversor VSI.....	47
Tabla 2-2. Tiempos de conmutación de las fases de un inversor según modulación SVPWM.....	51
Tabla 2-3. Secuencia de conmutaciones de los polos de un inversor con modulación SVPWM, según técnica “single edge” y “double edge”.....	51
Tabla 3-1. Valores característicos de transformadores industriales.....	67
Tabla 4-1. Componentes sobre los que circula la corriente, para $T_{d1} < T_{d2}$ y corriente de carga negativa.....	90
Tabla 4-2. Componentes sobre los que circula la corriente, para $T_{d1} < T_{d2}$ y corriente de carga positiva.....	91
Tabla 4-3. Componentes sobre los que circula la corriente, para $T_{d1} > T_{d2}$ y corriente de carga negativa.....	92
Tabla 4-4. Componentes sobre los que circula la corriente, para $T_{d1} > T_{d2}$ y corriente de carga positiva.....	93
Tabla 4-5. Componentes sobre los que circula la corriente, para $K_1 < K_2$ y corriente de carga negativa.....	102
Tabla 4-6. Componentes sobre los que circula la corriente, para $K_1 < K_2$ y corriente de carga positiva.....	102
Tabla 4-7. Componentes sobre los que circula la corriente, para $K_1 > K_2$ y corriente de carga negativa.....	103
Tabla 4-8. Componentes sobre los que circula la corriente, para $K_1 > K_2$ y corriente de carga positiva.....	104
Tabla 4-9. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.1.	116
Tabla 4-10. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.2.....	117
Tabla 4-11. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.3.....	118
Tabla 4-12. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.4.....	119
Tabla 4-13. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.5.....	120
Tabla 4-14. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.1.....	121
Tabla 4-15. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.2.....	122
Tabla 4-16. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.3.....	123
Tabla 4-17. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.4.....	124
Tabla 4-18. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.5.....	125
Tabla 5-1. Valores de sintonización de un controlador PI según el método de Ziegler-Nichols.....	144

Tabla 6-1. Valor de los parámetros utilizados para la simulación para entorno ideal.....	168
Tabla 6-2. Valores de sincronización de los controladores mediante el método de “Ziegler-Nichols”	169
Tabla 6-3. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	175
Tabla 6-4. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	175
Tabla 6-5. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	180
Tabla 6-6. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	180
Tabla 6-7. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	185
Tabla 6-8. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	185
Tabla 6-9. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	190
Tabla 6-10. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	190
Tabla 6-11. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	195
Tabla 6-12. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	195
Tabla 6-13. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	200
Tabla 6-14. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	200
Tabla 6-15. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	206
Tabla 6-16. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	206
Tabla 6-17. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	211
Tabla 6-18. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	211
Tabla 6-19. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	217
Tabla 6-20. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	217
Tabla 6-21. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	222
Tabla 6-22. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	222
Tabla 6-23. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	228
Tabla 6-24. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	228
Tabla 6-25. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	233

Tabla 6-26. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	233
Tabla 6-27. Tiempos de procesamiento para las diferentes operaciones de los DSPs utilizados en la simulación.....	235
Tabla 6-28. Valor de los Parámetros utilizados para la simulación para entorno real.....	237
Tabla 6-29. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	238
Tabla 6-30. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	239
Tabla 6-31. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	240
Tabla 6-32. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	240
Tabla 6-33. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	242
Tabla 6-34. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	242
Tabla 6-35. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	244
Tabla 6-36. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	244
Tabla 6-37. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	246
Tabla 6-38. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	247
Tabla 6-39. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	248
Tabla 6-40. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	248
Tabla 6-41. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	250
Tabla 6-42. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	250
Tabla 6-43. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	252
Tabla 6-44. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	253
Tabla 6-45. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	255
Tabla 6-46. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	255
Tabla 6-47. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	257
Tabla 6-48. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	257
Tabla 6-49. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	259
Tabla 6-50. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	259

Tabla 6-51. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	261
Tabla 6-52. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	262
Tabla 7-1. Valores de los componentes utilizados para la simulación de la red eléctrica.....	266
Tabla 7-2. Valores de referencia de las compontes “Id” e “Iq” del regulador de potencia activa/reactiva utilizados.....	270
Tabla 7-3. Valores utilizados en la simulación para los casos en estudio.....	271
Tabla 7-4. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	273
Tabla 7-5. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	273
Tabla 7-6. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	274
Tabla 7-7. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	275
Tabla 7-8. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	276
Tabla 7-9. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	277
Tabla 7-10. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	279
Tabla 7-11. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	279
Tabla 7-12. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	281
Tabla 7-13. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	281
Tabla 7-14. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	283
Tabla 7-15. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	283
Tabla 7-16. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	285
Tabla 7-17. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	285
Tabla 7-18. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	287
Tabla 7-19. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	287
Tabla 7-20. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	290
Tabla 7-21. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	290
Tabla 7-22. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	292
Tabla 7-23. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	292

Tabla 7-24. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	294
Tabla 7-25. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	294
Tabla 7-26. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	296
Tabla 7-27. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	297
Tabla 7-28. Tiempos de procesamiento utilizados para los casos analizados.....	299
Tabla 7-29. Valores de los parámetros utilizados en la simulación para el caso en estudio.	300
Tabla 7-30. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	302
Tabla 7-31. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	302
Tabla 7-32. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	303
Tabla 7-33. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	304
Tabla 7-34. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	305
Tabla 7-35. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	305
Tabla 7-36. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	307
Tabla 7-37. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	307
Tabla 7-38. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	309
Tabla 7-39. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	309
Tabla 7-40. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	311
Tabla 7-41. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	311
Tabla 7-42. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	313
Tabla 7-43. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	313
Tabla 7-44. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	315
Tabla 7-45. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	315
Tabla 7-46. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	317
Tabla 7-47. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	317
Tabla 7-48. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	319

Tabla 7-49. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	319
Tabla 7-50. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	321
Tabla 7-51. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	321
Tabla 7-52. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).....	323
Tabla 7-53. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	323
Tabla 8-1. Valores característicos del transformador utilizado.....	329
Tabla 8-2. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	330
Tabla 8-3. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	330
Tabla 8-4. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	331
Tabla 8-5. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	331
Tabla 8-6. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	332
Tabla 8-7. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	332
Tabla 8-8. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	333
Tabla 8-9. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	333
Tabla 8-10. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	334
Tabla 8-11. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	334
Tabla 8-12. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	335
Tabla 8-13. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	335
Tabla 8-14. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	336
Tabla 8-15. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	336
Tabla 8-16. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	337

Tabla 8-17. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	337
Tabla 8-18. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	338
Tabla 8-19. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	338
Tabla 8-20. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	339
Tabla 8-21. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	339
Tabla 8-22. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	340
Tabla 8-23. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	340
Tabla 8-24. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio...	341
Tabla 8-25. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.....	341
Tabla 9-1. Valor de los parámetros utilizados para la simulación en entorno ideal de tres inversores conectados en paralelo a una carga trifásica equilibrada.....	348
Tabla 9-2. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	349
Tabla 9-3. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).....	351

MOTIVACIÓN, OBJETIVOS Y SUMARIO DE LA TESIS DOCTORAL.

Motivación de la Tesis Doctoral.

Uno de los campos científicos y tecnológicos que ha tenido un rápido avance en las últimas décadas es el relacionado con las energías renovables. Las energías renovables son la solución más eficiente y definitiva que se contempla con respecto a todas las alternativas energéticas existentes, ya que su origen, el Sol, es una fuente inagotable de energía, y además, no producen daños al medio ambiente. Dentro de este ámbito, la fotovoltaica es la energía renovable sobre la que tanto Universidades como empresas privadas están invirtiendo sus máximos esfuerzos, tanto monetarios como intelectuales, en su investigación, desarrollo e implantación. La aparición de nuevos materiales y tecnologías en la fabricación de paneles fotovoltaicos hace que el avance del sector sea cada más rápido.

Por estas razones, la presente Tesis Doctoral parte de estas premisas como principales motivaciones para su realización, identificando el aprovechamiento de las energías renovables y más concretamente, de la energía fotovoltaica como piedra angular en el desarrollo humano y en su bienestar a corto, a medio y a largo plazo.

Como bien es sabido, las células fotovoltaicas convierten la luz solar en una diferencia de potencial eléctrico, sin generar un efecto térmico, basándose para dicha conversión en el principio físico definido como “efecto fotoeléctrico”. A nivel general, aunque las configuraciones pueden variar según las aplicaciones, podríamos decir que los componentes fundamentales de la instalación fotovoltaica son tres: las placas solares, que proporcionan energía eléctrica mediante el efecto fotoeléctrico, los inversores, que realizan la transformación eléctrica de continua a alterna, y la salida del sistema, que puede ser o bien la red de distribución de una compañía eléctrica, o una carga que se alimenta directamente.

El rendimiento es particularmente importante en las aplicaciones renovables, y en particular, en las aplicaciones basadas en energía fotovoltaica. Por lo tanto, uno de los objetivos fundamentales de la presente Tesis Doctoral es la maximización del rendimiento de una planta de generación fotovoltaica, centrándose en el ámbito de la conversión de continua a alterna. Es decir, se basará en el estudio del inversor, punto clave con respecto a la mejora y a la maximización del aprovechamiento que se está buscando.

A este respecto, la conexión de inversores en paralelo hacia la red de distribución eléctrica o hacia una carga es una de las alternativas que, a priori, podrían facilitar dicha mejora. El empleo de inversores en paralelo permite utilizar mejor las características de los paneles fotovoltaicos, permitiendo además rendimientos superiores a nivel de conversión para valores de potencia inferiores al valor nominal de la planta. Además, la conexión de dos o más inversores en paralelo proporciona una mejor respuesta ante posibles averías, y una mejor MTBF (“Mean Time Between Failures”). La conexión de dos o más inversores en paralelo implica que cada inversor no precisa funcionar a la potencia nominal total del sistema, sino inferior, idealmente su propia potencia nominal a la que su rendimiento es óptimo.

En general, existen varias filosofías o soluciones topológicas para la conexión de inversores en paralelo. Dichas soluciones se pueden clasificar en tres grupos principalmente: técnicas de control y conexión maestro/esclavo, técnicas de reparto de carga y potencia, y técnicas de control de frecuencia y caída de voltaje. Cada una de estas filosofías genéricas presenta diferentes tipos de técnicas específicas, aplicables a cada caso concreto de utilización. Por ejemplo, las técnicas de control y conexión maestro/esclavo engloban soluciones basadas en ventana de prioridad rotatoria y con unidad de control centralizada; las técnicas de reparto de carga y potencia recogen técnicas alternativas de medición de valores medios de corriente de salida y soluciones de control de cadena circular; las técnicas de control de frecuencia y caída de voltaje identifican esquemas para entornos de carga centralizados y distribuidos. Estas filosofías de conexión de inversores en paralelo serán analizadas en el desarrollo de la presente Tesis Doctoral.

Para cualquiera de las topologías anteriormente definidas, la forma más sencilla e intuitiva de conectar inversores en paralelo es mediante la utilización de transformadores cuyos secundarios se conectan entre sí y hacia la carga o red eléctrica de distribución. Este tipo de conexión es simple pero tiene como inconvenientes los derivados del uso de transformadores como tal que, además de ser costosos y de dimensiones elevadas (tanto en tamaño como en peso), suponen pérdidas de inserción. Dichas pérdidas implican un descenso del rendimiento. Para evitar los inconvenientes provocados por la utilización de transformadores, el método a adoptar, objeto de estudio, análisis y búsqueda de soluciones de la presente Tesis Doctoral, es la conexión de la salida de los inversores directamente hacia la carga o la red eléctrica, sin necesidad del aislamiento galvánico que proporciona un transformador. Este tipo de conexión se define “transformerless”. De esta forma, la instalación no precisa transformadores, suponiendo un ahorro en costes en los presupuestos del proyecto, menos elementos o puntos de fallo, y, por supuesto, mayor rendimiento a la instalación. Sin embargo, este tipo de conexión puede implicar la aparición de fenómenos de recirculación interna de corrientes, definidas como “corrientes de circulación”, y desequilibrios en el reparto de corrientes homólogas de salida de los inversores que pueden suponer, además de pérdidas de rendimiento, aparición de componente continua en las corrientes de salida de los inversores y sus correspondientes fallos de funcionamiento.

La aparición de fenómenos de recirculación interna y desequilibrios en el reparto de corrientes homólogas en salida de los inversores cuando se conectan en modo “transformerless” están directamente relacionadas con la diferencia entre las tensiones de salida homólogas de dichos inversores. Por lo tanto, es necesario suprimir la diferencia entre las tensiones homólogas de los inversores conectados en paralelo mediante métodos que permitan, por un lado, medir y actuar ante dichas diferencias de tensión y, por otro lado, sincronizar los inversores conectados en paralelo para, de esta forma, eliminar los efectos nocivos y maximizar el rendimiento del sistema.

La aparición de fenómenos de recirculación interna y los desequilibrios en el reparto de corrientes de salida debido a desequilibrios entre las tensiones de salida homólogas siguen siendo en la actualidad problemas no resueltos totalmente y de manera definitiva, aspecto en el que se centra el análisis realizado en la presente Tesis Doctoral. La mayor parte de los estudios realizados sobre inversores no son aplicables directamente para

realizar un control sobre la diferencia entre las tensiones de salida homólogas, basándose la mayor parte de ellos en la simplificación de los inversores mediante circuitos equivalentes y en la aproximación de los desequilibrios mediante variables a medir y a controlar. Este tipo de análisis basados en aproximación de los circuitos no son del todo exhaustivos, echándose en falta un modelo que se base en el inversor real, sin equivalencias. El estudio realizado en la presente Tesis Doctoral define un método no basado en modelos equivalentes, sino que determina la forma de obtener directamente y a través de las señales de salida del sistema, el valor del desequilibrio que provoca dichos fenómenos de recirculación y desequilibrio en el reparto de carga.

En la presente Tesis Doctoral se analiza teórica y experimentalmente la conexión de dos inversores que, compartiendo el mismo link o entrada de continua, se conectan en paralelo sin aislamiento galvánico a una carga o a la red eléctrica, analizando desequilibrios que provocan pérdida de rendimiento y que producen asimetrías en el reparto de carga entre las corrientes de salidas homólogas de los inversores y la aparición de corriente de circulación. Se propondrán métodos para corregir y eliminar dichos desequilibrios a través del valor real de la diferencia de las tensiones de salida homólogas en cada instante de tiempo o de muestreo, y se realizará una comparativa a nivel de potencia de entrada, potencia de salida y rendimiento del sistema, de las configuraciones “transformerless”, objeto del análisis y la simulación, con respecto a las mismas configuraciones en las que se han añadido transformadores a la salida de los inversores.

Objetivos de la Tesis Doctoral.

A continuación se numeran los objetivos que se tratarán de satisfacer con la ejecución de la presente Tesis Doctoral:

- Analizar el estado del arte en la conexión de inversores en paralelo que comparten el mismo link o entrada de continua.
- Obtener el modelo simulado de un inversor trifásico, a partir del cual realizar el estudio teórico, las simulaciones y la obtención de conclusiones.

- Realizar el análisis teórico de la aparición de fenómenos internos de recirculación de corrientes, su origen y la consecuente pérdida de rendimiento del sistema, en la conexión de inversores en paralelo que comparten el mismo link de continua, conectados en salida a una carga trifásica equilibrada regulada en tensión, o la red eléctrica equilibrada, cuando esta conexión se hace sin aislamiento galvánico. De forma específica, realizar los análisis teniendo como origen de dichos fenómenos de recirculación internos dos tipos de desequilibrios: desequilibrio entre los tiempos muertos de los dos inversores, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores (actuando de forma independiente o simultáneamente).
- Proponer, diseñar y simular algoritmos que permitan detectar y cuantificar los desequilibrios en los inversores en cada instante de tiempo o de muestreo (diferencia entre los tiempos muertos y entre los parámetros de vector nulo, actuando de forma independiente o simultáneamente) que provocan la aparición de fenómenos internos de circulación de corrientes.
- Proponer, diseñar y simular bloques de control y corrección de los desequilibrios en cada instante de tiempo o de muestreo (diferencia entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo, actuando de forma independiente o simultáneamente).
- Simular y analizar los resultados, tanto para la conexión en la salida del sistema de una carga trifásica equilibrada regulada en tensión, como para la conexión en la salida del sistema de una red eléctrica trifásica, con ambos tipos de conexión realizada sin aislamiento galvánico.
- Simular y analizar todos los casos tanto en un entorno “ideal” (que no tiene en cuenta tolerancia en los componentes pasivos ni tiempos de procesamiento digital) como en un entorno “real” (que tiene en cuenta valores de tolerancia de componentes pasivos y tiempos de procesamiento digital no despreciables).
- Comparar los resultados de los modelos “transformerless” con los mismos modelos en los que se han insertado en salida un transformador por cada inversor, a nivel de

existencia de corriente de circulación, potencia de entrada, potencia de salida y rendimiento.

Sumario de la Tesis Doctoral.

La Tesis Doctoral presenta la siguiente estructura.

En el Capítulo 1 se realiza una introducción de las energías renovables, realizado una clasificación de las mismas, para centrarse en la energía solar fotovoltaica y el fundamento técnico en el que este tipo de energía renovable está basada. Se realiza también la explicación de una instalación fotovoltaica, introduciendo el inversor como elemento fundamental, que a su vez está formado por diferentes interruptores o polos que, a través de señales de activación y desactivación que siguen un determinado patrón (en general, modulación PWM o “Pulse Width Modulation”), permiten la conversión continua/alterna. Seguidamente, se realiza una clasificación de los distintos dispositivos electrónicos de potencia que conforman los polos de los inversores, con la idea de comparar las prestaciones de los mismos, para de esta manera justificar la elección del IGBT como dispositivo electrónico de potencia utilizado como interruptor o polo en el inversor que será utilizado de modelo.

En la Capítulo 2 se analizan las diferentes configuraciones de los inversores, tanto de tipo “VSI” (“Voltage-Source Inverter” o “Inversor en Fuente de Tensión”) o “CSI” (“Current-Source Inverter” o “Inversor en Fuente de Corriente”), con salida monofásica o trifásica; dichas configuraciones son clasificadas en convencionales, por un lado, y en especiales por otro, basadas estas últimas en innovaciones de diseño realizadas por diferentes Universidades y fabricantes. Una vez analizados los tipos de inversores, se realiza una explicación de los diferentes patrones de modulación PWM utilizados en los inversores, justificándose la elección de inversores trifásicos “VSI” con modulación SVPWM (“Space Vector Pulse Width Modulation” o “Modulación por Anchura de Pulsos en Espacio Vectorial”) para su utilización en la presente Tesis Doctoral de cara a los análisis y simulaciones que se realizarán posteriormente. Finalmente, se realiza una exposición del estado del arte en la conexión de inversores en paralelo que comparten el mismo link o entrada de continua.

En el Capítulo 3 se analizan los sistemas formados por dos inversores que comparten el mismo link o entrada en continua que están conectados en paralelo, con y sin transformador en la salida, definiéndose el fenómeno interno de “corriente de circulación” como resultado de la diferencia de las tensiones de salida homólogas de los inversores debido a la aparición de desequilibrios. Se realiza una explicación de las componentes armónicas de la corriente de circulación y el efecto de los desequilibrios sobre el rendimiento del sistema.

En el Capítulo 4 se realiza un análisis teórico específico de los efectos de dos tipos de desequilibrio que provocan diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los inversores: la diferencia entre los tiempos muertos de los dos inversores, y la diferencia entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores, cuando dichos desequilibrios actúan de forma independiente, o de manera simultánea.

En el Capítulo 5 se describen de forma teórica, y para cada uno de los desequilibrios descritos en el Capítulo 4, los algoritmos y métodos propuestos para la detección, cuantificación, control y corrección de los mismos en tiempo real, realizándose hincapié en el control a través de un controlador “PI” (“Proporcional-Integral”).

En el Capítulo 6, y mediante el programa PSIM, se realizan las simulaciones tanto del sistema formado por los dos inversores conectados en paralelo que, compartiendo el mismo link o entrada de continua, están a su vez conectados en salida a una carga trifásica equilibrada regulada en tensión sin aislamiento galvánico, como de los métodos teóricos de detección, cuantificación, control y corrección se definieron en el Capítulo 5. Se realiza un análisis de todos los desequilibrios, mostrándose magnitudes características y realizando las conclusiones pertinentes, aplicando o no aplicado control, para verificar la bondad de los métodos y algoritmos propuestos. Todas las simulaciones se ejecutan en dos entornos: el primero, un entorno definido como “ideal” (donde no se tienen en cuenta tolerancias de los componentes pasivos ni tiempos de procesamiento de las operaciones digitales), y el segundo, un entorno definido como “real” (donde se tienen en cuenta tolerancias de los componentes pasivos y tiempos de procesamiento digital no despreciables).

En el Capítulo 7 se realiza el mismo análisis que se ejecutó en el Capítulo 6, pero teniendo en cuenta de que el sistema formado por los dos inversores conectados en paralelo que, compartiendo el mismo link o entrada de continua, están a su vez conectados en salida a la red eléctrica trifásica equilibrada regulada sin aislamiento galvánico. De esta forma se verifica la fiabilidad de los métodos propuestos con respecto a la conexión con una red eléctrica trifásica equilibrada, de la misma forma en que se realizó en el capítulo anterior con una carga trifásica equilibrada.

En el Capítulo 8, y aprovechando los resultado de potencia de entrada, potencia de salida y rendimiento obtenidos en los Capítulos 6 y 7, se realiza una comparativa de estas magnitudes con los mismos casos de simulación, en los que se han conectado sendos transformadores a la salida de los inversores, con la objetivo de mostrar la ganancia en rendimiento que se obtiene en modelos “transformerless” con respecto a la utilización de transformadores en salida que eliminan directamente las corrientes de circulación.

En el Capítulo 9 se realiza un análisis de la escalabilidad que presentan los modelos propuestos de detección, cuantificación, control y corrección de desequilibrios, para más de dos inversores conectados en paralelo, presentando un método de emparejamiento entre los inversores.

En el Capítulo 10 se muestran las aportaciones de la Tesis Doctoral y las líneas futuras de investigación.

En el Capítulo 11 se muestran las referencias bibliográficas utilizadas en la Tesis Doctoral.

Finalmente se han añadido un apartado de Anexos y los artículos técnicos que han sido publicados en revistas de ámbito internacional, fruto de la investigación, trabajo y conclusiones obtenidas de la presente Tesis Doctoral.

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN.

1.1. Energías renovables. La energía solar fotovoltaica.

Hoy en día, el consumo mundial de la electricidad está relacionado en gran medida con el fuerte desarrollo que se está produciendo en la industria, en los medios de comunicación y en las telecomunicaciones. La mayor parte de la generación eléctrica que permite este consumo está basada en recursos y materias primas de tipo no renovable, como el carbón, el petróleo, y el gas natural, que, aparte de producir efectos nocivos para el medio ambiente, no se regeneran. Esta situación hace que estas materias primas sean cada vez más escasas, y por lo tanto, más costosas. Por lo tanto, y con el objetivo de mantener y ampliar el desarrollo humano, es imprescindible y necesario encontrar nuevas fuentes de energía que eviten el deterioro del medio ambiente y del planeta, y cuya disposición sea sostenible en el tiempo. De esta manera, los costes en generación, transporte y consumo eléctrico serán más baratos [1-3] [6] [18].

En esta búsqueda por el futuro y el bienestar humano, las energías renovables son la solución más eficiente y definitiva, ya que su origen, el Sol, es una fuente inagotable de energía, y además, no producen daños al medio ambiente. Energías como la eólica y la fotovoltaica, cada vez más extendidas, están tomando posiciones con respecto a energías no renovables provenientes de la quema de combustibles fósiles y la energía atómica por fisión nuclear, y se supone que en un futuro cada vez más próximo tomarán el relevo de éstas últimas [6]. Actualmente, la mayor parte de los países desarrollados, y España a la cabeza, son consciente de esta situación, invirtiendo y legislando para favorecer la implantación y generación de energías renovables en sus territorios [3] [6] [18].

1.1.1.- Clasificación de las energías renovables.

Como se ha comentado con anterioridad, las energías renovables, además de presentar beneficios medioambientales, son las únicas que no provocan calentamiento global en el planeta, reduciéndose con ellas la emisión de CO₂ a la atmósfera. Con el ánimo de identificar una clasificación sencilla, los tipos de energías renovables son [3] [6]:

- **Energía solar:** es la energía capturada de la luz y el calor emitidos por el Sol, y, dependiendo de las aplicaciones y tecnologías utilizadas, se pueden clasificar en las siguientes: energía solar directa, energía solar térmica, energía solar fotovoltaica, energía solar termoeléctrica, energía eólico-solar.
- **Energía eólica:** es la energía que se obtiene del viento, a través de su energía cinética generada por las corrientes de aire. Es una forma “indirecta” de la energía solar, ya que el viento es generado por el calentamiento que proviene de la radiación solar.
- **Energía de la biomasa:** es la energía que proviene de la materia orgánica, que a su vez es generada por los procesos biológicos. También se puede considerar como una forma “indirecta” de energía solar, ya que la energía de la biomasa es la energía solar convertida por la vegetación en materia orgánica.
- **Energía proveniente de la diferencia de la temperatura oceánica:** es la energía que proviene de los flujos de calor que impulsan ciclos termodinámicos mediante la diferencia de temperatura entre la superficie del océano, que se encuentra a 20°C o más, y la correspondiente a unas decenas de metros bajo la superficie, cuya temperatura es cercana a 0°C.
- **Energía de las olas o undimotriz:** es la energía proveniente del movimiento de las olas del mar, que a su vez son producidas por los vientos, por lo que esta tipo de energía también se considera una forma “indirecta” de energía solar.
- **Energía hidráulica:** es aquella energía que se obtiene del aprovechamiento de las energías cinética y potencial de la corriente de los ríos y los saltos de agua.

También se considera una forma “indirecta” de energía solar, debido a que es el Sol el que permite e impulsa el ciclo hidráulico.

- **Energía maremotriz:** es la energía que se obtiene de las mareas de los mares y los océanos, y que son debidos a la posición relativa entre la Tierra y su satélite la Luna.
- **Energía azul:** es la energía obtenida por la diferencia de concentración entre el agua del mar y el agua dulce de río con el uso de membranas de iones específicos mediante ósmosis.

1.1.2.- La energía fotovoltaica. Fundamentos de fotoelectricidad.

Dentro de este ámbito, y como una de las energías renovables en la que más esfuerzos y esperanzas se ha puesto, la fotovoltaica es uno de los pilares en los que tanto Universidades como empresas privadas está invirtiendo el máximo esfuerzo, tanto monetario como intelectual, en su investigación, desarrollo e implantación, para hacer de ella la fuente de energía renovable más eficiente, existiendo cada vez una mayor proliferación en estudios y en nuevas soluciones tecnológicas que son usadas en todos los ámbitos [6]. La aparición de nuevos materiales y tecnologías en la fabricación de paneles fotovoltaicos hace que el avance del sector sea cada más abrumador [2-3] [18].

Como bien es sabido, las células fotovoltaicas convierten la luz en una diferencia de potencial eléctrico, sin generar un efecto térmico, basándose para esta transformación energética en las propiedades de los materiales semiconductores como el Silicio, y debido al efecto fotoeléctrico. Al incidir la luz sobre la superficie de la célula fotovoltaica, los fotones transmiten su energía a los electrones de elemento semiconductor; éstos circularán a través de dicho semiconductor, y generan una intensidad de corriente continua y, por lo tanto, una diferencia de potencial continua. Por supuesto, cuanto mayor sea la cantidad de fotones que llegue hasta la placa solar, mayor será la generación de corriente y la diferencia de potencial, hasta llegar a valores nominales. Incluso en días nublados, en las que las condiciones meteorológicas impiden en gran medida una incidencia de luz solar sobre un campo de placas fotovoltaicas desplegadas, se genera energía eléctrica [2] [6].

La fotoelectricidad, o el efecto fotoeléctrico, fue descubierta por Edmund Becquerel en 1839 y descrita años más tarde por Heinrich Hertz en 1887, aunque no fue hasta el año 1905 en el que Albert Einstein zanjó todas las dudas que hasta ese momento existían sobre este efecto con sus aportaciones científicas [1].

De forma simple, el efecto fotoeléctrico se basado en el principio de que los fotones disponen de una energía característica determinada por la frecuencia de onda de la luz. Si un electrón absorbe energía de un fotón que tiene mayor energía que la necesaria para expulsarlo del material y que además, incide hacia la superficie del mismo con un determinado ángulo y a una velocidad, el electrón puede ser expulsado del material al que estaba íntimamente ligado, tal y como se muestra en la figura 1-1. Los materiales que poseen propiedades semiconductoras, como el Silicio, son candidatos perfectos para sufrir el efecto de la fotoelectricidad [2-3].

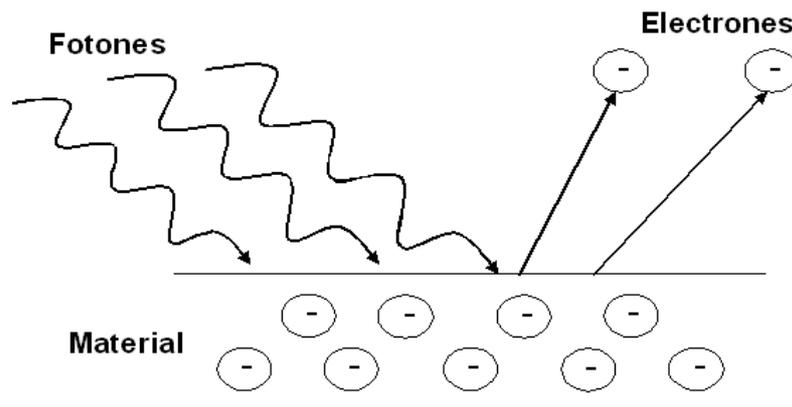


Figura 1-1. Representación del efecto fotoeléctrico.

Por lo tanto, gracias al efecto fotoeléctrico, a través de la luz solar es posible y factible la generación de energía eléctrica. Ahora bien, la corriente eléctrica y la diferencia de potencial producida por las placas fotovoltaicas es de tipo continuo, por lo que en general, no es directamente utilizable para su utilización en aplicaciones domésticas, industriales o para el intercambio energético con redes y líneas eléctricas de distribución. Es preciso por lo tanto convertir la corriente continua en corriente alterna [4].

1.2. Esquema básico de una instalación fotovoltaica.

En la figura 1-2 se puede observar representación sencilla de una instalación fotovoltaica típica [18].

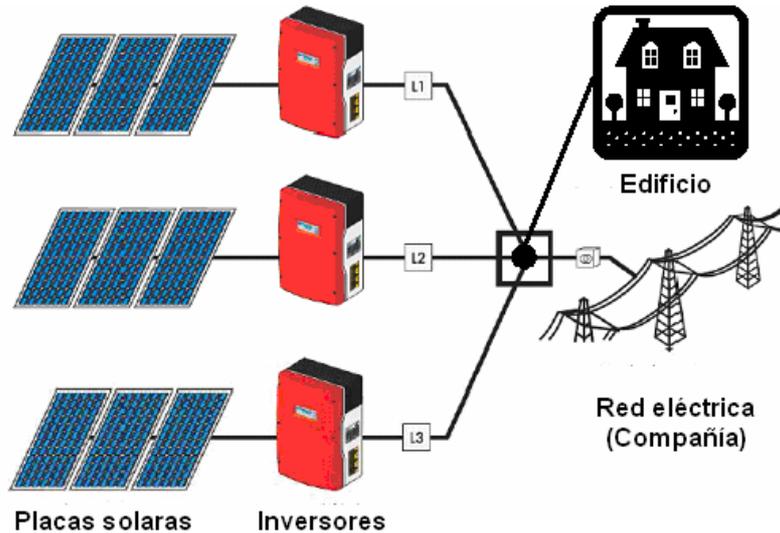


Figura 1-2. Representación de una instalación fotovoltaica de propósito general.

En esta representación se aprecia que los componentes fundamentales de la instalación fotovoltaica son tres [3] [6] [18]:

- Las placas solares, que proporcionan energía eléctrica, de tipo continua, una vez realizada la transformación de la luz solar a través del efecto fotoeléctrico.
- Los inversores, que realizan la transformación eléctrica de continua a alterna, para poder utilizar la energía eléctrica producida por las placas solares.
- La salida del sistema, que puede ser o bien la red de distribución de una compañía eléctrica, o una carga que se alimenta directamente, que a su vez se encuentra ubicada en un edificio, vivienda u otra zona adecuada para albergarla.

Por lo tanto, existen dos utilidades principales de una planta fotovoltaica: utilizarla para alimentar diferentes dispositivos, como pueden ser por ejemplo electrodomésticos, o bien vender la energía obtenida a una compañía eléctrica. En este último caso, la inyección de energía a la red eléctrica implica la instalación de diferentes elementos de protección y contadores, y siempre debe de ser realizada siguiendo las premisas técnicas establecidas por la legislación y por la compañía [6]

Como se ha visto en el esquema de la figura 1-2, para poder realizar la conversión de corriente continua a corriente alterna se utilizan dispositivos llamados “inversores”. Esta conversión siempre debe de tener en cuenta las tensiones y la frecuencia de funcionamiento de la red eléctrica o la instalación, consiguiendo esta premisa mediante técnicas de conmutación y filtrado [19]. Al ser un elemento que debe de formar parte en una instalación fotovoltaica, el inversor debe de ser dimensionado convenientemente, no solo físicamente con respecto a peso, tamaño y coste de instalación, sino también en términos de eficiencia energética. Una instalación que presenta los últimos avances en placas fotovoltaicas en el que el inversor presenta un elevado valor en pérdidas de potencia energéticas hace que dicha instalación no se viable económicamente. Actualmente, uno de los campos en los que se están realizando mayores avances dentro de la generación de energía eléctrica renovable de tipo fotovoltaica es el relativo al diseño y a la conexión de los inversores [2] [3] [6].

A nivel general, los inversores fotovoltaicos para conexión a la red eléctrica son diferentes de los inversores utilizados de forma convencional o para otras aplicaciones, y están diseñados para funcionar directamente conectados a las placas solares. Por lo tanto, el inversor es el nexo de unión entre el generador fotovoltaico y el punto de conexión a red o a la carga, dependiendo del tipo de utilización [3].

Es preciso que el inversor esté diseñado para trabajar en el punto de máxima potencia y máximo rendimiento; además, debe de trabajar con baja distorsión armónica, bajas interferencias electromagnéticas y con un elevado factor de potencia [1-3].

El mejor punto de funcionamiento del sistema corresponde al punto, donde la potencia sea máxima (producto de la tensión y la corriente), conocido por el punto de máxima potencia “MPP”, “Maximum Power Point”. Por supuesto, la corriente de salida debe ser lo más sinusoidal posible, por lo que aquellos inversores que proveen de una salida que sigue patrón de modulación PWM (“Pulse Width Modulation”) o similar dispone de un elemento de filtrado que elimina frecuencias armónicas múltiples del fundamental. En cuanto a especificaciones europeas relativas a distorsión armónica, éstas se fijan en valor máximo de TDH (“Total Harmonic Distorsion”) del orden del 5%, y, para el análisis de armónicos de forma individual, se utilizan valores de SHD (“Simple Harmonic Distorsion”) en un 3% [2-3][6]. Con respecto al estado actual de los

inversores, la mayor parte de los inversores de baja potencia utilizan el control PWM con alta frecuencia de conmutación, obteniendo una baja distorsión armónica y un elevado factor de potencia. Para potencias elevadas, en centrales fotovoltaicas se está utilizando inversores PWM o de modulación similar a frecuencias superiores a 1 KHz. Básicamente, en el mercado la mayor parte de inversores que los inversores se utilizan para la conexión a red eléctrica de distribución, siendo éstos normalmente monofásicos de hasta 5 Kw, aunque cada vez más proliferan inversores de tipo trifásicos para su utilización a mayor potencia nominal. Los rendimientos están del orden de 94 % – 95% [4]

A nivel de tecnología de fabricación de los elementos de conmutación propiamente dichos, se están utilizando para altas potencias dispositivos basados en tiristores, mientras que se prefiere el uso de transistores para potencias bajas y medias. Actualmente, existen desarrollos recientes en nuevos semiconductores como el IGBT (“Isolated Gate Bipolar Transistor”) [4][7][11-12] que permite importantes reducciones de costes y dimensiones, aportando además mayor eficiencia y fiabilidad. Además su rango de funcionamiento permite frecuencias altas de conmutación, altas de temperaturas de trabajo y bajas caídas de tensión. También la investigación en nuevos materiales de fabricación que permiten conmutación rápida y bajas pérdidas en potencia, como el Carburo de Silicio, está permitiendo un avance en la búsqueda de un rendimiento cada vez mayor [8] [13-15].

En el siguiente punto se realizará una clasificación de los diferentes dispositivos electrónicos de potencia que se utilizan en la fabricación de los inversores, y sobre éstos se realizará una explicación resumida de sus características técnicas y funcionales.

1.3. Dispositivos electrónicos de potencia.

1.3.1. Características generales.

De forma general, los dispositivos semiconductores utilizados en Electrónica de Potencia se pueden clasificar en tres grandes grupos [9-17]:

1. **Dispositivos no controlados:** este tipo de dispositivos no disponen de ningún terminal de control externo, dependiendo los dos estados de conducción (“ON” o cierre, y “OFF” o bloqueo) del circuito de potencia. Dispositivos de este tipo son los diodos de potencia, que son capaces de soportar tensiones inversas suficientemente elevadas, pudiendo llegar a tensiones de ruptura del orden de Kilovoltios, y conducir corrientes de Kiloamperios [10-12] [17].
2. **Dispositivos semicontrolados:** este tipo de dispositivos tiene su puesta en conducción (paso de “OFF” a “ON”) por la acción de una señal de control externa que se aplica a uno de los terminales del dispositivos, definido normalmente como “puerta” (“gate”). Sin embargo, su bloqueo (paso de “ON” a “OFF”) es determinado por el propio circuito de potencia. A este grupo pertenecen los tiristores, y dentro de la familia de los tiristores se destacan los tiristores unidireccionales (“SRC” o “Silicon Controlled Rectifier”) y tiristores bidireccionales (“TRIAC” o “Triode of Alternating Current”) [10-12].
3. **Dispositivos controlados:** este tipo de dispositivos tiene su puesta en conducción (paso de “ON” a “OFF”) y su puesta en bloqueo (paso de “OFF” a “ON”) por la acción de una señal de control externa aplicada sobre uno de los terminales del dispositivo, definido como “puerta” (“gate”). A este grupo pertenecen los GTO (“Gate Turn-Off Thyristor”) [10-12] y los Transistores, que a su vez pueden clasificarse en Transistores Bipolares de Potencia (“BJT” o “Bipolar Junction Transistor”), MOSFET (“Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor”) y dispositivos híbridos, como lo son los Transistores de Unión Bipolar de Puerta Aislada (“IGBT” o “Isolated-Gated Bipolar Transistor”) [4-5] [6-17].

Una de las principales ventajas de los transistores bipolares es que son fáciles de controlar por el terminal de base, aunque el circuito de control consume más energía que el de los SCR y que, además, presentan baja caída de tensión en saturación. Sin embargo, como inconvenientes, el transistor presenta poca ganancia con tensiones y corrientes elevadas, presente un tiempo de almacenamiento significativamente alto, y presenta un fenómeno de avalancha secundaria. En Electrónica de Potencia, las zonas de

trabajo en los que utilizan los transistores bipolares son saturación y corte (funcionamiento a modo de interruptor) [10-12].

Con respecto a los MOSFET, uno de los principales inconvenientes es que la potencia que pueden manejar es bastante reducida. Para grandes potencias es inviable el uso de estos dispositivos, en general, por la limitación de tensión. Sin embargo, son los transistores más rápidos que existen, con lo cual se utilizan en aplicaciones donde es necesario altas velocidades de conmutación [7] [9] [13-14].

Para evitar los inconvenientes del MOSFET y del bipolar, y aprovechar las ventajas de ambos, los fabricantes han introducido un dispositivo nuevo, denominado IGBT (“Isolated-Gate Bipolar Transistor” o “Transistor Bipolar de Puerta Aislada”). Éste es un dispositivo semiconductor híbrido, que permite la facilidad de disparo de los MOSFET y las pequeñas pérdidas de conducción de los transistores bipolares de potencia. La estructura del IGBT es similar a la del MOSFET [10-12] [13], pero con la inclusión de una capa “P+” que forma el colector del IGBT. Gracias a la estructura interna puede soportar tensiones elevadas, típicamente de 1.200 V, e incluso llegando hasta 2.000 V, con un control sencillo de tensión de puerta. La velocidad a la que pueden trabajar no es tan elevada como la de los MOSFETs, pero permite trabajar en rangos de frecuencias medias, controlando potencias bastante elevadas.

A nivel comparativo, en la tabla 1-1 se muestran los datos de funcionamiento de los diferentes transistores de potencia que se han analizado anteriormente [9-17].

Dispositivos	BJT	MOSFET	IGBT
Tensión (Voltios)	1,000 – 1,200	500 – 1.000	1,600 – 2,000
Corriente (Amperios)	700 – 1,000	20 – 100	400 – 5,000
Frecuencia de trabajo (KHz)	25	300 – 400	Hasta 100
Rango de potencias	Medias	Bajas	Medias - Altas

Tabla 1-1. Características de funcionamiento de los diferentes transistores.

1.3.2. Pérdidas de potencia en conducción y en conmutación.

Una problemática de los semiconductores de potencia está relacionada con sus pérdidas y con la máxima disipación de potencia que pueden alcanzar. Si se supera la temperatura máxima de las uniones en el interior de un dispositivo, éste se destruye rápidamente. Para ello es necesario evacuar la potencia que se disipa mediante disipadores, que en algunos casos pueden ser de gran tamaño [4-5].

Existen dos tipos de pérdidas. Lo que se denominan pérdidas en conducción, es decir, cuando el dispositivo está cerrado (en estado “ON”) y por tanto hay circulación de corriente. En este caso, el dispositivo se comporta como una resistencia, definida como “ R_{on} ”. El otro tipo de pérdidas son las debidas a la conmutación del dispositivo, que se producen cuando un semiconductor pasa del estado de bloqueo a conducción y viceversa. Las transiciones de corriente y tensión en el semiconductor no son instantáneas ni ideales, con lo que en cada conmutación se producen unas determinadas pérdidas. Las pérdidas en conmutación dependen de la frecuencia de conmutación, es decir, cuantas más veces por segundo abra y cierre un transistor, más potencia estará disipando el semiconductor. De ahí que se debe limitar la frecuencia de conmutación de cualquier dispositivo [10-12]. En la figura 1-3 se muestra, por ejemplo, las curvas de tensión (“ V_{DS} ”), corriente (“ I_D ”) y potencia (“ P ”) de un MOSFET inicialmente bloqueado (OFF). Se puede ver la conmutación de “OFF” a “ON”, después un periodo que se mantiene en conducción para después volver a cerrarse.

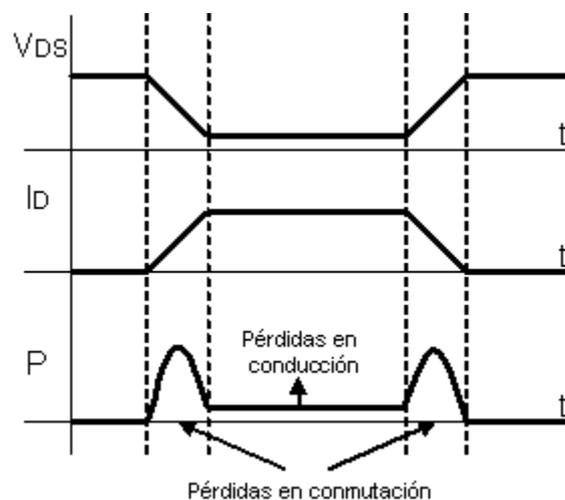


Figura 1-3. Curvas de tensión (“ V_{DS} ”), corriente (“ I_D ”) y potencia (“ P ”) de un MOSFET.

1.3.3. Comparación de prestaciones entre los diferentes dispositivos.

En la tabla 1-2 se presenta una comparativa de las prestaciones de los diferentes dispositivos de potencia que se han definido [9-17].

DISPOSITIVO	TENSIÓN	CORRIENTE	FRECUENCIA
Diodo	< 10 KV	< 5,000 A	< 10 MHz
Tiristor	< 6,000 KV	< 5,000 A	< 500 Hz
GTO	< 6,000 KV	< 3,000 A	< 500 Hz
TRIAC	<1,000 KV	< 25 A	< 500 Hz
MOSFET	<1,000 KV	< 100 A	< 1 MHz
BJT	<1,200 KV	< 700 A	< 25 KHz
IGBT	<2,000 KV	< 500 A	< 75 KHz

Tabla 1-2. Prestaciones de los diferentes dispositivos de potencia.

En la presente Tesis Doctoral se ha elegido como dispositivo electrónico de potencia el IGBT, debido a sus mejores prestaciones dentro del rango de frecuencias utilizado (la frecuencia de trabajo es de 10 KHz).

Para aplicaciones fotovoltaicas se utilizan IGBT especiales, preparados para los requisitos que este tipo de aplicaciones precisan. Realizando una comparación de las características de IGBTs fotovoltaicos con respecto a IGBTs de propósito general, se pueden extraer las siguientes diferencias:

- La potencia nominal disipada de un IGBT fotovoltaico es inferior a la potencia nominal disipada en un IGBT de propósito general. El IGBT fotovoltaico por lo tanto tiene unas menores pérdidas con el objetivo de obtener mayor eficiencia en las instalaciones fotovoltaicas.
- Con respecto a las características eléctricas y mecánicas, y haciendo la comparación a temperatura ambiente (25°C), la tensión de saturación colector-emisor de un IGBT fotovoltaico es normalmente superior, tanto en valor típico de funcionamiento como en valor nominal, que la correspondiente a IGBTs de

propósito general. Consecuentemente, la tensión umbral de los diodos conectados en antiparalelo al IGBT fotovoltaico es también superior a la tensión umbral de los diodos en antiparalelo para IGBTs de propósito general. Estas características permiten a los IGBTs fotovoltaicos trabajar a tensiones superiores, con el afán de aprovechar óptimamente la tensión generada por la planta de células fotovoltaicas.

- Con respecto a los tiempos de encendido (“ t_{ON} ”, o tiempo de respuesta a la activación, hasta que la corriente de colector alcanza el 90% de su valor final), los IGBTs fotovoltaicos presentan tiempos de encendido mínimos, típicos y máximos, menores que los correspondientes a los IGBTs de propósito general. Esta situación implica una rápida conmutación y por tanto, una reducción de pérdidas de potencia de los IGBTs fotovoltaicos con respecto a los IGBTs de propósito general. Además, y con el objetivo de controlar posibles sobretensiones que se pudieran generar en los tiempos cortos de conmutación de los IGBTs fotovoltaicos, éstos emplean circuitos de control y de disparo especiales, con el objetivo de disminuir inductancias parásitas y acoplamientos en los cables.
- Los circuitos de control asociados a los IGBTs fotovoltaicos implican valores de corriente de encendido inferiores con respecto a los circuitos de control de IGBTs de propósito general. Esta circunstancia hace que las pérdidas asociadas a IGBTs fotovoltaicos sean menores con respecto a IGBTs de propósito general.
- Las especificaciones de fabricación y de funcionamiento son más estrictas para IGBTs fotovoltaicos que para IGBTs de propósito general, ya que dos de los objetivos fundamentales en aplicaciones fotovoltaicas son la mejora y optimización del rendimiento y la disminución de la potencia de pérdidas del sistema convertidor y de la instalación.
- El IGBT de propósito general está diseñado para tener menores pérdidas por conducción y menor frecuencia de funcionamiento, mientras que el IGBT fotovoltaico presenta menores pérdidas en conmutación y mayor frecuencia de

funcionamiento. Estas características son debidas a que el uso del IGBT fotovoltaico está orientado hacia la conexión a la red (alta frecuencia de funcionamiento y mejor contenido armónico) que para otras aplicaciones que son menos exigentes con la distorsión armónica y en las que se utilizan IGBTs de propósito general.

- Todas estas características anteriormente definidas hace que el coste de fabricación y adquisición de un IGBT fotovoltaico sea superior al de un IGBT de propósito general.

CAPÍTULO 2

INVERSORES. CONFIGURACIONES. MODULACIÓN EN ESPACIO VECTORIAL. CONEXIÓN DE INVERSORES EN PARALELO.

2.1. Inversores. Configuraciones convencionales y especiales.

Tal y como se ha comentado anteriormente, el inversor es el elemento que va a convertir la energía eléctrica continua (que proviene de las placas fotovoltaicas) en energía eléctrica alterna, apta para su utilización doméstica o industrial. En la figura 2.1 se puede observar el esquema básico de un inversor monofásico, (figura 2-1.a) y un inversor trifásico (figura 2.1.b) [17] [19-20].

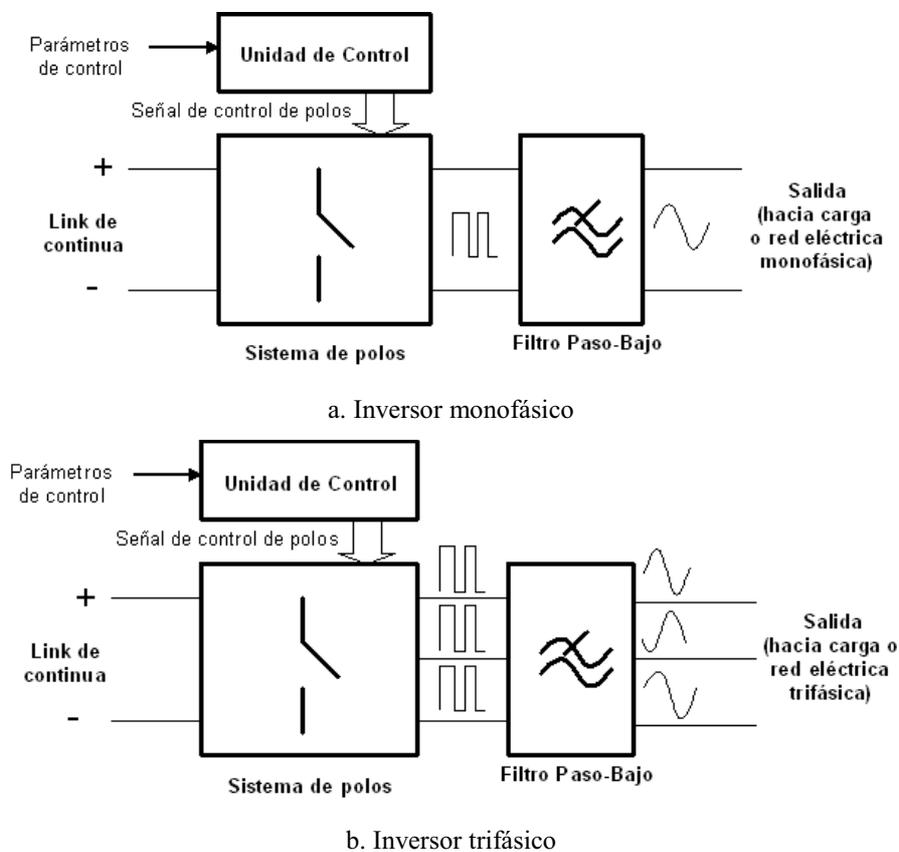


Figura 2-1. Esquemas básicos de un inversor monofásico y un inversor trifásico.

Básicamente el inversor está formado por cuatro partes diferenciadas:

1.- La entrada o “link” de continua. Es la parte del inversor que se conecta con las placas fotovoltaicas y a través de la cual éstas le entregan la energía fruto del efecto de conversión fotovoltaico (energía eléctrica en continua).

2.- El sistema de “polos”, conmutadores o “switches”. Es un conjunto de dispositivos electrónicos de potencia que, a través de una señal de control, se activan (se cierran) o desactivan (se abren), para generar a la salida un tren de pulsos de tensión que comúnmente siguen un patrón de modulación PWM (“Pulse Width Modulation”), o una variante similar, y que será filtrado a la salida.

3.- Filtro de salida. Una vez obtenidos los pulsos de tensión a las salidas del inversor según el patrón definido por la unidad de control (en general, siguiendo modulación PWM o similar), se aplica a la salida un filtrado paso-bajo, para obtener el armónico a frecuencia fundamental (50 Hz) que alimentará a la carga o a la red eléctrica conectada a la salida. La utilización de modulación PWM, o similares (como las variantes en espacio vectorial para inversores trifásicos, tal y como se podrá analizar a posteriori) permiten la obtención en el filtrado de valores de distorsión armónica (“TDH”) muy bajas, facilitando además la construcción de filtros paso-bajo con prestaciones no muy exigentes (de ahí que se utilice este tipo de modulación, que permite aprovechar estas ventajas principalmente).

4.- Unidad de Control. Es la unidad que devuelve en salida, y según un patrón de modulación, la generación de las señales de activación/desactivación de los polos, y que normalmente actúan sobre el terminal de control (comúnmente definido como “puerta” en dispositivos MOSFET e IGBT), a partir de parámetros de entrada que determinan las características de la modulación, como son la frecuencia fundamental (50 Hz), la frecuencia de modulación, el ángulo inicial de referencia, la tensión de link, el valor del parámetro de vector nulo (para modulación en espacio vectorial en inversores trifásicos), o del tiempo muerto a aplicar.

En cuanto a configuraciones de inversores se refiere, tal y como ya se ha introducido, éstos pueden clasificarse de forma general en dos, basándose en el número de fases de salida [19-22] [36]:

- Configuraciones o estructuras monofásicas
- Configuraciones o estructuras trifásicas.

Las configuraciones o estructuras monofásicas suelen ser utilizadas en aplicaciones de potencias pequeñas o medias, como instalaciones fotovoltaicas de tipo doméstico, mientras que las configuraciones trifásicas están relacionadas con aplicaciones de mayor potencia.

Otra forma de clasificar los inversores es dependiendo de si la energía va a ser transferida desde las placas fotovoltaicas al sistema de polos controlando predominantemente la corriente, o la tensión inyectada a la carga. Dicha circunstancia hace que los inversores puedan ser clasificados como “inversores en fuente de corriente” (“CSI” o “Current-Source Inverter”), o “inversores en fuente de tensión” (“VSI” o “Voltage-Source Inverter”). En la figura 2-2 se aprecia el esquema típico de un inversor trifásico VSI, mientras que en la figura 2-3 se observa el esquema típico de un inversor CSI (el esquema de un inversor CSI o VSI monofásico sería similar) [19] [26] [32] [34].

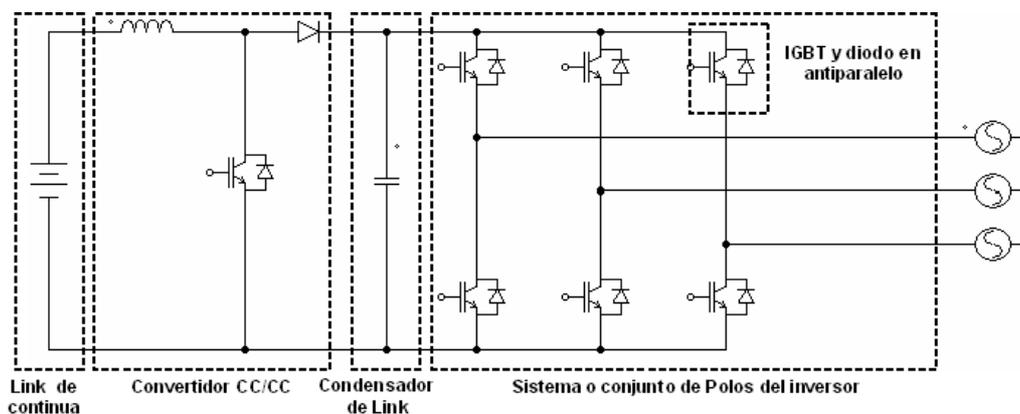


Figura 2-2. Esquema de un inversor trifásico de tipo VSI.

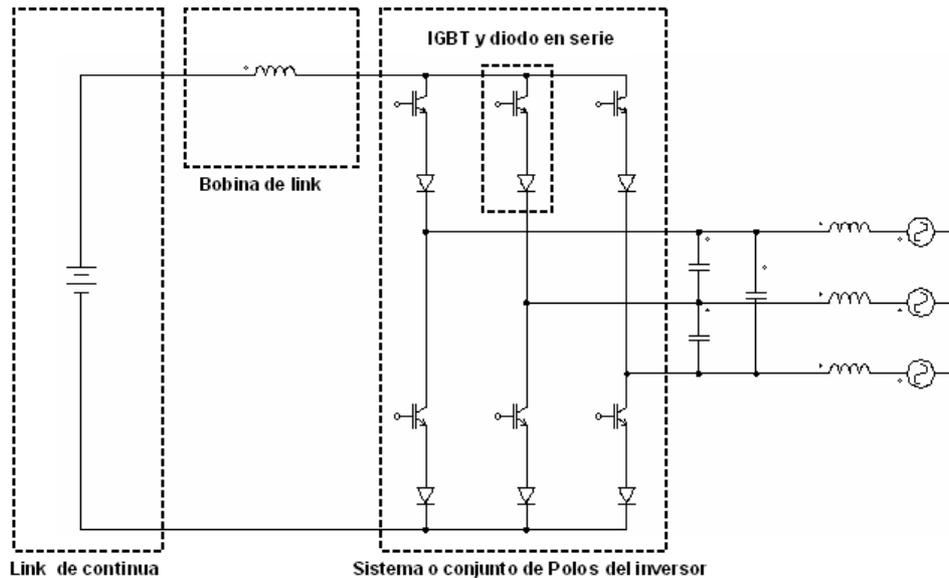


Figura 2-3. Esquema de un inversor trifásico de tipo CSI.

En la figura 2-2 se puede observar las peculiaridades de un inversor VSI, tales como:

(a) La energía que entregan las placas fotovoltaicas es almacenada en entrada al inversor en un condensador, llamado “Condensador de link”. Dependiendo de las configuraciones, este condensador se puede dividir en dos, e incluso se puede referenciar la tierra de la red de distribución eléctrica al punto medio que separa los dos condensadores. En estos casos, la configuración se define “NPC” (“Neutral-Point Clamped”) y presenta una serie de ventajas en cuanto a la disminución de los requisitos de carga máxima de los componentes que forman el inversor (lo cual implica componentes menos voluminosos, más eficientes, y menos costosos) [19] [26] [37-39].

(b) Los elementos de conmutación suelen estar formados por un dispositivo electrónico del tipo MOSFET o IGBT, al que se le asocia un diodo en antiparalelo, que hace la función de protección del elemento de conmutación activo [20][24][28].

(c) Normalmente, y con la intención de adaptar la señal de continua a la entrada del inversor e incluso mejorar la eficiencia del mismo se suelen utilizar convertidores Continua/Continua (“CC/CC”) de tipo “Booster” [24] [26] [37-39].

En la figura 2-3 se puede observar las peculiaridades de un inversor CSI, tales como:

- (a) La energía que entregan las placas fotovoltaicas es almacenada en entrada al inversor en una inductancia o bobina, llamada generalmente “Bobina de link” [24] [26].
- (b) Los elementos de conmutación, suelen estar formados por un dispositivo electrónico del tipo MOSFET o IGBT, al que se le asocia un diodo en serie, que hace la misma función de protección del elemento de conmutación activo, al igual que el diodo en antiparalelo de los inversores en fuentes de tensión [26][32].
- (c) En general, estos inversores no precisan ningún convertidor ni adaptación a la entrada del inversor, por las propias características de la configuración del inversor en fuente de corriente [19-20] [26] [36].

En general, la configuración en fuente de tensión ha tenido desde los orígenes una mayor atención, desde el punto de vista comercial y académico, que la configuración en fuente de corriente. Esta circunstancia es debido a que, las bobinas, como elementos de almacenamiento de energía tienen muchas desventajas con respecto a los condensadores, como son mayores pérdidas de conductividad y una menor eficiencia en el almacenamiento de energía. Sin embargo, con la eclosión de nuevos desarrollos en “SMES” (“*Superconducting Magnetic Energy Storage*”), se han conseguido bobinas superconductoras de alta eficiencia en almacenamiento energético. Como ventajas, los inversores CSI con respecto a los VSI tienen unas mejores condiciones de estabilidad de funcionamiento, un control directo de las corrientes de salida más efectivo, y una respuesta dinámica más rápida. Además, los condensadores de link, en el caso VSI, suelen ser bastante voluminosos y costosos, y las bobinas de link, en el caso de CSI, suelen ocupar menos espacio y cuestan generalmente menos. Por lo tanto, y aunque actualmente las configuraciones en fuente de corriente no son todavía comunes, están empezando a tener auge, debido a nuevas tecnologías de fabricación que les permite empezar a ser tan competitivos como los inversores en fuente de tensión [26].

Para la presente Tesis Doctoral, y para el análisis de las configuraciones, se van a considerar inversores de tipo VSI, al ser los más utilizados. Además los convertidores VSI tienen la posibilidad de funcionar como fuente de corriente en aquellos casos que así se precise, sin más que añadir un bucle de control de las corrientes, lo cual les hace

muy versátiles. Por otro lado, las configuraciones que se van a mostrar han sido analizadas teniendo en cuenta que su salida está conectada a una carga; el funcionamiento de dichas estructuras o configuraciones es el mismo si la salida estuviera conectada a la red de distribución eléctrica, a través de las inducciones de link correspondientes, ya que la red no es más que un caso de carga particular de los muchos que nos podemos encontrar: cargas R-L-C, variadores de velocidad, sistemas aislados, sistemas FACTS, etc.

2.1.1. Configuraciones o estructuras monofásicas.

2.1.1.1. Estructura tipo Push-Pull (Transformador con toma intermedia).

En la figura 2-4 se observan un esquema representativo de este tipo de inversor, y las formas de onda de las señales que gobiernan en funcionamiento del mismo. Se observa que el link de continua está representada por una batería de tensión “ V_s ”. El polo positivo está permanentemente conectado a la toma media de un transformador. El polo negativo de la batería, que se toma de referencia de tensiones para el circuito asociado al primario, se conecta alternativamente a los extremos A y B del primario mediante los polos SW1 y SW2. Los polos están sometidos a una tensión $2V_s$ cuando están en abierto. Esto hace que esta configuración no sea adecuada para trabajar con tensiones de alimentación elevadas. La tensión resultante en la salida es una onda cuadrada de amplitud V_s independiente de la intensidad para cualquier tipo de carga, cuya frecuencia está determinada por la velocidad de cierre y apertura de los polos [20] [31] [36] [42].

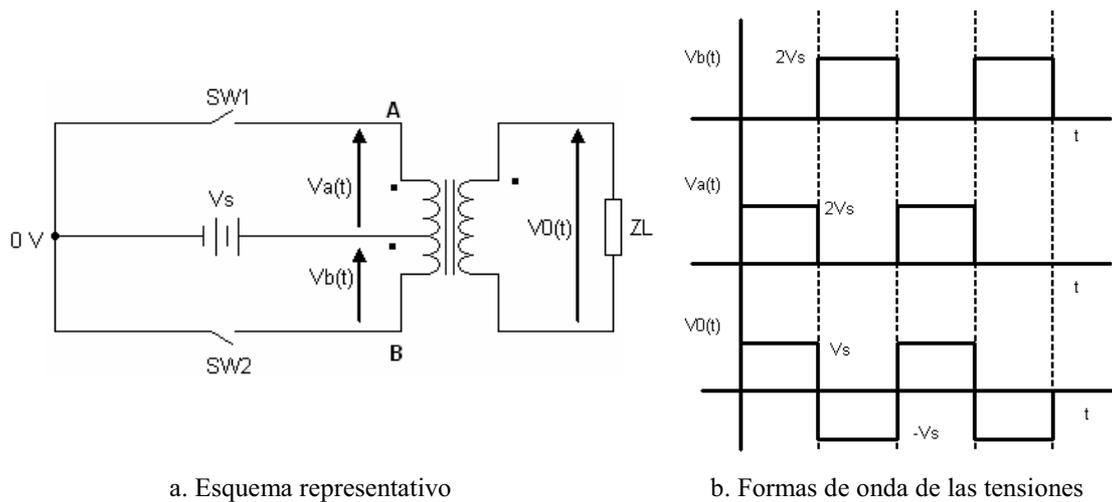


Figura 2-4. Estructura monofásica de tipo “push-pull”.

2.1.1.2. Estructura tipo Semi-Puente.

En esta topología los polos soportaran una tensión de valor “ V_s ”, en lugar de “ $2V_s$ ” que en caso de la estructura “Push-Pull”, pero solo aplican “ $V_s/2$ ” al bobinado primario, tal y como se muestra en la figura 2-5. Esta configuración es más adecuada para tensiones altas en el link de continua, pero tiene el inconveniente de que la tensión en la carga es sólo la mitad de la que hay en la batería [20] [31] [33] [36] [43].

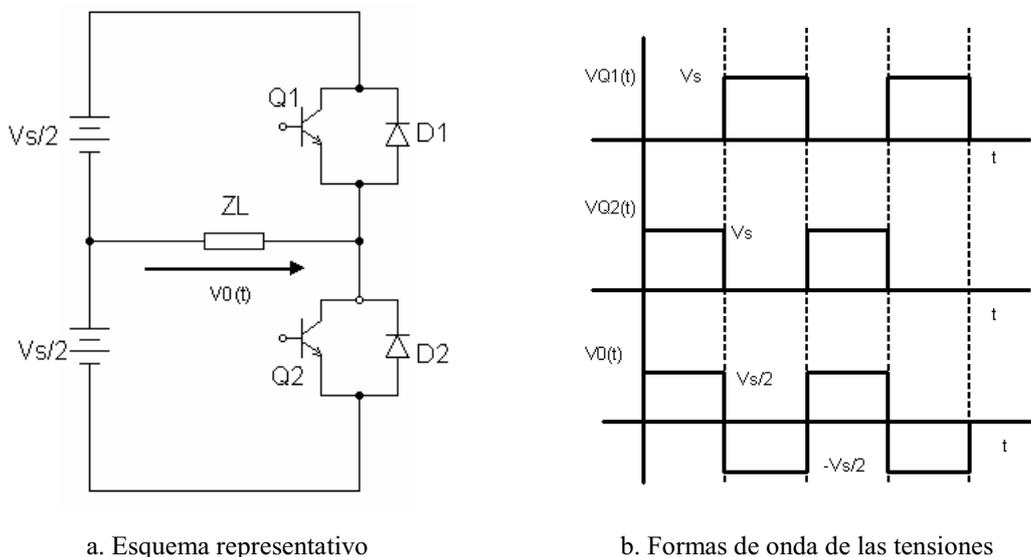


Figura 2-5. Estructura monofásica de tipo semi-puente.

La inserción de diodos en antiparalelo a los interruptores es obligada, ya que es necesario permitir la circulación de la corriente reactiva. Durante los intervalos de

conducción de los diodos, la carga devuelve corriente al link de continua porque ésta absorbe corriente por el terminal positivo de la mitad que opera en cada caso.

2.1.1.3. Estructura tipo Puesto Completo.

En todos los inversores, si la carga es resistiva pura, la forma de onda de corriente es la misma que la de tensión, con la escala correspondiente. Sin embargo, cuando la carga dispone de componentes reactivas, como ocurre a nivel general, la intensidad estará desfasada positiva o negativamente frente a la tensión. En los intervalos en los que la corriente y tensión no coincidan en signo, los interruptores se cortarán necesitando la incorporación de diodos en antiparalelo, para posibilitar un conmutador bidireccional en corriente, tal como se muestra a continuación en la figura 2-6 [20-22] [36] [47].

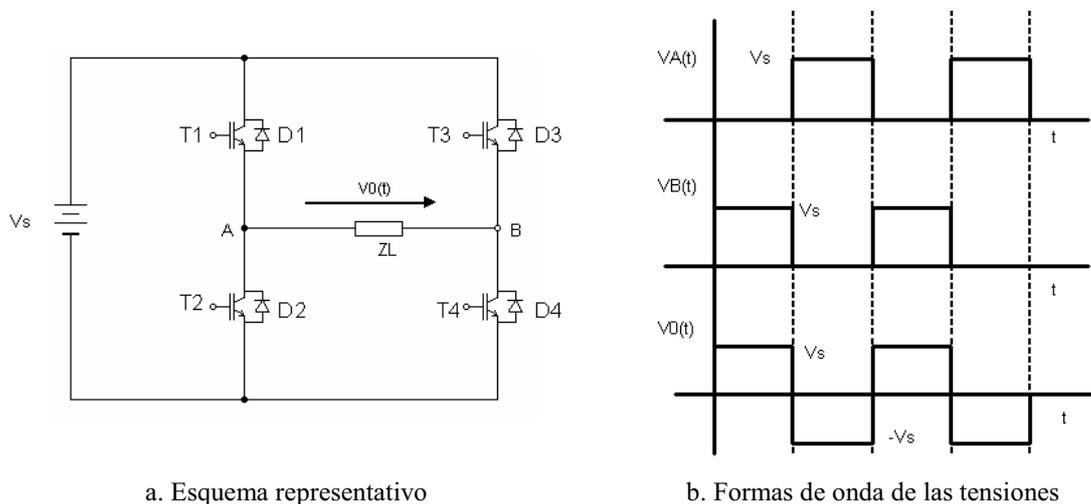


Figura 2-6. Estructura monofásica de tipo puente completo.

Si consideramos la figura 2-6, cuando los polos T1 y T4 se encuentran cerrado, y, a la vez, los polos T2 y T3 abiertos, el extremo A de la carga queda conectado al polo positivo del link de continua y el extremo B al polo negativo del mismo, quedando la carga sometida a la tensión V_s . Bloqueando T1 y T4, y cerrando T2 y T3, la tensión en la carga se invierte. Haciendo esto de forma alternativa, la carga queda sometida a una tensión alterna cuadrada de amplitud igual a la tensión del link de continua “ V_s ”, lo cual supone una ventaja con respecto al inversor con link de continua de toma media. En contrapartida, aquí se necesitan el doble semiconductores que en dicha configuración.

2.1.2. Configuraciones o estructuras trifásicas.

Este tipo de configuraciones o estructuras pueden estar formados por tres inversores monofásicos independientes conectados al mismo link de continua (figura 2-7), o bien constituir una configuración trifásica en su conjunto (figura 2-8) [19-20] [36] [44] [47]. En cualquiera de los dos casos, la única exigencia será el desfase de 120° de las señales de disparo de cada inversor con respecto a los demás, para conseguir una tensión equilibrada a la salida.

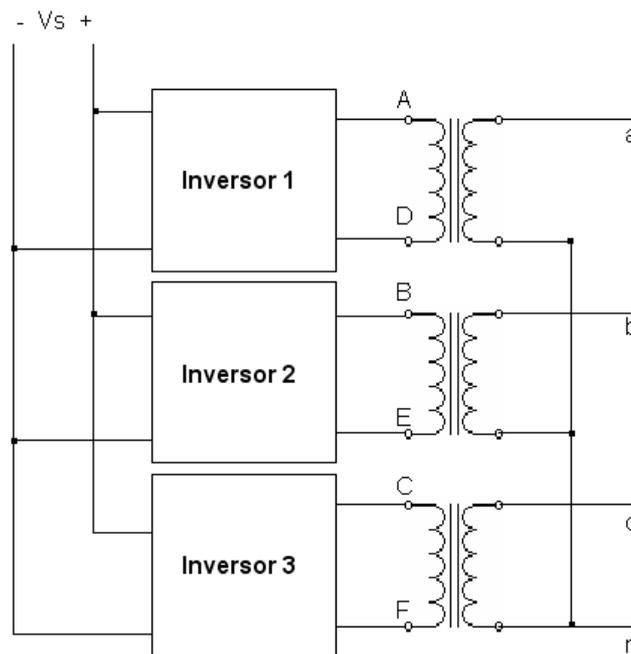


Figura 2-7. Inversor trifásico construido a partir de tres inversores monofásicos independientes.

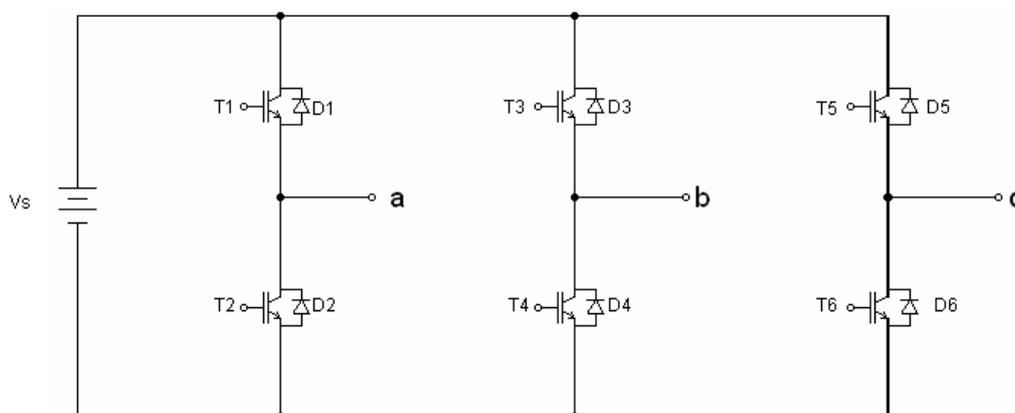


Figura 2-8. Ejemplo de inversor trifásico VSI.

En el caso de la figura 2-7, las tres señales alternas pueden ser conectadas al primario de un transformador trifásico dejando la conexión de sus secundarios en configuración triángulo o estrella en función de la carga. Este montaje requiere tres transformadores monofásicos, doce transistores y doce diodos. Si las tensiones de salida de los inversores monofásicos no están perfectamente equilibradas en magnitud y fase, la salida del sistema estará descompensada. En el caso de la figura 2-8, el inversor trifásico se caracteriza por dos modos de funcionamiento distintos en función del intervalo de conducción de cada interruptor:

a) **180° grados de conducción:** Cada interruptor conduce 180°, de forma que siempre existirán tres transistores conduciendo simultáneamente. Las terminales a, b, c, estarán o conectados al borne positivo de la batería de entrada o al terminal negativo de la misma.

(b) **120° grados de conducción:** Cada interruptor conduce 120°, de forma que siempre existirán dos transistores conduciendo simultáneamente.

2.1.3. Configuraciones o estructuras especiales.

Las configuraciones o estructuras anteriormente definidas sirven de modelo para el diseño y la fabricación de otro tipo de inversores que comúnmente se utilizan, tanto en aplicaciones de tipo doméstico, como en aplicaciones industriales. Basándonos en dichos modelos, y para configuraciones monofásicas y trifásicas, se han desarrollado nuevos circuitos que proporcionan conmutación en tres niveles y una mejor forma de onda, y que permiten caminos de libre circulación con tensión cero para reducir las pérdidas de conmutación y de los inductores.

2.1.3.1. Topologías monofásicas especiales.

❖ *Topología “High Efficiency and Reliable Inverter Concept” (o “HERIC®”).*

Este circuito, ha sido desarrollado por el Instituto Fraunhofer [37] y comercializado por la empresa “SUNWAYS, Inc.”. Su finalidad es el aumento de la eficiencia mediante la

eliminación de las pérdidas del campo fotovoltaico debido a la flotación, respecto de tierra, de la red a la que se conecta, ya que se utiliza en inversores sin transformador de aislamiento. Esto se consigue desconectando la tensión continua en los momentos de recirculación de corrientes de la carga hacia el campo fotovoltaico.

Tal y como se puede observar en la figura 2-9, esta topología utiliza dos interruptores adicionales, S5 y S6, que son usados en el periodo de libre circulación de corriente, de forma que permiten incrementar la eficiencia del inversor debido al hecho de que la corriente de libre circulación no vuelve al condensador de link, sino que fluye a través de un camino a través de S5 o S6 y su respectivo diodo, dependiendo del signo de la corriente. Concretamente, la topología “HERIC®” permite disminuir el rizado el convertidor utilizando un control en tres niveles, utilizando los dos interruptores adicionales S5 y S6 anteriormente definidos para generar en estas fases una tensión cero en la carga. Como la corriente puede ser positiva o negativa, se necesitan ambas, una para la corriente positiva por la bobina L1 con D1 y S5 y la otra fase para la corriente negativa con D2 y S6. Durante la circulación libre de corriente, los cuatro interruptores S1 a S4 quedan abiertos y el generador solar queda flotante, circulando la corriente por las fases de S5-D1 en semiciclo negativo y por S6-D2 en semiciclo negativo.

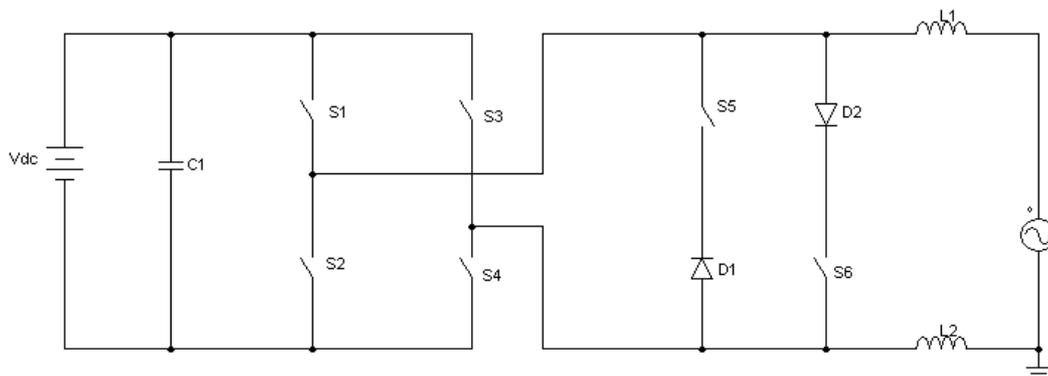


Figura 2-9. Topología monofásica “HERIC®”.

❖ *Topología H6.*

La empresa “INGETEAM, Inc.” [38] ha comercializado la solución “H6” (formada por seis interruptores o polos) basada en la estructura HERIC®, cambiando la ubicación los dos polos S5 y S6, tal y como se muestra en la figura 2-10. Para generar tensión

positiva, se disparan los polos S1, S4, S5 y S6. Para generar tensión negativa se conmuta S2, S3, S5 y S6. Para tensión cero, se pueden conmutar S1 y S3 o S2 y S4 pero a la vez el generador solar tiene que estar desconectado para evitar los mencionados escalones de tensión fluctuando en el generador solar respecto tierra. Así que cuando se genera tensión cero, S5 y S6 tienen que estar abiertos.

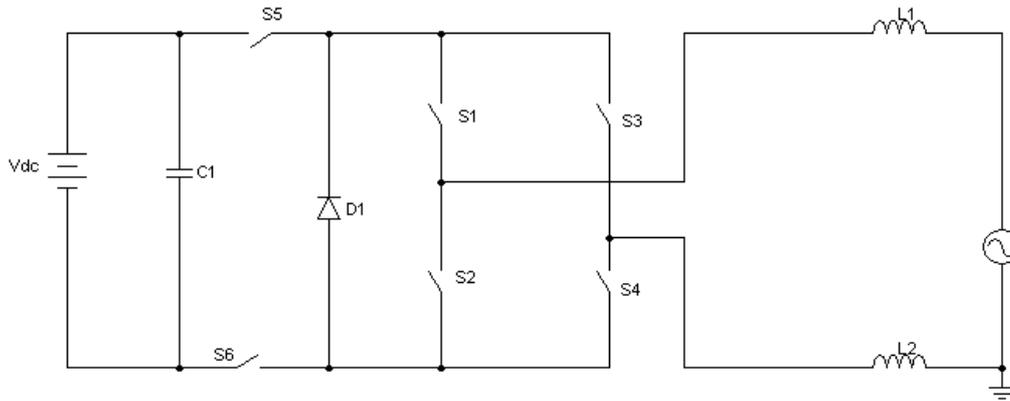


Figura 2-10. Topología monofásica “H6”.

❖ *Topología H5.*

Una simplificación a la topología H6 anterior y patentada y comercializada por la empresa “SMA Solar Technology A.G,” [40] es la topología H5 (formada por cinco interruptores o polos), tal y como se aprecia en la figura 2-11. Utiliza los interruptores S1 y S3 para generar tensión cero de salida, mientras los interruptores S5, S2 y S4 se cortan para desconectar el generador solar. Mediante el uso de los polos S2 y S4 para desconectar el polo negativo del generador solar, se puede eliminar el polo S6 de la configuración anterior.

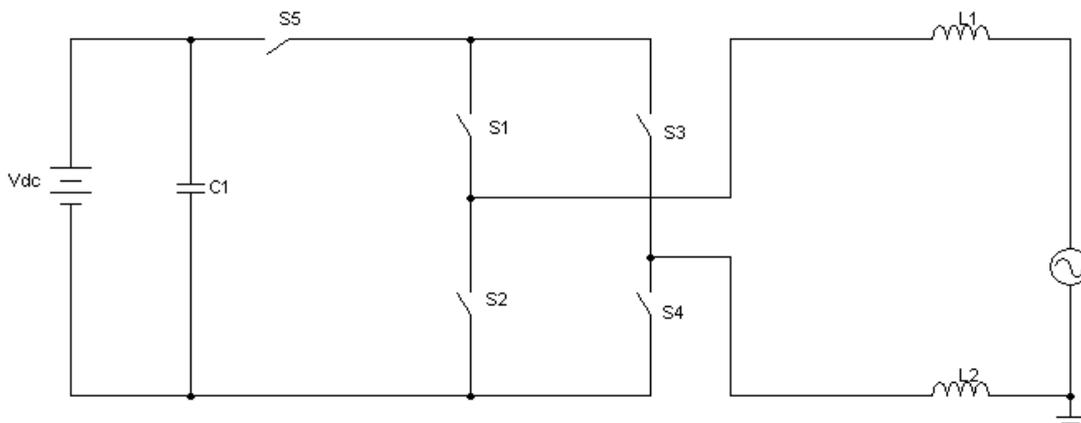


Figura 2-11. Topología monofásica “H5”.

❖ *Topologías basadas en semipuentes y elevadores de Continua/Continua.*

Para los casos anteriormente definidos, si deseamos simplificar aún más las topologías mostradas, se puede recurrir al montaje del semipuente. Para poder utilizar esta configuración se debe disponer de una tensión mayor que en los casos anteriores, ya que la tensión impuesta por el semipuente es la mitad de la tensión del link de continua. Por ello se integran elevadores Continua/Continua (“CC/CC”) de tipo Booster.

En la figura 2-12 se muestra un ejemplo de este tipo de configuraciones [40]. En este caso, cuando se desea imponer tensión de salida cero, se aísla la fase de libre circulación con salida de tensión cero haciendo que todos los polos S1 a S4 queden abiertos. Como están en serie, se pueden utilizar polos para rangos de tensiones menores, que conmutan más rápido que los polos utilizados para rangos de tensiones más elevadas; además, los primeros tienen caídas de tensión en conducción también más bajas. La desventaja de este circuito es que ha de disponer de condensadores de link de mayor capacidad que puedan operar a mayor tensión. Otra desventaja es que las pérdidas en los semiconductores son mayores en los polos S1 y S4 que en los S3 y S4. Esta diferencia aumenta con la frecuencia de conmutación y provoca diferencias de temperatura con las que hay que tener cuidado a la hora de diseñar el disipador adecuado.

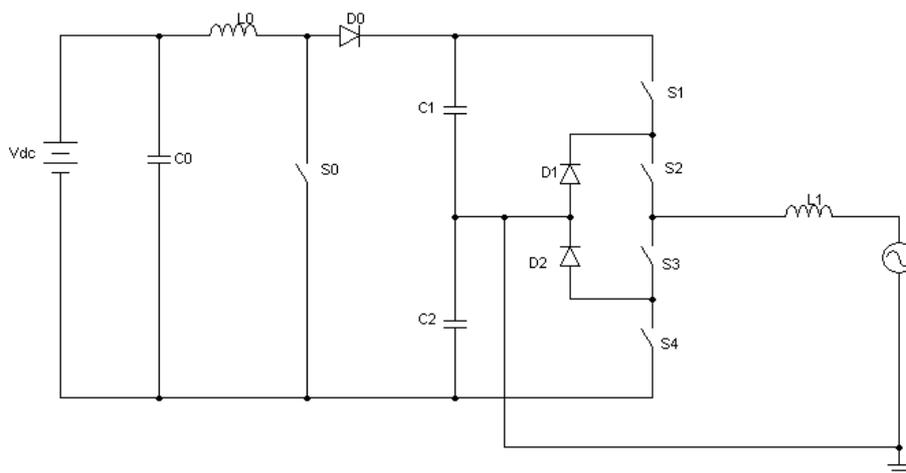


Figura 2-12. Ejemplo de topología monofásica especial basada en semipuente y elevadores CC/CC.

Una modificación al anterior pero que trabaja con el mismo montaje básico en semipuente es el mostrado en la figura 2-13. Esta configuración es empleada por la

empresa “COENERGY, S.C.” [41]. Utiliza una fase de libre circulación en la salida del mismo, al estilo de la topología “HERIC®” pero con polos contrapuestos. Los polos S1 y S2 deben de soportar rangos de tensión elevados mientras que los S3 y S4 pueden ser polos que soporten rangos de tensión menor.

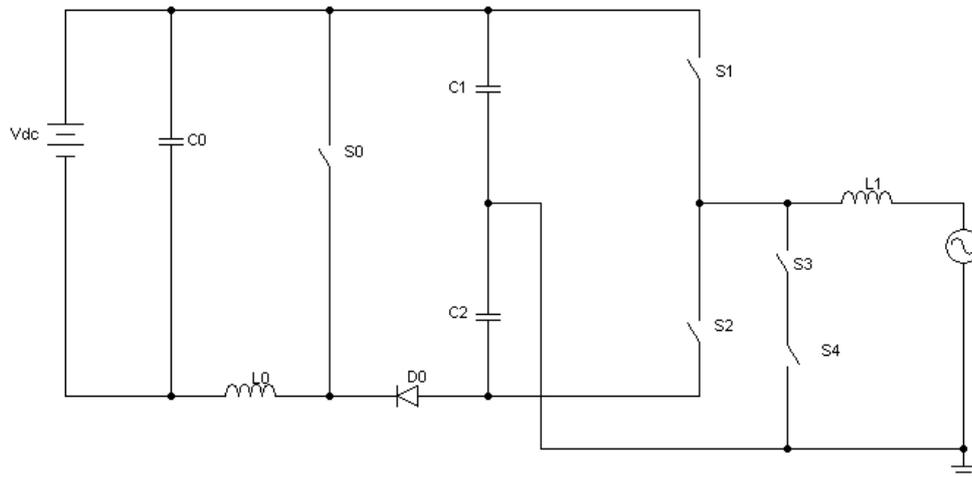


Figura 2-13. Ejemplo de topología monofásica especial de “COENERGY S.C.”.

El incluir un convertidor “CC/CC” en la entrada reduce la eficiencia del 1% al 2%, dependiendo de la diferencia de tensión entre la tensión de entrada y la tensión de link de continua a generar. Tanto el circuito de la figura 2-12 como el circuito de la figura 2-13 tienen una conexión de punto medio de los condensadores a neutro. Este tipo de topologías se definen como “NPC” (“Neutral-Point Clamped”) [23] [25] [27]. Con esto se consigue que la tensión de entrada de continua del generador solar tenga un punto común a tierra y por tanto una tensión constante respecto red, se elimina la flotación que pudiera existir.

2.1.3.2. Topologías trifásicas especiales.

Los inversores trifásicos tienen varias ventajas sobre los inversores monofásicos. En sistemas monofásicos, la potencia instantánea de salida en la parte de alterna no es constante, ya que tanto el voltaje de red como la corriente son señales sinusoidales. Esta naturaleza sinusoidal de la potencia instantánea en la parte de alterna se transfiere a la parte de continua en forma de pulsos sinusoidales y, para compensarlos, hacen falta condensadores de gran tamaño y capacidad para disminuir las oscilaciones, las cuales estarán

también presentes alrededor del punto de máxima potencia. En el caso de sistemas trifásicos, la potencia de la red inyectada es constante, ya que la suma de las corrientes de las tres fases es cero, no apareciendo por lo tanto ninguna fluctuación de voltaje en el condensador de link de continua. Esta circunstancia implica poder utilizar condensadores más pequeños, haciendo el inversor más compacto. Por otro lado, la potencia de salida de sistemas trifásicos es más alta que en los de una sola fase y puede llegar a superar los 20 KW en el caso de red de baja tensión.

Las topologías trifásicas derivan de los anteriores monofásicos, como por ejemplo mostrado en la figura 2-14, derivado de aunar tres inversores monofásicos en configuración semipunte con neutro accesible (configuración tipo “NPC”) [23][25][27].

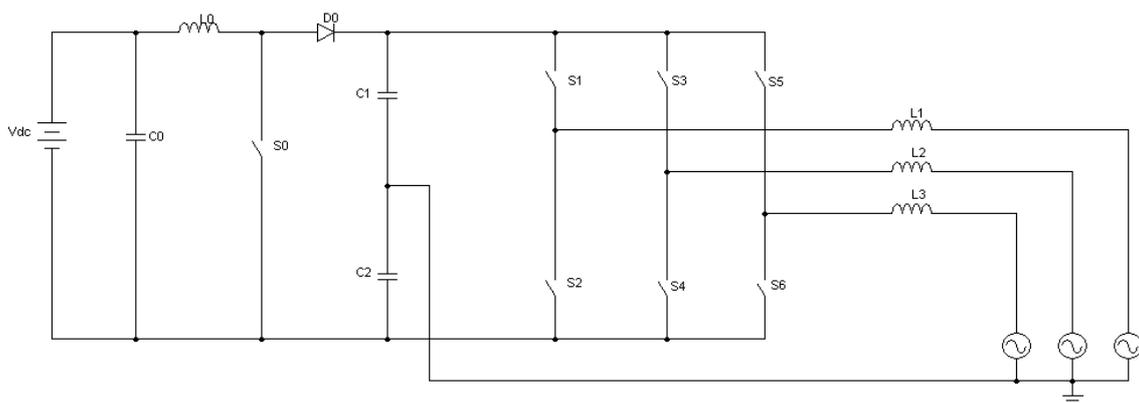


Figura 2-14. Ejemplo de topología trifásica tipo “NPC”.

La etapa de entrada consta de uno a tres convertidores Continua/Continua (“CC/CC”) tipo Booster para la conexión de las distintas series fotovoltaicas de forma independiente y además, conseguir mayores tensiones de funcionamiento. El cable de neutro está conectado al punto medio de los condensadores de link.

Otro circuito cuyo objetivo es reducir las pérdidas de conmutación producidas en los diodos es el mostrado en la figura 2-15. Para cada fase se utilizan dos fases en paralelo acopladas con sus respectivas inductancias de pequeño tamaño (L1 a L6). Las bobinas principales L7 a L9 tienen mayor valor. Con ello se consiguen conmutaciones a tensión cero también llamado “soft switching” [35] [76]. Este circuito está especialmente diseñado para niveles de potencia en el rango de varios cientos de kilovatios.

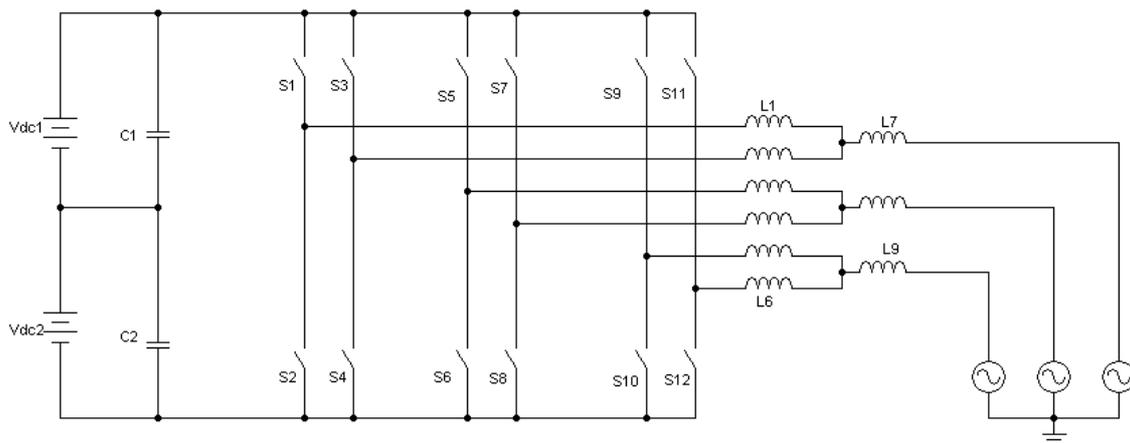


Figura 2-15. Ejemplo de topología trifásica “soft switching”.

Otro ejemplo es el circuito de la figura 2-16. Consta de un convertidor Continua/Continua tipo Booster de entrada y dispone de control en tres niveles con punto medio usando diodos. El neutro no está conectado con el punto medio de los condensadores de link. Por ello sólo se necesitan 600 V en la tensión de link en lugar de aproximadamente 700 V si hubiera estado conectado [37-39].

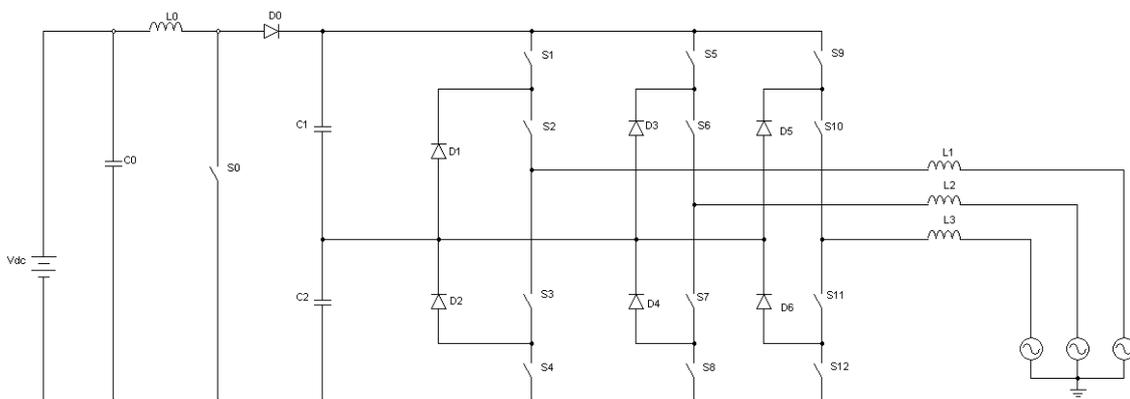


Figura 2-16. Ejemplo de topología trifásica.

El inversor de la figura 2-17 utiliza dos convertidores “CC/CC” tipo booster con conexión de punto a medio de tensión de entrada al convertidor. Con esta configuración se realiza control en tres niveles por medio de los polos S2, S3, S6, S7, S10 y S11. Además dispone del neutro conectado al punto medio de la tensión continua de entrada. Por lo tanto, se necesita una tensión continua de link más alta, de aproximadamente 700 V [37-39].

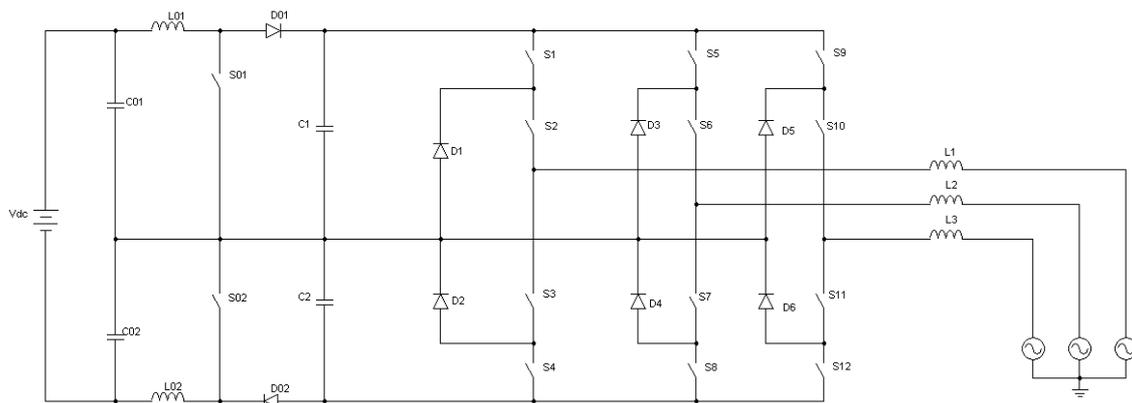


Figura 2-17. Ejemplo de topología trifásica con dos convertidores “CC/CC”.

El circuito de la figura 2-18 simplifica el circuito anterior (figura 2-17) al disponer de un solo circuito elevador.

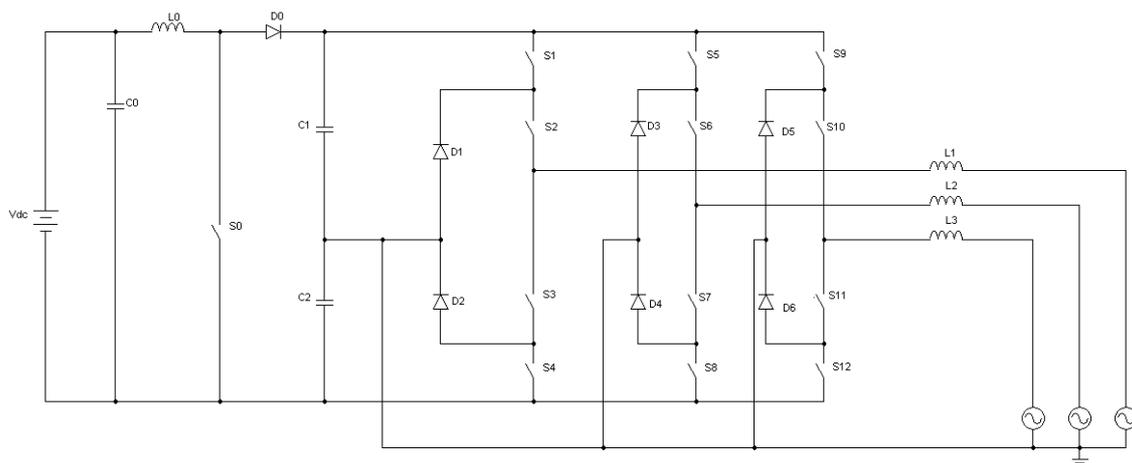


Figura 2-18. Inversor trifásico, simplificación circuito de la figura 2-17.

El circuito de la figura 2-19 utiliza una versión diferente del control en tres niveles. Para la corriente de libre circulación positiva los polos S8, S10 y S12 se ponen en conducción y los diodos de los polos S7, S9 y S11 se polarizan en directa, conduciendo. Para polarizarlos es preciso que los polos S1, S3 y S5 queden abiertos. De esta forma, S1 abierto y S8 cerrado, circularía corriente positiva por la carga pero a la vez estaríamos imponiendo una tensión casi cero en la misma. Se puede observar que en ese momento no se puede cerrar el polo S2 porque se produciría cortocircuito en el condensador C3, fuente de la semitensión negativa. El punto medio de los condensadores link se conecta al neutro de red, por lo que se obtiene una estructura

“NPC” [23] [25] [27]. Los polos S1 a S6 necesitan ser de la categoría que soporte una tensión del orden de 1.200V, mientras que los polos S7 a S12 pueden serlo de la de 600 V teniendo como ventajas las ya comentadas relativas a menores pérdidas.

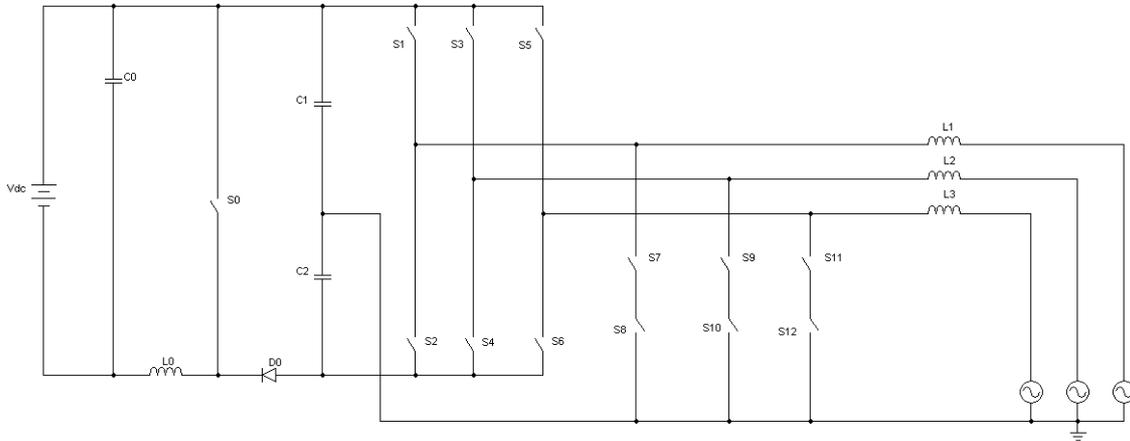


Figura 2-19. Inversor trifásico en configuración “NPC”, con diferente control a tres niveles.

Finalmente, en la figura 2-20 se muestra una topología en cinco niveles que actualmente se encuentra en el mercado, denominada UltraEta® de la compañía “REFU Elektronik, GmbH” [39]. Utiliza dos puentes trifásicos, uno conectado directamente a la tensión del generador solar, el otro conectado a una tensión superior proveniente de dos convertidores “CC/CC” tipo booster. Para los pequeños valores instantáneos de las tensiones de la red, se hace conmutar el puente de menor tensión (polos S11 a S16). Para valores superiores de la tensión instantánea, se usa el puente de mayor tensión (polos S21 a S26). Para obtener valores de tensión cero con este puente se usan los polos S31 a S36 para los dos puentes. La misión de los diodos D11 a D16 es evitar los cortocircuitos entre los dos niveles de tensión continua que se producirían al conmutar los polos S21 a S26 y polarizarse los diodos de los polos S11 a S16.

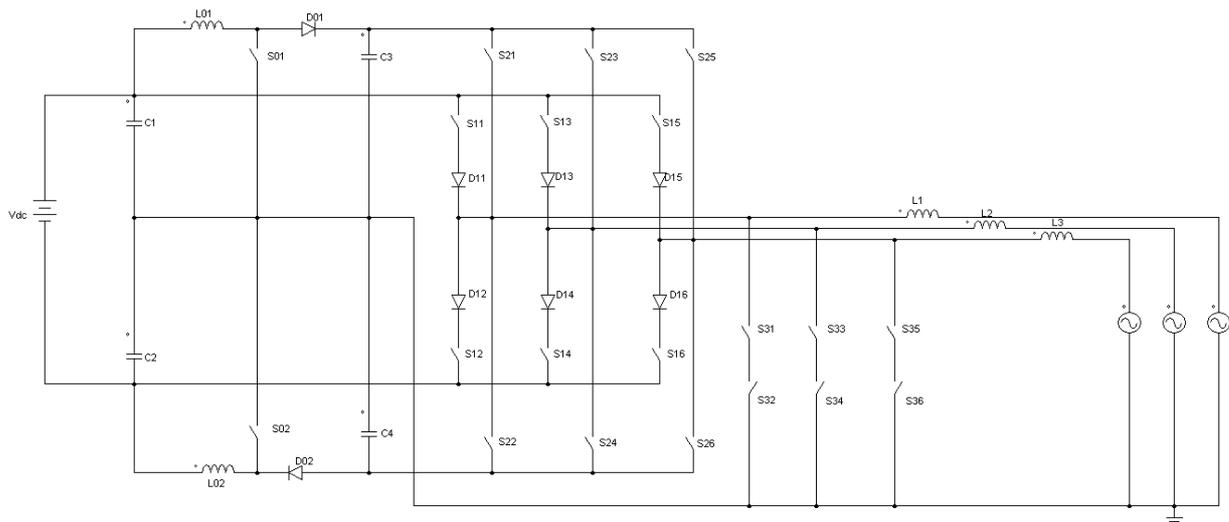


Figura 2-20. Inversor trifásico de cinco niveles UltraEta®, de la compañía “REFU Elektronik, GmbH”.

2.2. Tipos de modulación utilizada en los inversores. Modulación en Espacio Vectorial.

La secuencia de disparos de los polos de un inversor, ya sea monofásico o trifásico, siempre sigue un patrón identificado por la modulación elegida y que gobierna el funcionamiento del inversor. Es fundamental por lo tanto, y para el diseño de un inversor, elegir convenientemente el tipo de modulación para la generación de los pulsos de activación y desactivación de los polos. En general, se utiliza la técnica de modulación PWM (o “Pulse Width Modulation”), o alguna de las variantes de la misma [48-49], por los motivos anteriormente definidos de facilidad de filtrado de la componente a frecuencia fundamental (50 Hz) y la utilización, para dicho tipo de modulación, de filtros paso-bajo que no requieren demasiadas exigencias técnicas y/o económicas a la hora de ser utilizados en inversores [45] [46] [48].

En cuanto a estrategias de control, aunque se explica de forma pormenorizada en el Capítulo 5 de la presente Tesis Doctoral, como introducción se puede definir que existen muchos métodos que proporcionan control sobre una planta o un sistema. Uno de los más utilizados en literatura científica es el control por deslizamiento o “Sliding” [99], que ofrece algunas ventajas como estabilidad, robustez y una buena respuesta dinámica. Está basado en leyes de control discontinuas y genera una señal controlada que describe trayectorias dentro de los límites de control definidos. Sin embargo, este

tipo de control solo consigue mantener la variable a controlar, y por lo tanto los desequilibrios, dentro de los límites de control permitidos, sin conseguir eliminarlos totalmente. En la presente Tesis Doctoral y dadas las características que el sistema tiene, su complejidad y la necesidad de disponer de un método homogéneo que permita de una forma sencilla controlar todas las variables que van a precisar control, se ha elegido un control “Proporcional-Integral” o “PI” [103]. El control “PI” también presenta una buena estabilidad, una buena respuesta dinámica y es muy robusto, eligiéndose dicho modelo o estrategia de control en detrimento de otros.

De forma general, la topología típica para inversores de baja y mediana potencia, como es el caso de la presente Tesis Doctoral, es el inversor trifásico de de dos niveles en puente completo, representado en la figura 2-21 [28] [29]

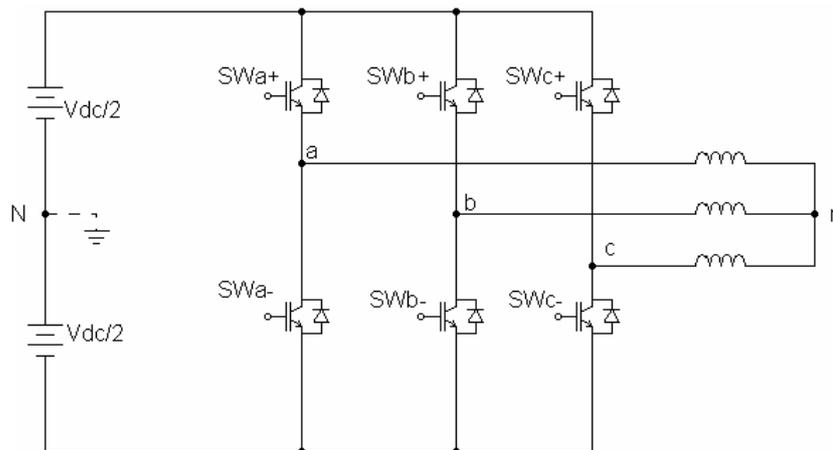


Figura 2-21. Inversor trifásico VSI de dos niveles en puente completo.

Este tipo de inversores está formado por un conjunto de seis transistores de potencia, en nuestro caso IGBTs (“Isolated-Gate Bipolar Transistor”), con sus seis diodos conectados en antiparalelo, alimentados por una fuente de continua; la entrada de continua del inversor, que representa las placas fotovoltaicas que generan la diferencia de potencial, se define como “link de continua” del inversor.

Cada par transistor-diodo opera como si se tratase de un interruptor bidireccional. A partir del estado de activación de los polos, los terminales de salida de cada fase toman valores de tensión iguales a $\frac{V_{dc}}{2}$, o a $-\frac{V_{dc}}{2}$ con respecto al punto N.

Actualmente, existe gran variedad de algoritmos de modulación PWM utilizados en el control de inversores, cada uno de ellos pretendiendo mejorar las características que sean precisas dependiendo de la utilización del inversor: pérdidas de conmutación, eficiencia en conversión, o contenido armónico. Fue Schönung (1964) el que, con la idea de mejorar el contenido armónico en la operación del inversor introdujo el algoritmo de modulación PWM sinusoidal. A partir de entonces, se desarrollaron algoritmos PWM modernos [43-46] [48].

Hoy en día existen dos enfoques relacionados con la modulación PWM, la modulación PWM basada en portadora (CBPWM o “Carrier-Based Pulse Width Modulation), y la modulación PWM basada en vectores espaciales (SVPWM) o “Space-Vector Pulse Width Modulation”) [48].

2.2.1. Modulación PWM basada en Portadora.

Para poder entender la técnica de modulación PWM basada en portadora, obsérvese la figura 2-22, que corresponde a la fase “a” del inversor trifásico de la figura 2-21 [48].

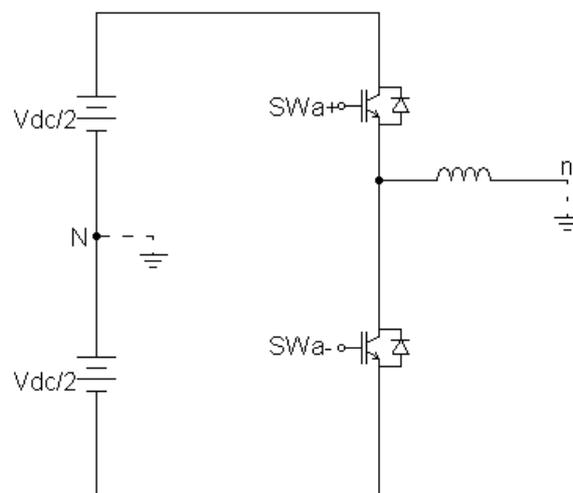


Figura 2-22. Circuito correspondiente a la fase “a” del inversor trifásico VSI de la figura 2-21.

En la figura 2-22 las señales de activación de los polos superiores e inferiores, “ SW_{a+} ” y “ SW_{a-} ” se obtienen mediante la comparación entre las amplitudes de una señal de alta frecuencia denominada portadora y una señal de baja frecuencia denominada moduladora o de referencia. Para el cálculo de las señales SW_{a+} y SW_{a-} es suficiente un

único proceso de comparación, al ser estas señales complementarias la una de la otra. Por supuesto, al considerarse que el inversor es trifásico, son necesarios 3 procesos de comparación simultáneos, uno por cada fase, como se muestra en la figura 2-23. Las señales moduladas resultantes para las tres fases son iguales, pero desfasadas 120° entre ellas [48].

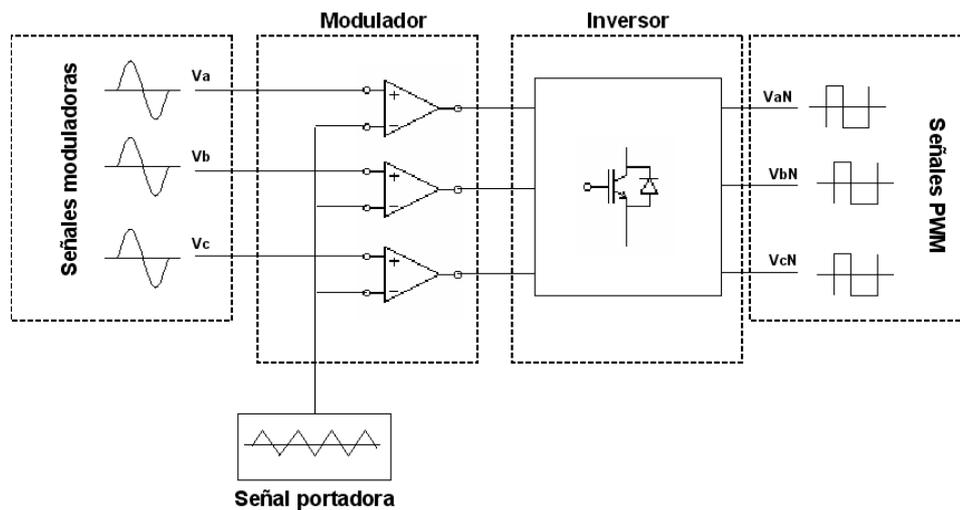


Figura 2-23. Proceso de generación de las señales de activación/desactivación de los polos.

En general, la señal portadora es generalmente periódica; la forma más común de la señal portadora es la triangular, sin embargo, otras variantes conocidas son la de diente de sierra con pendiente positiva, la de diente de sierra con pendiente negativa y versiones aleatorias que varían entre las tres anteriores. Con respecto a la señal moduladora, es ésta la que contiene la información de amplitud, frecuencia y fase deseadas y por esta razón se conoce también como señal de referencia. Su forma puede tomar diversos perfiles. Por otro lado, se define “Índice de Modulación de Frecuencias” (“N”) como la relación que existe entre la frecuencia de la señal portadora (“Fs”) con la frecuencia de la señal moduladora (“Fr”). Se define a su vez el “Índice de Modulación de Amplitud” (“M”) como la relación entre la amplitud de la señal moduladora y la máxima amplitud de la señal portadora [43] [48].

En modulación PWM, el objetivo fundamental es lograr que la información de amplitud de la señal moduladora esté contenida en el valor medio del tren de pulsos generado. Este objetivo se define como “principio del balance voltio-segundo”. De forma general,

y dentro del esquema de clasificación de modulación PWM basada en portadora, se puede realizar otra clasificación de las técnicas de modulación [44] [46] [48]:

- ❖ **Algoritmos de Modulación PWM continuos (CPWM o “Continuous Pulse Width Modulation”)**: se caracterizan porque en cada ciclo de la señal portadora “Ts”, las señales moduladora y portadora se intersecan por lo menos una vez, originando la conmutación de los polos. Son algoritmos de modulación continuos los siguientes:
 - Algoritmo de modulación PWM sinusoidal
 - Algoritmo de modulación PWM con inyección de señales de secuencia cero
 - Algoritmo de modulación PWM con inyección del tercer armónico
 - Algoritmo de modulación de vectores espaciales basados en portadora

- ❖ **Algoritmos de modulación discontinuos (DPWM o “Discontinuous Pulse Width Modulation”)**: a diferencia de los algoritmos de modulación continuos, los algoritmos de modulación discontinuos generan conmutaciones en dos tercios del ciclo de la señal moduladora, siendo su criterio de optimización las pérdidas por conmutación asociadas a los interruptores en el inversor. Actualmente, los más utilizados son los algoritmos DPWM1, DPWM2, DPWM0, DPWM3 y GDPWM (o “Generalized Discontinuous Pulse Width Modulation”). También existen los desarrollos DPWMMax y DPWMMin, pero debido a que existen preferencias por aquellos algoritmos que generan cargas equilibradas en los polos superiores e inferiores de una fase, éstos últimos no son populares en aplicaciones prácticas.

2.2.2. Modulación SVPWM.

A partir de la evolución en las prestaciones de los microprocesadores, la demanda de mejores desempeños en los accionamientos y la generalización de las transformaciones de Park (1929) y Clarke (1958) para el análisis de circuitos trifásicos, Van Der Broeck (1988) logró implementar la técnica PWM basada en vectores espaciales SVPWM (“Space Vector Pulse Width Modulation”) que ya había sido propuesta por Pfaff (1984). Actualmente, la modulación SVPWM se ha convertido en una técnica popular para

inversores trifásicos, en particular en aplicaciones de control de motores de inducción [48-49].

En la modulación PWM basada en vectores espaciales se explota la interacción entre las tres fases y en lugar de usar un modulador para cada fase, se procesa un único modulador para el vector espacial de voltaje del conjunto trifásico. Al aplicar la transformación de Clarke sobre el conjunto trifásico de señales moduladoras de fase se obtiene el vector espacial de referencia $V^*(t)$. Cuando las señales moduladoras conforman un sistema balanceado de señales senoidales, en estado estacionario $V^*(t)$ se caracteriza por poseer amplitud constante y rotar en el plano $\alpha\beta$ trazando una trayectoria circular tal y como se muestra en la figura 2-24 [48].

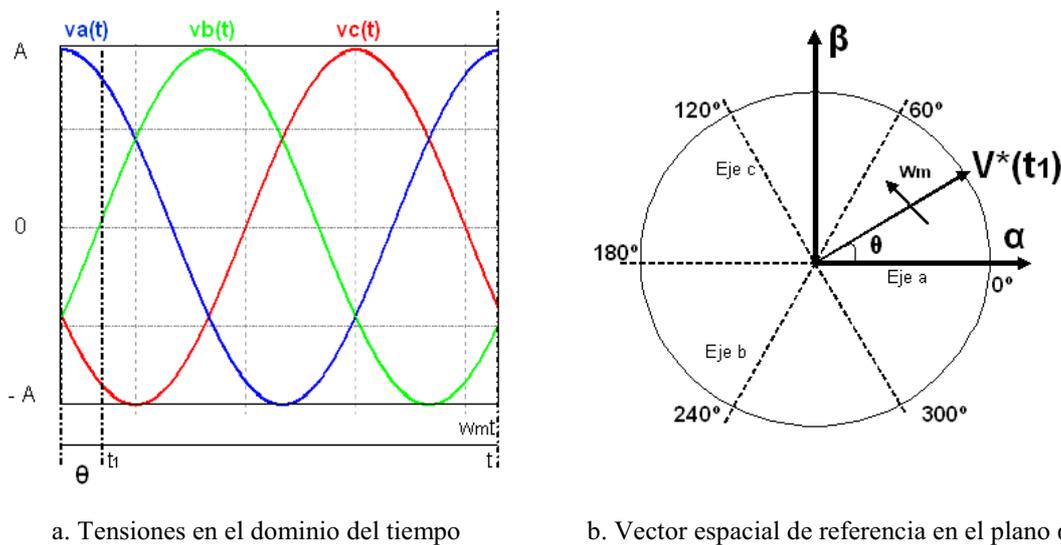


Figura 2-24. Obtención del vector espacial de referencia.

La velocidad de rotación y la amplitud del vector de referencia están determinadas por la frecuencia angular ω_m y la amplitud A de las señales moduladoras respectivamente; por lo tanto el vector de referencia puede ser definido mediante la siguiente expresión [48]:

$$V^*(t) = Ae^{j\omega_m t} = M \frac{V_{dc}}{2} e^{j\omega_m t} \quad (2.1)$$

Un vector espacial de voltajes $v_s(t)$ puede ser representado en función de sus voltajes instantáneos de fase. En el caso de un inversor VSI trifásico (por ejemplo, el

representado en la figura 2-21), los voltajes de fase en la carga pueden ser escritos de la siguiente forma [48]:

$$v_{an} = v_{aN} - v_{nN} \quad (2.2)$$

$$v_{bn} = v_{bN} - v_{nN} \quad (2.3)$$

$$v_{cn} = v_{cN} - v_{nN} \quad (2.4)$$

Por lo tanto, el vector espacial de voltajes de fase $v_s(t)$ puede ser representado en términos de los voltajes en el inversor como se muestra a continuación [28][48]:

$$v_s(t) = \frac{2}{3}(v_{aN}e^{j0} + v_{bN}e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cN}e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.5)$$

Existen dos restricciones de operación para el inversor trifásico de la figura 2-21:

- Nunca se puede cortocircuitar la fuente DC, lo que se traduce en que en una misma fase no pueden conducir los dos conmutadores a la vez.
- Nunca se debe dejar en circuito abierto las inductancias del lado de la carga, lo que se traduce en que siempre debe haber algún semiconductor conduciendo en cada fase [48].

Teniendo en cuenta estas restricciones, es posible definir una función de conmutación en cada fase del inversor como se muestra a continuación:

- ✓ $SW_i=1$, cuando el conmutador Sw_i de la fase superior está encendido y el Sw_i de la fase inferior está apagado.
- ✓ $SW_i=0$, cuando el conmutador Sw_i de la fase superior está apagado y el Sw_i de la fase inferior está encendido.

Con $i = a, b, c$.

Por lo tanto, la ecuación que indica el valor de $v_s(t)$ se transforma en:

$$v_s(t) = \frac{2}{3}Vdc(SW_a e^{j0} + SW_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + SW_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (2.6)$$

Esta última ecuación tan solo puede tomar ocho valores diferentes y cada uno de estos valores está asociado a un estado del inversor; cada cambio de estado del inversor se puede considerar como una conmutación del inversor.

Al reemplazar el valor de los estados del inversor se obtienen los valores instantáneos del vector espacial $v_s(t)$ que puede generar el inversor. Éstos se resumen en la siguiente tabla, donde a cada estado j , se ha asociado su vector correspondiente [48].

Estados S_j	Función de conmutación			Vectores V_j	Valores Ecuación
	SWa	SWb	SWc		
S_0	0	0	0	$V_0 (000)$	0
S_1	1	0	0	$V_1 (100)$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j0}$
S_2	1	1	0	$V_2 (110)$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
S_3	0	1	0	$V_3 (010)$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
S_4	0	1	1	$V_4 (011)$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi}$
S_5	0	0	1	$V_5 (001)$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
S_6	1	0	1	$V_6 (101)$	$\frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
S_7	1	1	1	$V_7 (111)$	0

Tabla 2-1. Vectores de voltaje de un inversor VSI.

Algunas características de estos vectores espaciales son:

- Todos los vectores tienen amplitud constante y orientación fija en el plano $\alpha\beta$.
- El voltaje que los vectores cero aplican a la carga es nulo.
- Los vectores activos poseen igual magnitud y están desfasados mutuamente por un ángulo de $\pi/3$.

Tal y como aparece en la figura 2-25, los vectores activos dividen el plano $\alpha\beta$ en seis sectores (del I al VI), formando los ejes de un hexágono [29][48].

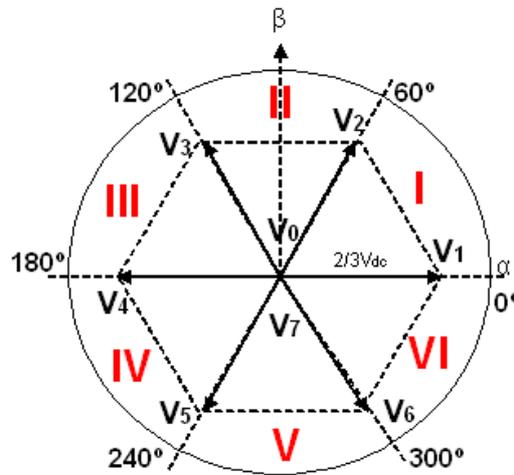


Figura 2-25. Hexágono de voltajes de fase de un inversor trifásico con modulación SVPWM.

El objetivo de la estrategia de modulación SVPWM es aproximar el vector espacial de voltaje de referencia $V^*(t)$ mediante la combinación óptima de los vectores espaciales del inversor. Esta aproximación se logra en un contexto de promedios a lo largo de un periodo de conmutación denominado “ T_s ” y su optimización implica 4 requerimientos [48]:

- ❖ Mínima desviación instantánea del vector generado.
- ❖ Mínimo rizado en las corrientes del inversor.
- ❖ Frecuencia de conmutación constante.
- ❖ Mínimas pérdidas por conmutación en el inversor.

Es decir, en SVPWM se realiza una aproximación de una versión muestreada en intervalos T_s del vector referencia $V^*(t)$. Con el fin de garantizar mínima desviación instantánea del vector generado, T_s se elige lo suficientemente pequeño con respecto al periodo fundamental y su selección comparte los mismos criterios establecidos para modulación PWM.

La aproximación de $V^*(t)$ se facilita al considerar lo siguiente:

- ✓ En cualquier instante de tiempo el vector espacial de referencia rotatorio $V^*(t)$ cae en uno de los seis sectores del hexágono del inversor.

- ✓ Cualquier vector de voltaje dentro de los límites del hexágono del inversor puede ser aproximado en un ciclo de conmutación T_s , mediante la descomposición en sus componentes a lo largo de los vectores espaciales del inversor.

Teniendo en cuenta lo anterior, el vector de voltaje de referencia puede ser escrito como [29][48]:

$$V^*(t) = \frac{T_0}{T_s} V_0 + \frac{T_1}{T_s} V_1 + \dots + \frac{T_7}{T_s} V_7 \quad (2.7)$$

Donde T_0, T_1, \dots, T_7 , son los tiempos de activación de los vectores V_0, V_1, \dots, V_7 dentro del periodo T_s . De acuerdo a estas restricciones la descomposición de $V^*(t)$ en V_0, V_1, \dots, V_7 tiene múltiples soluciones. Sin embargo, el vector $V^*(t)$ generalmente es sintetizado mediante sus dos vectores de voltaje adyacentes y los dos vectores de voltaje cero; esto con el fin de cumplir los requerimientos que optimizan el proceso de aproximación. En general, y para cada uno de los sectores, se obtienen los siguientes valores [19][48]:

$$T_k = T_s M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.8)$$

$$T_{k+1} = T_s M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta - (k-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad (2.9)$$

$$T_z = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (2.10)$$

Donde k es el sector en el que se ubica el vector de referencia ($k+1=1$ para $k=6$), “ θ ” el ángulo que abarca en el plano $\alpha\beta$ el vector de referencia, y “ M ” el índice de modulación.

Para finalizar el cálculo es necesario realizar la partición de T_z entre los estados V_0 y V_7 . En general se considera un factor “ K ”, también definido por “parámetro de vector nulo”, de forma que [26][29][48]:

$$T_z = (1 - K)T_7 + KT_0 \quad (2.11)$$

En general, y para un inversor trifásico, siempre se intenta sintetizar el vector de referencia mediante dos vectores de voltaje adyacentes, según el ángulo “ θ ”. Por

ejemplo, si el ángulo θ cae en un instante de tiempo en el sector I se utilizan los vectores V_1 y V_2 , y sus correspondientes intervalos de tiempo T_1 y T_2 . Se añade además los valores T_0 y T_7 para sintetizar los valores de activación de los transistores, para minimizar pérdidas en conmutación [29][48].

Una vez identificados los valores de T_0, T_1, \dots, T_7 , es preciso traducir estos valores a los tiempos de activación de los transistores. Para ello, es preciso tener en cuenta el ciclo de trabajo de cada uno de los transistores que actúan como interruptores en el inversor. Para la pareja de transistores de la fase “a” de la figura 2-21, el ciclo de trabajo se define como “da”; para la fase “b” el ciclo de trabajo se define como “db”; para la fase “c” el ciclo de trabajo se define como “dc”. Así mismo, el tiempo de activación del transistor de la parte superior de la fase “a” se define “Ta”, el tiempo de activación del transistor de la parte superior de la fase “b” se define “Tb”, y finalmente el tiempo de activación del transistor de la parte superior de la fase “c” se define “Tc”. Los transistores de la parte inferior de cada una de las fases “a”, “b” y “c” se activan justo cuando se desactiven los transistores homólogos superiores de cada fase. En la práctica, y como se ha realizado en la presente Tesis Doctoral, se calculan los valores de T_0, T_1, T_2 y T_7 , aplicando la formulación anteriormente definida, y se calculan los valores de Ta, Tb y Tc según aparece en la tabla 2-2, para cada uno de los sectores [48].

SECTOR	Tiempos transistores parte superior fase	Tiempos transistores parte inferior fase
I	$Swa(+)=T_1+T_2+T_7$ $Swb(+)=T_2+T_7$ $Swc(+)=T_7$	$Swa(-)=T_0$ $Swb(-)=T_1+T_0$ $Swc(-)=T_1+T_2+T_0$
II	$Swa(+)=T_1+T_7$ $Swb(+)=T_1+T_2+T_7$ $Swc(+)=T_7$	$Swa(-)=T_2+T_0$ $Swb(-)=T_0$ $Swc(-)=T_1+T_2+T_0$
III	$Swa(+)=T_7$ $Swb(+)=T_1+T_2+T_7$ $Swc(+)=T_2+T_7$	$Swa(-)=T_1+T_2+T_0$ $Swb(-)=T_0$ $Swc(-)=T_1+T_0$
IV	$Swa(+)=T_7$ $Swb(+)=T_1+T_7$	$Swa(-)=T_1+T_2+T_0$ $Swb(-)=T_2+T_0$

	$Swc(+)=T_1+T_2+T_7$	$Swc(-)=T_0$
V	$Swa(+)=T_2+T_7$ $Swb(+)=T_7$ $Swc(+)=T_1+T_2+T_7$	$Swa(-)=T_1+T_0$ $Swb(-)=T_1+T_2+T_0$ $Swc(-)=T_0$
VI	$Swa(+)=T_1+T_2+T_7$ $Swb(+)=T_7$ $Swc(+)=T_1+T_7$	$Swa(-)=T_0$ $Swb(-)=T_1+T_2+T_0$ $Swc(-)=T_2+T_0$

Tabla 2-2. Tiempos de conmutación de las fases de un inversor según modulación SVPWM.

Los tiempos definidos en la tabla 2-2 identifican una secuencia de conmutaciones en los polos del inversor. Dicha secuencia de conmutaciones, que es la que se ha utilizado en la presente Tesis Doctoral para la implementación de los inversores, se define por técnica “single edge”, y es normalmente utilizada en aplicaciones de altos requerimientos en cuanto a pérdidas por conmutación, al tener un número bajo de conmutaciones. Sin embargo, existe otro método de control del flanco, definido por “double edge” y que, debido a sus características, se utilizan en aplicaciones que requieren un nivel muy bajo en contaminación armónica. En la tabla 2-3 se observa la diferencia entre las secuencias “single edge” y “double edge”. Cada una de ellas tiene dos posibilidades de control de flanco, empezando la secuencia bien por el vector V_0 o por el vector V_7 [48].

Técnica de modulación	Secuencia de conmutación en ciclo de conmutación “Ts”
Single edge SVPWM	V_0, V_k, V_{k+1}, V_7
	V_7, V_{k+1}, V_k, V_0
Double edge SVPWM	$V_0, V_k, V_{k+1}, V_7, V_{k+1}, V_k, V_0$
	$V_7, V_{k+1}, V_k, V_0, V_k, V_{k+1}, V_7$

Tabla 2-3. Secuencia de conmutaciones de los polos de un inversor con modulación SVPWM, según técnica “single edge” y “double edge”.

2.3. Conexión de inversores en paralelo. Estado del Arte.

Los inversores se conectan en paralelo con el fin de mejorar el rendimiento o para lograr sistemas de alta fiabilidad. La conexión de dos inversores ofrece una mejor respuesta

ante caídas o fallos en los equipos, y ofrece una respuesta a nivel de rendimiento mucho mejor que si se utilizara un único inversor. En general, existen varias filosofías en la conexión de inversores en paralelo. Éstas se pueden clasificar en tres grupos principalmente [30][49][50]:

- 1.- Técnicas de control y conexión maestro/esclavo
- 2.- Técnicas de reparto de carga y potencia
- 3.- Técnicas de control de frecuencia y caída de voltaje.

A continuación se realizará una explicación pormenorizada de cada uno de estos grupos.

2.3.1. Técnicas de control Maestro/Esclavo.

El método de control maestro/esclavo utiliza un inversor “maestro” de voltaje controlado, y una serie de inversores de corriente controlada como unidades “esclavas”. La unidad inversor “maestra” mantiene la tensión de salida constante, y se encarga de proporcionar datos para la generación de corriente a las unidades “esclavas”. En la figura 2-26 se observa una configuración del tipo anteriormente definido. El inversor “maestro” mantiene una tensión sinusoidal de salida constante, mientras que las unidades “esclavas” operan de forma controlada para proporcionar una corriente totalmente distribuida. Los inversores del sistema no precisan bucles de enganche de fase (“PLL” o “Phase Locked Loop”) para sincronizarse, aunque si precisan de un bus de comunicaciones entre todas ellas y la unidad que controla la generación de señal alterna a la salida. Este tipo de arquitectura permite un reparto de carga óptimo, aunque tiene el problema de que el sistema no es redundante. Es decir, si falla el inversor “maestro”, el sistema no dispone de una tensión de referencia a la salida controlada, de la misma forma que si falla la unidad de control, el sistema también fallará [49][50].

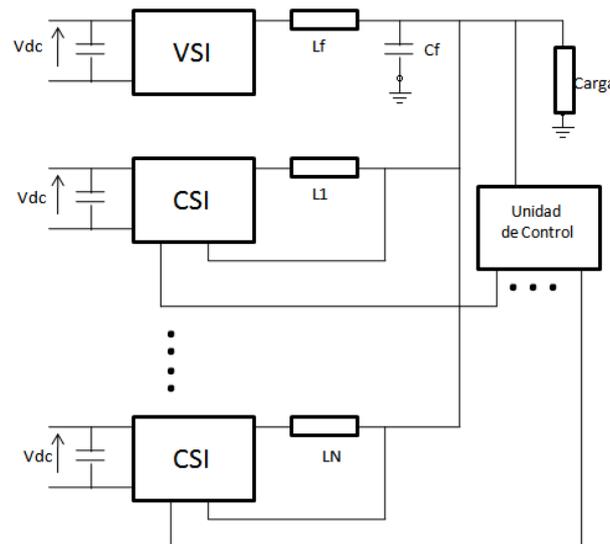


Figura 2-26. Configuración “maestro/esclavo” para la conexión de inversores en paralelo.

Otro posible esquema que pretende paliar esta carencia es el definido en la figura 2-27, que utiliza una configuración “maestro/esclavo”, pero utilizando un ventana de prioridad rotatoria, que provee de un sistema de selección aleatoria del nuevo inversor “maestro” en caso de fallos (o debido a un cambio determinado por la rutina de funcionamiento del sistema), aumentándose por lo tanto la redundancia y el eficiencia del sistema [50].

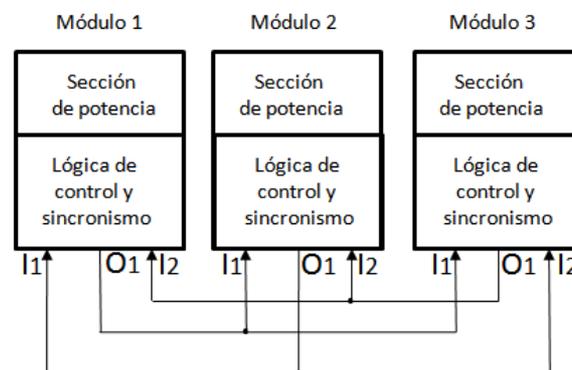


Figura 2-27. Configuración “maestro/esclavo” con ventana de prioridad rotatoria.

Actualmente se está introduciendo una nueva arquitectura de tipo “maestro/esclavo”. Dicha nueva arquitectura se basa en el cambio de la unidad inversora “maestra” por un bloque de control central que controla la tensión de salida y puede influenciar en la corriente de salida de cada una de las unidades inversoras “esclavas”. Esto significa que las magnitudes de voltaje, frecuencia y reparto de potencia están controladas de manera centralizada, mientras que otras magnitudes, como la distorsión armónica, son

controladas de forma local. En la figura 2-28 se observa el circuito que identifica esta solución [50]. El sistema de control centralizado está formado por dos bucles de control anidados. Existe un primer bucle de control que mide el valor de la corriente que circula por la inducción de salida “Ls” y que proporciona una rápida respuesta al siguiente bucle de control de tensión. El sistema de control centralizado envía las referencias de corriente a los inversores del sistema en coordenadas “DQ0”.

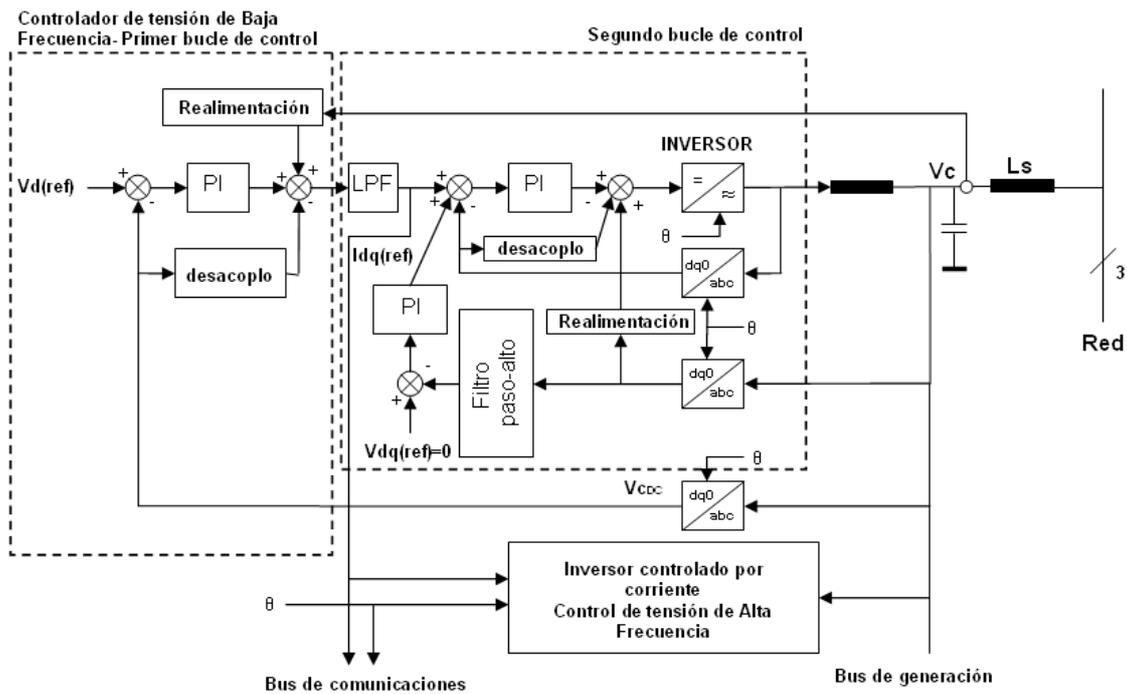


Figura 2-28. Configuración “maestro/esclavo”, con unidad de control centralizada para las magnitudes de voltaje, frecuencia y reparto de potencia.

2.3.2. Técnicas de reparto de carga y potencia.

En este tipo de filosofía de conexión de inversores en paralelo, la técnica de control mide toda la corriente en la carga y divide este valor entre el número de unidades inversoras del sistema para obtener un valor medio de carga por inversor [49][50]. Dicho valor se compara con la carga que cada inversor está proporcionando en ese momento a la carga y, en caso de desviación, se generan las señales de control necesarias para hacer nula dicha desviación. En la figura 2-29 se observa el diagrama de bloques de una solución basada en esta técnica [50].

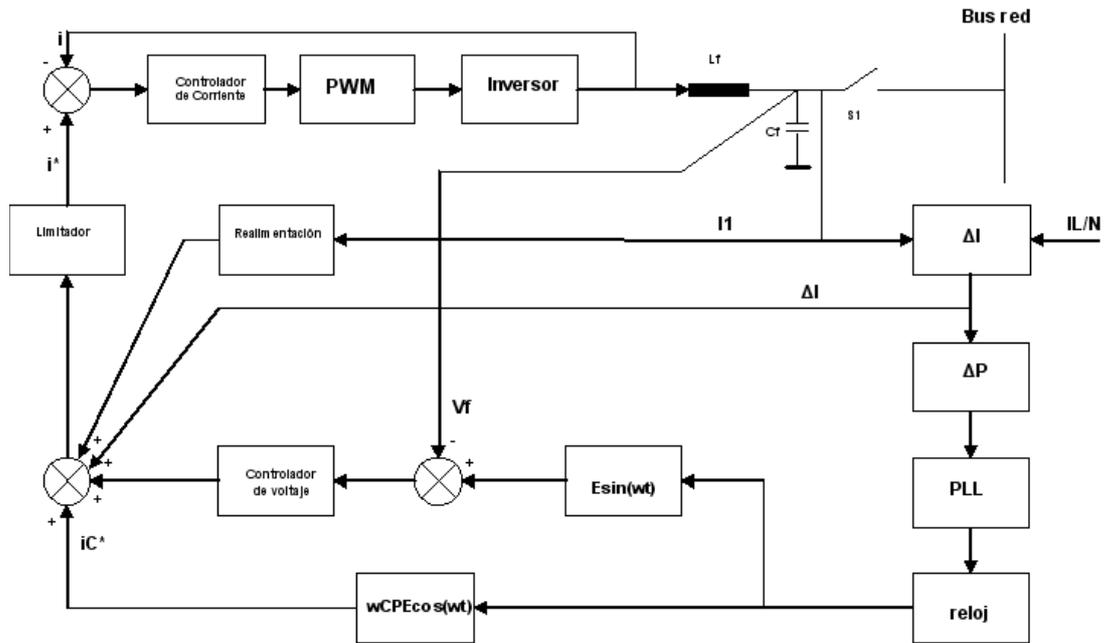


Figura 2-29. Unidad de control para configuración de reparto de carga y potencia.

Tal y como puede observarse en la figura 2-29, el inversor dispone de un bucle de control de corriente a una alta velocidad de procesamiento; este bucle de control tiene como referencia el valor de la corriente total del sistema (“ I_L ”) dividido por el número de unidades inversoras (“ N ”). Con este valor la unidad de control puede conocer el valor de la desviación de corriente que el inversor está generando (“ ΔI ”). El bucle de control de corriente además tiene en cuenta la tensión de salida en bus de red y la desviación de la potencia proporcionada por el inversor (“ ΔP ”), calculada esta última a partir del valor de ΔI . Con estos valores, y mediante cálculo algorítmico, la unidad de control calcula el valor de referencia de la corriente (“ i^* ”). La unidad de control impide que no sea posible que exista corriente de salida por módulo superior al valor de la corriente de referencia “ i^* ”. El control de voltaje ajusta la desviación de tensión, manteniendo constante la tensión de salida. La desviación de corriente (ΔI) es medida y utilizada para realimentar el bucle de control de corriente, y la desviación de potencia (ΔP) controla la fase de la referencia. El sistema proporciona un reparto de carga y una respuesta transitoria óptimos, debido a la realimentación directa de las señales de control.

Otro método de reparto de carga es el mostrado en la figura 2-30. En ella se puede observar que cada inversor está controlado de forma que el valor medio de la corriente de salida está directamente relacionado con su frecuencia de conmutación. De esta

forma, el contenido en frecuencia de la señal de tensión de la carga, o de la red, contiene información acerca de la corriente de salida de cada inversor. Cada inversor mide la tensión agregada de la salida, y en función de la frecuencia de dicha tensión, estima el valor medio de la corriente de salida que cada inversor debe aportar al sistema. Se realiza un ajuste fino de la corriente de referencia (“ I_{ref} ”) y con este valor se realimenta la unidad de control del inversor [50].

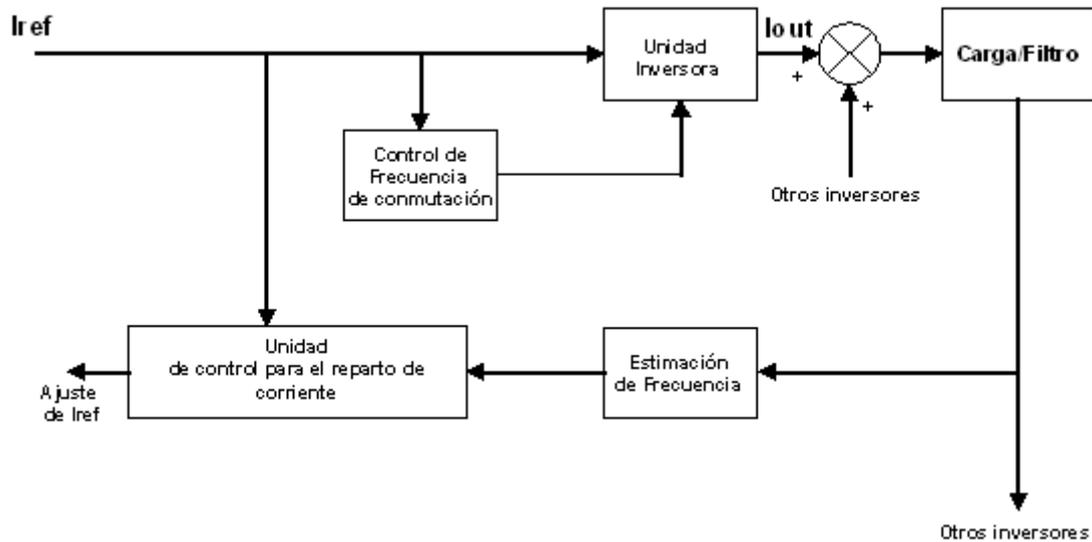


Figura 2-30. Unidad de control para reparto de carga, con medición del valor medio de la corriente de salida.

En la figura 2-31 se muestra otra arquitectura basada en reparto de carga en la conexión de inversores en paralelo, mediante la técnica de cadena de control circular (o “3C”) [49][50].

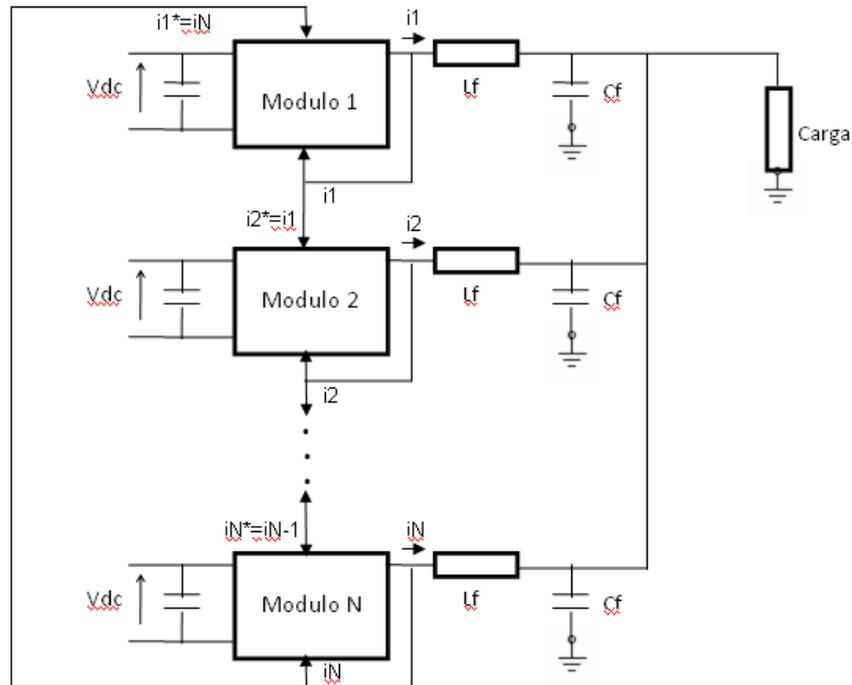


Figura 2-31. Arquitectura de configuración para reparto de carga, con técnica “3C”.

Como se observa en dicha figura, todos los módulos tienen las mismas características y configuración, de forma que cada módulo incorpora un bucle de control de entrada, y un bucle de control de salida. Con la estrategia “3C”, todos los inversores están conectados en una cadena circular de control, de forma que todos disponen del valor de la corriente que circula por el inductor de salida del inversor anterior. El funcionamiento es simple: la referencia de corriente de salida del primer inversor es la corriente de salida del último inversor conectado a la cadena; la referencia de corriente de salida del segundo inversor es la corriente de salida del primero, y así sucesivamente. Es decir:

$$i1^*=iN \quad (2.12)$$

$$ik^*=ik-1, k=2, \dots, N \quad (2.13)$$

De esta forma, cada inversor dispone del valor de la corriente de salida de referencia, es decir, la corriente de salida del inversor anterior conectado a la cadena, y de su corriente de salida, con lo que a través de un bloque de control puede ajustar el valor de su corriente de salida. La cadena misma “autorregula” la corriente de salida de cada inversor conectado a dicha cadena.

2.3.3. Técnicas de control de frecuencia y caída de voltaje.

Estas técnicas de control de sistemas formados por inversores conectados en paralelo evitan la interconexión entre los diferentes módulos inversores. Este tipo de métodos están basados en la disminución de las frecuencias de los generadores de tensión alterna cuando la potencia de salida aumenta. En este caso, la potencia activa y reactiva de la red se mide y se calcula su valor medio; una vez procesadas convenientemente, se generan señales de control que ajustan la amplitud de salida y la frecuencia de cada inversor. Dentro de estas técnicas, se distinguen diferentes metodologías que a continuación se pasarán a explicar [30][49][50].

Tradicionalmente, la impedancia de salida de un inversor se considera inductiva debido a la alta componente inductiva de la impedancia de línea y de la autoinducción del filtro. En la figura 2-32 se observa el circuito equivalente de un inversor conectado a un punto de conexión a través de una inductancia. Para nuestro estudio, se verifica que el punto de conexión es la red de distribución de tensión alterna a la que se conecta el inversor, o una carga a alimentar. Por lo tanto, se tiene que los valores de potencia activa (“P”) y potencia reactiva (“Q”) dependen de la diferencia de fase entre la fuente de tensión y el extremo (φ), que se supone de un valor muy pequeño, y del valor de la inductancia (“X”), según (2.14) y (2.15) [49]:

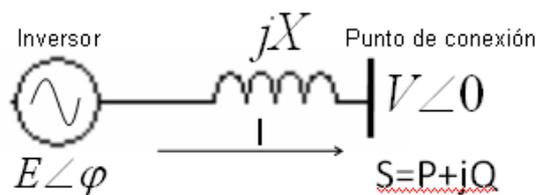


Figura 2-32. Circuito equivalente de un inversor conectado a un punto a través de una inductancia.

$$P = \frac{EV}{X} \sin(\varphi) \approx \frac{EV}{X} \varphi \quad (2.14)$$

$$Q = \frac{EV \cos(\varphi) - V^2}{X} \approx \frac{V}{X} (E - V) \quad (2.15)$$

Por lo tanto, la potencia activa aumenta con el ángulo de fase, y la potencia reactiva con la diferencia entre E y V. Teniendo en cuenta estas propiedades, se identifican esquemas

de control P- ω , y Q-V. En la figura 2-33 se observa un diagrama convencional típico [49].

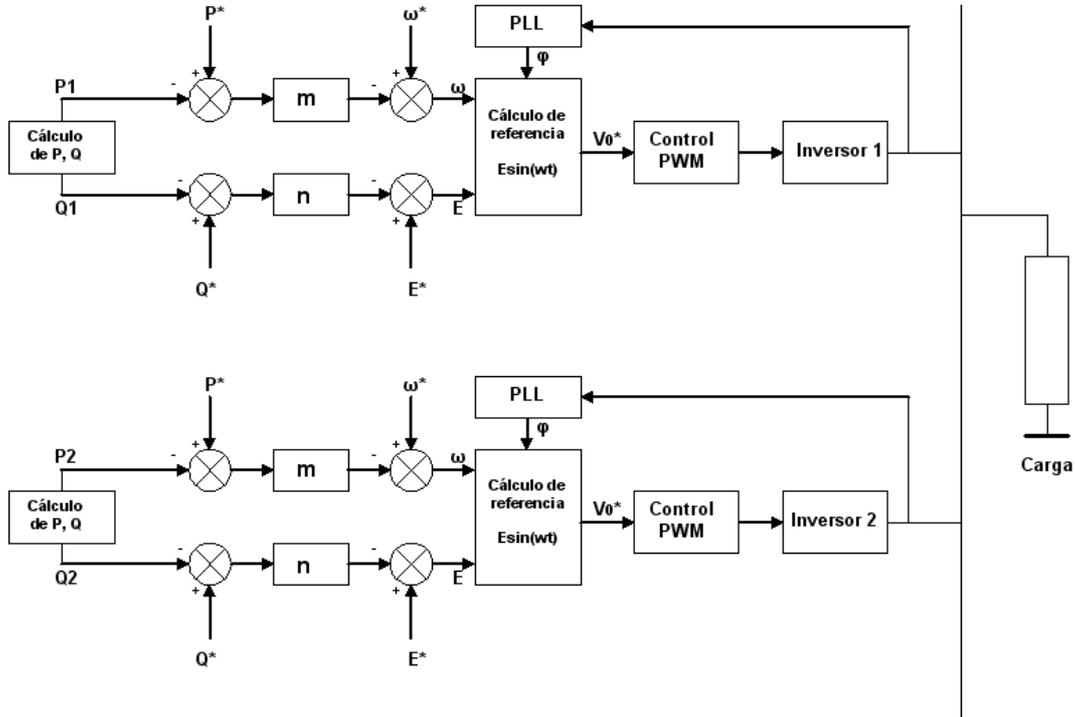


Figura 2-33. Configuración para la conexión de inversores en paralelo según técnica de control de frecuencia y caída de voltaje.

Tal y como se aprecia en la figura 2-33, la forma más simple y comúnmente adoptada para implementar una ley de control es la definida en (2.16) y (2.17) [30][49][50]:

$$\omega = \omega^* - m(P - P^*) \quad (2.16)$$

$$E = E^* - n(Q - Q^*) \quad (2.17)$$

Donde ω^* y E^* son la frecuencia de la tensión de salida y la amplitud del sistema en vacío (sin carga), y “m” y “n” son coeficientes de caída de frecuencia y amplitud. P^* y Q^* son la potencia activa y reactiva de referencia, que suelen definirse como valores nulos ($P^*=0$, $Q^*=0$) cuando se conectan inversores en paralelo de forma autónoma. En general, se suelen utilizar valores para “n” y “m” según (2.18) y (2.19) [49]:

$$m = \frac{\delta\omega}{P_{\max}} \quad (2.18)$$

$$n = \frac{\delta e}{2Q_{\max}} \quad (2.19)$$

Donde “ $\delta\omega$ ” y “ δe ” son los valores máximos permitidos de desviación de frecuencia y amplitud del sistema, y “ P_{\max} ” y “ Q_{\max} ” los valores máximos de potencia activa y reactiva que puede entregar el sistema.

Cuando se conectan varios inversores en paralelo con diferentes ratios de funcionamiento, se realiza el siguiente ajuste [49]:

$$m_1 S_1 = m_2 S_2 = \dots = m_N S_N \quad (2.20)$$

$$n_1 S_1 = n_2 S_2 = \dots = n_N S_N \quad (2.21)$$

Donde S_i es la potencia aparente aportada por el inversor “ i ”.

Normalmente, se considera la impedancia de salida del inversor como si fuera inductiva pura, siguiéndose esta premisa en los desarrollos matemáticos anteriormente definidos; esta consideración a veces no es correcta del todo, e incluso puede que sea resistiva para cableado de pequeño voltaje. Para tener en cuenta esta posibilidad, en (2.22) y (2.23) se recalcula la relación entre la potencia activa y la reactiva en función de una impedancia de salida de tipo genérica, con un módulo “ Z ” y un argumento “ θ ” [49].

$$P = \left[\frac{EV}{Z} \cos(\varphi) - \frac{V^2}{Z} \right] \cos(\theta) + \frac{EV}{Z} \sin(\varphi) \sin(\theta) \quad (2.22)$$

$$Q = \left[\frac{EV}{Z} \cos(\varphi) - \frac{V^2}{Z} \right] \sin(\theta) - \frac{EV}{Z} \sin(\varphi) \sin(\theta) \quad (2.23)$$

Por lo tanto, se puede reescribir la estrategia de control de la siguiente manera, según las ecuaciones (2.24) y (2.25):

$$\omega = \omega^* - m[P \sin(\theta) - Q \cos(\theta)] \quad (2.24)$$

$$E = E^* - n[P \cos(\theta) + Q \sin(\theta)] \quad (2.25)$$

Como se observa, el ángulo de la impedancia θ determina la ley de control a utilizar. En la figura 2-34 se observan las gráficas que representan las relaciones entre ω y E con P y Q , para cargas con impedancia inductiva y resistiva [49].

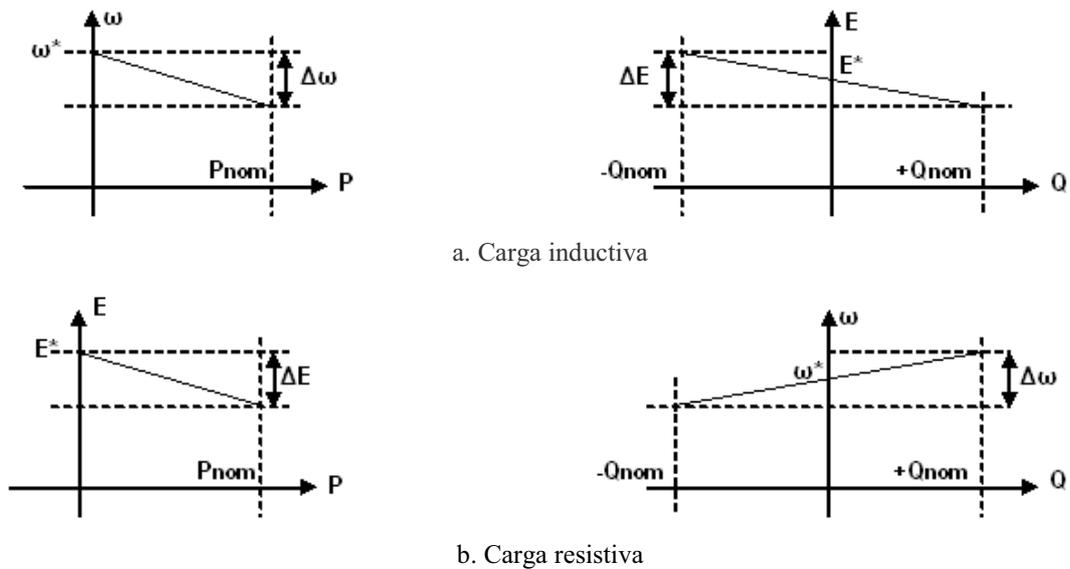


Figura 2-34. Características (ω, E) con respecto a la potencia activa (“P”) y la potencia reactiva (“Q”).

En la figura 2-35 se puede observar la arquitectura de un sistema de control que utiliza un control convencional de frecuencia y caída de voltaje de salida [50].

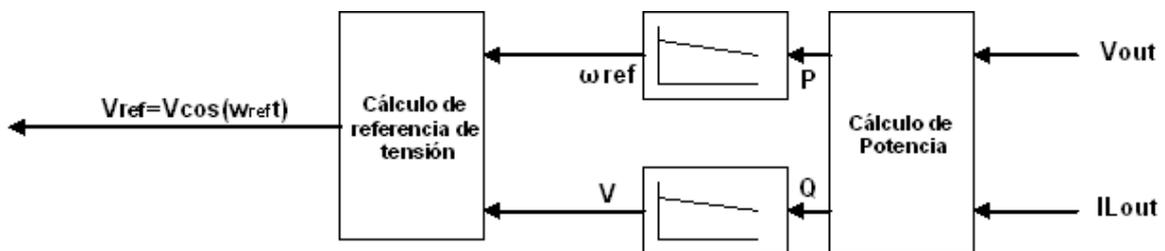


Figura 2-35. Sistema de control convencional de frecuencia y caída de voltaje.

Este método proporciona el control para dos o más inversores monofásicos conectados en paralelo sin necesidad de un bus de comunicaciones auxiliar entre ellos. A partir de los valores de la tensión de salida del sistema (“ V_{out} ”) y de la corriente de salida (“ I_{Lout} ”), se calculan los valores de potencia activa (“P”) y potencia reactiva (“Q”). Con dichos valores, y según las relaciones definidas anteriormente, se obtiene el valor de la tensión de referencia “ V_{ref} ”.

En la figura 2-36 se propone un método de control de inversores conectados en paralelo basándose en el modelo descrito por la figura 2-35. Este modelo está preparado para el control de inversores en entornos de fuente distribuida, como es el caso de sistemas

fotovoltaicos conectados a red. El reparto de potencia activa y reactiva entre los inversores se realiza mediante el control del ángulo que forman entre ellas las potencias activa y la reactiva, por un lado, y el armónico fundamental de la tensión de salida, por otro lado [50].

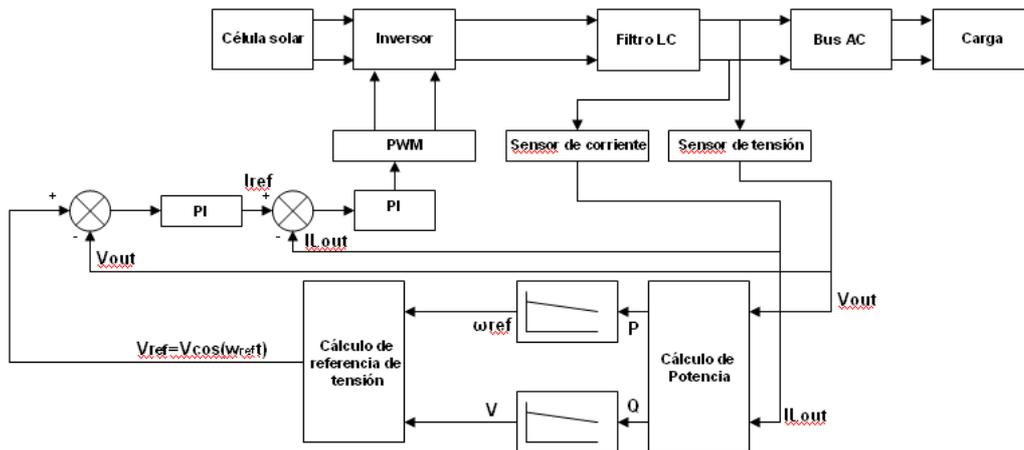


Figura 2-36. Sistema de control de frecuencia y caída de voltaje para entornos de fuente distribuida.

En concreto, y para el esquema de la figura 2-36, una vez calculado el valor de la tensión de referencia “Vref” a partir de la potencia activa (“P”) y la potencia reactiva (“Q”), siguiendo el esquema de la figura 2-35, se compara dicho valor con la tensión de salida del sistema y, a través de un control Proporcional-Integral (“PI”), se obtiene el valor de corriente de referencia “Iref”. Este valor se compara nuevamente con la corriente de salida “IOut” y el resultado se introduce en otro controlador Proporcional-Integral, cuya salida alimenta al sistema de control y de generación de pulsos del inversor propiamente dicho.

Como se puede observar, existen un número elevado de modelos para la conexión de inversores en paralelo. En la presente Tesis Doctoral se utilizará el modelo de conexión “maestro/esclavo”, de forma que se conectarán dos inversores trifásicos VSI, con modulación SVPWM; uno de los inversores actuará de “maestro”, teniendo sus parámetros que gobiernan la generación de las señales de activación/desactivación de sus correspondientes polos a un valor fijo, mientras que el otro inversor, que actuará de “esclavo”, dispondrá de diferentes valores en dichos parámetros. Esta situación generará

un desequilibrio en el sistema que será corregido actuando sobre los parámetros del inversor “esclavo”.

CAPÍTULO 3

MODELO “TRANSFORMERLESS”. DEFINICIÓN DE CORRIENTE DE CIRCULACIÓN.

3.1. Introducción. Utilización de transformadores en la conexión de inversores en paralelo a una carga o a la red eléctrica.

La conexión de inversores en paralelo presenta una gran cantidad de ventajas que ya han sido analizadas en apartados anteriores, y que, resumidamente, a continuación se enumeran [49][50]:

- Obtención de una mejor eficiencia en la conversión de energía eléctrica a partir de energía solar, permitiendo a cada inversor trabajar en su zona de máximo rendimiento (sobre todo cuando los inversores conectados presentan diferente potencia nominal).
- Mejora, en cuanto a fallos, del sistema en caso de caída de un inversor. Supone mejorar por lo tanto, el valor del MTBF (“Medium Time Between Failure” o “Tiempo Medio entre Fallos”).
- Posibilidad de conectar en un mismo punto de red, arrays de paneles de diferentes características o incluso arrays de características iguales pero con distintas condiciones de luminosidad o sombreado.

Por contra, la instalación de varios inversores en paralelo implica un sobre coste en el presupuesto de instalación con respecto a la instalación de un único inversor.

La práctica habitual en la instalación de un sistema de conversión eléctrica de continua a alterna mediante la conexión de varios inversores en paralelo es mediante la inserción

de transformadores entre las salidas de los inversores y la carga o red eléctrica de distribución, tal y como se indica en la figura 3-1, tanto para inversores monofásicos como trifásicos (en la figura se representa la conexión a red eléctrica) [18] [20].

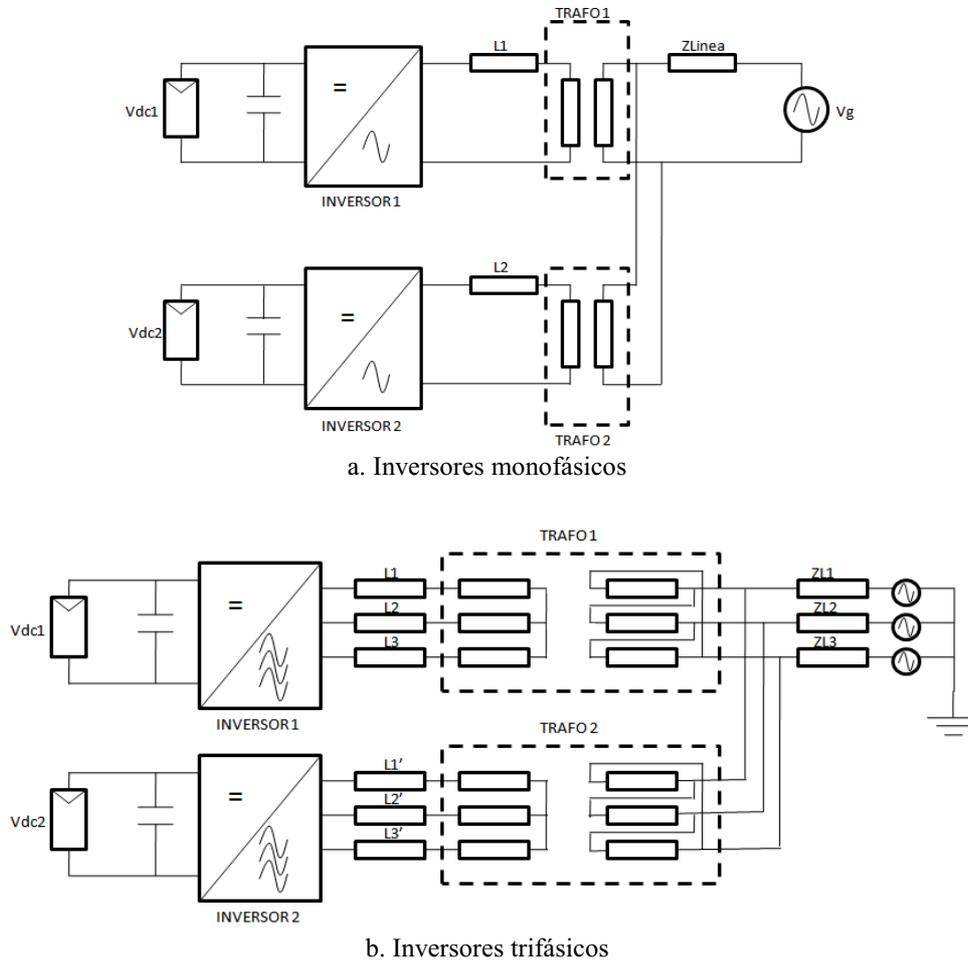


Figura 3-1. Esquema de conexión de inversores mediante transformadores

En esta figura se han mostrado para cada inversor un link de continua diferente (para el INVERSOR 1, el link de continua es Vdc1, para el INVERSOR 2, el link de continua es Vdc2); en instalaciones fotovoltaicas con arrays de las mismas características, el link de continua coincide (es decir, que los dos inversores están conectados en paralelo al mismo link de continua). También es preciso identificar que, eléctricamente, las placas fotovoltaicas presentan un condensador parásito equivalente conectado a tierra, cuyo valor depende de la superficie de dichas placas fotovoltaicas, aunque el valor estimado de dicho condensador parásito es del orden de nanofaradios (valores típicos del orden de 25-50 nF). En la presente Tesis Doctoral se considerará que el link de continua, para los inversores conectados en paralelo es el mismo. Los esquemas representados en la figura 3-1 sirven para mostrar el caso general de conexión de inversores en paralelo.

La inserción de transformadores en la salida de los inversores aísla galvánicamente la salida en alterna de la entrada en continua, por lo que no puede existir corriente de retorno de alterna hacia continua, y viceversa. Realmente, cada uno de los transformadores posee una capacidad parásita que conecta en paralelo los correspondientes devanados primarios y secundarios de cada transformador. Esta circunstancia supone que eléctricamente existe una influencia del devanado primario sobre el secundario y viceversa en caso de posibles corrientes de retorno. Sin embargo, si se realiza la consideración de que el valor de la impedancia capacitiva característica de un inversor es del orden de microfaradios, y que todas aquellas impedancias cuyo valor capacitivo sea inferior al 1% de la impedancia capacitiva característica se pueden considerar despreciables, entonces el valor de la capacidad parásita entre los devanados es despreciable, dado que su valor es del orden de nanofaradios.

Considerando esta aproximación, se puede definir por lo tanto que existe aislamiento galvánico entre devanados, dado que no pueden circular corrientes provenientes del devanado primario de uno de los inversores que puedan afectar al circuito conectado al devanado primario del otro inversor, tal y como se muestra en la figura 3-2.

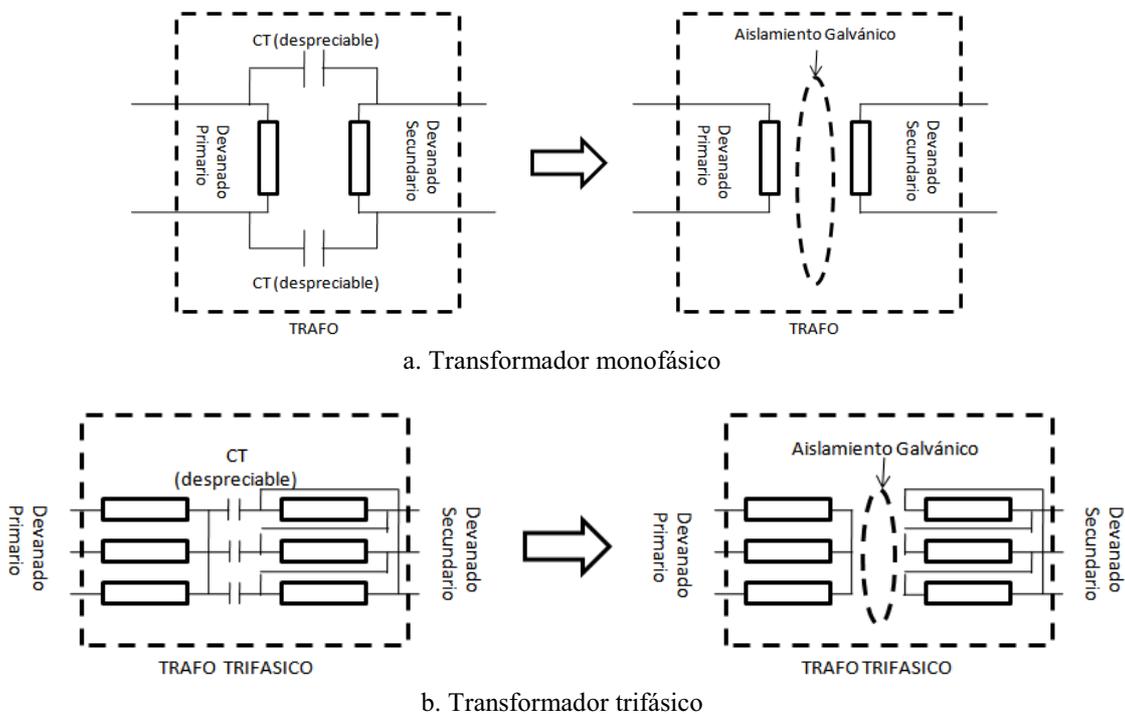


Figura 3-2. Modelos equivalentes de un transformador monofásico (a) y trifásico (b) con aislamiento galvánico entre devanados.

La inserción de transformadores en la conexión de inversores en paralelo con la red eléctrica o con una carga evita la aparición de corrientes de retorno, al aislar la salida (en alterna) con el link de continua. Sin embargo, tiene inconvenientes que es preciso identificar.

El primero es el referido a las pérdidas de inserción del transformador en la instalación. Como es sabido, el transformador no es un elemento ideal, y presenta resistencias parásitas en los devanados que suponen la aparición de pérdidas de potencia en la instalación. La variación del rendimiento de un transformador se registra usualmente en tablas dependiendo de la potencia aparente. A continuación, en la tabla 3-1 se muestran datos de transformadores industriales que actualmente está siendo utilizados.

Potencia Nominal (KVA)	20	40	100	420	1,000
Rendimiento máximo (con $\cos\phi=1$)	96.1	97.1	97.8	98.3	98.5
Caída por resistencia (en %)	2.7	2.2	1.6	1.1	0.9
Caída inductiva (en %)	3.3	3.5	4	5	5.5
Perdidas en el entrehierro (W)	360	550	1,000	3,100	5,950

Tabla 3-1. Valores característicos de transformadores industriales.

En general, el descenso del rendimiento por la inserción de transformadores suelen ser del orden del 2 % al 4 % aproximadamente.

El segundo problema que entraña la instalación de transformadores proviene de las propias dimensiones, necesidad de refrigeración y peso del transformador, que supone y acondicionamiento suficiente para poder colocarlos convenientemente.

El tercer problema es el coste de cada uno de los transformadores, y que hay que tener en cuenta cuando se realizan instalaciones de estas características.

Por lo tanto, si bien el transformador es un elemento necesario en un sistema formado por dos o más inversores conectados en paralelo, al proporcionar aislamiento galvánico entre la salida de alterna del sistema y el link de continua, tiene una serie de inconvenientes (dimensionamiento y acondicionamiento, pérdida de eficiencia,

sobrecoste en los presupuestos del proyecto) que implica realizar análisis de soluciones que no precisen de la utilización de transformadores [18][19].

3.2. Definición de Corriente de Circulación.

Observe la figura 3-3, en la que se muestra la representación de un sistema de dos inversores trifásicos, que no utilizan transformadores para la conexión en salida del inversor con una carga o a la red eléctrica (en la figura se representa el caso de conexión a red eléctrica). Este tipo de configuraciones se definen como “transformerless” (“sin transformador”). El mismo razonamiento puede ser utilizado para dos inversores monofásicos conectados en paralelo [19].

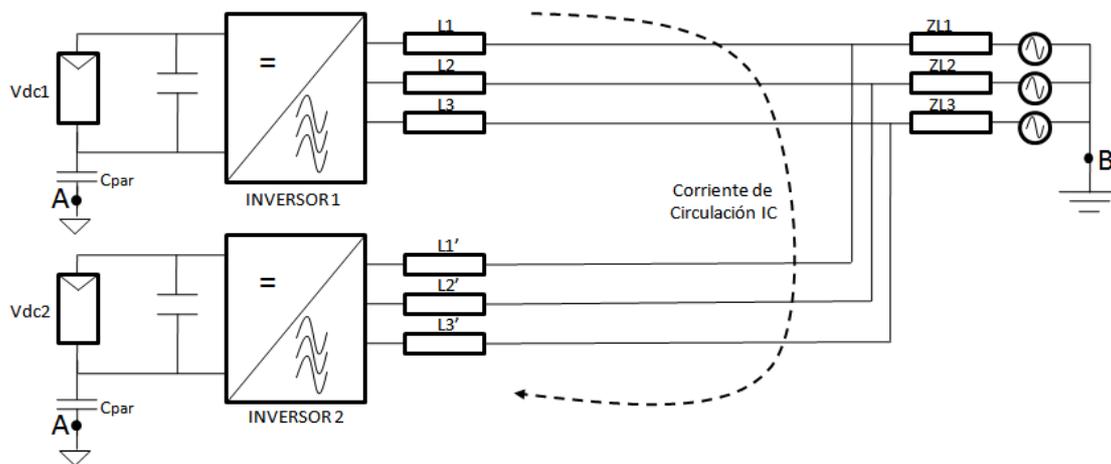


Figura 3-3. Conexión de dos inversores trifásicos a red eléctrica sin transformador.

Tal y como se comentó anteriormente, las placas fotovoltaicas, por su forma y sus características físicas, y con respecto a tierra, se comportan como un condensador parásito, que en la figura 3-3 se define por “Cpar” [21][22]. Por otro lado, y a pesar de que las tierras donde se conectan la salida de alterna (la carga o la red eléctrica) y los armazones metálicos de las placas fotovoltaicas sean diferentes, tal y como actualmente obliga la actual legislación española, que indica que “*las masas de la instalación fotovoltaica estarán conectadas a una tierra independiente de la del neutro de la empresa distribuidora de acuerdo con el Reglamento Electrotécnico para Baja Tensión, así como de las masas del resto del suministro*” [109], entre ambos puntos de referencia existirá una impedancia que tiene que ser tomada en cuenta (Z_{CgGg}). En el circuito de la

figura 3-4 se ha tenido en cuenta la impedancia Z_{CgGg} para el circuito de la figura 3-3, y que se encontraría entre los puntos A y B de dicho circuito.

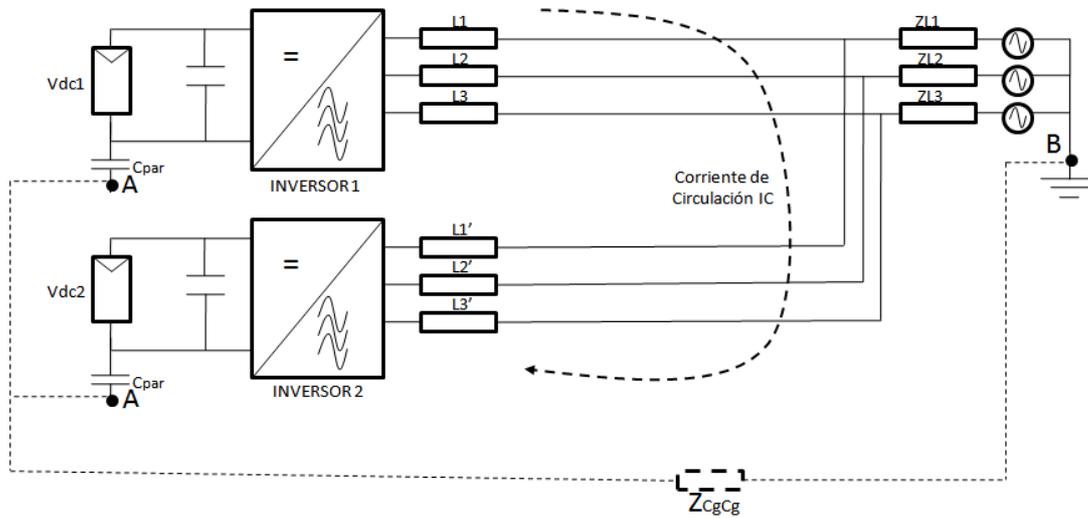


Figura 3-4. Conexión de dos inversores trifásicos a red eléctrica sin transformador teniendo en cuenta la impedancia “ Z_{CgGg} ”.

En general, y para nuestro análisis, la impedancia “ Z_{CgGg} ” se puede considerar despreciable [21-22]. Por lo tanto, la existencia de condensadores parásitos debidos a las características físicas de placas fotovoltaicas y de la impedancia “ Z_{CgGg} ” entre las masas de referencia de la parte alterna y de continua de la instalación, y que además se puede considerar despreciable, hace que exista un camino o “path” que conecta la salida de alterna con el link de continua de ambos inversores, por lo que en una instalación fotovoltaica en la que se conectan dos o más inversores en paralelo sin transformadores, nunca existirá aislamiento galvánico entre la parte de alterna y el link de continua.

En el caso de que ambos inversores compartieran el mismo link de continua, la situación sería la misma, ya que el propio diseño de la instalación posibilita que los terminales de entrada de los inversores compartan la conexión con el mismo link de continua, permitiendo la existencia de caminos o “paths” de conexión entre la salida de alterna y el link de continua.

En la figura 3-5 se observa un sistema de conversión de energía fotovoltaica formada por dos inversores conectados en paralelo de tipo “VSI” (“Voltage-Source Inverter” o Inversor en Fuente de Tensión) de tipo trifásico, conectados a una carga en salida, que comparten el mismo link de continua. Todo el análisis que a continuación se va a realizar tendrá en cuenta que la salida está alimentando una carga trifásica equilibrada, pero es equivalente al caso de tener conectada a la salida la red eléctrica.

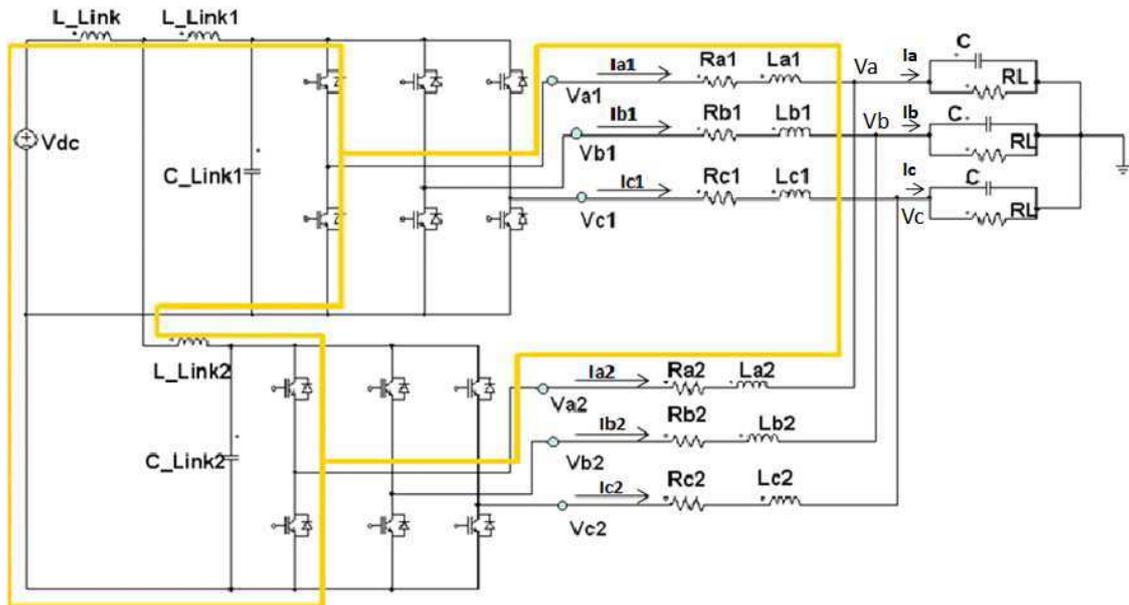


Figura 3-5. Sistema formado por dos inversores VSI con modulación SV-PWM objeto del estudio.

Como se observa en dicha figura, y a pesar de existir la capacidad parásita que conecta el link de continua con su toma de tierra, no hace falta representarla, puesto que con la propia conexión hacia el mismo link de continua ya se han formado los caminos o “paths” que conectan la salida en alterna con la entrada de continua. En dicha figura se han representado las magnitudes más características de tensión y corriente, y se ha marcado uno de los “paths” o caminos anteriormente mencionados, relacionado con una de las fases (en nuestro caso, la fase “a”).

Para el circuito de la figura 3-5, se tienen las siguientes magnitudes y componentes:

- V_{dc} : Tensión del link de continua
- L_{Link} : Autoinducción de link a la entrada de los dos inversores
- L_{link1} y L_{link2} : Autoinducciones de link de los inversores 1 y 2, respectivamente.

- C_{link1} y C_{link2} : Condensadores de link de los inversores 1 y 2, respectivamente.
- R_{a1} y R_{a2} : Resistencias parásitas de línea correspondientes a la fase “a” de los inversores 1 y 2 respectivamente. La misma forma de designación es aplicable a R_{b1} y R_{b2} , para la fase “b”, y R_{c1} y R_{c2} para la fase “c”.
- L_{a1} y L_{a2} : Autoinducciones del filtro paso-bajo correspondiente a la fase “a” de los inversores 1 y 2 respectivamente. La misma forma de designación es aplicable a L_{b1} y L_{b2} , para la fase “b”, y L_{c1} y L_{c2} para la fase “c”.
- C : Capacidad del filtro paso-bajo del sistema
- RL : Resistencia de carga para cada una de las fases (sistema trifásico equilibrado, con salida regulada en tensión).
- I_{a1} , I_{b1} e I_{c1} : corrientes de salida de las fases “a”, “b” y “c” respectivamente, del inversor 1.
- I_{a2} , I_{b2} e I_{c2} : corrientes de salida de las fases “a”, “b” y “c” respectivamente, del inversor 2.
- I_a , I_b e I_c : corrientes de salida de las fases “a”, “b” y “c” respectivamente, del sistema.
- V_{a1} , V_{b1} y V_{c1} : tensiones de salida de las fases “a”, “b” y “c” respectivamente, del inversor 1.
- V_{a2} , V_{b2} y V_{c2} : tensiones de salida de las fases “a”, “b” y “c” respectivamente, del inversor 2.
- V_a , V_b y V_c : tensiones de salida de las fases “a”, “b” y “c” respectivamente, del sistema.

Analicemos a continuación y para el circuito de la figura 3-5 el camino marcado. El análisis es similar para el caso de las fases “b” y “c” (de la misma manera, para inversores de tipo monofásicos conectados en paralelo). Supóngase además, que los dos inversores son iguales.

En condiciones de sincronización y simetría de los dos inversores y sin ningún desequilibrio, se cumple que $V_{a1}=V_{a2}$. En ese caso, la corriente de salida “ I_a ”, que se dirige hacia el paralelo formado por la resistencia de carga “ RL ” y el condensador del filtro “ C ”, y que es la suma de las corrientes de salida homólogas de los dos inversores “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, está formada por una componente a frecuencia fundamental más la suma

de componentes a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental. A través del condensador “C” circulan la mayor parte de las componentes a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental, dejando que a través de la resistencia de carga “RL” circule la componente de corriente de “Ia” a frecuencia fundamental más las componentes de corriente que no ha filtrado totalmente el condensador y que para nuestro análisis se pueden considerar despreciables.

Sin embargo, si por alguna razón se tiene que $V_{a1} \neq V_{a2}$, a través del path anteriormente definido se va a establecer un circuito por el que va a circular una corriente que no se dirige hacia el paralelo formado por el condensador del filtro paso-bajo y la resistencia de carga (o a la red eléctrica si fuera este el caso), sino que queda dentro del sistema formado por los dos inversores. Esta corriente interna se obtiene realizando un análisis de mallas para la fase “a”, aplicando las leyes de Kirchoff para dicha fase. Se ha considerado que $L_{a1}=L_{a2}=L_a$, y que $R_{a1}=R_{a2}=R_a$ para hacer más sencillo dicho análisis:

$$V_{a1} - V_a = R_a * I_{a1} + L_a \frac{dI_{a1}}{dt} \quad (3.1)$$

$$V_{a2} - V_a = R_a * I_{a2} + L_a \frac{dI_{a2}}{dt} \quad (3.2)$$

Operando ambas ecuaciones, se tiene se obtiene:

$$\begin{aligned} V_{a1} - V_{a2} - R_a * I_{a1} - L_a \frac{dI_{a1}}{dt} + R_a * I_{a2} + L_a \frac{dI_{a2}}{dt} &= 0 \\ \frac{d(I_{a1} - I_{a2})}{dt} + \frac{R_a}{L_a} (I_{a1} - I_{a2}) &= \frac{V_{a1} - V_{a2}}{L_a} \Rightarrow \frac{dI_{cira}}{dt} + \frac{R_a}{L_a} (I_{cira}) = \frac{V_{a1} - V_{a2}}{L_a} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Donde se ha considerado la magnitud “Icira” como:

$$I_{cira} = (I_{a1} - I_{a2}) \quad (3.4)$$

De la misma forma se puede definir las ecuaciones relativas a las fases “b” y “c”, tal y como expresan las ecuaciones (3.9) y (3.10)

$$V_{b1} - V_b = R_b * I_{b1} + L_b \frac{dI_{b1}}{dt} \quad (3.5)$$

$$V_{b2} - V_b = R_b * I_{b2} + L_b \frac{dI_{b2}}{dt} \quad (3.6)$$

$$V_{c1} - V_c = R_c * I_{c1} + L_c \frac{dI_{c1}}{dt} \quad (3.7)$$

$$V_{c2} - V_c = R_c * I_{c2} + L_c \frac{dI_{c2}}{dt} \quad (3.8)$$

Por lo tanto:

$$V_{b1} - V_{b2} - R_b * I_{b1} - L_b \frac{dI_{b1}}{dt} + R_b * I_{b2} + L_b \frac{dI_{b2}}{dt} = 0$$

$$\frac{d(I_{b1} - I_{b2})}{dt} + \frac{R_b}{L_b} (I_{b1} - I_{b2}) = \frac{V_{b1} - V_{b2}}{L_b} \Rightarrow \frac{dI_{c\text{ir}b}}{dt} + \frac{R_b}{L_b} (I_{c\text{ir}b}) = \frac{V_{b1} - V_{b2}}{L_b} \quad (3.9)$$

$$V_{c1} - V_{c2} - R_c * I_{c1} - L_c \frac{dI_{c1}}{dt} + R_c * I_{c2} + L_c \frac{dI_{c2}}{dt} = 0$$

$$\frac{d(I_{c1} - I_{c2})}{dt} + \frac{R_c}{L_c} (I_{c1} - I_{c2}) = \frac{V_{c1} - V_{c2}}{L_c} \Rightarrow \frac{dI_{c\text{ir}c}}{dt} + \frac{R_c}{L_c} (I_{c\text{ir}c}) = \frac{V_{c1} - V_{c2}}{L_c} \quad (3.10)$$

Donde:

$$I_{c\text{ir}b} = (I_{b1} - I_{b2}) \quad (3.11)$$

$$I_{c\text{ir}c} = (I_{c1} - I_{c2}) \quad (3.12)$$

En las anteriores ecuaciones relativas a las fases “b” y “c” se ha considerado que $L_{b1} = L_{b2} = L_b$ y que $R_{b1} = R_{b2} = R_b$ para la fase “b”, y que $L_{c1} = L_{c2} = L_c$ y que $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ para la fase “c”, de la misma forma que para el análisis realizado para la fase “a”.

Analizando la ecuación (3.3) relativa a la fase “a”, el comportamiento de la variable “ $I_{c\text{ir}a}$ ” obedece una ecuación diferencial de primer orden. Más concretamente, la solución de la ecuación en el estacionario depende de la diferencia de tensiones ($V_{a1} - V_{a2}$), y que pasaremos a denominar “ V_{xa} ”:

$$V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2}) \quad (3.13)$$

Realizando el análisis lo más genérico posible, y aplicando el desarrollo de Fourier, se puede decir que la tensión V_{xa} está formada por la suma de [51-54][62]:

- una componente continua.
- una componente a frecuencia fundamental,

- una serie de componentes a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental.

Es decir:

$$V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2}) = V_{xa_{Cont}} + V_{xa_F} + V_{xa_H} \quad (3.14)$$

Donde:

- $V_{xa_{Cont}}$ es la componente continua de la diferencia ($V_{a1} - V_{a2}$)
- V_{xa_F} es la componente a la frecuencia fundamental de la diferencia ($V_{a1} - V_{a2}$)
- V_{xa_H} es el contenido armónico (resto de componentes a diferencia frecuencia de la fundamental) de la diferencia ($V_{a1} - V_{a2}$)

Dependiendo del caso, el desarrollo de Fourier de la señal “ V_{xa} ” puede contener eventualmente, aunque nunca deseable, componente continua no nula.

Por lo tanto, volviendo a la ecuación (3.3), la diferencia $I_{cira} = (I_{a1} - I_{a2})$, que depende de la diferencia $V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2})$, también contendrá una componente fundamental, componentes armónicas a frecuencia múltiple de la fundamental y, de la misma forma que V_{xa} y de forma eventual y tampoco deseable, una componente continua no nula.

En resumen, se puede definir, para la fase en estudio, que la diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los dos inversores, genera corriente interna cuyo contenido armónico se suma al contenido de las corrientes de salida cada inversor “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”. A pesar de que el sistema está regulado en tensión, el contenido armónico de la corriente de circulación también puede afectar a la corriente de salida del sistema formado por los dos inversores “ I_a ”. Ahora bien, si el filtro paso-bajo LC ha sido diseñado adecuadamente, la corriente de circulación resultante debido a una diferencia entre las tensiones homólogas de salida de los dos inversores no debe de afectar de forma apreciable a la corriente de la carga (o hacia la red eléctrica), ni en la componente fundamental ni en el contenido armónico a frecuencia múltiple del fundamental.

Para las otras dos fases “b” y “c” el análisis es similar.

Por convenio [51-54] se define “Corriente de Circulación” a la suma de las corrientes de salida de cada inversor, según se identifica en la ecuación (3.15)

$$ICIR = (I_{a1} + I_{b1} + I_{c1}) = - (I_{a2} + I_{b2} + I_{c2}) \quad (3.15)$$

Siendo “ICIR” el valor de la corriente de circulación, “Ia1”, “Ib1” e “Ic1” las corrientes de salida de las fases “a”, “b” y “c” del primer inversor, e “Ia2”, “Ib2” e “Ic2” las corrientes de salida de las fases “a”, “b” y “c” del segundo inversor.

De la ecuación (3.15) se extrae por lo tanto que:

$$ICIR = \frac{(I_{a1} - I_{a2}) + (I_{b1} - I_{b2}) + (I_{c1} - I_{c2})}{2} \quad (3.16)$$

Obsérvese por lo tanto que:

$$ICIR = \frac{I_{cira} + I_{cirb} + I_{circ}}{2} \quad (3.17)$$

Como puede comprobarse, la corriente “ICIR” es la semisuma de las aportaciones de las corrientes internas “Icira”, “Icirb” e “Icirc”.

Como se observa en (3.16) y (3.17), es importante remarcar que la corriente de circulación siempre se produce, por lo tanto, fase a fase, no existiendo aportación de una corriente de circulación de una fase a la corriente de circulación de las otras dos fases.

La corriente de circulación, al ser una corriente inherentemente interna al sistema, producida por desequilibrios en la sincronización y al no circular hacia la salida (carga o red eléctrica), supone la aparición de una potencia de pérdidas, debida al desequilibrio, que hace que el sistema no presente el máximo rendimiento o eficiencia. Además, es importante identificar que la corriente de circulación convive con las restantes corrientes del sistema.

Por lo tanto, si se prescinde de transformadores, es preciso minimizar el efecto de pérdidas debidas a la aparición de corriente de circulación interna.

La acción de minimizar el efecto de las pérdidas debidas a la aparición de corriente de circulación interna se consigue a través de la corrección de las diferencias de las tensiones de salida homólogas de los inversores.

Las corrientes de circulación son, por tanto el efecto de dos condiciones que deben de cumplirse de forma simultánea:

- ❖ Existencia de caminos o “paths” de retorno de corriente
- ❖ Diferencia entre las tensiones de salida homólogas de dichos inversores.

Por lo tanto, no existirá corriente de circulación si:

- No existe path de retorno.
- No existen diferencias de tensión en las salidas homólogas de los inversores, para cada fase.

Como se ha analizado, y sin la inserción de transformadores que conecten los inversores a la salida de alterna (carga o red eléctrica), la primera premisa es físicamente imposible de lograr. Por lo tanto, la existencia de la corriente de circulación dependerá de la existencia de diferencias en las tensiones homólogas de los dos inversores; estas diferencias son generalmente provocadas por desequilibrios en las unidades de control y en las señales de disparo de los inversores conectados en paralelo. Por lo tanto, conceptualmente y siguiendo la nomenclatura de la figura 3-5, existirá corriente de circulación cuando se satisfagan alguna de estas premisas:

$$V_{a1} \neq V_{a2} \quad (3.18)$$

$$V_{b1} \neq V_{b2} \quad (3.19)$$

$$V_{c1} \neq V_{c2} \quad (3.20)$$

Tal y como se ha definido, en el análisis teórico realizado anteriormente se ha tenido en cuenta que las resistencias parásitas de los inversores para cada fase son iguales entre sí ($R_{a1}=R_{a2}=R_a$, $R_{b1}=R_{b2}=R_b$, $R_{c1}=R_{c2}=R_c$), y que las autoinducciones del filtro paso-bajo correspondientes a los dos inversores para cada fase son también iguales entre sí ($L_{a1}=L_{a2}=L_a$, $L_{b1}=L_{b2}=L_b$, $L_{c1}=L_{c2}=L_c$). Sin embargo, en un entorno real los valores de las resistencias y de las autoinducciones pueden ser diferentes, viéndose afectados por tolerancias de fabricación. Esta circunstancia hace que los valores de la corriente de circulación, en caso de que las diferencias entre las tensiones homólogas no sean nulas, dependan también de la diferencia entre los valores de las resistencias parásitas y las autoinducciones de los filtros paso-bajo de los dos inversores.

En capítulos posteriores, relativos a la simulación y resultados obtenidos, se analizarán dos entornos: un entorno “ideal”, en el que se estudia el efecto de la corriente de circulación y el rendimiento del sistema en condiciones ideales, en el que existe una simetría perfecta entre los parámetros de los dos inversores, y un entorno “real”, en el que se realizará el mismo análisis que en el entorno ideal, pero teniendo en cuenta el efecto, entre otros, de las tolerancias de fabricación en las resistencias parásitas y en las autoinducciones de los filtros paso-bajo de ambos inversores.

3.3. Efecto sobre el rendimiento provocado por la aparición de corriente de circulación en el sistema formado por los dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico.

Resumiendo y tal y como hemos definido anteriormente, y para un sistema formado por dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico [51-54] [68-73] (es decir, sin la inserción de transformadores a la salida), la corriente de circulación presenta las siguientes características:

- (a) Circula internamente dentro del sistema formado por los dos inversores, al existir un path o camino de retorno que conecta la salida de alterna con el link de continua (la entrada).
- (b) Si los filtros paso-bajo LC para cada fase de cada inversor han sido diseñados adecuadamente, la corriente de circulación no afecta de forma apreciable a las corrientes que se dirigen a la carga (o a la red eléctrica), ni en la componente fundamental ni en contenido armónico.
- (c) Es debida a la diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los dos inversores, debido a una desincronización en la generación de las señales SVPWM de los dos inversores.
- (d) La corriente de circulación fluye a través del link de continua, siendo éste link quien provee de este tipo de corriente al sistema.

(e) La corriente de circulación siempre se produce, fase a fase, no existiendo aportación de una corriente de circulación de una fase a la corriente de circulación de las otras dos fases.

(f) La corriente de circulación convive con las restantes corrientes del sistema.

Se puede considerar que la ecuación que define el equilibrio de potencias del sistema es la siguiente [56-63]:

$$P_{in} = P_{sal} + PP_{inv1} + PP_{inv2} \quad (3.21)$$

Donde:

- P_{in} es la potencia de entrada (link de continua).
- P_{sal} es la potencia de salida.
- PP_{inv1} es la potencia de pérdidas en el inversor 1.
- PP_{inv2} es la potencia de pérdidas en el inversor 2.

Por lo tanto, se puede decir que el rendimiento η :

$$\eta(\%) = 100 * \frac{P_{sal}}{P_{in}} = 100 * \frac{P_{sal}}{P_{sal} + PP_{inv1} + PP_{inv2}} \quad (3.22)$$

La aparición de corriente de circulación en el sistema va a suponer que las corrientes de salida de cada inversor (“ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_{b1} ”, “ I_{b2} ”, “ I_{c1} ” e “ I_{c2} ”) se verán afectadas en su contenido armónico. La afectación de dichas corrientes implica una variación en la potencia de pérdidas de cada uno de los inversores. Sin embargo, las corrientes de salida del sistema (“ I_{a1} ”, “ I_{b} ” e “ I_{c} ”) no se ven afectadas, dado que el efecto de la corriente de circulación es un fenómeno interno, y la potencia de salida “ P_{sal} ” será constante (además, el sistema está regulado en tensión).

Por lo tanto, la existencia de corriente de circulación variará la potencia de pérdidas de cada inversor, debido a:

- El posible aporte que dicha corriente de circulación puede proporcionar a las corrientes de salida de cada inversor de nuevas componentes a frecuencias múltiples de la frecuencia fundamental.
- El posible aporte que dicha corriente de circulación puede proporcionar a las corrientes de salida de cada inversor de una componente continua, que puede ser nula o no, dependiendo del tipo de desequilibrio.
- El posible efecto aditivo/sustractivo que dicha corriente de circulación puede proporcionar a las corrientes de salida de cada inversor de componentes a frecuencias ya existentes en dichas corrientes de salida.

Por lo tanto, es precisa la eliminación o corrección del desequilibrio que provoca diferencia entre la tensiones de salida homólogas de dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico, puesto que su existencia genera variación de los componentes de las corrientes de salida homólogas de los inversores, situación que hace aumentar la potencia de pérdidas de los dos inversores y que, a su vez disminuye el rendimiento del sistema. Además, la aparición de componente continua en la corriente de circulación (y en las corrientes de salida homólogas) tiene un efecto peligroso y pernicioso sobre la seguridad e integridad de los inversores [87] [99].

CAPÍTULO 4

ANÁLISIS DE LOS DESEQUILIBRIOS QUE PROVOCAN DIFERENCIAS ENTRE LAS TENSIONES DE SALIDA HOMÓLOGAS DE LOS INVERSORES.

4.1. Introducción.

Tal y como se ha analizado anteriormente, la aparición de corrientes de circulación en sistemas formados por inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico son debidas a desequilibrios que provocan diferencias de tensión entre las salidas homólogas de los inversores que se conectan en paralelo [51-63]. En el análisis que se va a realizar a continuación, se va a considerar un sistema formado por dos inversores que comparten el mismo link de continua, y que están conectados sin aislamiento galvánico (en modo “transformerless”) [19] a una carga trifásica equilibrada y regulada en tensión (el análisis es equivalente con una red eléctrica trifásica equilibrada regulada). Los dos inversores son iguales, con las mismas características a nivel de resistencias de línea, potencia nominal, parámetros de los IGBTs, tensiones umbrales y resistencias en directa de los diodos en antiparalelo, etc. Además, las unidades de control de ambos inversores están perfectamente sincronizadas en una situación de equilibrio, por lo que las señales de control de los polos en dicho equilibrio son las mismas para las fases homólogas de los dos inversores. En la figura 4-1 se observa el modelo de partida para el estudio.

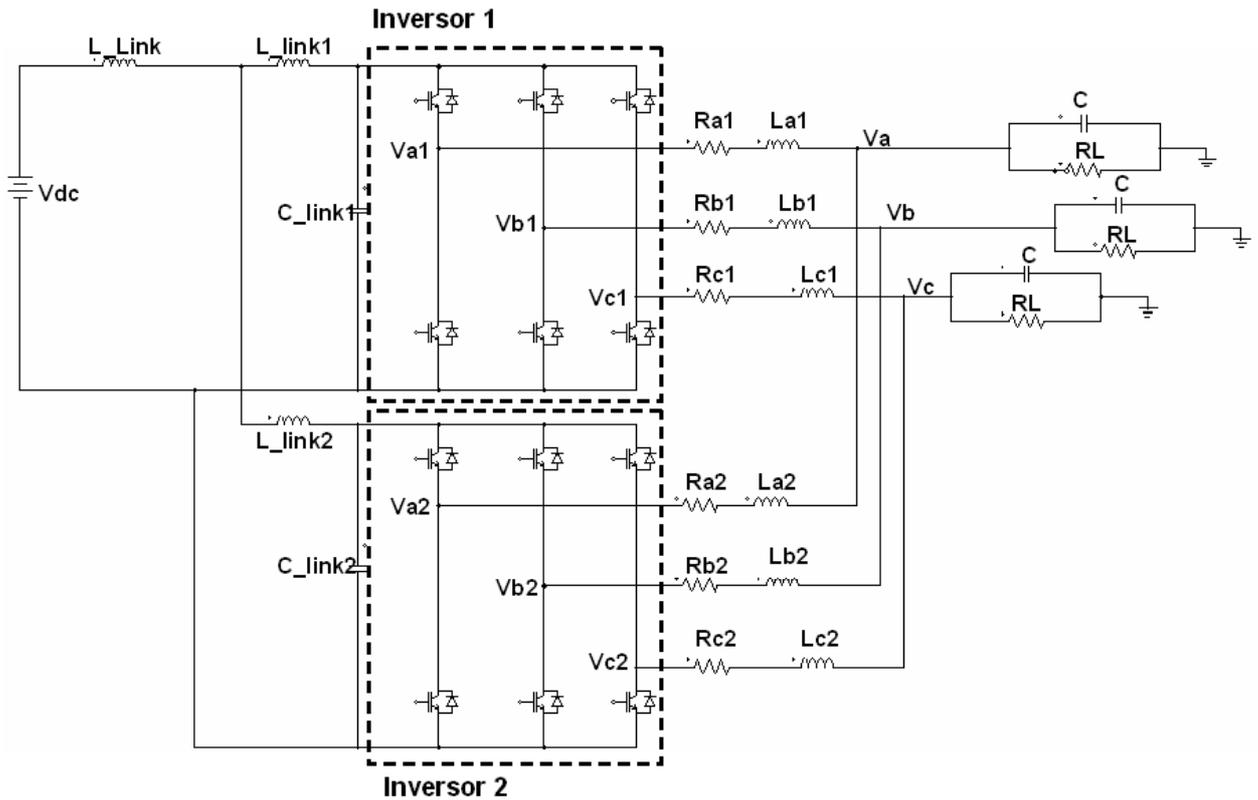


Figura 4-1: Modelo de partida para el análisis de desequilibrios que producen corriente de circulación.

El circuito de la figura 4-1, de la misma manera que el circuito representado en la figura 3-5, está formado por los siguientes componentes:

- Vdc: Tensión del link de continua
- L_Link: Autoinducción de link a la entrada de los dos inversores
- L_link1 y L_link2: Autoinducciones de link de los inversores 1 y 2, respectivamente.
- C_link1 y C_link2: Condensadores de link de los inversores 1 y 2, respectivamente.
- Ra1 y Ra2: Resistencias parásitas de línea correspondientes a la fase “a” de los inversores 1 y 2 respectivamente. La misma forma de designación es aplicable a Rb1 y Rb2, para la fase “b”, y Rc1 y Rc2 para la fase “c”.
- La1 y La2: Autoinducciones del filtro paso-bajo correspondiente a la fase “a” de los inversores 1 y 2 respectivamente. La misma forma de designación es aplicable a Lb1 y Lb2, para la fase “b”, y Lc1 y Lc2 para la fase “c”.
- C: Capacidad del filtro paso-bajo del sistema

- RL: Resistencia de carga para cada una de las fases (sistema trifásico equilibrado, con salida regulada en tensión).
- Inversor 1: formado por 6 IGBTs con sus correspondientes diodos en antiparalelo.
- Inversor 2: formado por 6 IGBTs con sus correspondientes diodos en antiparalelo.

El análisis realizado es el mismo que si la carga trifásica equilibrada regulada en tensión fuera de otro tipo (por ejemplo, una carga resistiva con componente inductiva), o que la salida fuera directamente la red de distribución eléctrica. En estas condiciones, y en equilibrio, los dos inversores no presentan diferencias entre las tensiones de salida homólogas de los dos inversores en ninguna de las tres fases, por lo que la corriente de circulación, que se produce fase a fase, es nula. Además, ambos inversores inyectan a la salida, y para cada una de las tres fases, el mismo valor de corriente de salida (tanto en amplitud como en fase, como en componentes armónicas); es decir, el sistema funciona a rendimiento máximo, al no existir pérdidas debidas a desequilibrios. Ahora bien, si en esta situación se le añade algún tipo de desequilibrio, el rendimiento va a disminuir.

Se considera un desequilibrio a aquella situación que hace que las magnitudes características de un sistema, como son las tensiones y corrientes de salida, la potencia de entrada, las potencias de pérdidas de los componentes, el valor de la corriente de circulación, el rendimiento, etc., varíen de la situación de equilibrio, haciendo que dicho sistema presente peor comportamiento [51-67].

La medida del comportamiento de un sistema puede ser realizado de múltiples maneras. En la presente Tesis Doctoral, dicha medida del comportamiento, para un sistema formado por dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico objeto del estudio, se estimará mediante dos magnitudes:

- El valor del rendimiento
- La aparición de corriente de circulación.

Si el valor del rendimiento de un sistema difiere y es menor que el valor máximo del rendimiento, obtenido este último en condiciones de equilibrio, será debido a que existe un desequilibrio que hace que el comportamiento del sistema no sea el óptimo. Lo

mismo ocurre con la corriente de circulación. En condiciones óptimas de equilibrio del sistema la corriente de circulación es nula; si, por otra parte, existe un desequilibrio, los valores de la corriente de circulación será distinta de cero, y por lo tanto, el comportamiento del sistema será peor.

La aparición de corriente de circulación implica una disminución del valor del rendimiento del sistema. Por lo tanto, todo aquel desequilibrio que suponga un valor de corriente de circulación diferente de cero implica que el sistema tenga un peor rendimiento, y por tanto, un peor comportamiento. Es decir, que ambos indicadores (aparición de corriente de circulación y disminución del rendimiento) son caras de la misma moneda.

Los desequilibrios que provocan la aparición de corrientes de circulación y de fenómenos de reparto de cargas pueden ser debidos a [53]:

- Asimetría en los valores de las resistencias parásitas de línea asociadas a las tres salidas de un inversor, y entre las salidas homólogas de los dos inversores.
- Asimetría en los valores de las autoinducciones parásitas de línea asociadas a las tres salidas de un inversor, y entre las salidas homólogas de los dos inversores.
- Asimetría en los valores de las autoinducciones del filtro paso-bajo conectados a las tres salidas de un inversor, y entre las salidas homólogas de los dos inversores.
- Asimetrías en parámetros que gobiernan la generación de las señales de control de activación/desactivación de los polos en las fases homólogas de los inversores.
- Valores diferentes de los parámetros de funcionamiento de los IGBTs (resistencia en directa, tensión colector-emisor de saturación, etc.) de las fases del mismo inversor, y entre fases homólogas de los dos inversores.
- Valores diferentes de los parámetros de funcionamiento de los diodos en antiparalelo (resistencia en directa, tensión umbral en directa) de las fases del mismo inversor, y entre fases homólogas de los dos inversores.
- Etc.

Como se puede observar, la casuística es muy elevada. Además, cada uno de los desequilibrios identificados provoca diferente valor de corriente de circulación, y por

tanto, diferente comportamiento del sistema, de forma que algunos desequilibrios afectan menos que otros a la aparición de corrientes de circulación y a la bajada del rendimiento. En la presente Tesis Doctoral, se van a analizar los desequilibrios debidos a asimetrías en los parámetros que gobiernan la generación de las señales de control de activación/desactivación de los polos en las fases homólogas de los dos inversores, ya que son los que de forma más patente producen diferencias en las tensiones de salida homólogas de los dos inversores que, a su vez, provocan fenómenos de circulación interna y reparto de carga en la componente fundamental de las corrientes. Además, son los desequilibrios que de forma más activa y directa pueden ser corregidos para eliminar tanto el desequilibrio en si, como los efectos que sobre la corriente de circulación y la consecuente disminución de rendimiento provocan. La corrección propuesta en la presente Tesis Doctoral se basará en un bucle de control de tipo Proporcional-Integral (“PI”) que actuará sobre los parámetros que presentan desequilibrios con la idea de realizar una corrección sobre dichos desequilibrios.

Con respecto a los parámetros que gobiernan la generación de las señales SVPWM para activación/desactivación de los polos de los inversores trifásicos, tal y como se observa en la figura 4-2, son los siguientes:

- Valor de la tensión del link de entrada (“Vdc”).
- Señal de referencia de tensión del modulador SV-PWM (“Vref”)
- Frecuencia fundamental (“Fr”).
- Frecuencia de modulación (“Fs”)
- Valor del tiempo muerto a aplicar (“Td”)
- Variable de activación de vectores nulos en el modulador SV-PWM (“K”)

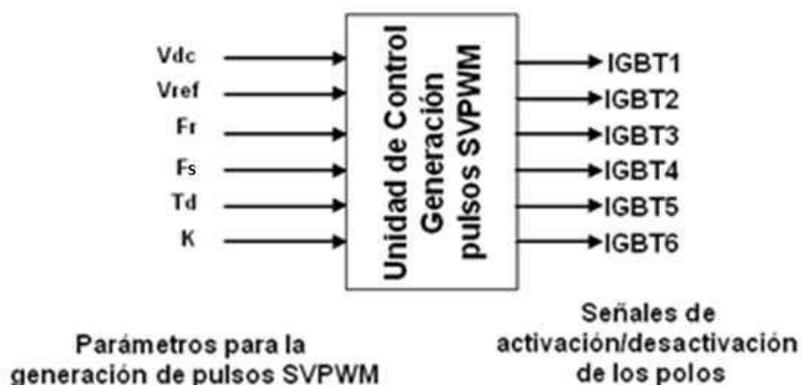


Figura 4-2: Unidad de control de un inversor VSI con modulación SVPWM.

De todos estos parámetros, se pueden considerar que las señales de referencia trifásica son idénticas para los dos inversores, así como la tensión del link de continua y las frecuencias fundamental y de modulación. Sin embargo, los valores de los tiempos muertos y del parámetro de vector nulo “K” de ambos inversores pueden ser diferentes. Esta circunstancia hace que las señales que gobiernan la activación y desactivación de los polos de los inversores no estén equilibradas, lo que provoca que, fase a fase, las tensiones de salida homóloga de los inversores sean diferentes. Dado que físicamente, y al tratarse de una configuración “transformerless” (sin transformador de conexión en la salida), existe inevitablemente un “path” o camino de circulación y retorno de corriente interna del sistema a través del link de continua, se produce corriente de circulación que, a su vez afecta al rendimiento del sistema.

En general, la diferencia entre los tiempos muertos [74-95] y/o los parámetros de vector nulo [66-67][96-102] entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico se suele deber principalmente a que los inversores operan a potencias nominales diferentes, por lo que ambos pueden tener valores de tiempos muertos o parámetro de vector nulo diferentes. Incluso cuando los dos inversores trabajan a la misma potencia nominal, las tolerancias en la fabricación de los componentes pueden dar lugar a diferencias en los valores de los tiempos muertos y/o los parámetros de vector nulo efectivos de dichos inversores; también existe la posibilidad de errores de calibración que provoquen que los dos inversores estén desequilibrados, produciéndose efectos de circulación interna, reparto de cargas entre las corrientes de salida homólogas (de frecuencia fundamental) de los inversores, y, consecuentemente, una pérdida de rendimiento.

Por lo tanto, se va a analizar el efecto que producen los dos desequilibrios anteriormente definidos (desequilibrio en los tiempos muertos y desequilibrios en los parámetros de vector nulo entre los dos inversores) sobre el sistema de la figura 4-1, de forma individual, por un lado, y de forma conjunta, por otro. Es decir, se analizarán los efectos que provocan los desequilibrios anteriormente mencionados por separado, y cuando ambos desequilibrios afectan simultáneamente al sistema. En todos los casos se aplicará sobre el sistema un control que corregirá los desequilibrios. Éstos serán medidos de forma directa sobre un sistema formado por dos inversores conectados en paralelo, para después ser introducidos en un sistema de control que permitirá corregirlos

convenientemente, ajustando a su vez la corriente de circulación provocada por el desequilibrio y mejorando de forma cuantitativa el rendimiento del sistema.

Como premisa fundamental, consideraremos que, debido al tipo de modulación aplicada (modulación en espacio vectorial) y la naturaleza de los desequilibrios estudiados (diferencias entre los tiempos muertos y de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico en salida), dichos desequilibrios influirán en la misma medida a las tres fases de cada uno de los inversores. Es decir, el desequilibrio provocado en una fase será el mismo para las otras dos fases (el tiempo muerto y el parámetro de vector nulo aplicado a un inversor es el mismo para las tres fases del inversor, por lo que el desequilibrio afectará por igual a las tres fases).

Siguiendo con las premisas planteadas anteriormente, se partirá de un modelo del sistema en el que se tendrán en cuenta dos inversores iguales, a nivel de parámetros de funcionamiento (tensiones umbrales, resistencias de IGBTs y diodos, resistencias parásitas de línea, autoinducciones parásitas de línea y de filtro, potencia nominal, etc.), de tipo VSI con modulación SVPWM conectados al mismo link de continua, y a una carga trifásica resistiva pura equilibrada y regulada en tensión sin aislamiento galvánico, sobre los que se ha aplicado un desequilibrio en un parámetro que afecta la generación de los pulsos que gobiernan la activación/desactivación de los polos, analizándose magnitudes del sistema más características, entre ellas la corriente de circulación y el rendimiento del sistema; seguidamente, y sobre dicho sistema afectado por un desequilibrio, se medirá el efecto del mismo y se aplicará un bucle de control que corregirá dicho desequilibrio, mejorándose, por lo tanto, el comportamiento del sistema.

Una vez realizado este análisis, se añadirán tolerancias a los componentes pasivos del sistema (resistencias parásitas de línea, autoinducciones del filtro), y se volverá a estudiar los efectos de los mismos desequilibrios aplicados sobre los parámetros que gobiernan la generación de las señales de control de activación/desactivación de los polos de ambos inversores.

Finalmente, y para simular más fidedignamente el comportamiento real del sistema de control propuesto, se añadirán los tiempos de procesamiento digitales precisos que

necesita un DSP (“Digital Signal Processor” o procesador digital de señal) [104-105] para generar las señales de control que gobiernan la activación y desactivación de los polos, y la captura y procesamiento de las señales que permiten medir y controlar los desequilibrios. En el estudio realizado se tendrán en cuenta tolerancias de los componentes pasivos.

4.2. Análisis de los desequilibrios provocados por la diferencia de los tiempos muertos entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico.

Cuando se implementan circuitos con dispositivos activos de potencia, como son IGBTs y sus diodos conectados en antiparalelo, es preciso tener en cuenta que dichos dispositivos no son ideales. Esto significa que las tensiones umbrales de activación y desactivación de los IGBTs, así como la tensión umbral de los diodos y las resistencias en directa de dichos componentes presentan valores distintos de cero. Por otra parte, esta misma consideración puede aplicarse a la conmutación no instantánea de los dispositivos semiconductores que puede provocar solapes de conducción entre elementos de una misma rama. Esta naturaleza no ideal de estos dispositivos precisa, para la activación y desactivación de los polos, la introducción de pequeños retardos en la activación de las señales en las puertas de los IGBTs que forman cada fase del inversor para evitar que se cortocircuite el link de continua. Estos tiempos de retardo, siempre aplicados sobre el flanco de subida de las señales de control se definen como “tiempos muertos” o “dead-times” [74-95]

En la figura 4-3 se observa la aplicación de un tiempo muerto de valor “ T_d ” sobre una señal de activación/desactivación de un polo de un inversor (señal “SW”). El resultado es la señal “SW_ T_d ”, que es idéntica a la señal “SW”, excepto en los flancos de subida.

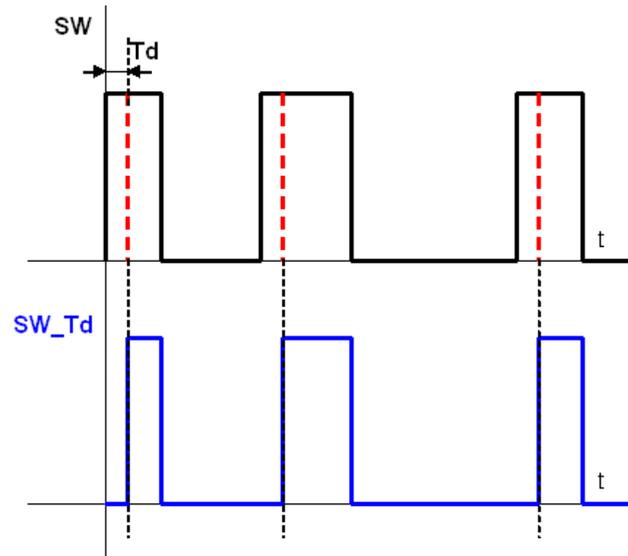


Figura 4-3: Aplicación del tiempo muerto “Td” en una señal de activación/desactivación de un polo.

El valor del tiempo muerto aplicado depende de las características técnicas del inversor, pero suele tener valores del orden de microsegundos [74].

Para explicar el comportamiento de un sistema formado por dos inversores a los que se ha aplicado diferente valor de tiempo muerto, el siguiente estudio se basará en el circuito de la figura 4-1. Se ha elegido una de las tres fases, la fase “a”, para los dos inversores, y representemos sus polos y diodos en antiparalelo asociados. El análisis en las otras dos fases es equivalente. En la figura 4-4 se representan los polos y sus diodos en antiparalelo de la fase en estudio, la fase “a”, para los dos inversores.

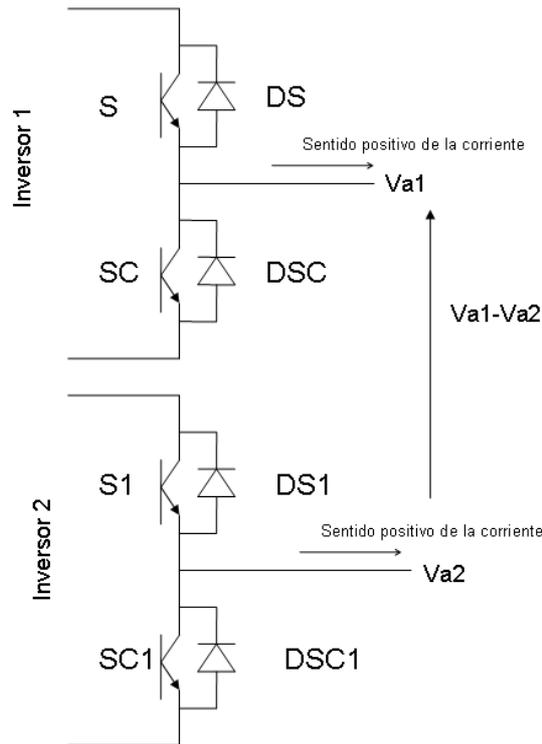


Figura 4-4. Componentes de la fase “a” del sistema formado por los dos inversores conectados en paralelo.

Imaginemos que, sobre el inversor 1 se está aplicando un tiempo muerto de valor “Td1”, y sobre el inversor 2, un tiempo muerto “Td2”, siendo el resto de parámetros que controlan la generación de las señales que gobiernan la activación/desactivación de los polos iguales. Supuestos ambos inversores iguales y con cargas equilibradas, y con la misma sincronización, si se verifica que $Td1=Td2$, no existe desequilibrio y no se produce corriente de circulación en dicha fase (tampoco en las otras dos fases, puesto que a todas las fases se las está aplicando por igual, y para cada inversor, el mismo tiempo muerto). Sin embargo, cuando $Td1 \neq Td2$, para cada fase se produce un desequilibrio que provoca corriente de circulación. En este caso, es imprescindible conocer el análisis de los caminos de circulación, es decir, qué componente es el que conduce, y el valor de la diferencia de tensiones ($Va1-Va2$), ya que es la causa de la aparición de corriente de circulación. También es preciso tener en cuenta el sentido de la corriente de carga (o red eléctrica), porque de este parámetro dependen los caminos de circulación. Para el análisis que se va a realizar, se considerará sentido positivo de la corriente hacia la carga (y saliente del inversor) y negativo desde la carga hacia la salida del inversor, como aparece en la figura 4-4.

4.2.1. $Td1 < Td2$.

En la figura 4-5 se observan las señales de activación de los polos S, SC, S1, SC1 y la diferencia de tensiones de la salida homólogas de ambos inversores correspondientes a la fase que se va a estudiar, $V_{xa}=(V_{a1}-V_{a2})$, cuando el sentido de la corriente de carga es negativo. Como se observa, se han definido 6 “zonas” (numeradas del “0” al “5”), en las que se después se identificarán los dispositivos en los que, para cada “zona”, circula la corriente.

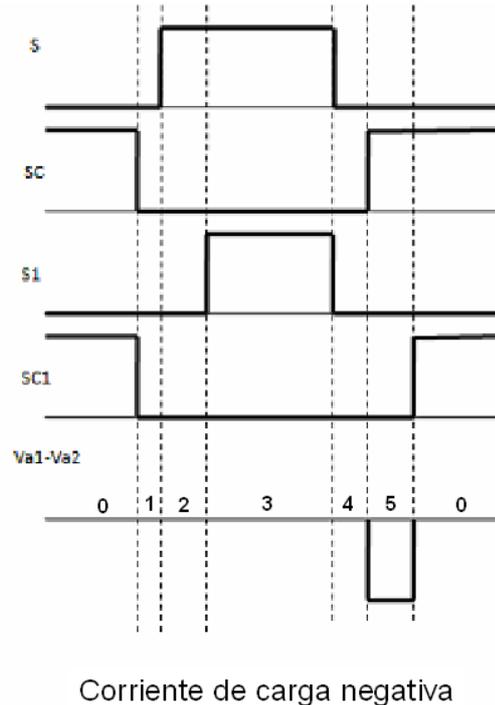


Figura 4-5. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $Td1 < Td2$, con corriente de carga negativa

En la tabla 4-1 se identifican, para cada una de las 6 “zonas de circulación”, el dispositivo correspondiente que conduce, para corriente de carga negativa.

Zona	Inversor 1	Inversor 2
0	SC	SC1
1	DS	DS1
2	DS	DS1
3	DS	DS1
4	DS	DS1
5	SC	DS1

Tabla 4-1. Componentes sobre los que circula la corriente, para $Td1 < Td2$ y corriente de carga negativa.

Cuando la corriente de carga es positiva, se obtiene la siguiente señal $V_{xa}=(V_{a1}-V_{a2})$, tal y como se muestra en la figura 4-6 .

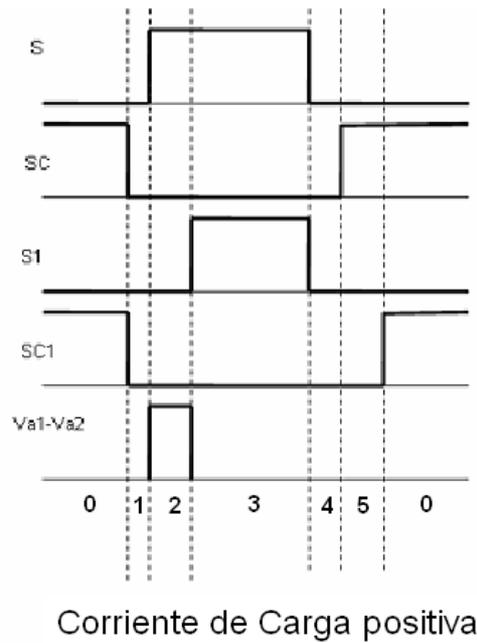


Figura 4-6. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $T_{d1} < T_{d2}$, con corriente de carga positiva.

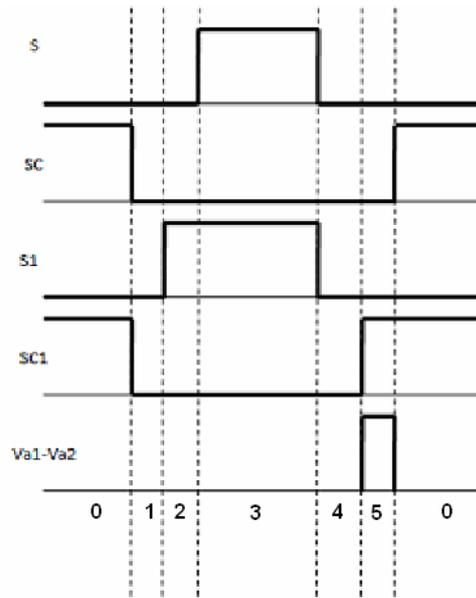
En la tabla 4-2 se identifican, para cada una de las 6 “zonas de circulación”, el dispositivo correspondiente que conduce, para corriente de carga positiva.

Zona	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1
1	DSC	DSC1
2	S	DSC1
3	S	S1
4	DSC	DSC1
5	DSC	DSC1

Tabla 4-2. Componentes sobre los que circula la corriente, para $T_{d1} < T_{d2}$ y corriente de carga positiva.

4.2.2. $T_{d1} > T_{d2}$.

En la figura 4-7 se observan las señales de activación de los polos S, SC, S1, SC1 y la diferencia de tensiones de la salida homólogas de ambos inversores correspondientes a la fase que se va a estudiar, $V_{xa}=(V_{a1}-V_{a2})$, cuando el sentido de la corriente de carga es negativo.



Corriente de carga negativa

Figura 4-7. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $T_{d1} > T_{d2}$, con corriente de carga negativa.

En la tabla 4-3 se identifican, para cada una de las 6 “zonas de circulación”, el dispositivo correspondiente que conduce, para corriente de carga negativa.

Zona	Inversor 1	Inversor 2
0	SC	SC1
1	DS	DS1
2	DS	DS1
3	DS	DS1
4	DS	DS1
5	DS	SC1

Tabla 4-3. Componentes sobre los que circula la corriente, para $T_{d1} > T_{d2}$ y corriente de carga negativa.

Cuando la corriente de carga es positiva, se obtienen las siguientes formas de onda, identificadas en la figura 4-8.

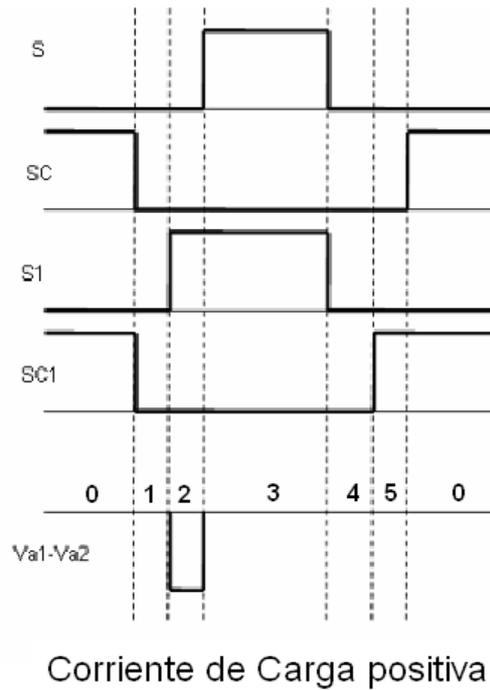


Figura 4-8. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $T_{d1} > T_{d2}$, con corriente de carga positiva.

En la tabla 4-4 se identifican, para cada una de las 6 “zonas de circulación” el dispositivo correspondiente, para corriente de carga positiva.

Zona	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1
1	DSC	DSC1
2	DSC	S1
3	S	S1
4	DSC	DSC1
5	DSC	DSC1

Tabla 4-4. Componentes sobre los que circula la corriente, para $T_{d1} > T_{d2}$ y corriente de carga positiva.

4.2.3. Análisis teórico del desequilibrio. Contenido armónico de la corriente de circulación.

Aglutinando el resultado de los estudios realizados, en la figura 4-9 se realiza la representación de las siguientes señales, para un periodo completo de armónico fundamental de la corriente de carga:

- En color negro, la señal ($V_{a1}-V_{a2}$): esta señal es periódica pulsante, cuyos pulsos cuadrados tiene una anchura $\Delta T_d = |T_{d1} - T_{d2}|$, y una altura de valor $\pm V_{dc}$ (o tensión del link de continua).

- En color marrón, el armónico fundamental de la corriente de carga de la fase correspondiente (fase “a”)
- En color azul, el armónico fundamental de la señal ($V_{a1}-V_{a2}$).

Observese que la figura 4-9 recoge la posibilidad de que $T_{d1} < T_{d2}$, y que $T_{d1} > T_{d2}$.

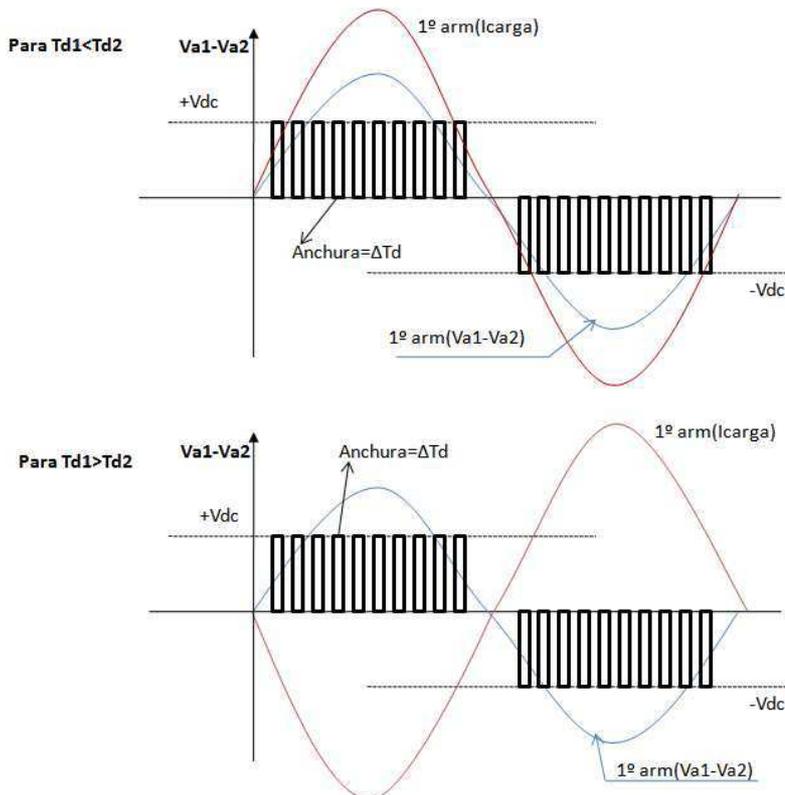


Figura 4-9. Señales de corriente y de tensión para la fase en estudio (fase “a”).

Como se puede apreciar, el sentido del primer armónico de la corriente de carga de la fase y el primer armónico de la diferencia de tensiones de salida homólogas de la misma fase depende de si $T_{d1} > T_{d2}$, o de $T_{d1} < T_{d2}$. Y la señal $V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2})$ es una señal cuyo valor medio es nulo.

En condiciones de equilibrio, se tiene que las corrientes de salida de los inversores “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” son iguales, por lo que la corriente de circulación es nula ($I_{cira} = I_{a1} - I_{a2} = 0$), y la corriente de salida del sistema “ I_a ”, suma de las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, está formada por una componente de la frecuencia fundamental, más la suma de componentes de frecuencias armónicas múltiplos de la frecuencia fundamental. Considerando que el

filtro paso-bajo LC está bien diseñado y que el sistema está regulado en tensión, se puede considerar que la componente de frecuencia fundamental coincide con la corriente de la carga (o corriente que circula a través de la resistencia de carga en nuestro caso), mientras que la suma de componentes armónicas de frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental circulan por el Condensador “C”. Por lo tanto, se tiene (4.1):

$$I_a = I_{aF} + I_{aHC} \quad (4.1)$$

Donde:

- I_{aF} es la componente de frecuencia fundamental que circula a través de la carga.
- I_{aHC} es la suma de componentes armónicas, a frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental, que circulan a través del condensador del filtro paso-bajo “C”.

En las ecuaciones (3.3) y (3.4) descritas en el apartado “3.2. Definición de Corriente de Circulación” de la presente Tesis Doctoral se definió, mediante análisis circuital, la relación entre la diferencia de tensiones homólogas para la fase “a” ($V_{a1}-V_{a2}$) y la diferencia entre las corrientes de fase homologas ($I_{a1}-I_{a2}$). Pues bien, en condiciones de desequilibrio ($T_{d1} \neq T_{d2}$), según las ecuaciones (3.3) y (3.4), y dado que la diferencia de tensiones $V_{xa} = (V_{a1}-V_{a2})$ es distinta de cero (tal y como se muestra en la figura 4-9), la corriente de circulación para la fase en estudio (la fase “a”) es distinta de cero. En concreto, tenemos las siguientes premisas [51-62]:

$$V_{xa} = (V_{a1}-V_{a2}) = V_{xaF} + V_{xaH} \quad (4.2)$$

Donde:

- V_{xaF} es la componente de frecuencia fundamental de la diferencia ($V_{a1}-V_{a2}$)
- V_{xaH} es el contenido armónico (resto de componentes de frecuencias distintas de la fundamental) de la diferencia ($V_{a1}-V_{a2}$)
- La señal V_{xa} no presenta componente continua (o valor medio).

Por lo tanto, y según (3.3) y (3.4) para la fase en estudio, se tiene que:

$$I_{cira} = (I_{a1}-I_{a2}) = I_{ciraF} + I_{ciraH} \neq 0 \quad (4.3)$$

Donde:

- I_{ciraF} es la componente de frecuencia fundamental de la diferencia de corrientes ($I_{a1}-I_{a2}$)
- I_{ciraH} es la componente armónica, suma de componentes múltiplos de la frecuencia fundamental, de la diferencia de corrientes ($I_{a1}-I_{a2}$).
- La señal I_{cira} no presenta componente continua (o valor medio).

Por lo tanto, se tiene que:

- En condiciones de desequilibrio, las componentes de frecuencia fundamental de las corrientes de salida I_{a1} e I_{a2} no son iguales ($I_{ciraF} = I_{a1F}-I_{a2F} \neq 0$), y dado que la suma de dichas componentes de frecuencia fundamental conforma la corriente de carga que circula por la resistencia y ésta se puede considerar constante (la tensión “ V_a ” está regulada en todo momento), la aparición de corriente de circulación crea un fenómeno de desequilibrio en el reparto de cargas con respecto a la componente fundamental de la corriente.
- En condiciones de desequilibrio existe un aporte de nuevas componentes de corriente a frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental a las corrientes de salida de cada inversor I_{a1} e I_{a2} , así como un efecto aditivo/sustractivo que dicha corriente de circulación proporciona a las corrientes de salida de cada inversor de componentes a frecuencias ya existentes. Además, la corriente de circulación también afecta en contenido armónico a la corriente de salida “ I_a ” que se dirige hacia el paralelo formado por el condensador “ C ” y la resistencia de carga, aunque si el filtro paso-bajo LC ha sido adecuadamente diseñado, se puede concluir que la corriente de circulación no afecta de forma apreciable a la corriente que circula por la carga.

Ambas circunstancias implican una pérdida de rendimiento en el sistema.

Como hemos observado, la señal $V_{xa}=(V_{a1}-V_{a2})$ presenta un valor medio nulo; sin embargo, el valor eficaz de esta señal puede darnos información del desequilibrio que existe entre los dos inversores de una forma directa. Si se considera que “ f_r ” es la frecuencia de la señal moduladora o frecuencia fundamental, y “ f_s ” es la frecuencia de

la señal modulada, tanto para el caso en que $Td1 < Td2$, o $Td1 > Td2$, la señal ($Va1-Va2$) es una señal cuadrada pulsante cuyos pulsos se repiten “n” veces en el periodo de la frecuencia fundamental ($T=1/Fr$); en el primer semiperiodo de la frecuencia fundamental los pulsos tendrán una amplitud de valor absoluto Vdc , y en el segundo semiperiodo tendrán la misma amplitud de valor absoluto Vdc , pero con signo contrario al de los pulsos del primer semiperiodo. El valor “n” se calcula según (4.4):

$$n = F_s / F_r \quad (4.4)$$

Para la señal ($Va1-Va2$), independientemente de si $Td1$ es mayor o menor a $Td2$, se tiene siempre que su valor eficaz (valor “rms”) es (4.5):

$$\begin{aligned} rms(Va1(t) - Va2(t)) &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [Va1(t) - Va2(t)]^2 dt} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{F_s}{F_r} Vdc^2 \Delta Td \right)} = \\ &= Vdc * \sqrt{F_s * \Delta Td} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Siendo $\Delta Td = |Td1 - Td2|$. Por lo tanto se tiene que:

$$\Delta Td = \frac{[rms(Va1(t) - Va2(t))]^2}{Vdc^2 * F_s} \quad (4.6)$$

Es decir, según la ecuación (4.6), se tiene que el valor eficaz de la señal que, a su vez es la diferencia de las tensiones homólogas de salida de un inversor, está relacionado con la diferencia de los tiempos muertos de ambos inversores. Por lo tanto, calculando el valor eficaz de la señal diferencia de las tensiones de salida homólogas de los dos inversores, se puede estimar la diferencia entre los tiempos muertos de ambos inversores. En este cálculo, tanto los valores de la tensión del link de continua (“ Vdc ”) como la frecuencia de modulación (“ F_s ”) son constantes. Obsérvese que el valor ΔTd que se calcula a través de (4.6) es siempre positivo (es el valor absoluto de una diferencia de tiempos). Es decir, que con este método de cálculo se puede obtener el valor absoluto de la diferencia entre los tiempos muertos, pero no se puede conocer si esta diferencia es positiva ($Td1 > Td2$) o negativa ($Td1 < Td2$).

Sin embargo, y según se observa en la figura 4.9, si se compara el argumento del primer armónico de la corriente de carga de la fase correspondiente, y el argumento del primer armónico de diferencia de tensiones de salida homólogas para la misma fase, se tiene que:

- Para $T_{d1} < T_{d2}$, el primer armónico de la corriente de carga está siempre retrasado con respecto al primer armónico de la diferencia de tensiones de salida homólogas.
- Para $T_{d1} > T_{d2}$, el primer armónico de la corriente de carga está siempre adelantado con respecto al primer armónico de la diferencia de tensiones de salida homólogas.

Por lo tanto, mediante este método y calculando por un lado el desfase entre el armónico fundamental de la corriente de carga y el armónico fundamental de la diferencia entre la tensiones homólogas de una fase, y por otro lado el valor eficaz de la diferencia de las tensiones de salida homólogas, se podrá obtener el valor del desequilibrio que se aplica a las tres fases por igual (la diferencia entre los tiempos muertos de los dos inversores). Es decir, se puede obtener ΔT_d con su valor absoluto y su signo; una vez obtenido, este valor se puede introducir a un sistema de control que permita ir ajustando y corrigiendo esa diferencia, de forma que el objetivo sea anular ΔT_d .

Lógicamente, si mediante un control conseguimos disminuir, mediante corrección, el valor ΔT_d , la señal $(V_{a1}-V_{a2})$, que es un tren de pulsos de anchura ΔT_d , irá cada vez teniendo menos contenido y, si se consigue $\Delta T_d = 0$, la diferencia de tensiones $(V_{a1}-V_{a2})$ será también cero. Al tratarse de modulación en espacio vectorial, y al ser ΔT_d el mismo para las otras dos fases, se consigue de forma simultánea hacer que $(V_{b1}-V_{b2})=0$, y $(V_{c1}-V_{c2})=0$ también. Esta circunstancia hará que la corriente de circulación del sistema sea nula. Además, se eliminará el efecto del desequilibrio en el reparto de cargas en las componentes armónicas de frecuencia fundamental de las corrientes de salida homólogas de los dos inversores, obteniéndose finalmente un rendimiento de potencias óptimo.

4.3. Análisis de los desequilibrios provocados por la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico.

Tal y como se definió en el apartado “2.2.2. Modulación SVPWM” de la presente Tesis Doctoral, se define como “parámetro de vector nulo” al valor constante “K” que realiza la partición entre de la variable “Tz” (o tiempo de activación de vector nulo) entre los estados V_0 y V_7 según la ecuación (2.11), siendo las ecuaciones que gobiernan la modulación SVPWM las definidas por (2.8), (2.9) y (2.10) [48]. En ellas se tiene en cuenta que “ θ ” es el ángulo que describe la señal moduladora, y que su comportamiento, está gobernado por (4.7):

$$\theta = \theta(t) = \omega t \quad (4.7)$$

Donde “ ω ” es la velocidad angular de la señal moduladora, y “t” es el tiempo. Como se comentó, el valor de “K” está comprendido entre 0 y 1.

Generalizando el cálculo de T_k a T_1 , y T_{k+1} a T_2 para todos los sectores, tal y como se realiza en la práctica, se tiene que:

$$d_1 = \frac{T_1}{T_s} = M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (4.8)$$

$$d_2 = \frac{T_2}{T_s} = M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (4.9)$$

$$d_0 = \frac{T_z}{T_s} = 1 - d_1 - d_2 = 1 - M \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) + \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (4.10)$$

$$k = K * d_0 = K * \left\{ 1 - M \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta(t)\right) + \sin\left(\theta(t) - (n-1)\frac{\pi}{3}\right) \right] \right\} \quad (4.11)$$

Siendo “ d_1 “, “ d_2 “, “ d_0 “, parámetros de la modulación SVPWM que tiene relación directa con los valores de los ciclos de trabajo de los polos de un inversor, tal y como se refleja en la figura 4-10, que representa las señales de activación de los polos superiores de un inversor trifásico (“Sa”, “Sb”, “Sc”), para el primer sector [66-67].

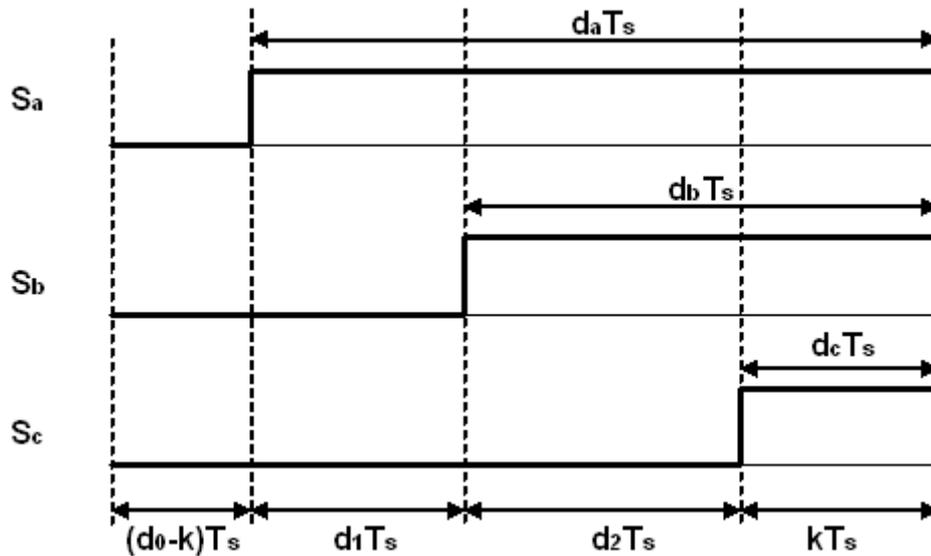


Figura 4-10. Secuencia de disparos con “k”, en el 1º sector para un inversor SVPWM.

Para explicar el comportamiento de un sistema formado por dos inversores a los que se ha aplicado diferente valor de parámetro de vector nulo, el siguiente estudio se basará en el circuito de la figura 4-1, tal y como se realizó para el caso de diferencia de tiempos muertos. Se ha elegido una de las tres fases, la fase “a”, para los dos inversores, y se ha representado sus polos y diodos en antiparalelo asociados. El análisis en las otras dos fases es equivalente. Se considerará, para realizar el análisis más simple, que no se está introduciendo ninguna diferencia de tiempo muerto sobre los inversores (o que el tiempo muerto de los dos inversores es el mismo valor).

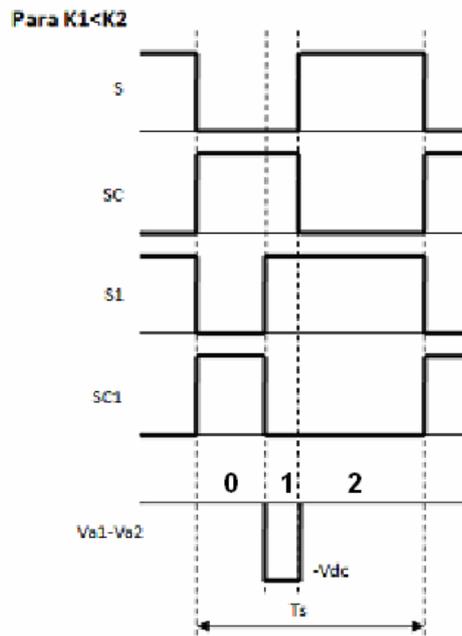
Imaginemos que, sobre el inversor 1 se está aplicando un valor del parámetro de vector nulo “K1”, y sobre el inversor 2, un valor del parámetro de vector nulo “K2”. Supuestos ambos inversores iguales y con cargas equilibradas, y con la misma sincronización, si se verifica que $K_1 = K_2$, no existe desequilibrio y no se produce corriente de circulación en dicha fase (tampoco en las otras dos fases, puesto que a todas las fases se las está aplicando por igual, y para cada inversor, el mismo valor de “K”). Por lo tanto, si $K_1 = K_2$, no se produce corriente de circulación en el sistema.

Sin embargo, cuando $K_1 \neq K_2$, para cada fase se produce un desequilibrio que provoca corriente de circulación. En este caso, al igual que en analizado anteriormente, es imprescindible conocer el análisis de los caminos de circulación (qué componente se estima que conduzca) y el valor de la diferencia de tensiones ($V_{a1} - V_{a2}$). También es preciso tener en cuenta el sentido de la corriente hacia la carga, porque de este

parámetro dependen los caminos de circulación. Para el análisis que se va a realizar, se considerará sentido positivo de la corriente hacia la carga (y saliente del inversor) y negativo desde la carga hacia la salida del inversor, como aparece en la figura 4.1. Las señales de control que se representan (o de disparo de los polos) son válidas para cualquier sector y para cualquier fase asociada [96-102].

4.3.1. $K1 < K2$.

En la figura 4-11 se observan las señales de activación de los polos S, SC, S1, SC1 y la diferencia de tensiones de la salida homólogas de ambos inversores correspondientes a la fase que se va a estudiar, ($V_{a1}-V_{a2}$); se ha comprobado que esta figura es válida tanto para el caso de que el sentido de la corriente de carga es negativo, o positivo. Como se observa, se han definido 3 “zonas” (numeradas del “0” al “2”), en las que se después se identificarán los dispositivos en los que, para cada “zona”, circula la corriente.



Corriente de carga negativa o positiva

Figura 4-11. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $K1 < K2$, con corriente de carga negativa o positiva.

Siguiendo con las premisas de la figura 4-11 y la ecuación (4.11), se tiene que la señal ($V_{a1}-V_{a2}$) representada tiene una anchura Δw definida por la expresión (4.12):

$$\Delta w = (K2-K1)*Ts*d_0(t)=|K1-K2|*Ts*d_0(t) \quad (4.12)$$

Donde “Ts” es el periodo de la señal modulada y “d₀(t)” es una variable del control SVPWM que no es constante y que depende del valor de instante de muestreo, el índice de modulación y del sector.

En la tabla 4-5 se identifican, para cada una de las 3 “zonas de circulación”, el dispositivo correspondiente que conduce, para corriente de carga negativa.

Zona	Inversor 1	Inversor 2
0	SC	SC1
1	SC	DS1
2	DS	DS1

Tabla 4-5. Componentes sobre los que circula la corriente, para K₁<K₂ y corriente de carga negativa.

En la tabla 4-6 se identifican, para cada una de las 3 “zonas de circulación”, el dispositivo correspondiente que conduce, para corriente de carga positiva.

Zona	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1
1	DSC	S1
2	S	S1

Tabla 4-6. Componentes sobre los que circula la corriente, para K₁<K₂ y corriente de carga positiva.

4.3.2. K₁ > K₂.

De la misma forma que en el caso anterior, en la figura 4-12 se observan las señales de activación de los polos S, SC, S1, SC1 y la diferencia de tensiones de la salida homólogas de ambos inversores correspondientes a la fase que se va a estudiar, (Va1-Va2), cuando la corriente de carga es negativa o positiva.

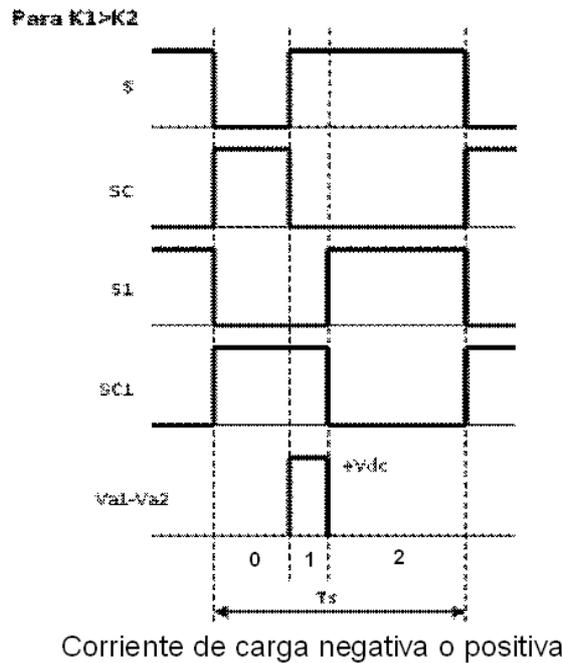


Figura 4-12. Señales de activación y tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para $K1 > K2$, con corriente de carga negativa o positiva.

De la misma forma que en el caso anterior, y siguiendo también con las premisas de la figura 4-12 y la ecuación (4.11), se tiene que la señal ($V_{a1}-V_{a2}$) representada tiene una anchura Δw definida por la expresión (4.13):

$$\Delta w = (K1-K2)*Ts*d_0(t)=|K1-K2|*Ts*d_0(t) \quad (4.13)$$

De la misma manera que en el caso anterior, “ T_s ” es el periodo de la señal modulada y “ $d_0(t)$ ” es una variable del control SVPWM que no es constante y que depende del valor de instante de muestreo, el índice de modulación y del sector, según se define en (4.10). Obsérvese que (4.12) y (4.13) son expresiones similares.

En la tabla 4-7 se identifican, para cada una de las 3 “zonas de circulación”, el dispositivo correspondiente que conduce, para corriente de carga negativa.

Zona	Inversor 1	Inversor 2
0	SC	SC1
1	DS	SC1
2	DS	DS1

Tabla 4-7. Componentes sobre los que circula la corriente, para $K1 > K2$ y corriente de carga negativa.

En la tabla 4-8 se identifican, para cada una de las 3 “zonas de circulación” el dispositivo correspondiente, para corriente de carga positiva.

Zona	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1
1	S	DSC1
2	S	S1

Tabla 4-8. Componentes sobre los que circula la corriente, para $K1 > K2$ y corriente de carga positiva.

4.3.3. Análisis teórico del desequilibrio. Contenido armónico de la corriente de circulación.

Aglutinando el resultado de los estudios realizados, en la figura 4-13 se realiza la representación de las siguientes señales, para un periodo completo de armónico fundamental de la corriente de carga.

- En color negro, la señal ($V_{a1}-V_{a2}$): esta señal es periódica pulsante, cuyos pulsos cuadrados tiene una anchura $\Delta W = |K1-K2| * T_s * d_0(t)$, y una altura de valor $(+V_{dc})$ (o tensión del link de continua) para $K1 > K2$, o $(-V_{dc})$ para $K1 < K2$.
- En color marrón, el armónico fundamental de la corriente de carga de la fase o fase correspondiente (fase “a”)
- En color azul, el valor medio de la señal ($V_{a1}-V_{a2}$).

Por lo tanto, se puede observar que la señal ($V_{a1}-V_{a2}$) tiene un valor medio distinto de cero. Cuando $K1 < K2$, el valor medio de ($V_{a1}-V_{a2}$) es negativo, y cuando $K1 > K2$, el valor medio de ($V_{a1}-V_{a2}$) es positivo. Observese que la figura 4.13 recoge la posibilidad de que $K1 < K2$, y que $K1 > K2$.

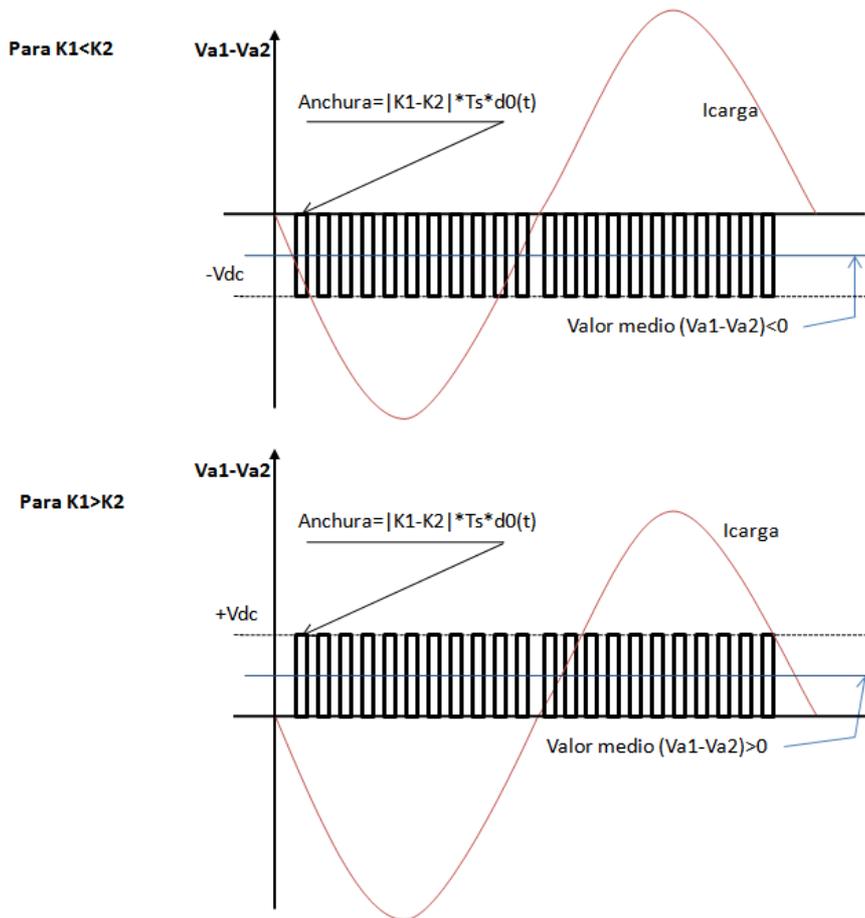


Figura 4-13. Señales de corriente y de tensión para la fase en estudio (fase “a”).

Como se ha definido anteriormente, el valor de la función “ $d_0(t)$ ” depende del valor del sector, del instante de muestreo y del índice de modulación (“ M ”).

En condiciones de equilibrio ($K1=K2$), se tiene que las corrientes de salida de los inversores “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” son iguales, por lo que la corriente de circulación es nula ($I_{cira}=I_{a1}-I_{a2}=0$), y la corriente de salida del sistema “ I_a ”, suma de las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, está formada por componente de frecuencia fundamental, más la suma de componentes a frecuencia armónica múltiplo de la frecuencia fundamental. Considerando que el filtro paso-bajo LC está bien diseñado y que el sistema está regulado en tensión, se puede considerar que la componente de frecuencia fundamental coincide con la corriente de la carga (o corriente que circula a través de la resistencia de carga en nuestro caso), mientras que la suma de componentes armónicas a frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental circulan por el Condensador “ C ”. Por lo tanto, se sigue manteniendo vigente la ecuación (4.1).

En condiciones de desequilibrio ($K1 \neq K2$), según las ecuaciones (3.3) y (3.4) descritas en el apartado “3.2. *Definición de Corriente de Circulación*” de la presente Tesis Doctoral, y dado que la diferencia de tensiones $V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2})$ es distinta de cero (tal y como se muestra en la figura 4-13), la corriente de circulación para la fase en estudio (la fase “a”) es distinta de cero. En concreto, tenemos las siguientes premisas [51-62]:

$$V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2}) = V_{xa_{Cont}} + V_{xa_F} + V_{xa_H} \quad (4.14)$$

Donde:

- $V_{xa_{Cont}}$ es la componente continua de la diferencia ($V_{a1} - V_{a2}$)
- V_{xa_F} es la componente de frecuencia fundamental de la diferencia ($V_{a1} - V_{a2}$)
- V_{xa_H} es el contenido armónico (resto de componentes a diferencia frecuencia de la fundamental) de la diferencia ($V_{a1} - V_{a2}$)

Por lo tanto, y según (3.3) y (3.4) para la fase en estudio, se tiene que:

$$I_{cira} = (I_{a1} - I_{a2}) = I_{cira_C} + I_{cira_F} + I_{cira_H} \neq 0 \quad (4.15)$$

Donde:

- I_{cira_C} es la componente continua de la diferencia de corrientes ($I_{a1} - I_{a2}$).
- I_{cira_F} es la componente de frecuencia fundamental de la diferencia de corrientes ($I_{a1} - I_{a2}$)
- I_{cira_H} es la componente armónica, suma de componentes múltiplos de la frecuencia fundamental, de la diferencia de corrientes ($I_{a1} - I_{a2}$).

La aparición de componente continua en la corriente de circulación y, por consiguiente, en las corrientes de salida homólogas de los inversores, es un fenómeno provocado por la propia existencia de la corriente de circulación. La variación entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores conectados en paralelo a una carga en la salida no basta para que se genere corriente de circulación; es necesario que exista un camino de retorno interno de corrientes entre las fases homólogas de los dos inversores. Si este camino interno de retorno no existiera, no existiría tampoco corriente de circulación y no aparecería componente continua en las corrientes de salida homólogas de los inversores.

Además, se observa que cuando se produce corriente de circulación, no solo la diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los inversores presenta componente continua, sino que además también las tensiones de salida homólogas como tal presentan componente continua, siendo los valores de las componentes continuas de las tensiones homólogas iguales, pero de signo contrario.

Ahora bien, el fenómeno de aparición de componente continua debida a la aparición de corriente de circulación por una variación de los valores de los parámetros de vector nulo entre los dos inversores no se transmite hacia la carga alimentada por el sistema. Es decir, las tensiones del salida del sistema V_a , V_b y V_c no presentan componente continua, ni tampoco las corrientes I_a , I_b e I_c .

Para explicar esta afirmación, se realizará el análisis relativo a la fase “a” del sistema, siendo dicho estudio equivalente para el resto de las fases “b” y “c”. Para dicha fase, y observando las tensiones homólogas V_{a1} y V_{a2} , según se observa en la figura 4-1, se tiene la figura 4-14.

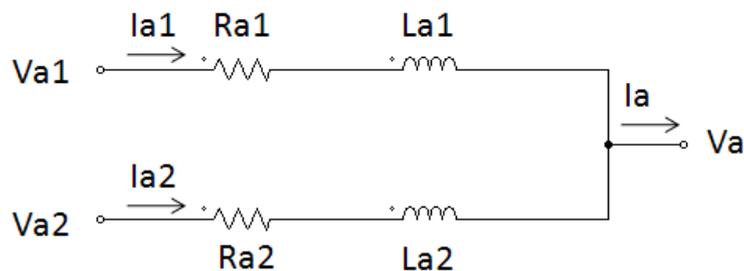
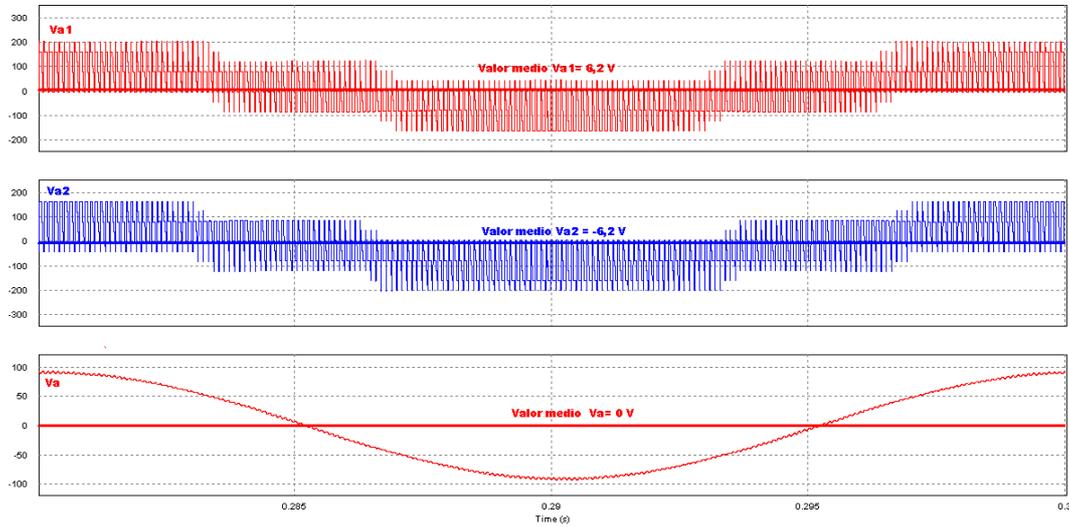


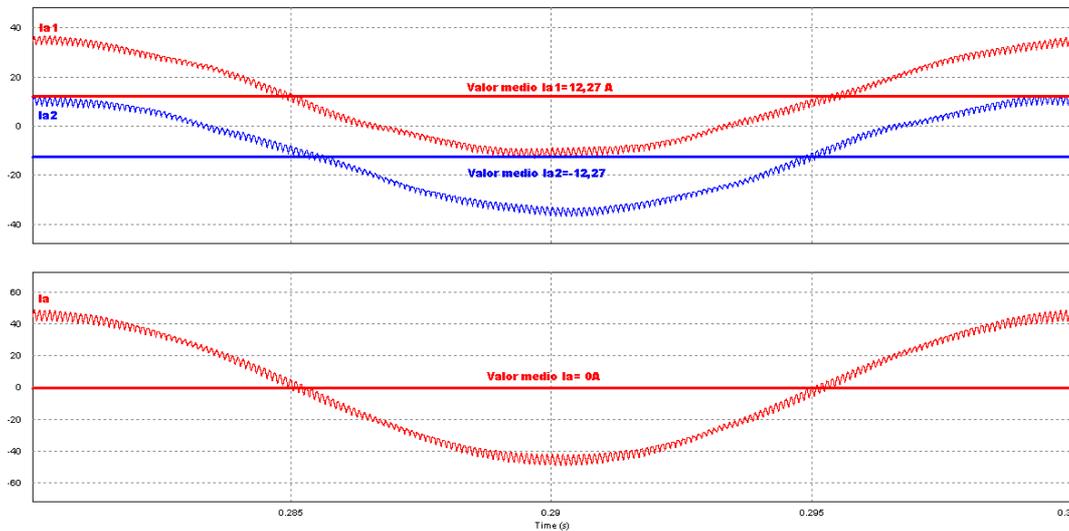
Figura 4-14. Representación de las tensiones homólogas y la tensión de salida para la fase “a”.

Con el objetivo de ilustrar cómo la existencia de corriente de circulación provoca la aparición de componente continua en las corrientes y tensiones homólogas internas de los inversores, pero que dicha componente continua no se traslada a las tensiones y corrientes de salida del sistema, en la figura 4-15 se muestran, para una de las fases en estudio, la fase “a”, y siguiendo el esquema de la figura 4-14, las tensiones de salida homólogas V_{a1} y V_{a2} , así como la tensión de salida del sistema hacia la carga V_a (figura 4-15.a), y las corrientes de salida homólogas I_{a1} e I_{a2} , así como la corriente de salida hacia la carga I_a (figura 4-15.b), para un caso en el que existe corriente de circulación provocada por una diferencia entre los parámetros de vector nulo; en el análisis se han tomado $K_1=0.5$, y $K_2=0.3$, y como intervalo temporal el valor de un

periodo de la frecuencia fundamental (50 Hz). Los parámetros de ambos inversores son iguales, así como los valores de las resistencias parásitas ($R_{a1}=R_{a2}=R_{b1}=R_{b2}=R_{c1}=R_{c2}$) y de las autoinducciones de salida de los filtros ($L_{a1}=L_{a2}=L_{b1}=L_{b2}=L_{c1}=L_{c2}$), sin tener en cuenta tolerancia en los componentes.



a. Representación de las tensiones V_{a1} , V_{a2} y V_a , y de sus valores medios.



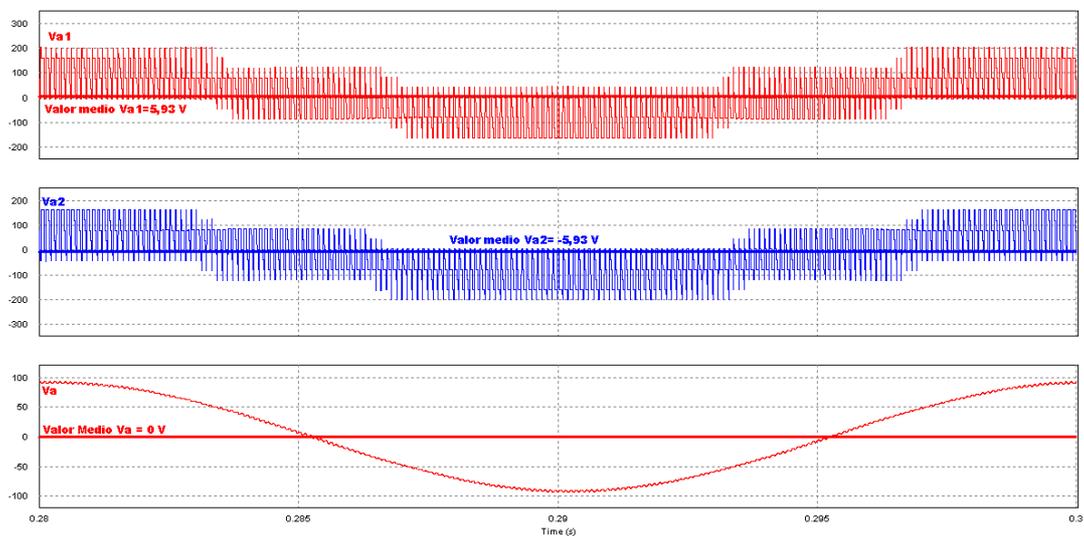
b. Representación de las corrientes I_{a1} , I_{a2} e I_a , y de sus valores medios.

Figura 4-15. Representación de tensiones y corrientes para una situación con corriente de circulación debido a un desequilibrio en los parámetros de vector nulo, con valores de los componentes de ambos inversores iguales.

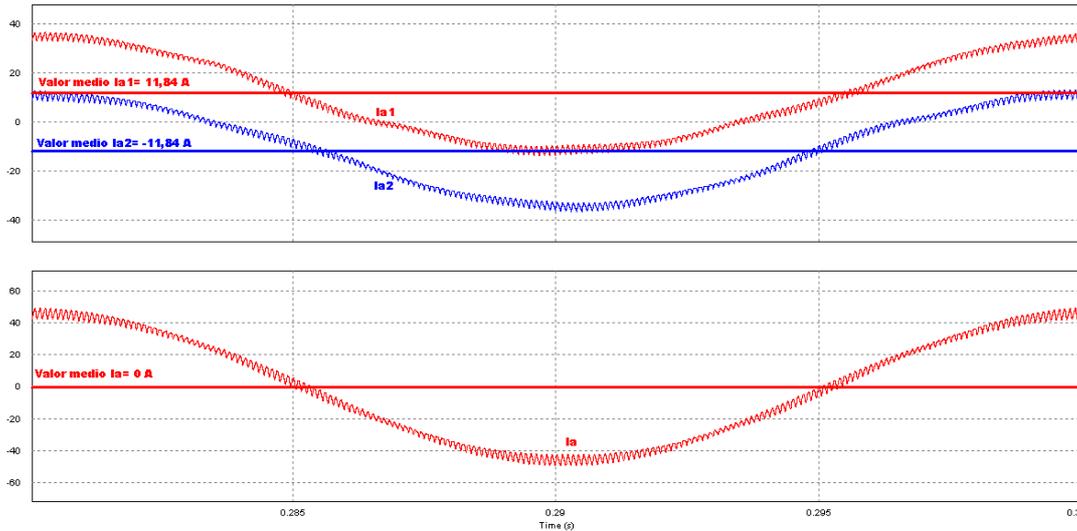
Como puede observarse, la aparición de la corriente de circulación debido al desequilibrio entre los parámetros de vector nulo hace que las tensiones de salida homólogas V_{a1} y V_{a2} presenten componente continua, del mismo valor pero con signo

contrario. La corrientes de salida homóloga I_{a1} e I_{a2} también presentan componente continua, de igual valor pero con signo contrario. Sin embargo, tanto la tensión de salida V_a como la corriente de salida I_a no presentan componente continua. Por lo tanto, la componente continua de la corriente de circulación es interna al sistema y no se transfiere hacia la salida.

En la figura 4-16 se ha realizado el mismo análisis que en la figura 4-15, pero en el sistema se han tenido en cuenta tolerancias en las resistencias parásitas y en los valores de las autoinducciones de los filtros, de forma que ahora el sistema no presenta valores de resistencias parásitas iguales ni valores de las autoinducciones iguales.



a. Representación de las tensiones V_{a1} , V_{a2} y V_a , y de sus valores medios.



b. Representación de las corrientes I_{a1} , I_{a2} e I_a , y de sus valores medios.

Figura 4-16. Representación de tensiones y corrientes para una situación con corriente de circulación debido a un desequilibrio en los parámetros de vector nulo, con valores de los componentes de ambos inversores diferentes.

Tal y como se muestra en la figura 4-16, los resultados son iguales al caso representado por la figura 4-15: la corriente de circulación provoca la aparición de componente continua en las tensiones de salida homólogas y en las corrientes de salida homólogas, pero no así en las tensiones de salida del sistema hacia la carga ni en la corriente de salida. La corriente de circulación presenta componente continua, que es interna al sistema y no se trasfiere a la salida.

El análisis realizado es similar a las fases “b” y “c”. Por lo tanto, se tiene que:

- En condiciones de desequilibrio, las componentes de frecuencia fundamental de las corrientes de salida I_{a1} e I_{a2} no son iguales ($I_{ciraF} = I_{a1F} - I_{a2F} \neq 0$), y dado que la suma de dichas componentes de frecuencia fundamental conforma la corriente de carga que circula por la resistencia, se crea un fenómeno de desequilibrio en el reparto de carga con respecto a la componente fundamental de la corriente.
- En condiciones de desequilibrio existe un aporte de nuevas componentes de corriente a frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental a las corrientes de salida de cada inversor I_{a1} e I_{a2} , así como un efecto aditivo/sustractivo que

dicha corriente de circulación proporciona a las corrientes de salida de cada inversor de componentes a frecuencias ya existentes. Además, la corriente de circulación también afecta en contenido armónico a la corriente de salida “Ia” que se dirige hacia el paralelo formado por el condensador “C” y la resistencia de carga, aunque si el filtro paso-bajo LC ha sido adecuadamente diseñado, se puede concluir que la corriente de circulación no afecta de forma apreciable a la corriente que circula por la carga.

- En condiciones de desequilibrio aparece componente continua en las corrientes de salida Ia1 e Ia2, que no circula hacia el paralelo formado por la carga y el condensador del filtro paso-bajo, y cuya existencia es inherente al desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores.

Las tres circunstancias implican una pérdida de rendimiento en el sistema, siendo la más importante la debida a la aparición de componente continua en las corrientes Ia1 e Ia2. Por supuesto, si “Ia1c” e “Ia2c” son las componentes continuas de la corriente que aparecen en Ia1 e Ia2 respectivamente debido al desequilibrio en los parámetros de vector nulo, se verifica que

$$Ia1c = - Ia2c \quad (4.16)$$

Como hemos observado, la señal $V_{xa}=(V_{a1}-V_{a2})$ presenta un valor medio o componente continua; dicho valor medio puede darnos información del desequilibrio que existe entre los dos inversores de una forma directa. El valor medio de la señal $(V_{a1}-V_{a2})$ es el que se identifica en la ecuación (4.17):

$$\overline{(V_{a1}(t) - V_{a2}(t))} = VM = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{a1}(t) - V_{a2}(t)] dt \quad (4.17)$$

Fijándonos en la figura 4-13, la señal $(V_{a1}-V_{a2})$ es una señal pulsante cuyos pulsos tiene una altura cuyo valor absoluto es “Vdc” (tensión de link), y al anchura de los pulsos es directamente proporcional a la señal “d0(t)”, que a su vez no es un valor constante, sino que depende del valor del sector, del instante de muestreo y del índice de modulación (“M”). Sin embargo, si se realiza la aproximación de “d0(t)” a su valor

medio (definido como “D0”), se tiene que el valor medio de la señal $V_{xa}=(V_{a1}-V_{a2})$ es:

$$\begin{aligned} \overline{(V_{a1}(t) - V_{a2}(t))} &= VM = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{a1}(t) - V_{a2}(t)] dt = \frac{1}{T} * V_{dc} * \Delta K * \frac{T}{T_s} * T_s * D0 = \\ &= V_{dc} * D0 * \Delta K \end{aligned} \quad (4.18)$$

Siendo “ ΔK ” la diferencia ($K1-K2$), “ T ” el periodo de la señal moduladora, “ T_s ” el periodo de la señal modulada, y V_{dc} la tensión del link de continua. Por lo tanto si es posible obtener mediante el valor medio de la señal ($V_{a1}-V_{a2}$), se puede obtener el valor de ($K1-K2$), con su signo, sabiendo el valor medio de $d0(t)$ y el valor de la tensión del link de continua.

En el algoritmo planteado en el presente informe se obtiene, a partir de una de las unidades de control de un inversor, el valor de $d0(t)$, para así obtener su valor medio.

Utilizando este sencillo algoritmo se puede calcular por lo tanto el valor de ΔK y su signo, para después introducir dicho valor a un sistema de control que permita ir ajustando esa diferencia, de forma que el objetivo sea anular ΔK .

Si mediante un control conseguimos anular el valor ΔK , la señal ($V_{a1}-V_{a2}$), que es un tren de pulsos cuya anchura es directamente proporcional a ΔK , irá cada vez teniendo menos contenido y, si se consigue $\Delta K = 0$, ($V_{a1}-V_{a2}$) será también cero. Al tratarse de modulación en espacio vectorial, y al ser ΔK el mismo para las otras dos fases (o fases), se consigue de forma simultánea hacer que $(V_{b1}-V_{b2})=0$, y $(V_{c1}-V_{c2})=0$.

Por supuesto, disminuyendo ($V_{a1}-V_{a2}$), ($V_{b1}-V_{b2}$) y ($V_{c1}-V_{c2}$) se consiguen eliminar a su vez y de forma simultánea las aportaciones de las semidiferencias de las corrientes de salida homólogas para cada fase y de esta forma, se anula el valor de la corriente de circulación total, tanto en su componente continua como en su componente armónica. Además, se anulará también el efecto del reparto de cargas en las componentes armónicas de frecuencia fundamental de las corrientes de salida homólogas de los dos inversores, obteniéndose finalmente un rendimiento de potencias óptimo.

4.4. Análisis de los desequilibrios provocados por el efecto simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico.

En los apartados 4.2 y 4.3 de la presente Tesis Doctoral se han analizado los efectos que un desequilibrio en la diferencia de los tiempos muertos [74-95] y una diferencia entre los parámetros de vector nulo [66-67][95-102] pueden provocar sobre un sistema formado por dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico en cuanto a aparición de fenómenos de reparto de carga entre armónicos fundamentales de las corrientes de salida homólogas, aparición de corrientes de circulación, y disminución de rendimiento, cuando dichos efectos actúan de forma individual. Ahora bien, es factible que los dos desequilibrios se produzcan de forma simultánea, ya que, en general, la conexión de inversores en paralelo es práctica habitual cuando se desean conectar inversores con diferentes potencias nominales, situación que hace que exista una diferencia en las referencias en los tiempos muertos y en los parámetros de vector nulo de los inversores que se van a conectar; incluso cuando los dos inversores trabajan a la misma potencia nominal, las tolerancias en la fabricación de los componentes pueden dar lugar a diferencias en los valores de los tiempos muertos y/o los parámetros de vector nulo efectivos de dichos inversores. Por lo tanto, es preciso tener en cuenta que ambos desequilibrios puedan provocarse de forma simultánea.

Supóngase que el sistema formado por los dos inversores de la figura 4-1 presenta simultáneamente los dos desequilibrios que han sido estudiados anteriormente por separado:

- Desequilibrio en los tiempos muertos de ambos inversores. Si $Td1$ es el tiempo muerto aplicado al primer inversor, y $Td2$ es el tiempo muerto aplicado al segundo inversor, se verifica que $Td1 \neq Td2$.
- Desequilibrio en el valor del parámetro de vector nulo de ambos inversores. Si el valor del parámetro de vector nulo del primer inversor es “ $K1$ ” y el valor del parámetro de vector nulo del segundo inversor es “ $K2$ ”, se verifica que $K1 \neq K2$.

Lógicamente, se espera que el sistema presente efectos combinados debidos a los dos desequilibrios a la vez, esto es [51-62]:

- Aparición de componente continúa en las corrientes homólogas de salida de los inversores.
- Aporte de componentes armónicas nuevas, múltiplos del fundamental.
- Efecto aditivo/sustractivo de componentes armónicas existentes, múltiplos del fundamental.
- Efecto de reparto de cargas en la componente de frecuencia fundamental en las corrientes homólogas de los inversores.

La definición teórica de cada uno de los efectos ya ha sido explicada por separado en los apartados 4.2 y 4.3 de la presente Tesis Doctoral. Sin embargo, si es preciso determinar cuáles son las zonas de circulación y qué componentes conducen.

Según los circuitos representados en las figuras 4-1 y 4-4, es preciso considerar todos los casos posibles que pueden darse, y que dependen de los valores K_1 , K_2 , T_{d1} , T_{d2} , y las diferencias $\Delta T_d = |T_{d1} - T_{d2}|$ e $\Delta K = |K_1 - K_2|$. Las zonas de circulación y los componentes sobre los que circula la corriente pueden ser diferentes dependiendo de esos valores, y es preciso identificar cómo se comportará la diferencia $V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2})$.

Del análisis y estudios realizados, se obtienen diez posibles combinaciones que físicamente pueden ser viables. Para poder mostrarlos convenientemente, se han dividido en 2 grupos, dependiendo de si $K_1 > K_2$, o de si $K_1 < K_2$. En todos los casos se han obtenido 7 zonas de circulación (numeradas del “0” al “6”), comprobándose además que los componentes sobre los que circula la corriente son diferentes dependiendo de si la corriente por la carga “Ia” es positiva ($I_a > 0$) o negativa ($I_a < 0$). En las gráficas que se van a presentar a continuación se observan las señales de activación de los polos S, SC, S1, SC1 y la diferencia de tensiones de la salida homólogas de ambos inversores correspondientes a la fase que se va a estudiar, ($V_{a1} - V_{a2}$), para el caso de que “Ia” sea positiva ($I_a > 0$), o “Ia” sea negativa ($I_a < 0$).

Para seguir la notación, se define $\Delta w = |K_1 - K_2| * T_s * d_0(t) = \Delta K * T_s * d_0(t)$ como la variación del tiempo de disparo entre los polos homólogos correspondientes debido a un desequilibrio en el parámetro de vector nulo (“K”); “Ts” es el periodo de la señal

modulada y “ $d_0(t)$ ” es una variable del control SVPWM que no es constante y que depende del valor de instante de muestreo y del índice de modulación.

4.4.1.- $K1 > K2$.

Se pueden dar los siguientes cinco casos, identificados por la posición que ocupa el disparo del polo “S”, y si $Td1$ es mayor (o menor) que $Td2$.

4.4.1.1. Primer caso.

En la figura 4-17 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

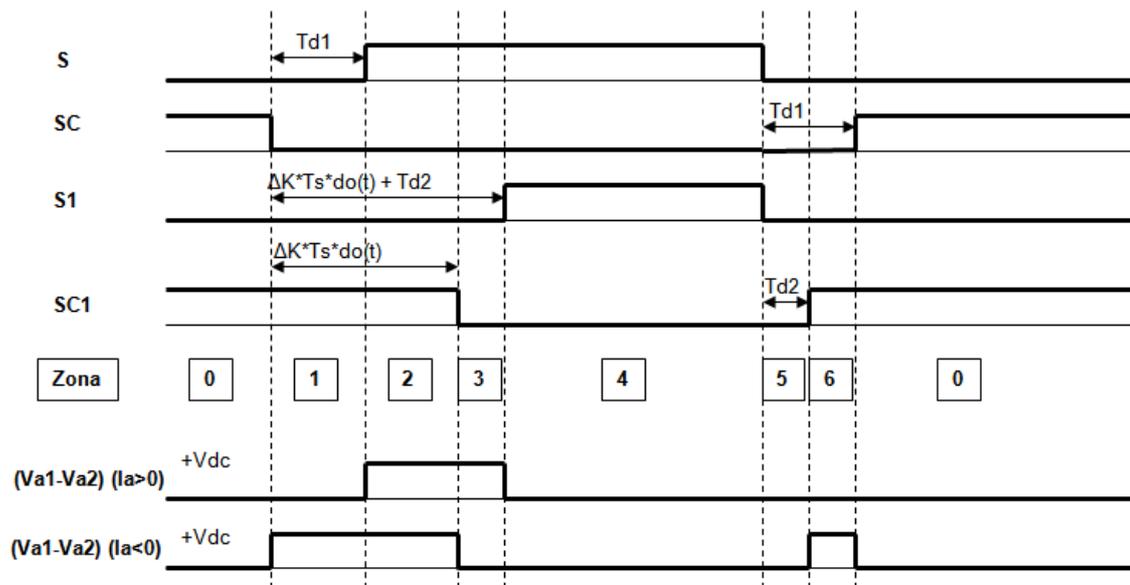


Figura 4-17. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.1.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “ I_a ” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, según se aprecia en la tabla 4-9.

ZONA	$I_a > 0$		$I_a < 0$	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1

1	DSC	DSC1	DS	SC1
2	S	DSC1	DS	SC1
3	S	DSC1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	DS	SC1

Tabla 4-9. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.1.

4.4.1.2. Segundo caso.

En la figura 4-18 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

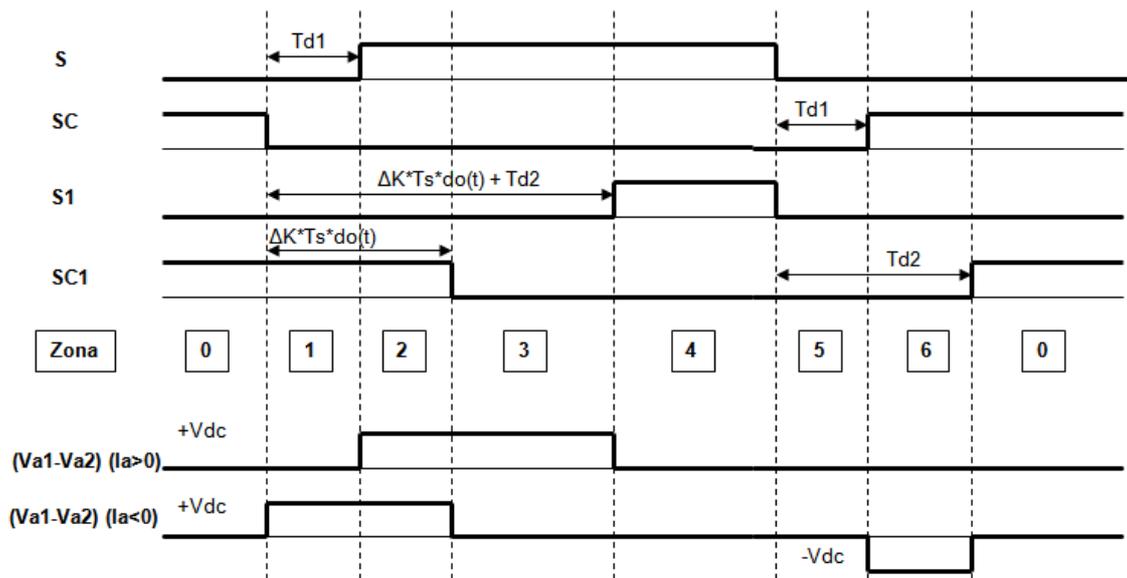


Figura 4-18. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.2.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “ I_a ” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, según se aprecia en la tabla 4-10.

ZONA	$I_a > 0$		$I_a < 0$	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1

1	DSC	DSC1	DS	SC1
2	S	DSC1	DS	SC1
3	S	DSC1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	SC	DS1

Tabla 4-10. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.2.

4.4.1.3. Tercer caso.

En la figura 4-19 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

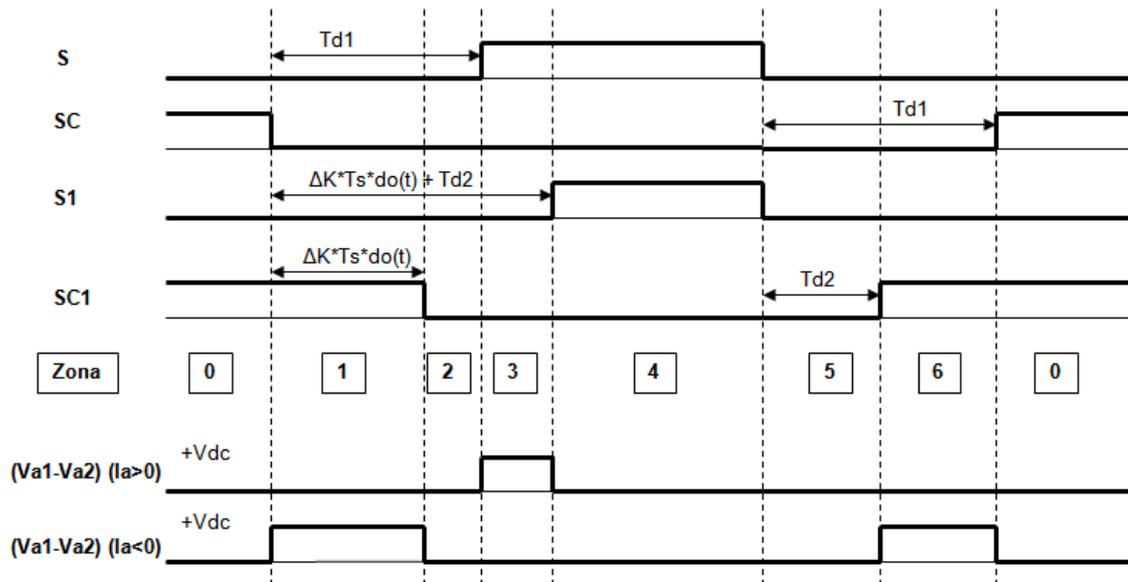


Figura 4-19. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.3.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “Ia” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, según se aprecia en la tabla 4-11.

ZONA	Ia > 0		Ia < 0	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1

1	DSC	DSC1	DS	SC1
2	DSC	DSC1	DS	DS1
3	S	DSC1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS
6	DSC	DSC1	DS	SC1

Tabla 4-11. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.1.1.3.

4.4.1.4. Cuarto caso.

En la figura 4-20 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

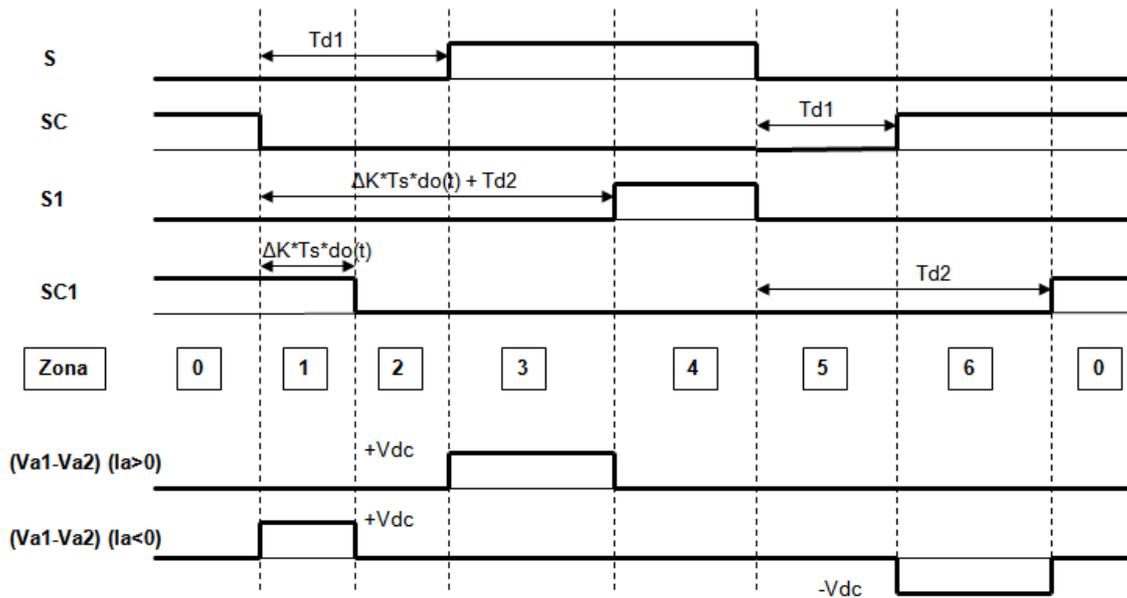


Figura 4.20. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.4.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “Ia” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, tal y como se aprecia en la tabla 4-12.

ZONA	Ia > 0		Ia < 0	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1

1	DSC	DSC1	DS	SC1
2	DSC	DSC1	DS	DS1
3	S	DSC1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	SC	DS1

Tabla 4-12. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.4.

4.4.1.5. Quinto caso.

En la figura 4-21 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

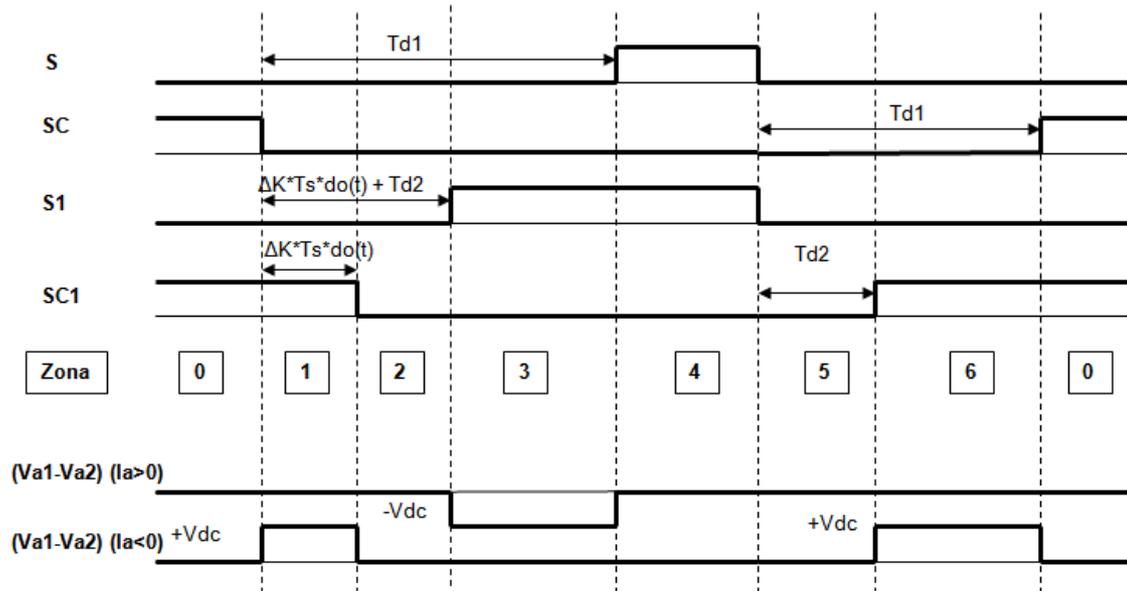


Figura 4-21. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.1.5.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “ I_a ” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, tal y como se aprecia en la tabla 4-13.

ZONA	$I_a > 0$		$I_a < 0$	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1

1	DSC	DSC1	DS	SC1
2	DSC	DSC1	DS	DS1
3	DSC	S1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	DS	SC1

Tabla 4-13. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.1.5.

4.4.2. $K1 < K2$.

Se pueden dar los siguientes cinco casos, identificados por la posición que ocupa el disparo del polo “S1”, y si $Td1$ es mayor (o menor) que $Td2$.

4.4.2.1. Primer caso.

En la figura 4-22 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

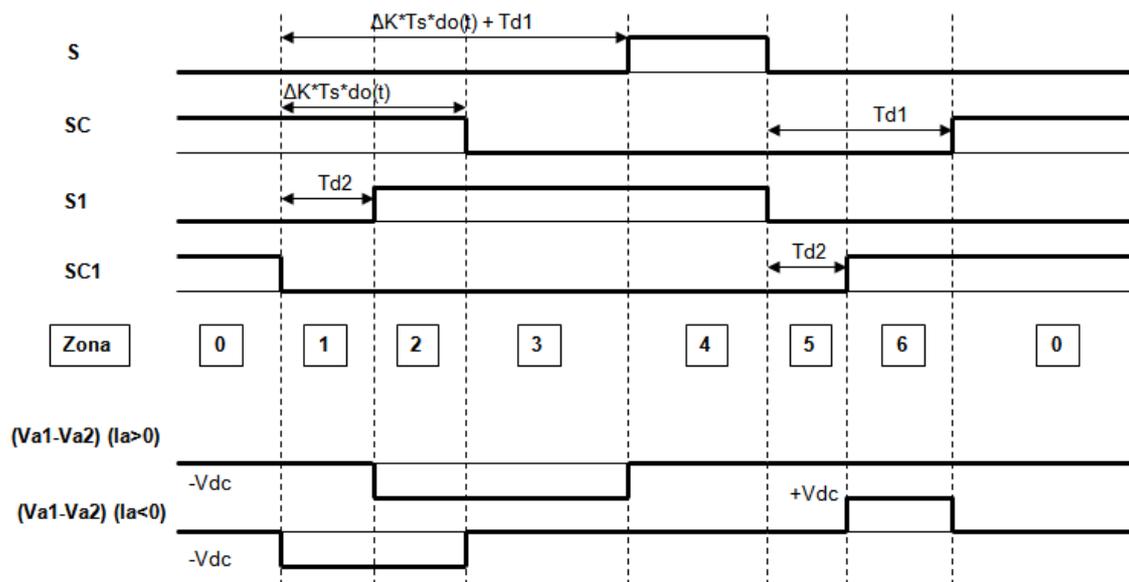


Figura 4-22. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.1.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “Ia” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, tal y como se aprecia en la tabla 4-14.

ZONA	Ia>0		Ia<0	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1
1	DSC	DSC1	SC	DS1
2	DSC	S1	SC	DS1
3	DSC	S1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	DS	SC1

Tabla 4-14. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.1.

4.4.2.2. Segundo caso.

En la figura 4-23 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

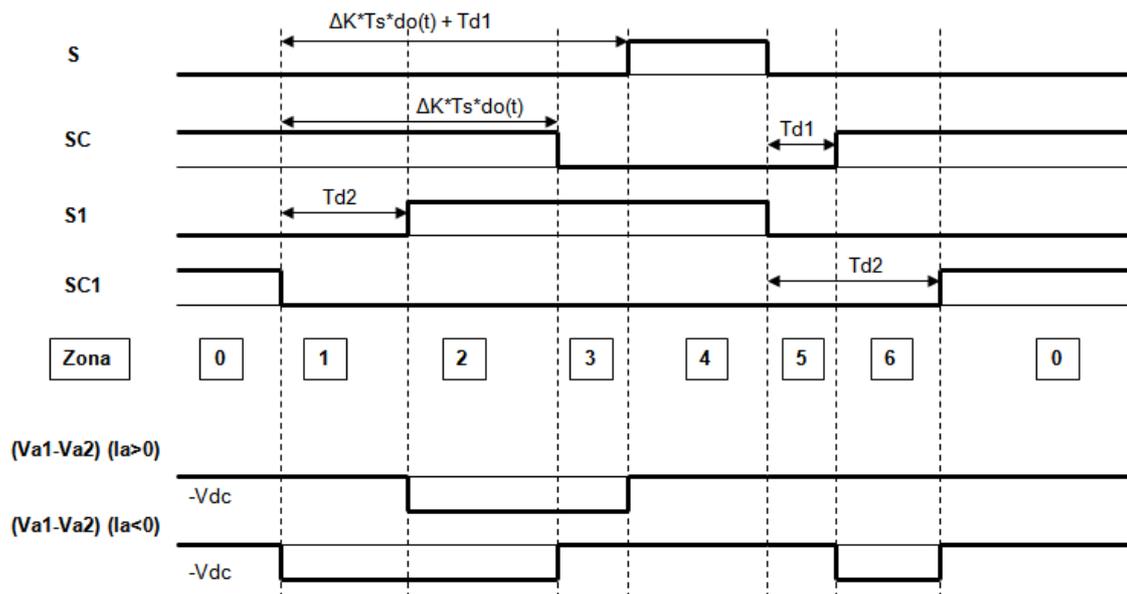


Figura 4-23. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.2.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “Ia” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, tal y como se aprecia en la tabla 4-15.

ZONA	Ia>0		Ia<0	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1
1	DSC	DSC1	SC	DS1
2	DSC	S1	SC	DS1
3	DSC	S1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	SC	DS1

Tabla 4-15. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.2.

4.4.2.3. Tercer caso.

En la figura 4-24 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

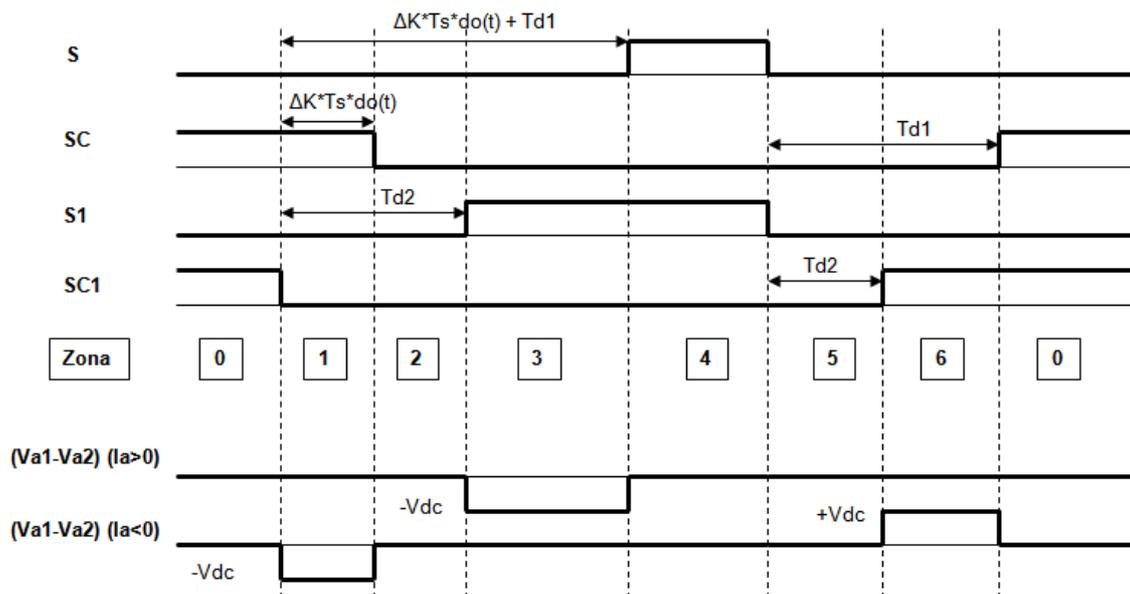


Figura 4-24. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.3.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “Ia” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, tal y como se muestra en la tabla 4-16.

ZONA	Ia>0		Ia<0	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1
1	DSC	DSC1	SC	DS1
2	DSC	DSC1	DS	DS1
3	DSC	S1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	DS	SC1

Tabla 4-16. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.3.

4.4.2.4. Cuarto caso.

En la figura 4-25 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

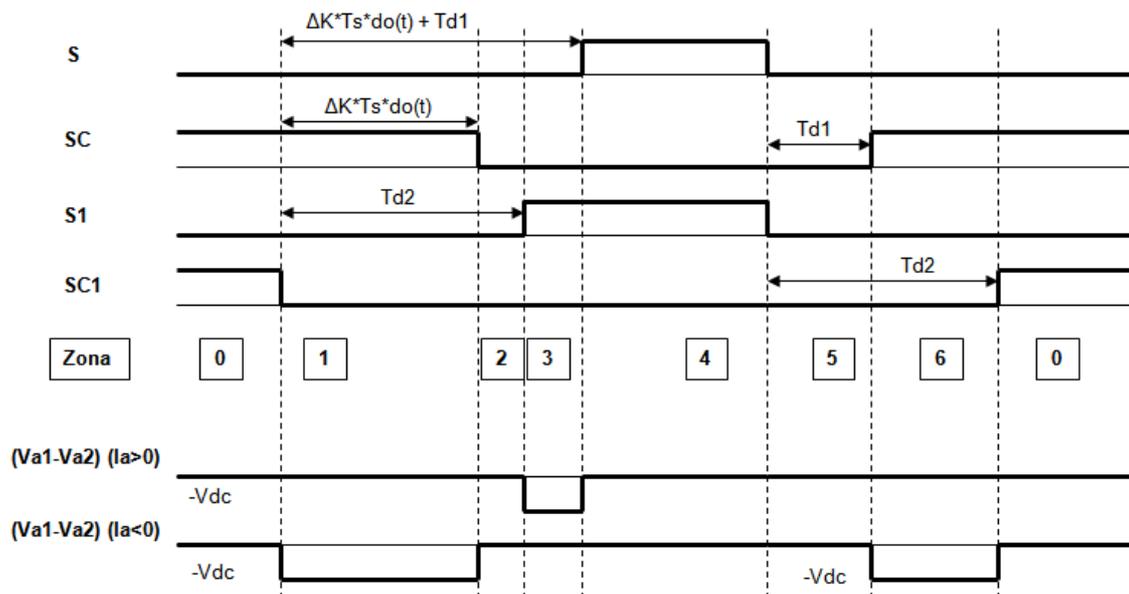


Figura 4-25. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.4.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “Ia” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, tal y como se aprecia en la tabla 4-17.

ZONA	Ia>0		Ia<0	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1
1	DSC	DSC1	SC	DS1
2	DSC	DSC1	DS	DS1
3	DSC	S1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	SC	DS1

Tabla 4.17. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.4.

4.4.2.5. Quinto caso.

En la figura 4-26 se observan se señales de activación para la fase es estudio (fase “a”), y la diferencia de tensiones de salida homólogas para dicha fase ($V_{xa}=V_{a1}-V_{a2}$), tanto para corriente de carga positiva o negativa.

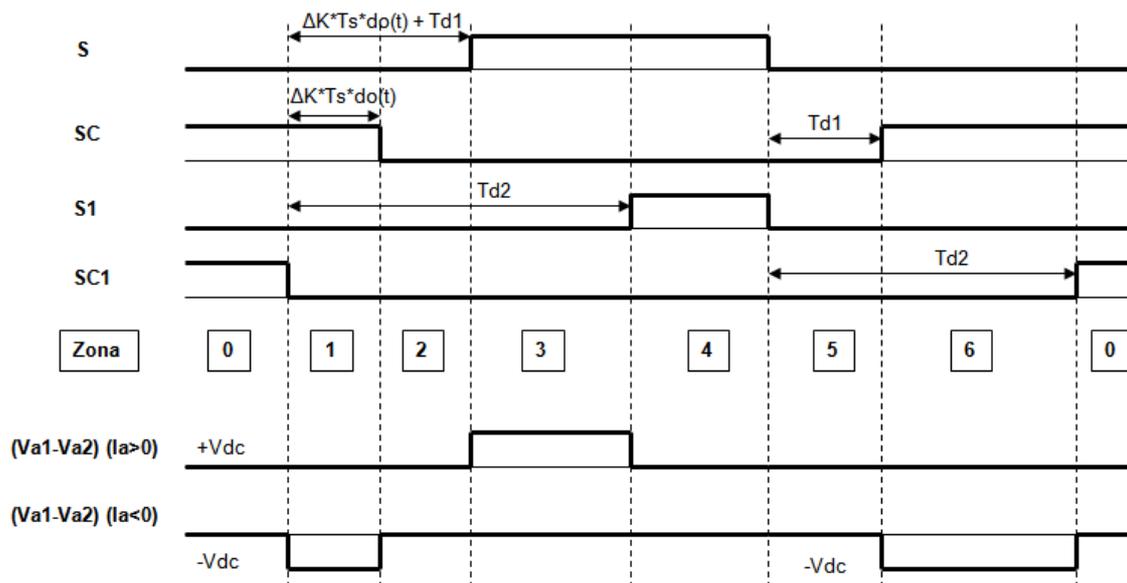


Figura 4-26. Señales de activación de S, SC, S1 y SC1 para el caso 4.4.2.5.

Para cada una de las zonas de circulación, y dependiendo de si la corriente “Ia” es positiva o negativa, se tienen los siguientes componentes sobre los que circula la corriente, tal y como se aprecia en la tabla 4-18.

ZONA	Ia>0		Ia<0	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	DSC	DSC1	SC	SC1
1	DSC	DSC1	SC	DS1
2	DSC	DSC1	DS	DS1
3	S	DSC1	DS	DS1
4	S	S1	DS	DS1
5	DSC	DSC1	DS	DS1
6	DSC	DSC1	SC	DS1

Tabla 4-18. Zonas de circulación y componentes que conducen para el caso 4.4.2.5.

4.4.3. Análisis teórico del desequilibrio. Contenido armónico de la corriente de circulación.

El análisis del contenido armónico de la corriente de circulación en el caso que se está analizado es similar al realizado en el apartado 4.3.3 de la presente Tesis Doctoral.

En condiciones de desequilibrio ($Td1 \neq Td2$ y $K1 \neq K2$), según las ecuaciones (3.3) y (3.4) descritas en el apartado “3.2. Definición de Corriente de Circulación” de la presente Tesis Doctoral, y dado que la diferencia de tensiones $V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2})$ es distinta de cero, la corriente de circulación para la fase en estudio (la fase “a”) es distinta de cero. En concreto, tenemos las siguientes premisas [51-62]:

$$V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2}) = V_{xa_{Cont}} + V_{xa_F} + V_{xa_H} \quad (4.19)$$

Donde:

- $V_{xa_{Cont}}$ es la componente continua de la diferencia ($V_{a1} - V_{a2}$)
- V_{xa_F} es la componente de frecuencia fundamental de la diferencia ($V_{a1} - V_{a2}$)

- V_{xa_H} es el contenido armónico (resto de componentes a diferencia frecuencia de la fundamental) de la diferencia ($V_{a1}-V_{a2}$)

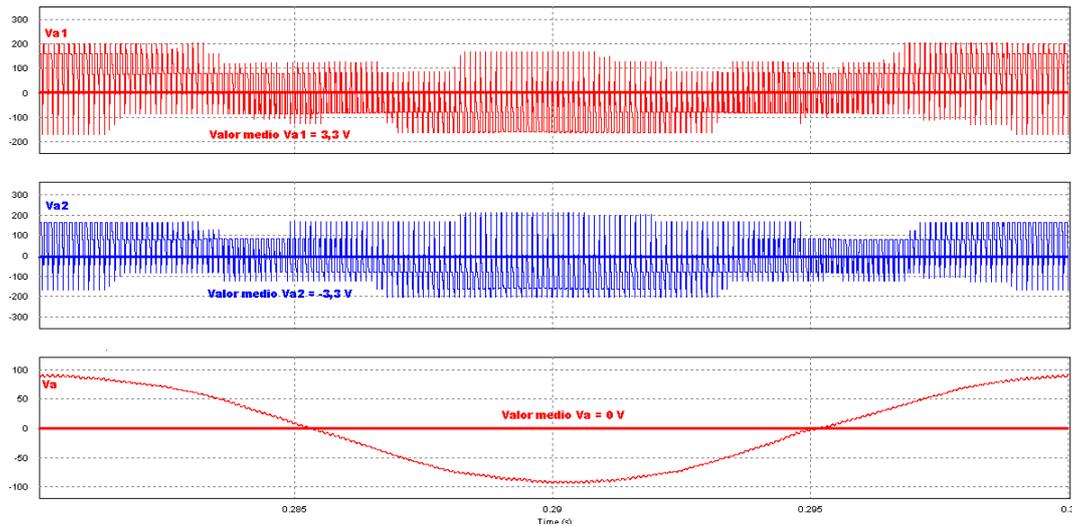
Por lo tanto, y según (3.3) y (3.4) para la fase en estudio, se tiene que:

$$I_{cira} = (I_{a1}-I_{a2}) = I_{ciraC} + I_{ciraF} + I_{ciraH} \neq 0 \quad (4.20)$$

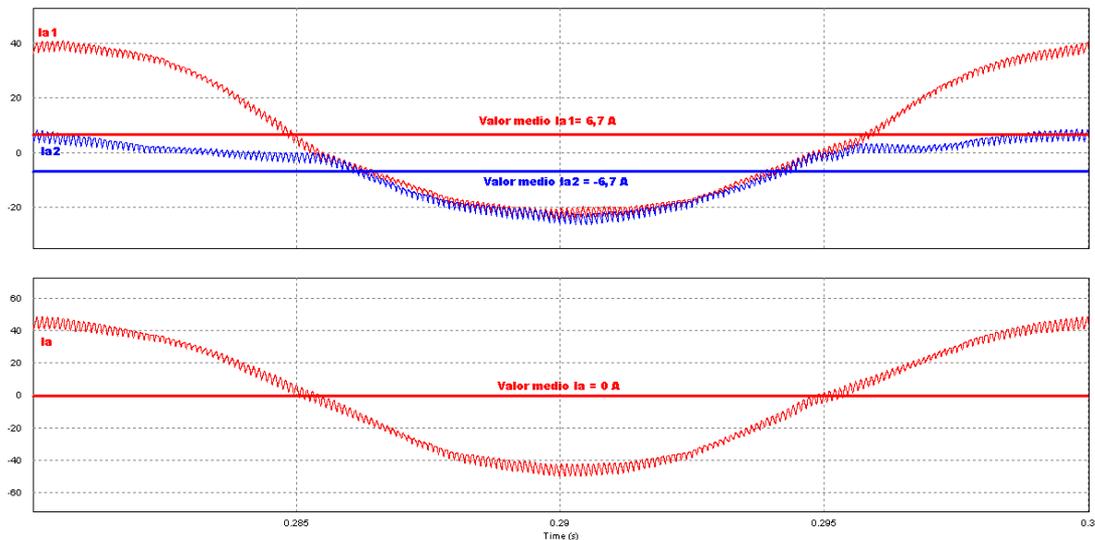
Donde:

- I_{ciraC} es la componente continua de la diferencia de corrientes ($I_{a1}-I_{a2}$).
- I_{ciraF} es la componente de frecuencia fundamental de la diferencia de corrientes ($I_{a1}-I_{a2}$)
- I_{ciraH} es la componente armónica, suma de componentes múltiplos de la frecuencia fundamental, de la diferencia de corrientes ($I_{a1}-I_{a2}$).

De la misma forma en el apartado “4.3. Análisis de los desequilibrios provocados por la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico” de la presente Tesis Doctoral, la corriente de circulación debida al desequilibrio entre los valores de los parámetros de vector nulo supone la aparición de componente continua en las tensiones de salida homólogas y en las corrientes de salida homólogas, pero este fenómeno no se trasfiere a la tensión de salida ni a la corriente de salida hacia la carga. Siguiendo el esquema representado en la figura 4-14, en la figura 4-27 se representan, para un periodo de la componente fundamental (50 Hz) y para los valores de $K_1=0.5$, $K_2=0.3$, $T_{d1}=2 \mu\text{seg.}$ y $T_{d2}=6 \mu\text{seg.}$, las tensiones de salida homólogas V_{a1} y V_{a2} , así como la tensión de salida del sistema V_a (figura 4-27.a), y las corrientes de salida homólogas I_{a1} e I_{a2} , y la corriente de salida del sistema hacia la carga I_a (figura 4-27.b), para un sistema en el que los parámetros de ambos inversores son iguales, así como los valores de las resistencias parásitas ($R_{a1}=R_{a2}=R_{b1}=R_{b2}=R_{c1}=R_{c2}$) y de las autoinducciones de salida de los filtros ($L_{a1}=L_{a2}=L_{b1}=L_{b2}=L_{c1}=L_{c2}$), sin tener en cuenta tolerancia en los componentes. Se observa que, además del desequilibrio en los parámetros de vector nulo, existe un desequilibrio entre los tiempos muertos, y que ambas acciones se producen de forma combinada y simultánea.



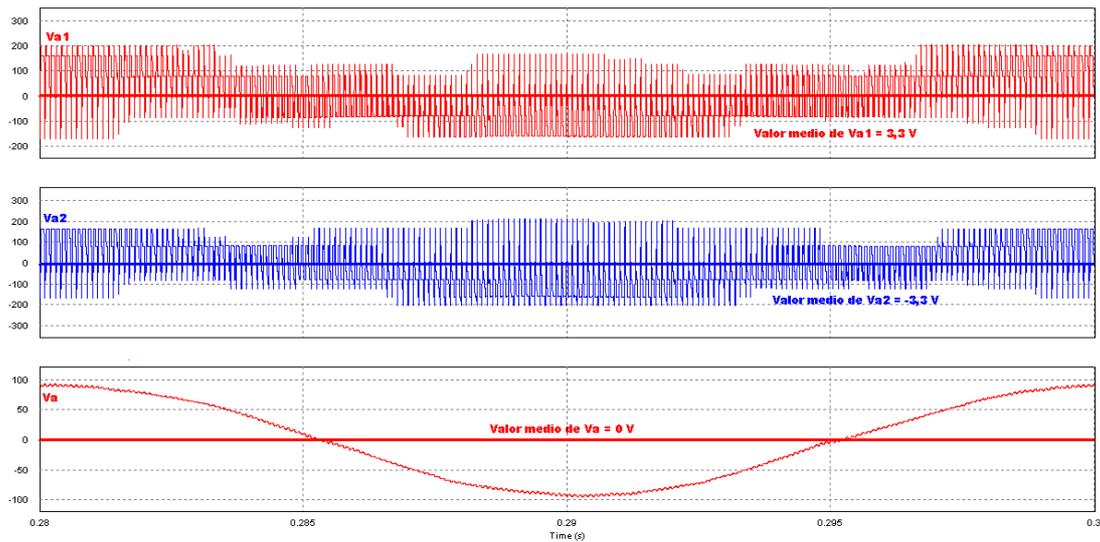
a. Representación de las tensiones V_{a1} , V_{a2} y V_a , y de sus valores medios.



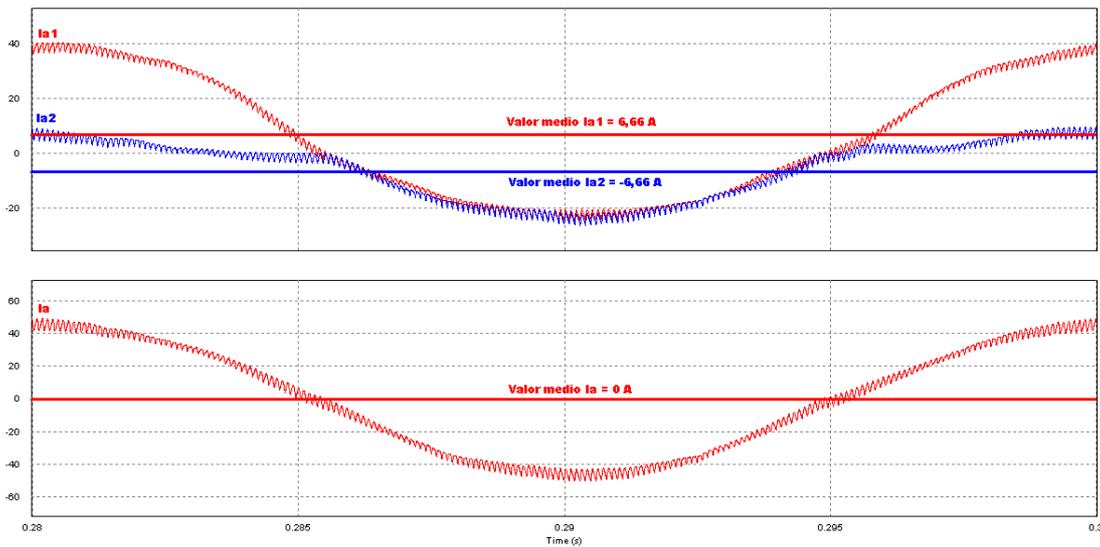
b. Representación de las corrientes I_{a1} , I_{a2} e I_a , y de sus valores medios.

Figura 4-27. Representación de tensiones y corrientes para una situación con corriente de circulación debido a un desequilibrio en los parámetros de vector nulo y en los tiempos muertos, con valores de los componentes de ambos inversores iguales.

En la figura 4-28 se ha realizado el mismo análisis que en la figura 4-27, pero en el sistema se han tenido en cuenta tolerancias en las resistencias parásitas y en los valores de las autoinducciones de los filtros, de forma que ahora el sistema no presenta valores de resistencias parásitas iguales ni valores de las autoinducciones iguales.



a. Representación de las tensiones V_{a1} , V_{a2} y V_a , y de sus valores medios.



b. Representación de las corrientes I_{a1} , I_{a2} e I_a , y de sus valores medios.

Figura 4-28. Representación de tensiones y corrientes para una situación con corriente de circulación debido a un desequilibrio en los parámetros de vector nulo y en los tiempos muertos, con valores de los componentes de ambos inversores diferentes.

Se observa que en ambos casos, la aparición de corriente de circulación provoca la existencia de componente continua en las tensiones de salida homólogas y en las corrientes de salida homólogas, pero no así en la tensión de salida del sistema ni en la corriente de salida del sistema hacia la carga. Por lo tanto, la componente continua de la corriente de circulación es interna, y no se trasfiera hacia la salida.

El análisis es similar para el caso de las fases “b” y “c”. Por lo tanto, se tiene que:

- En condiciones de desequilibrio, las componentes de frecuencia fundamental de las corrientes de salida I_{a1} e I_{a2} no son iguales ($I_{ciraF} = I_{a1F} - I_{a2F} \neq 0$), y dado que la suma de dichas componentes de frecuencia fundamental conforma la corriente de carga que circula por la resistencia y ésta se puede considerar constante (la tensión “ V_a ” está regulada en todo momento), se crea un fenómeno de desequilibrio en el reparto de carga con respecto a la componente fundamental de la corriente.
- En condiciones de desequilibrio existe un aporte de nuevas componentes de corriente a frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental a las corrientes de salida de cada inversor I_{a1} e I_{a2} , así como un efecto aditivo/sustractivo que dicha corriente de circulación proporciona a las corrientes de salida de cada inversor de componentes a frecuencias ya existentes. Además, la corriente de circulación también afecta en contenido armónico a la corriente de salida “ I_a ” que se dirige hacia el paralelo formado por el condensador “ C ” y la resistencia de carga, aunque si el filtro paso-bajo LC ha sido adecuadamente diseñado, se puede concluir que la corriente de circulación no afecta de forma apreciable a la corriente que circula por la carga.
- En condiciones de desequilibrio aparece componente continua en las corrientes de salida I_{a1} e I_{a2} , que no circula hacia el paralelo formado por la carga y el condensador del filtro paso-bajo, y cuya existencia es inherente al desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores.

Las tres circunstancias implican una pérdida de rendimiento en el sistema, siendo la más importante la debida a la aparición de componente continua en las corrientes I_{a1} e I_{a2} . Por supuesto, si “ I_{a1c} ” e “ I_{a2c} ” son las componentes continuas de la corriente que aparecen en I_{a1} e I_{a2} respectivamente debido al desequilibrio en los parámetros de vector nulo, se verifica que:

$$I_{a1c} = - I_{a2c} \quad (4.21)$$

Si nos fijamos en la señal V_{xa} , ésta es una señal pulsante que está formada por pulsos cuya anchura depende del valor de “ $Td1$ ”, “ $Td2$ ”, “ ΔK ”, el periodo de la señal modulada “ T_s ” y “ $d_0(t)$ ”. Por otro lado, la variable “ $d_0(t)$ ” es una señal que depende, como se ha podido analizar, del valor del sector, del instante de muestreo y del índice de modulación (“ M ”). Esta situación hace complicado analizar la señal “ V_{xa} ” sin tener en cuenta las variables de las que depende. Sin embargo, si se realiza la aproximación de considerar la variable “ $d_0(t)$ ” como una constante, igual a su valor medio (definido por “ $D0$ ”), se infiere que el valor medio de “ V_{xa} ” es el definido por (4.22).

$$\begin{aligned} \overline{(V_{a1}(t) - V_{a2}(t))} &= VM = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{a1}(t) - V_{a2}(t)] dt = \frac{1}{T} * V_{dc} * \Delta K * \frac{T}{T_s} * T_s * D0 = \\ &= V_{dc} * D0 * \Delta K \end{aligned} \quad (4.22)$$

Siendo “ T ” el periodo de la señal moduladora, “ T_s ” el periodo de la señal modulada, “ V_{dc} ” el valor de la tensión de link, “ $D0$ ” el valor medio de la variable “ $d_0(t)$ ”, e ΔK la diferencia entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores ($\Delta K = K1 - K2$). Por lo tanto, a través del valor medio de la señal “ V_{xa} ” se puede obtener directamente el valor de uno de los desequilibrios, que puede ser corregido convenientemente.

Una vez corregido el desequilibrio provocado por la diferencia de los parámetros de vector nulo entre los dos inversores, se comprueba que la señal V_{xa} resultante presente valor medio nulo, pero sigue siendo una señal pulsante cuyos pulsos dependen de la diferencia entre los tiempos muertos $\Delta Td = |Td1 - Td2|$.

Sin embargo, si se calcula el valor eficaz de la señal “ V_{xa} ” resultante, después de haber sido eliminada la diferencia entre los parámetros de vector nulo, se tiene (4.23):

$$rms(V_{a1}(t) - V_{a2}(t)) = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\frac{F_s}{F_r} V_{dc}^2 \Delta Td \right)} = V_{dc} * \sqrt{F_s * \Delta Td} \quad (4.23)$$

Siendo “ F_r ” la frecuencia de la señal moduladora, “ F_s ” la frecuencia de la señal modulada, “ V_{dc} ” el valor de la tensión de link, e “ ΔTd ” la diferencia en valor absoluto entre los tiempos muertos ($\Delta Td = |Td1 - Td2|$). A partir de la ecuación (4.23) se puede obtener directamente el valor de “ ΔTd ”, aunque no se conoce dicho valor es positivo (es decir, $Td1 > Td2$) o negativo (es decir, $Td1 < Td2$). Sin embargo, se verifica, de la misma

forma que en el caso en que el desequilibrio era debida a una diferencia entre lo tiempos muertos de los dos inversores de forma única, que:

- Para $T_{d1} < T_{d2}$, el primer armónico de la corriente de carga está siempre retrasado con respecto al primer armónico de la diferencia de tensiones de salida homólogas.
- Para $T_{d1} > T_{d2}$, el primer armónico de la corriente de carga está siempre adelantado con respecto al primer armónico de la diferencia de tensiones de salida homólogas

Por lo que se podría también calcular el valor de “ ΔT_d ” con su correspondiente signo y de esta manera, realizar la corrección correspondiente.

Por lo tanto, y como posteriormente veremos, es posible eliminar los dos desequilibrios que actúan de forma simultánea en el sistema formado por los dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico a una carga corrigiendo primero el debido a una diferencia del parámetro de vector nulo, y, una vez conseguido este objetivo, corregir el desequilibrio debido a una diferencia de los tiempos muertos, siempre en este orden, y sin mezclar en el tiempo el inicio del control de cada uno de los desequilibrios, o por lo menos dejando un tiempo entre el comienzo del control del desequilibrio debido a la diferencia entre los parámetros de vector nulo y el comienzo del control del desequilibrio debido a la diferencia entre los tiempos muertos. La forma más eficaz es terminar el control del desequilibrio debido al la diferencia de parámetros de vector nulo de forma que, cuando la señal “ V_{xa} ” no tenga componente continua en un tiempo estacionario, iniciar el control del desequilibrio debido a la diferencia de los tiempos muertos.

Si mediante un control conseguimos anular el valor de ΔK y de ΔT_d , la señal ($V_{a1} - V_{a2}$) será también cero. Al tratarse de modulación en espacio vectorial, y al ser ΔK e ΔT_d el mismo para las otras dos fases, se consigue de forma simultánea hacer que ($V_{b1} - V_{b2}$)=0, y ($V_{c1} - V_{c2}$)=0. Esta situación permite anular por su lado el valor de la corriente de circulación total, tanto en su componente continua como en su componente armónica. Además, se anulará también el efecto del reparto de cargas en las componentes armónicas de frecuencia fundamental de las corrientes de salida

homólogas de los dos inversores, obteniéndose finalmente un rendimiento de potencias óptimo.

CAPÍTULO 5

ALGORITMOS PARA LA DETECCIÓN, CONTROL Y CORRECCIÓN DE LOS DESEQUILIBRIOS ANALIZADOS.

5.1. Introducción.

Una vez analizados de forma detallada en el capítulo anterior parte de los efectos presentes en dos inversores conectados en paralelo que afectan negativamente al rendimiento del conjunto, a continuación determinaremos los mecanismos propuestos para corregir o minorar los desequilibrios relacionados con la diferencia de los tiempos muertos y de los parámetros de vector nulo.

Los métodos propuestos son válidos también en el caso en que los dos inversores estén conectados a una red eléctrica trifásica equilibrada regulada, como se podrá analizar en apartados posteriores relacionados con la simulación de los modelos propuestos.

Para todos los casos analizados, el sistema de medición y corrección está formado por los siguientes elementos:

- **Bloque medidor:** se encarga de medir directamente a través de una señal o señales del sistema el valor del desequilibrio y dar a la salida una cuantificación del mismo, tanto en valor absoluto como en signo.
- **Bloque de control:** se encarga de proporcionar la señal precisa al bloque corrector para corregir el desequilibrio mediante una comparación con un valor de referencia y el valor proporcionado por el Bloque Medidor.

- **Bloque corrector o acción de corrección:** se encarga de actuar sobre el parámetro o parámetros de la planta que presenta/n el desequilibrio, en orden a corregirlo.

En la figura 5-1 se representa el sistema formado por dos inversores trifásicos conectados sin aislamiento galvánico a una carga trifásica equilibrada, regulada en tensión y que comparten el mismo link de continua, más los bloques medidor (“Cálculo de ΔTd ”), controlador (“Control PI” para el tiempo muerto) y la acción de corrección (“Corrección “Td2”), cuando el desequilibrio está localizado en una diferencia entre los tiempos muertos.

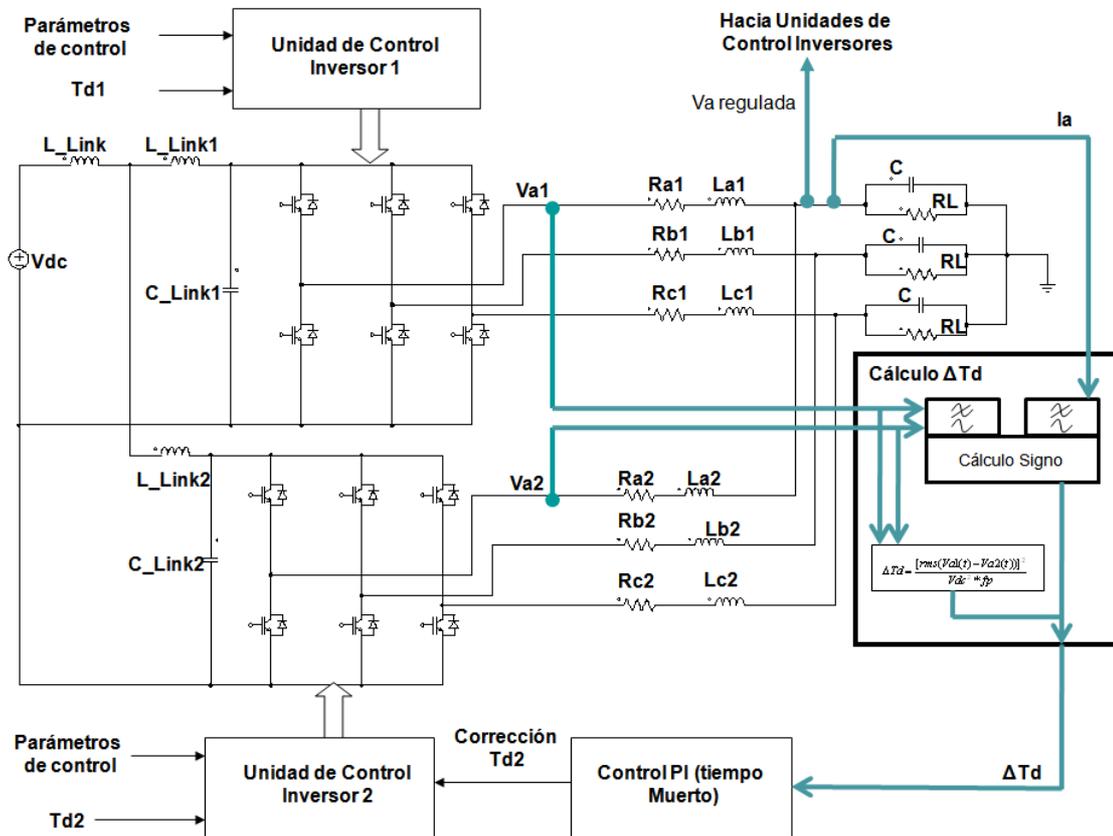


Figura 5-1. Diagrama de bloques del sistema de detección, control y corrección cuando el desequilibrio se encuentra en la diferencia entre los tiempos muertos de los dos inversores.

En la figura 5-2 se representa una variante del mismo sistema cuando el desequilibrio está localizado en una diferencia entre los parámetros de vector nulos presentando los bloques medidor (“Cálculo ΔK ”), controlador (“Control PI” para K) y la acción de corrección (“Corrección “K2”).

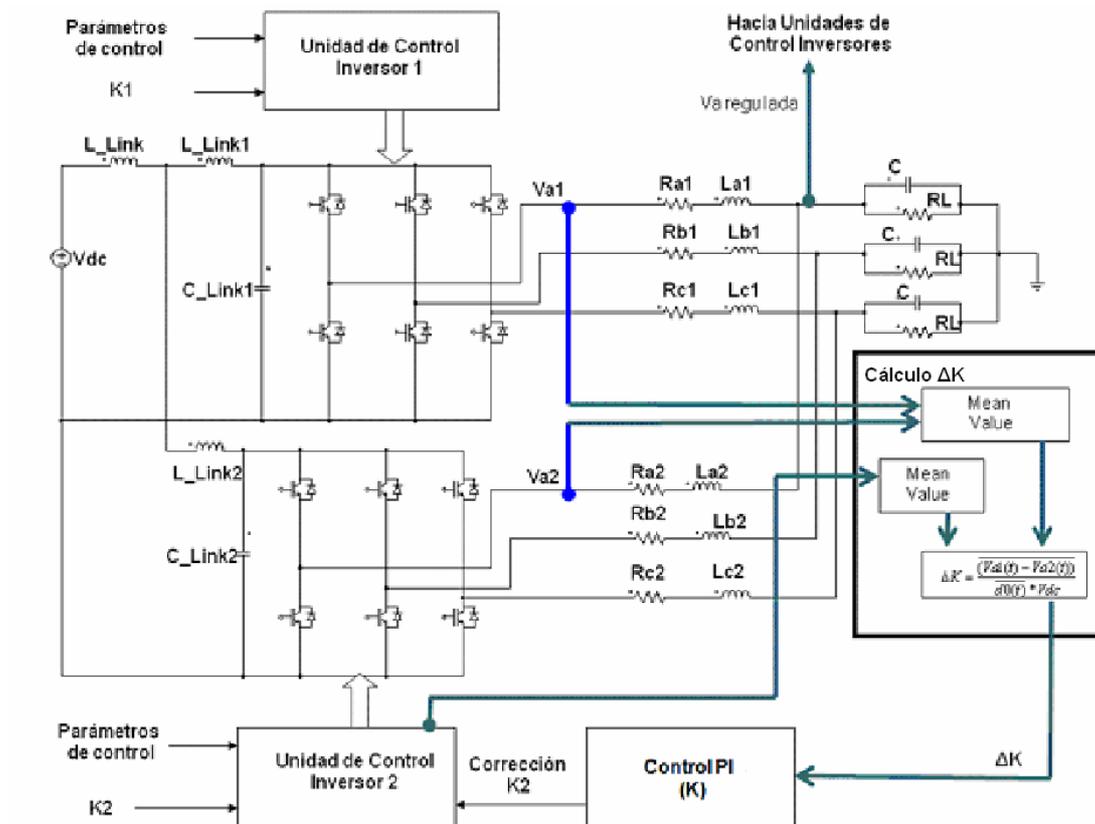


Figura 5-2. Diagrama de bloques del sistema de detección, control y corrección cuando el desequilibrio se encuentra en la diferencia entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores.

En la figura 5-3 se representa otra vez el sistema pero cuando el desequilibrio está localizado en ambos efectos: en una diferencia entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulos actuando de forma simultánea. Se añaden los bloques medidor (“Cálculo ΔK ” y “Cálculo ΔT_d ”), controladores (“Control PI” para ΔK e ΔT_d) y las acciones de corrección (“Corrección “K2” y “Corrección “Td2”).

En todos los casos, se ha considerado el inversor 1 como el “maestro”, trabajando de manera independiente y con parámetros fijos, tanto en el valor de su tiempo muerto “Td1” como en el de su parámetro de vector nulo “K1”. El inversor 2 presenta un valor de tiempo muerto “Td2” y de parámetro de vector nulo “K2” diferentes en principio del inversor 1 y trabaja en modo “esclavo”. Es en éste inversor sobre el que se realimenta el control y la corrección aplicada. Como se observa en todos los casos, ambos inversores tienen como referencia para la generación de la señal SVPWM la tensión regulada de salida. En el caso de la necesidad de obtener otra serie de señales de referencia (como puede ser la señal “d0(t)”, por ejemplo), se ha obtenido del inversor “esclavo” (inversor 2).

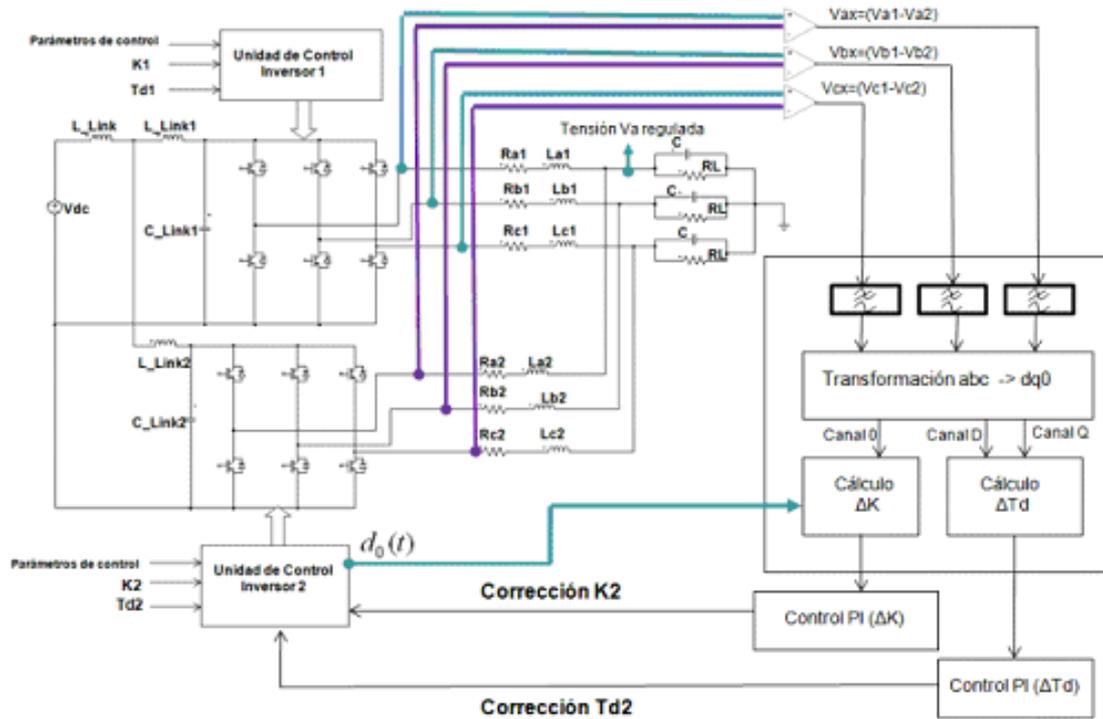


Figura 5-3. Diagrama de bloques del sistema de detección, control y corrección cuando el desequilibrio se encuentra en la diferencia entre los tiempos muertos y en los parámetros de vector nulo, de forma simultánea, de los dos inversores.

5.2. Bloque medidor del desequilibrio.

Para cada desequilibrio analizado es preciso implementar un bloque que realice la medición correspondiente y que entregue en salida el valor del desequilibrio sobre el que luego actuar.

5.2.1. Bloque medidor para el desequilibrio relativo a una diferencia de tiempos muertos.

Tal y como se definió, y a modo de recordatorio, cuando el desequilibrio es debido a una diferencia entre los tiempos muertos de los dos inversores, se puede extraer la diferencia de dichos tiempos muertos directamente de la señal diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los dos inversores, para una de las fases, dado que el desequilibrio es el mismo para las tres fases. En nuestro caso, se ha hecho referencia sobre la fase “a”.

Como ya se demostró, se tiene que:

$$\Delta Td = \frac{[rms(Va1(t) - Va2(t))]^2}{Vdc^2 * Fs} \quad (5.1)$$

Siendo $\Delta Td = |Td1 - Td2|$ el valor absoluto del desequilibrio, “Fs” la frecuencia de la señal modulada y “Vdc” la tensión del link de continua. Para calcular el signo, se tiene que:

- Para $Td1 < Td2$, el primer armónico de la corriente de carga está siempre retrasado con respecto al primer armónico de la diferencia de tensiones de salida homólogas.
- Para $Td1 > Td2$, el primer armónico de la corriente de carga está siempre adelantado con respecto al primer armónico de la diferencia de tensiones de salida homólogas.

Si bien calcular el valor absoluto del desequilibrio (ΔTd) es sencillo, calcular el signo correspondiente no lo es. En este caso, se puede obtener de dos maneras:

- (a) Utilizar la transformada de Fourier de las señales “Ia” y “Vxa” para calcular el desfase de los armónicos a frecuencia fundamental de dichas señales, obteniendo por lo tanto la información de desfase relativo entre dichas señales y, según dicha información, aplicar el signo correspondiente.
- (b) Realizar un filtrado a frecuencia fundamental de las señales “Ia” y “Vxa”, resultando dos señales alternas senoidales. Seguidamente, se considera una de ellas como la señal de referencia, por ejemplo la señal “Ia”, y se aprovechan las propiedades de las señales senoidales puras, de forma que, cuando la señal de referencia (“Ia”) pasa por cero, se analiza, por un lado, si la pendiente de ésta es positiva o negativa y por otro, si el valor de otra señal (“Vxa”) es mayor o menor que cero. Con esta información se obtiene si la señal de referencia está adelantada o retrasada con respecto a la otra señal, con lo que se obtiene el signo de ΔTd . En la figura 5-4 se aprecia el fundamento en el que se basa el algoritmo propuesto para el cálculo del signo de ΔTd .

El segundo algoritmo es mucho más rápido que el primero, ya que el procesamiento digital que el cálculo de la transformada de Fourier precisa es elevado e incluso puede imposibilitar el funcionamiento normal del bloque medidor. Por esta razón, se ha optado por aplicar el segundo método. En la figura 5-4 se observa el fundamento teórico del segundo algoritmo planteado.

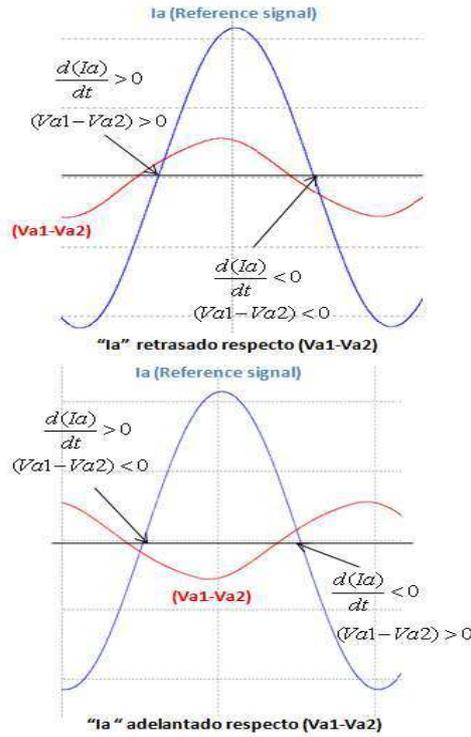


Figura 5-4. Fundamento teórico sobre el que se basa el algoritmo utilizado para el signo de ΔTd .

5.2.2. Bloque medidor para el desequilibrio relativo a una diferencia entre los parámetros de vector nulo.

De la misma forma que en el anterior, en este caso se puede extraer la diferencia de dichos parámetros de vector nulo directamente de la señal diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los dos inversores, para una de las fases, dado que el desequilibrio es el mismo para las tres fases. En nuestro caso, se ha hecho referencia sobre la fase “a”.

Como se vió en apartados anteriores, y realizando la aproximación de la señal “ $d0(t)$ ” por su valor medio (llamado “ $D0$ ”), a partir de la diferencia de las tensiones de salida homólogas de los inversores se puede obtener, con su signo correspondiente, el valor del desequilibrio $\Delta K=(K1-K2)$:

$$\Delta K = \frac{(Va1(t) - Va2(t))}{D0 * Vdc} \quad (5.2)$$

Siendo “ ΔK ”=($K1-K2$), “ Vdc ” el valor de la tensión de link. Por lo tanto se puede obtener en cada momento, y mediante el valor medio de la señal ($Va1-Va2$), el valor de $\Delta K=(K1-K2)$, conocido el valor medio de $d0(t)$ y el valor de la tensión del link de continua.

El cálculo del valor medio de “ $d0(t)$ ” se puede realizar de dos maneras diferentes:

- Aproximar dicho valor a un valor constante (en las simulaciones realizadas el valor medio de $d0(t)$ varía entre 0,14 y 0,32; se podría optar por dar un valor del orden de 0,22).
- Obtener directamente de la unidad de control de uno de los inversores, en nuestro caso, el inversor “esclavo” 2, la señal $d0(t)$ y su correspondiente valor medio.
- Para nuestro estudio, se ha elegido la segunda alternativa, aunque la primera es también viable en caso de no disponer de ningún medio que permita extraer la señal “ $d0(t)$ ” del inversor.

5.2.3. Bloque medidor para el desequilibrio conjunto relativo a una diferencia de tiempos muertos y diferencia entre parámetro de vector nulo.

De la misma forma que en los casos anteriores, se puede extraer la diferencia de los desequilibrios directamente de la señal diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los dos inversores, para una de las fases, dado que el desequilibrio es el mismo para las tres fases. En nuestro caso, se ha hecho referencia sobre la fase “a”.

Como ya se vio en apartados anteriores para obtener la medición y corrección de estos sistemas, realizamos la medición ordenada de la diferencia de parámetros de vector nulo ΔK y una vez realizada la corrección de dicho desequilibrio, realizamos la medición del desequilibrio provocado por la diferencia de tiempos muertos ΔTd y su correspondiente corrección. Por lo tanto, el bloque de medición podría estar formado por los bloques

utilizados anteriormente para medir cada desequilibrio de forma independiente, pero sincronizando su acción tanto en control como en corrección.

Sin embargo estas dos exigencias complican este bloque medidor: por ello el método propuesto aboga por otra solución, más compacta y más sencilla que utiliza las propiedades de la transformación “abc” a coordenadas “dq0”.

Dado que la modulación utilizada es SVPWM, y que los desequilibrios afectan por igual a las tres fases, se puede realizar la transformación a plano “dq0” de los primeros armónicos de las señales $V_{xa} = (V_{a1}-V_{a2})$, $V_{xb} = (V_{b1}-V_{b2})$ y $V_{xc} = (V_{c1}-V_{c2})$, según se define en (5.3):

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{xa} \\ V_{xb} \\ V_{xc} \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

De esta forma, si se aplica la matriz de transformación a las señales “Vxa”, “Vxb” y “Vxc”, en coordenadas “abc”, a coordenadas “dq0”, se obtienen tres tensiones, “Vd”, “Vq” y V0”, o lo que es lo mismo, tres “canales”, definidos como canales “D”, “Q” y “0”, que cumplen las siguientes premisas:

- (a) El canal “0” identifica la suma de los valores medios de los armónicos fundamentales de las señales Vxa, Vxb y Vxc. Al tratarse de modulación en espacio vectorial, los valores medios de las tres magnitudes son iguales y cada uno de ellos es directamente proporcional a ΔK , según (5.2).
- (b) Una vez eliminado el valor medio de los armónicos fundamentales de Vxa, Vxb y Vxc, los canales “D” y “Q” identifican, en módulo y argumento, la amplitud de Vxa, Vxb y Vxc, según (5.4), (5.5), (5.6) y (5.7).

$$|V_{xa}| = |V_{xb}| = |V_{xc}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (5.4)$$

$$Arg(V_{xa}) = a \tan \frac{V_q}{V_d} \quad (5.5)$$

$$Arg(V_{xb}) = Arg(V_{xa}) + \frac{2\pi}{3} \quad (5.6)$$

$$\text{Arg}(V_{xc}) = \text{Arg}(V_{xa}) - \frac{2\pi}{3} \quad (5.7)$$

Siendo “Arg(Vxa)”, “Arg(Vxb)” y “Arg(Vxc)” los argumentos de las señales “Vxa”, “Vxb” y “Vxc”.

El modelo propuesto realiza la aproximación de que el valor $|V_{xa}|$, o de $|V_{xb}|$ o de $|V_{xc}|$ según se determina en (5.4), es directamente proporcional al valor del desequilibrio $|\Delta T_d|$; la proporcionalidad utilizada en la presente Tesis Doctoral es $|\Delta T_d| = 10^{-6} |V_{xa}|$.

Por otro lado, el signo de ΔT_d está también relacionado con el valor de “Arg(Vxa)”, tal y como se define en (5.5), de forma que para valores de Arg(Vxa) mayores de 180° , el signo de ΔT_d es negativo, mientras que para valores de Arg(Vxa) menores de 180° , el signo de ΔT_d es positivo.

Por lo tanto, se puede obtener, a través del canal “0” el valor de ΔK , para a continuación mediante un controlador actuando sobre el inversor 2, eliminarlo. Una vez eliminado el valor de ΔK se puede obtener el valor de ΔT_d que, de la misma manera que en el caso anterior, se puede eliminar.

Este método permite disponer de un único bloque de forma integrada que permite medir los desequilibrios simultáneos del sistema, siguiendo siempre un orden en el control a ejecutar: primero se controla la diferencia entre los parámetros de vector nulo y, una vez corregido dicho desequilibrio, se controla la diferencia entre los tiempos muertos.

Es importante indicar que estas dos acciones de control que se ejecutan son totalmente independientes, de forma que cada una de las acciones de control no interfiere en la otra. Esto es debido a que la parte de control que actúa sobre el parámetro de vector nulo depende exclusivamente del valor del canal “0”, que mide únicamente la suma de los valores medios de los armónicos fundamentales de las señales V_{xa} , V_{xb} y V_{xc} , mientras que la parte de control que actúa sobre los tiempos muertos dependen en exclusiva de los valores de los canales “D” y “Q”, que identifican únicamente, en módulo y argumento, la amplitud de V_{xa} , V_{xb} y V_{xc} . Tanto el valor medio de los

armónicos fundamentales de V_{xa} , V_{xb} y V_{xc} , como sus correspondientes amplitudes (en módulo y argumento) son magnitudes independientes, y cada parte de control actúa dependiendo de si V_{xa} , V_{xb} y V_{xc} tienen valor medio (identificado por el canal “0”) o presentan una amplitud (identificado por el canal “D” y “Q”).

5.3. Bloque de control del desequilibrio.

Una vez obtenidas las medidas es preciso poder actuar sobre dicho sistema para corregir los desequilibrios y así poder eliminar los efectos perniciosos provocados. Para ello, es necesario introducir este bloque de control.

Las señales medidas que van a ser objeto de control en nuestro sistema son las siguientes:

- Tensión de salida, medida en la carga trifásica: Si los dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico están conectados a una carga trifásica equilibrada, lógicamente asumimos como requisito fundamental que dicha carga esté perfectamente regulada en tensión. Para ello, se ha dispuesto de un sistema auxiliar que mida y regule la tensión de salida para mantenerla constante e igual a una referencia. En caso de que la salida estuviera conectada a la red eléctrica de distribución, es la propia red la que dispone ya de regulación, al formar un sistema trifásico regulado y equilibrado de tensiones.
- Diferencia entre los tiempos muertos de los dos inversores.
- Diferencia entre los valores del parámetro de vector nulo.

Existen muchos métodos o bloques que proporcionan un control sobre la planta. Dadas las características de la misma y en aras de disponer de una solución homogeneizada y sencilla, se ha elegido un control “Proporcional-Integral” o “PI”.

5.3.1. El controlador Proporcional – Integral.

En la figura 5-5 se puede apreciar el diagrama de bloques de un controlador “Proporcional – Integral”, o “PI” [103].

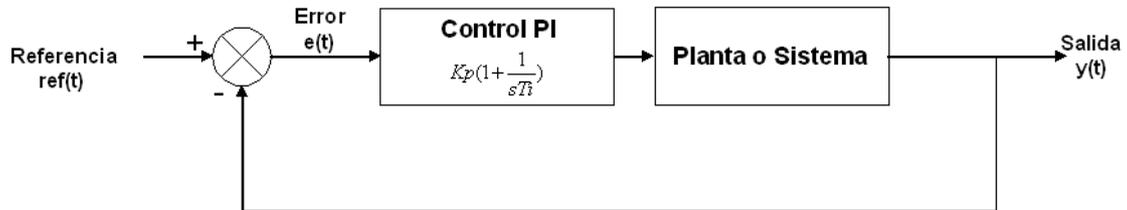


Figura 5-5. Diagrama de bloques de un controlador PI.

A nivel general, el controlador Proporcional Integral (o controlador PI) dispone de dos partes [103]:

- **Parte Proporcional**, que simplemente actúa de factor multiplicador sobre la señal de error (o diferencia entre la salida y el valor de referencia al que se desea llegar). El factor multiplicador (o factor proporcional) se define por “Kp”.
- **Parte Integral**, que integra la señal de error y la divide por un factor. Su función principal es eliminar el error estacionario que la parte proporcional no puede suprimir. El factor divisor se define por “Ti”.
- Las salidas de ambas partes se suman para dar lugar a la señal de salida (de control) del controlador Proporcional-Integral.

La función de transferencia de un controlador Proporcional-Integral es:

$$G_{pi}(s) = \frac{M(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{sT_i} \right) \quad (5.8)$$

Donde “Kp” es la ganancia, factor o constante integral, y “Ti” es la “constante de tiempo integral” o “tiempo integral”.

5.3.2. Métodos de sintonización de un controlador Proporcional-Integral.

Existen dos métodos que permiten realizar la sintonización de los controladores PI que van a ser utilizados para controlar los desequilibrios que se introducirán en el sistema formado por son inversores que comparten el mismo link de continua y que se conectan a la carga trifásica equilibrada regulada en tensión, sin aislamiento galvánico.

- (a) El método de Ziegler-Nichols [103].
- (b) Diseño del sistema basando en la aproximación del mismo por el filtro de salida [62][69-71][74][80].

5.3.2.1. Método de Ziegler-Nichols.

Ziegler y Nichols propusieron unas reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional “Kp” y del tiempo integral “Ti” con base en las características de respuesta transitoria de una planta específica.

El método de Ziegler-Nichols permite obtener los valores de sintonización del controlador PI con un 25% de sobrepaso máximo en la respuesta escalón. Se trata de un método empírico, y que está basado en experimentación directa sobre la planta. Primero se establece el valor de $T_i = \infty$. Usando sólo la acción de control proporcional, se incrementa Kp de 0 a un valor crítico “Kcr” en donde la salida exhiba oscilaciones sostenidas. Una vez obtenida esta situación, se calcula el valor de “Pcr” o periodo crítico medido sobre las oscilaciones (“Pcr” sería el periodo de las oscilaciones de la salida cuando $K_p = K_{cr}$). Una vez obtenidos esos valores, Ziegler-Nichols establecieron los valores de los parámetros “Kp” y “Ti”, según aparece en la tabla 5-1:

Controlador	Kp	Ti
PI	0.45Kcr	0.5Pcr

Tabla 5-1. Valores de sintonización de un controlador PI según el método de Ziegler-Nichols.

Por lo tanto, para sintonizar los controladores PI de la planta a analizar, bastaría ir uno por uno para ir calculando los valores de “Kcr” y de “Pcr” y aplicar la sencilla regla expuesta anteriormente.

5.3.2.2. Diseño del sistema basando en la aproximación del mismo por el filtro de salida.

Tal y como se ha analizado anteriormente, el circuito de la figura 4-1, representa el sistema que está formado por dos inversores SVPWM cuya unidad de control funciona a frecuencias del orden de Kilohercios, como se podrá apreciar en el análisis posterior.

Se observa también que ambos inversores están conectados a la misma carga a través de filtros trifásicos LC paso-bajo, cuyas frecuencias de corte está en el orden de las decenas de Hercios. En concreto, ambos filtros paso bajo están diseñados para que la frecuencia de corte sea de 1 KHz aproximadamente, siendo el objetivo filtrar la señal SVPWM para obtener señales a frecuencia fundamental.

Fijámonos en una de las fases, por ejemplo, la fase “a”, y a nivel de parámetros de tiempo que gobiernan el sistema, aquellos parámetros de tiempos referidos a la generación de la señal de modulación SVPWM son despreciables con respecto a los parámetros dedicados al filtrado de la señal de salida, cuya frecuencia es la fundamental. Es decir, que en el sistema predomina, a nivel de tiempos, el filtrado de la señal a la generación de pulsos SVPWM. Por lo tanto, se puede deducir a efectos de simplificación, que nuestro sistema se puede aproximar por la función de transferencia del filtro LC, que va a dominar el funcionamiento del mismo en el estacionario. Dicha función de transferencia, en el dominio de la variable “s” se define por:

$$F(s) = \frac{wn^2}{s^2 + 2\zeta wns + wn^2} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s\frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \quad (5.9)$$

Siendo L la bobina del filtro, C el valor del condensador del filtro y R la resistencia de carga. Se observa que, para este análisis, se han despreciado tolerancias y resistencias parásitas de las líneas.

Si nuestro controlador PI presenta la función de transferencia identificado por (5.8), la función de transferencia en lazo abierto es:

$$FTLA(s) = \left[Kp \cdot \left(1 + \frac{1}{sTi} \right) \right] \cdot \left[\frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \right] \quad (5.10)$$

Si se calcula la función de transferencia en lazo abierto y se representa la magnitud y la fase en un diagrama de Bode, se puede conocer, a partir del margen de ganancia (“MG”) y el margen de fase (“MF”), si el sistema en lazo cerrado es estable, si se dan las siguientes premisas a la vez [103]:

- El MG (en decibelios) es mayor que cero. Representa cuánto puede incrementarse la ganancia antes de que el sistema se vuelva inestable.
- El MF (en grados) es mayor que cero. Representa la cantidad de retardo de fase adicional en la frecuencia de cruce de ganancia requerida para llevar al sistema al borde de la inestabilidad.

Si se dan las dos premisas de forma simultánea, el sistema es estable, y el controlador llevará al sistema a un funcionamiento estable. Es preciso tener en cuenta, además, que cuanto mayor es el margen de fase, el sistema tiende a ser más estable, aunque presenta tiempos de respuesta más lentos. Por lo tanto, será necesario un compromiso entre estabilidad del sistema y tiempo de respuesta, verificando que éste último cumple con los requerimientos del sistema.

Independientemente del número de controladores PI que vayan a instalarse para realizar el control, al ser la función de transferencia de la planta común para todos los casos, se espera que los controladores PI tengan en principio los mismos valores de sintonización, ya que parten siempre del mismo lazo de control entre la entrada y la salida. El filtro constituye la constante de tiempo dominante del sistema.

5.3.2.3. Metodología propuesta.

Para nuestra planta, se va a realizar el siguiente método para sintonizar los diferentes controladores Proporcionales-Integrales. Primero se aplicará sobre ellos el método de Ziegler-Nichols para posteriormente aplicar el método de Bode. Es decir, se realizarán los ajustes mediante ambos procedimientos a modo de verificación.

De esta manera, se consiguen los siguientes objetivos:

- (a) Obtener, para cada controlador PI, sus valores para su correcta sintonización mediante el método de Ziegler-Nichols.
- (b) Simplificar la planta a analizar por la función de transferencia del filtro LC y verificar la estabilidad del sistema para los valores de los parámetros obtenidos a través de Ziegler-Nichols.
- (c) Realizar un ajuste fino de los valores de los parámetros de cada controlador PI una vez llevados a la planta, si así fuera preciso, y mediante análisis práctico sobre ella con los valores iniciales obtenidos a partir del método conjunto de Ziegler-Nichols y de análisis de estabilidad del modelo simplificado de la planta a través del diagrama de Bode.

Para el control del desequilibrio provocado por un efecto combinado de una diferencia de tiempos muertos y del valor de los parámetros de vectores nulos de ambos inversores, primero se realizará un control sobre la diferencia del valor de los parámetros de vector nulo de ambos inversores, para después ejecutar el control de la diferencia de los tiempos muertos.

Para el caso de la conexión a la salida de una red eléctrica trifásica equilibrada y regulada, y de cara a las simulaciones y la obtención de los resultados, se aplicarán los mismos valores de sintonización de los controladores PI, tal y como se verá a posteriori.

5.4. Bloque corrector del desequilibrio.

La corrección que se va a aplicar siempre va a ser realizada sobre los parámetros que sufren el desequilibrio del inversor que hace de “esclavo”, siguiendo con las premisas anteriormente expuestas, y tal y como se ha mostrado en las figuras 5-1, 5-2 y 5-3.

El bloque corrector es un simple sumador que tiene dos entradas:

- la variable de control que presenta desequilibrio con respecto al valor de dicha variable aplicada sobre el inversor “maestro” (ya sea el valor del tiempo muerto, el valor del parámetro de vector nulo, o ambos).
- la salida del controlador PI correspondiente.

La salida del bloque corrector alimentará la correspondiente entrada de la unidad de control que gobierna la generación de pulsos de activación/desactivación del inversor “esclavo”, tal y como se muestra en la figura 5-6.

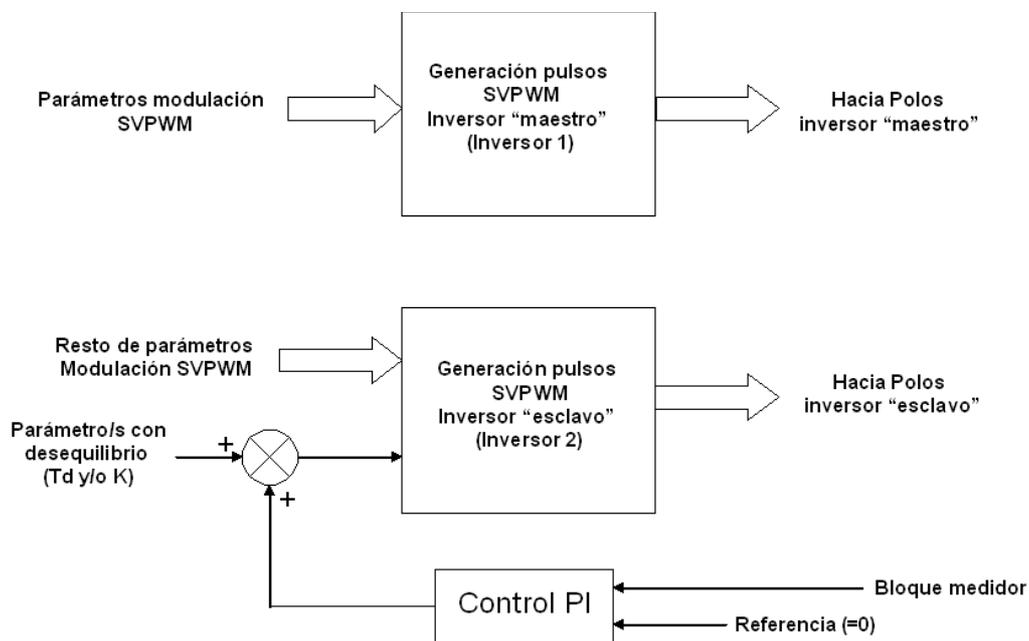


Figura 5-6. Diagrama del bloque corrector sobre el inversor “esclavo”.

CAPÍTULO 6

SIMULACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES PARA UN SISTEMA FORMADO POR DOS INVERSORES TRIFÁSICOS VSI CON MODULACIÓN SVPWM CONECTADOS SIN AISLAMIENTO GALVÁNICO A UNA CARGA TRIFÁSICA EQUILIBRADA REGULADA EN TENSIÓN.

6.1. Introducción. Programas de simulación utilizados.

Una vez definidos los aspectos teóricos en los que se fundamenta el estudio realizado relativo al efecto que producen los desequilibrios debidos a la diferencia entre los tiempos muertos y/o la diferencia del valor del parámetro de vector nulo sobre dos inversores de tipo VSI con modulación SVPWM que, compartiendo el mismo link de continua, están conectados en paralelo a una carga trifásica equilibrada regulada en tensión sin aislamiento galvánico, en el presente capítulo se va a exponer la simulación realizada, para mostrar después los resultados obtenidos con la misma, con la idea de demostrar los postulados teóricos realizados referidos a la aparición de corrientes de circulación y disminución del rendimiento, y verificar la fiabilidad de los métodos de medición, control y corrección propuestos.

Por otro lado, toda la simulación que a continuación se mostrará ha sido implementada utilizando el programa “PSIM” [106-107], excepto en la verificación de la sintonización de los controladores PI mediante la validación de los valores del margen de fase, de ganancia y el tiempo de respuesta ante una entrada en escalón unidad, que ha sido realizada en “MATLAB” [108].

6.1.1. Programa de simulación PSIM.

PSIM es una herramienta de simulación de circuitos eléctricos y electrónicos por ordenador que se caracteriza por utilizar una programación muy sencilla e intuitiva; utiliza interfaz gráfica muy completa que permite dibujar los esquemas de los circuitos que se desea simular, disponiendo para ello de “paletas” de elementos que incluyen todo tipo de componentes y dispositivos electrónicos, así como una amplia gama de funciones; dispone además de complejos sistemas ya preparados (como inversores, bloques de translación a diferentes coordenadas, controladores, etc.), y permite la creación de algoritmos en lenguaje “C” y la adquisición y salida de datos a diferentes DSPs (“Digital Signal Processor” o “Procesador Digital de Señal”). La empresa que comercializa PSIM es “Powersim INC”. “Powersim INC” se dedica al desarrollo de herramientas para simulación y diseño de productos como fuentes de alimentación, controladores de motores, conversión de potencia y sistemas de control. La representación gráfica de las diferentes magnitudes electrónicas (tensión, corriente, potencia) es muy versátil y de fácil manejo. La versión que se ha utilizado en la simulación en la presente Tesis Doctoral es “PSIM Professional Version 9.0.3.400”.

6.1.2. Programa de simulación MATLAB.

MATLAB es un entorno de programación para el desarrollo de algoritmos, el análisis de datos, la visualización y el cálculo numérico. Tiene una gran cantidad de funciones y librerías, y permite solucionar de forma muy potente problemas de cálculo técnico más rápidamente que con lenguajes de programación tradicionales tales como C, C++ o Fortran. Permite además la representación de funciones y el motor que permite la representación gráfica es muy versátil. Se pueden utilizar en una gran variedad de campos de la ciencia, como automática, electrónica o sistemas físicos, y en una gran variedad de aplicaciones, tales como procesamiento de señales e imágenes, comunicaciones, diseño de control, pruebas y medidas, modelado y análisis financiero o biología computacional. El lenguaje de programación que utiliza es relativamente sencillo. La empresa que comercializa MATLAB es “MathWorks INC”. La versión que se ha utilizado en la simulación en la presente Tesis Doctoral es “MATLAB versión 7.6.0 R2008a”.

6.2. Circuito de base para la simulación.

En la figura 6.1 se muestra un diagrama en el que se pueden observar los bloques en los que se compone el circuito que ha servido de base para la realización de todas las simulaciones. Para cada tipo de desequilibrio, y para cada tipo de simulación, se han implementado controladores específicos, que serán identificados en cada apartado.

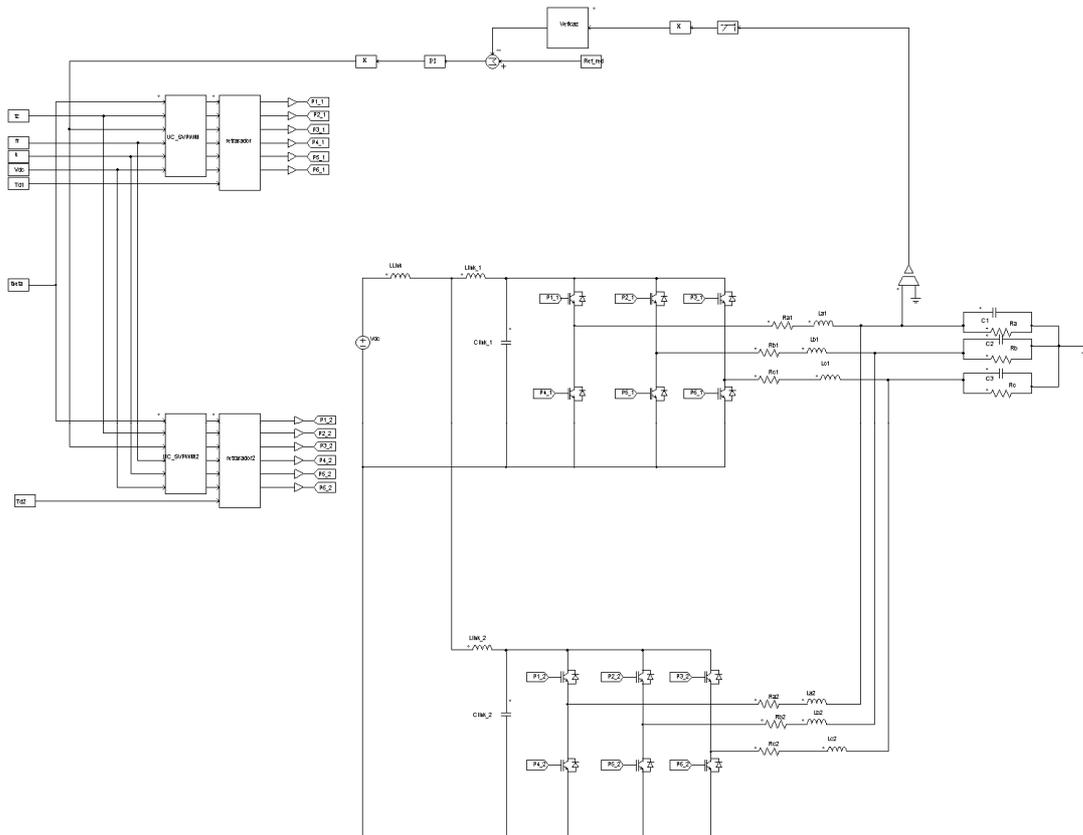


Figura 6-1. Circuito PSIM de base utilizado para realizar la simulación.

6.2.1. Unidad de control SVPWM.

Tal y como se observa en la figura 6-2, la unidad de control SVPWM, que genera las señales de activación/desactivación de los polos de los inversores, ha sido programada mediante un bloque de PSIM en lenguaje “C “. Dicha unidad de control tiene las siguientes entradas:

- Valor de pico de la tensión de referencia: “Vref_pico”.
- Desfase de la tensión de referencia: “theta”.
- Frecuencia de la señal modulada: “Fs”.
- Frecuencia de la señal moduladora o frecuencia fundamental: “Fr”.

- Valor del parámetro de vector nulo: “K”.
- Valor de la tensión del link de continua: “Vdc”.

La unidad de control tiene las siguientes salidas:

- Señal de activación/desactivación del polo superior de la fase “a”: “SW1_u”.
- Señal de activación/desactivación del polo superior de la fase “b”: “SW2_u”.
- Señal de activación/desactivación del polo superior de la fase “c”: “SW3_u”.
- Señal de activación/desactivación del polo inferior de la fase “a”: “SW1_l”.
- Señal de activación/desactivación del polo inferior de la fase “b”: “SW2_l”.
- Señal de activación/desactivación del polo inferior de la fase “c”: “SW3_l”.

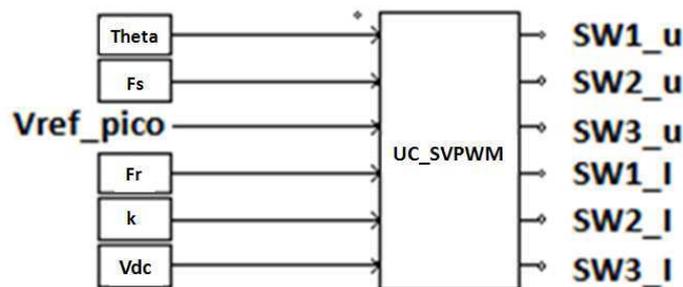


Figura 6-2. Unidad de control SVPWM.

En el Anexo I se muestra el bloque de programación realizado para implementar la unidad de control SVPWM.

6.2.2. Unidad de implantación del tiempo muerto sobre las señales de activación/desactivación de los polos de los inversores.

Tal y como se observa en la figura 6-3, esta unidad se encarga de introducir el tiempo muerto sobre las señales de activación/desactivación de los polos de cada uno de los inversores, una vez generada las señales SVPWM por la unidad de control. Ha sido programada mediante un bloque de PSIM en lenguaje “C “. Dicha unidad tiene las siguientes entradas:

- Señal de activación/desactivación del polo superior de la fase “a”: “SW1_u”.
- Señal de activación/desactivación del polo superior de la fase “b”: “SW2_u”.
- Señal de activación/desactivación del polo superior de la fase “c”: “SW3_u”.
- Señal de activación/desactivación del polo inferior de la fase “a”: “SW1_l”.

- Señal de activación/desactivación del polo inferior de la fase “b”: “SW2_I”.
- Señal de activación/desactivación del polo inferior de la fase “c”: “SW3_I”.
- Valor del tiempo muerto: “Td”.

Por otro lado, dicha unidad tiene las siguientes salidas:

- Señal de activación/desactivación con tiempo muerto aplicado del polo superior de la fase “a”: “SW1Td_u”.
- Señal de activación/desactivación con tiempo muerto aplicado del polo superior de la fase “b”: “SW2Td_u”.
- Señal de activación/desactivación con tiempo muerto aplicado del polo superior de la fase “c”: “SW3Td_u”.
- Señal de activación/desactivación con tiempo muerto aplicado del polo inferior de la fase “a”: “SW1Td_I”.
- Señal de activación/desactivación con tiempo muerto aplicado del polo inferior de la fase “b”: “SW2Td_I”.
- Señal de activación/desactivación con tiempo muerto aplicado del polo inferior de la fase “c”: “SW3Td_I”.

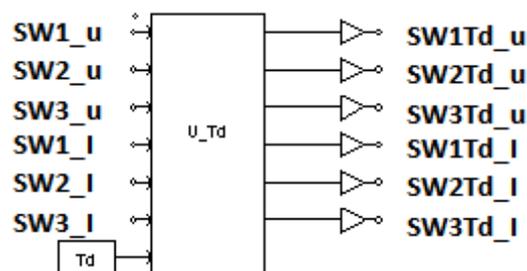


Figura 6-3. Unidad de implantación del tiempo muerto.

En el Anexo II se muestra el bloque de programación que implementa dicha unidad de control.

6.2.3. Link de continua y circuito de interconexión a los inversores.

El link de continua, que en general está formado por las placas fotovoltaicas que proveen de tensión continua al sistema, se representa en PSIM como una fuente de tensión continua. La conexión de esta fuente de tensión en continua al resto del sistema, es decir, los dos inversores que comparten y se conectan a dicho link de continua, se realiza a través de condensadores y autoinducciones de link que impiden el retorno de

corrientes hacia la fuente de tensión de continua, y que permiten la alimentación en tensión, corriente y potencia adecuada al sistema, en la configuración que aparece en la figura 6-4. Los componentes que forman este bloque del sistema son:

- Tensión de continua: “Vdc”.
- Autoinducción de link entre la fuente de tensión y la entrada de los inversores: “LLink”.
- Autoinducción de entrada para cada inversor: “Llink_1” (para el inversor 1), “Llink_2” (para el inversor 2).
- Condensador de link a la entrada del inversor: “Clink_1” (para el inversor 1), “Clink_2” (para el inversor 2).

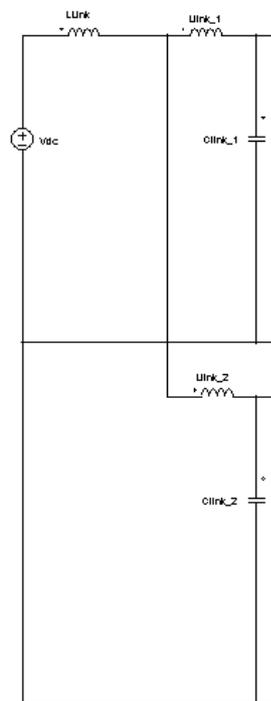


Figura 6-4. Link de continua y circuito de interconexión.

6.2.4. Inversor trifásico VSI con modulación SVPWM.

El inversor implementado en PSIM es un circuito analógico simulado formado por seis IGBTs y sus diodos en antiparalelo. A su vez, la salida del sistema está formada por tres terminales, uno por cada fase, a los que se conecta la resistencia de línea y la autoinducción de línea, asociada al filtro paso-bajo. Se han simulado dos inversores, el inversor 1, y el inversor 2. En la figura 6-5 se observa el diagrama de uno de los inversores, en nuestro caso, el correspondiente al inversor 1.

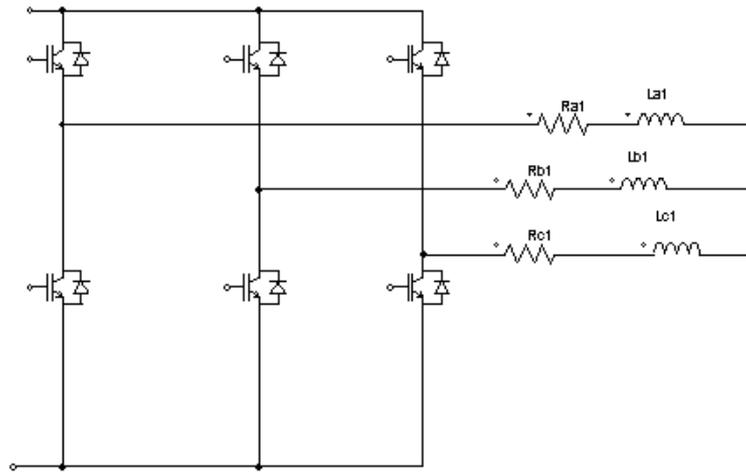


Figura 6-5. Inversor VSI con modulación SVPWM utilizado en la simulación.

Los parámetros que gobiernan cada uno de los IGBTs y diodos en antiparalelo son los siguientes:

- Tensión colector-emisor de saturación: “ V_{ce_sat} ”.
- Resistencia en directa del transistor: “ R_{ON_IGBT} ”.
- Tensión umbral del diodo en antiparalelo: “ V_{u_D} ”.
- Resistencia en directa del diodo en antiparalelo: “ R_{ON_D} ”.

En cuanto a las salidas, se observan los siguientes componentes:

- Resistencia de línea correspondiente a la fase “a”: “ R_{a1} ” (para el inversor 1), “ R_{a2} ” (para el inversor2).
- Resistencia de línea correspondiente a la fase “b”: “ R_{b1} ” (para el inversor 1), “ R_{b2} ” (para el inversor2).
- Resistencia de línea correspondiente a la fase “c”: “ R_{c1} ” (para el inversor 1), “ R_{c2} ” (para el inversor2).
- Autoinducción de línea correspondiente a la fase “a”: “ L_{a1} ” (para el inversor 1), “ L_{a2} ” (para el inversor2).
- Autoinducción de línea correspondiente a la fase “b”: “ L_{b1} ” (para el inversor 1), “ L_{b2} ” (para el inversor2).
- Autoinducción de línea correspondiente a la fase “c”: “ L_{c1} ” (para el inversor 1), “ L_{c2} ” (para el inversor2).

6.2.5. Salida del circuito.

La salida del sistema implementado en PSIM es un circuito analógico formado por tres fases, de forma que cada fase dispone de un condensador que forma el filtro paso bajo, y una resistencia de carga, tal y como se muestra en la figura 6-6. Las tres resistencias de carga forman un sistema trifásico equilibrado. Los componentes que forman este bloque del sistema son:

- Condensador del filtro paso-bajo correspondiente a la fase "a": "C1".
- Condensador del filtro paso-bajo correspondiente a la fase "b": "C2".
- Condensador del filtro paso-bajo correspondiente a la fase "c": "C3".
- Resistencia de carga correspondiente a la fase "a": "Ra".
- Resistencia de carga correspondiente a la fase "b": "Rb".
- Resistencia de carga correspondiente a la fase "c": "Rc".

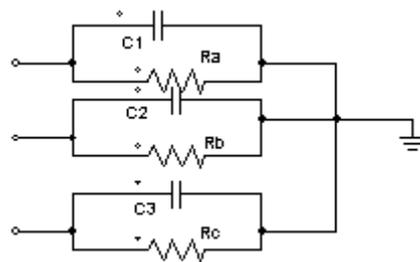


Figura 6-6. Carga trifásica equilibrada a la salida, en paralelo con los condensadores del filtro.

6.2.6. Regulación de la tensión de salida.

Esta unidad se encarga de realizar la regulación de la tensión trifásica de salida a una amplitud definida, a partir del valor eficaz de la tensión de salida de una fase, tal y como se indica en la figura 6-7.

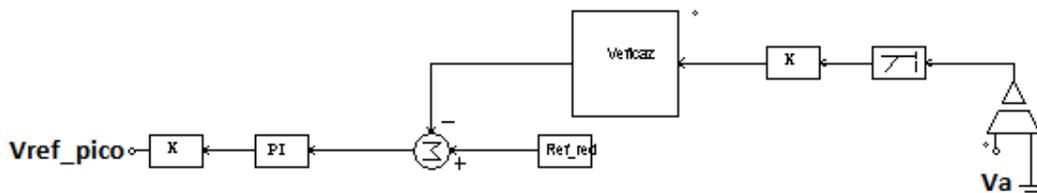


Figura 6-7. Sistema de regulación de la tensión de salida.

Se realiza el siguiente algoritmo:

- 1º.- Se obtiene la tensión con respecto a tierra de una de las fases en salida.

2°.- Se realiza el filtrado de la señal a frecuencia fundamental mediante un filtro digital de primer orden, que permite eliminar cualquier otro armónico diferente a la frecuencia fundamental.

3°.- Se introduce la señal en un bloque C que permite calcular el valor eficaz de la señal de entrada.

4°.- Mediante un controlador PI, y con un valor de referencia de la tensión eficaz a mantener (definido como “Red_ref”), se obtiene el valor eficaz de la señal que deberá de mantenerse constante e igual a la referencia.

5°.- A partir del valor eficaz de la señal, se calcula el valor de pico o de amplitud de la tensión que alimenta a su vez la entrada de cada una de las unidades de control que generan las señales SVPWM que gobiernan el funcionamiento de los inversores (entrada “Vref_pico” de la unidad de control SVPWM). Para obtener el valor de pico o de amplitud, se multiplica el valor eficaz por $\sqrt{2}$.

En las simulaciones realizadas, se ha utilizado la tensión de salida sobre la carga de la fase “a”. Los parámetros de sintonización del controlador PI del regulador de tensión trifásica son los siguientes:

- Constante proporcional del controlador: “Kp_regVin”.
- Constante integral del controlador: “Ki_regVin”.

En el Anexo III se muestra el bloque de programación realizado para implementar la unidad de cálculo del valor eficaz de la señal.

6.2.7. Medición de la diferencia de tiempos muertos.

Para realizar la medición de la diferencia de los tiempos muertos, tal y como se observa en la figura 6-8, se realiza primero un filtrado digital, mediante un filtro digital de primer orden a frecuencia fundamental y para una de las fases, de la corriente de carga y de la diferencia entre las tensiones de salida homólogas entre los dos inversores, para obtener el primer armónico de las dos señales, con la intención de calcular el signo de la diferencia entre los tiempos muertos. Seguidamente se introduce las señales resultantes y la señal diferencia de tensiones de salida homólogas para la misma fase en estudio a un bloque en lenguaje “C” con las siguientes entradas:

- Diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los dos inversores para la fase en estudio.
- Primer armónico de la corriente de carga para la fase en estudio.
- Primer armónico de la diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los dos inversores para la fase en estudio.

La salida del bloque indica el valor de la diferencia entre los tiempos muertos $\Delta T_d = (T_{d1} - T_{d2})$, con su signo correspondiente.

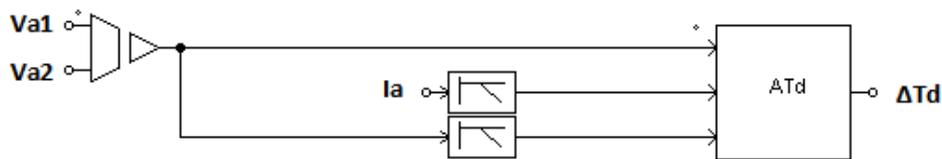


Figura 6-8. Diagrama de bloques del bloque medidor de la diferencia de tiempos muertos entre los dos inversores.

En el Anexo IV se muestra el bloque de programación realizado para implementar la unidad de cálculo del valor de ΔT_d .

6.2.8. Medición de la diferencia entre los valores de los parámetros de vector nulo de los dos inversores.

Para realizar la medición de la diferencia entre los valores de los parámetros de vector nulo de los inversores, tal y como se observa en la figura 6-9, se realiza primero el cálculo del valor medio de la señal diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los inversores, mediante un bloque en lenguaje "C". Seguidamente, se introduce la señal en un bloque programado también en lenguaje "C" que permite calcular el valor de $\Delta K = (K_1 - K_2)$, siendo K_1 el valor del parámetro de vector nulo del primer inversor, y K_2 el parámetro de vector nulo del segundo inversor.

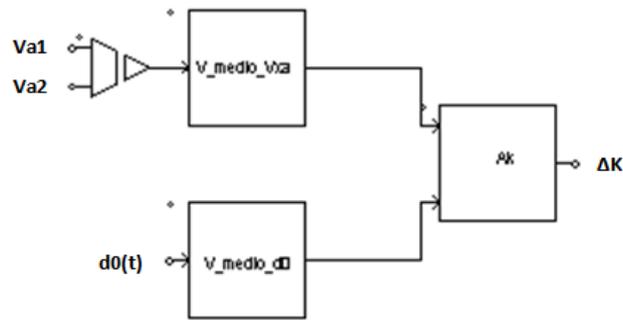


Figura 6-9 Diagrama del bloque medidor de la diferencia entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En el Anexo V se muestra la programación realizada para implementar el cálculo del valor medio de la señal diferencia de tensiones de salida homólogas de los dos inversores. En el Anexo VI se muestra la programación realizada para implementar el cálculo del valor medio de la señal $d_0(t)$ proveniente del inversor “esclavo” (inversor 2). Finalmente, en el Anexo VII se muestra la programación realizada para implementar el cálculo de la diferencia $\Delta K = (K_1 - K_2)$.

6.2.9. Medición de la diferencia de tiempos muertos y del valor del parámetro de vector nulo de forma simultánea.

Para realizar la medición de la diferencia entre los tiempos muertos y entre los valores de los parámetros de vector nulo de los inversores, tal y como se observa en la figura 6-10, se realizan las siguientes acciones, por orden:

1º.- Se calcula, mediante un filtro digital de primer orden a frecuencia fundamental el primer armónico de las señales diferencia de tensiones homólogas para las tres fases: $V_{xa} = (V_{a1} - V_{a2})$, $V_{xb} = (V_{b1} - V_{b2})$ y $V_{xc} = (V_{c1} - V_{c2})$, para obtener los armónicos a frecuencia fundamental de las tensiones V_{xa} , V_{xb} y V_{xc} .

2º.- Se realiza la transformación del plano “ABC” a coordenadas “DQ0”.

3º.- Se calcula el valor medio de las señales de salida para el canal “D”, “Q” y “0”, así como para el valor de la señal “ $d_0(t)$ ” del inversor “esclavo” (el inversor 2 en nuestro caso), introduciéndose este valor seguidamente al cálculo del valor medio del canal “0” para la obtención de $\Delta K = (K_1 - K_2)$.

4º.- Se calcula el módulo del sistema de tensiones y el ángulo de desfase de las mismas mediante las ecuaciones (5.4), (5.5), (5.6) y (5.7), descritas en el anterior apartado de la presente Tesis Doctoral “5. Algoritmos para la detección, control y corrección de los desequilibrios analizados”.

5º.- Con los valores de $|V_{xa}|$ y el argumento de la tensión V_{xa} (“Arg(V_{xa})”), se introduce en un módulo escrito en lenguaje “C” que permite conocer en cada momento el valor de la diferencia entre los tiempos muertos.

6º.- Con el valor medio del canal “0”, junto con el valor medio de “ $d_0(t)$ ”, se calcula el valor de la diferencia entre los valores de los parámetros de vector nulo el valor, según un algoritmo escrito en lenguaje “C”.

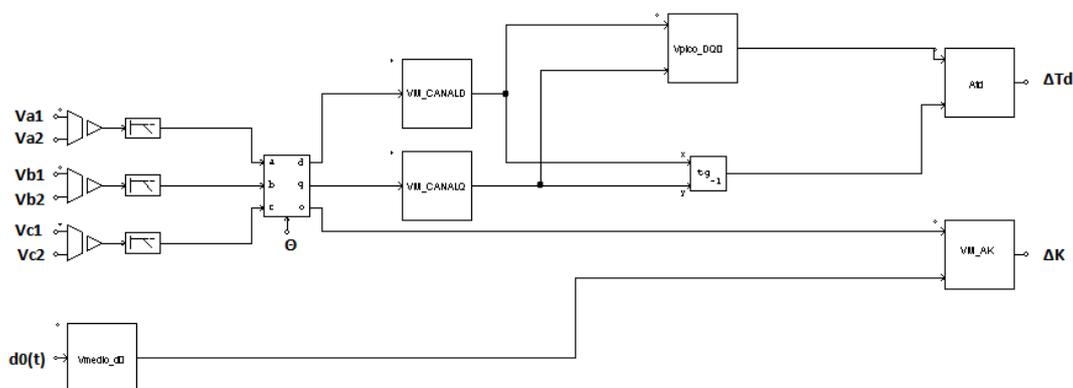


Figura 6-10. Diagrama del bloque medidor de la diferencia entre los parámetros de vector nulo y la diferencia de tiempos muertos de forma simultánea, de ambos inversores.

En el Anexo VIII se muestra el bloque de programación realizada para implementar el cálculo de ΔT_d e ΔK de forma simultánea, tal y como se ha definido en el presente apartado.

6.2.10. Controlador “PI” para el control de los desequilibrios.

Tal y como se muestra en la figura 6-11, tanto para el control de la diferencia de los tiempos muertos y para la diferencia entre los valores de los parámetros de vector nulo, tanto cuando actúan ambos desequilibrios por separado o de forma simultánea, se ha utilizado en PSIM un bloque que simula un control PI. Para todos los controladores de este tipo, se ha supuesto que el valor de la referencia es cero (tanto para el control de ΔT_d , como ΔK).

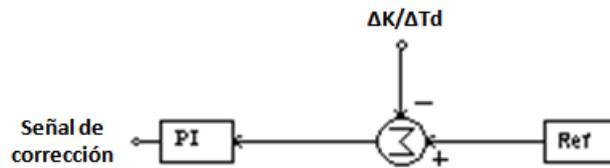


Figura 6-11. Diagrama de bloques PSIM del controlador PI.

Los parámetros de sintonización del controlador PI para la diferencia de tiempos muertos son:

- Constante proporcional del controlador: “Kp_Td”
- Constante integral del controlador: “Ki_Td”.

Los parámetros de sintonización del controlador PI para la diferencia entre los valores de vector nulo son:

- Constante proporcional del controlador: “Kp_K”
- Constante integral del controlador: “Ki_K”.

6.2.11. Bloque corrector para la diferencia de tiempos muertos y/o los valores de los parámetros de vector nulo, realimentado sobre el inversor esclavo (inversor 2).

Tal y como se definió en apartados anteriores, el inversor 1 va a ser considerado como el inversor “maestro”, y el inversor 2 se comportará como inversor “esclavo”, considerándose que el inversor 1 provee de las referencias en los valores del tiempo muerto y del valor del parámetro de vector nulo al inversor 2, precisándose por lo tanto una corrección en los desequilibrios en dichos dos parámetros que el inversor 2 introduce en el sistema y que son el origen de la corriente de circulación. Por lo tanto, el bloque corrector se corresponde a un sumador, que tiene por entradas las siguientes:

- El valor de la variable con desequilibrio a corregir (el tiempo muerto, el parámetro del vector nulo o ambos; en este último caso, se trataría de sendos sumadores)
- El valor de la variable que es salida del controlador PI, para cada caso, y que, sumado a la anterior entrada, corrige la mismas (ya sea tiempo muerto, parámetro de vector nulo o ambos a la vez).

La salida del bloque corrector sería la señal correspondiente (el tiempo muerto, el parámetro del vector nulo o ambos) corregida y que sirve de entrada a la unidad de control SVPWM del inversor 2.

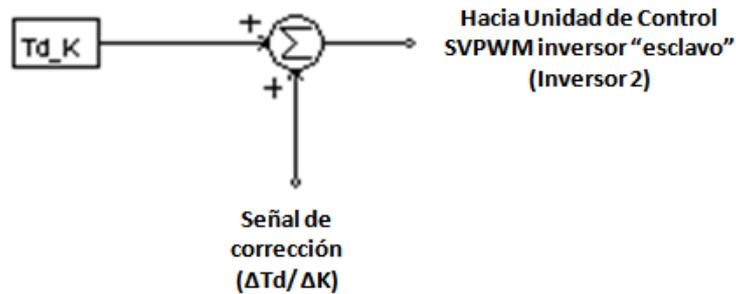


Figura 6-12. Diagrama de bloques PSIM del bloque corrector (para ΔT_d , ΔK , o ambos simultáneamente).

6.2.12. Medidores. Magnitudes analizadas.

A este respecto, se utilizan funciones de PSIM que permiten visualizar o medir magnitudes de corriente, tensión y potencia. Algunas de éstas han sido utilizadas para realizar y afinar los métodos de medición, control y corrección propuestos. Otras, como se verá a continuación, han sido utilizadas para mostrar los resultados obtenidos. De esta forma, y durante la realización de la Tesis Doctoral, se han medido las magnitudes que se definen en los siguientes apartados.

(a) Magnitudes de corriente.

- “Ipa1”: corriente que circula por el polo superior de la fase “a” del inversor 1. Cuando $I_{pa1} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{pa1} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “Ina1”: corriente que circula por el polo inferior de la fase “a” del inversor 1. Cuando $I_{na1} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{na1} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “Ipa2”: corriente que circula por el polo superior de la fase “a” del inversor 2. Cuando $I_{pa2} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{pa2} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “Ina2”: corriente que circula por el polo inferior de la fase “a” del inversor 2. Cuando $I_{na2} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{na2} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.

- “I_{pb1}”: corriente que circula por el polo superior de la fase “b” del inversor 1. Cuando $I_{pb1} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{pb1} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “I_{nb1}”: corriente que circula por el polo inferior de la fase “b” del inversor 1. Cuando $I_{nb1} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{nb1} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “I_{pb2}”: corriente que circula por el polo superior de la fase “b” del inversor 2. Cuando $I_{pb2} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{pb2} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “I_{nb2}”: corriente que circula por el polo inferior de la fase “b” del inversor 2. Cuando $I_{nb2} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{nb2} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “I_{pc1}”: corriente que circula por el polo superior de la fase “c” del inversor 1. Cuando $I_{pc1} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{pc1} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “I_{nc1}”: corriente que circula por el polo inferior de la fase “c” del inversor 1. Cuando $I_{nc1} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{nc1} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “I_{pc2}”: corriente que circula por el polo superior de la fase “c” del inversor 2. Cuando $I_{pc2} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{pc2} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “I_{nc2}”: corriente que circula por el polo inferior de la fase “c” del inversor 2. Cuando $I_{nc2} > 0$, la corriente circula por el IGBT del polo; cuando $I_{nc2} < 0$, la corriente circula a través de su diodo en antiparalelo.
- “I_{a1}”: corriente de salida de la fase “a” del inversor 1.
- “I_{b1}”: corriente de salida de la fase “b” del inversor 1.
- “I_{c1}”: corriente de salida de la fase “c” del inversor 1.
- “I_{a2}”: corriente de salida de la fase “a” del inversor 2.
- “I_{b2}”: corriente de salida de la fase “b” del inversor 2.
- “I_{c2}”: corriente de salida de la fase “c” del inversor 2.
- “I_a”: corriente de salida de la fase “a” del sistema.
- “I_b”: corriente de salida de la fase “b” del sistema.
- “I_c”: corriente de salida de la fase “a” del sistema.

- “ICIR”: corriente de circulación del sistema ($ICIR=I_{a1}+I_{b1}+I_{c1}$)

(b) Magnitudes de tensión.

- “Va1”: tensión de salida de la fase “a” del inversor 1.
- “Vb1”: tensión de salida de la fase “b” del inversor 1.
- “Vc1”: tensión de salida de la fase “c” del inversor 1.
- “Va2”: tensión de salida de la fase “a” del inversor 2.
- “Vb2”: tensión de salida de la fase “b” del inversor 2.
- “Vc2”: tensión de salida de la fase “c” del inversor 2.
- “Va”: tensión de salida de la fase “a” del sistema.
- “Vb”: tensión de salida de la fase “b” del sistema.
- “Vc”: tensión de salida de la fase “c” del sistema.

(c) Magnitudes de potencia.

- “Pin”: potencia activa de entrada al sistema (suministrado por el link de continua)
- “Psal”: potencia activa de salida, consumida por la carga de salida.

(d) Otras variables de control y activación.

- “ ΔT_d ”: valor de la diferencia entre los tiempos muertos
- “ ΔK ”: valor de la diferencia entre los valores de los parámetros de vector nulo de los inversores.
- “error_ ΔT_d ”: valor del error existente entre la salida del medidor de diferencia de tiempos muertos y el valor de referencia del controlador PI correspondiente.
- “error_ ΔK ”: valor del error existente entre la salida del medidor de diferencia de parámetros de vector nulo y el valor de referencia del controlador PI correspondiente.
- “t_ref”: valor del tiempo muerto aplicado al inversor 2 (esclavo), una vez aplicada la corrección correspondiente.
- “K_ref”: valor del parámetro de vector nulo aplicado al inversor 2 (esclavo), una vez aplicada la corrección correspondiente.
- “S”: señal SVPWM de activación/desactivación aplicada sobre el polo superior de la fase “a” del inversor 1.

- “SC”: señal SVPWM de activación/desactivación aplicada sobre el polo inferior de la fase “a” del inversor 1.
- “S1”: señal SVPWM de activación/desactivación aplicada sobre el polo superior de la fase “a” del inversor 2.
- “SC1”: señal SVPWM de activación/desactivación aplicada sobre el polo inferior de la fase “a” del inversor 2.

6.3. Simulación en entornos ideal y real de los modelos propuestos para una carga trifásica equilibrada en salida.

Una vez definidos los modelos que van a ser utilizados para realizar la simulación, a continuación se identificarán las simulaciones que van a ser realizadas, en base a los valores de cada uno de los elementos y dispositivos que van a ser utilizados en la simulación, a las condiciones de dicha simulación y a los desequilibrios propuestos. En base a cada simulación se presentarán los resultados, en forma de gráficas, de las diferentes magnitudes que caracterizan cada modelo. Sobre esos resultados de la simulación se presentarán un conjunto de conclusiones relativas al tipo de simulación realizada y a las condiciones sobre las que se ha realizado.

Se realizarán las simulaciones en dos entornos diferenciados, con la intención de verificar la robustez y eficacia del método de detección, control y corrección propuestos para cada uno de los desequilibrios presentados en los análisis teóricos anteriormente definidos en la presente Tesis Doctoral.

- ❖ **Entorno de simulación ideal.** En este entorno, en el sistema sobre el que se realizará la simulación se considerarán valores de cada uno de los componentes y dispositivos sin tener en cuenta posibles tolerancias en los mismos, y suponiendo que los algoritmos propuestos presentan tiempos de procesamiento “ideal”, es decir, que la generación de las señales digitales no precisan tiempo de procesamiento.
- ❖ **Entorno de simulación real.** En este entorno, el sistema contará por un lado con que los componentes o dispositivos pasivos (resistencias y autoinducciones)

presentan un valor de tolerancia, y por otro lado, se considerará que, para la medición y procesamiento digital, el tiempo de procesamiento no es despreciable. Es decir, la simulación tendrá en cuenta que los DSPs precisan de un tiempo en la adquisición y procesamiento de las señales. En concreto, en la simulación se considera que el sistema, formado por los dos inversores y la carga trifásica de salida es de tipo “analógica”, es decir, las magnitudes que gobiernan el sistema (tensión, corriente, potencia) son señales continuas. Sin embargo, las señales que precisan procesamiento (señales de activación/desactivación de los polos, filtrado digital de señales, procesamiento de señales en bloques de programación, etc.) precisan de un tiempo de procesamiento específico no despreciable. Para ello, se ha supuesto que existen dos DSPs, de forma que:

- El primer DSP gobierna la generación de las señales de activación/desactivación de los polos del inversor “maestro” (en nuestro caso, el inversor 1), de la inserción de su correspondiente tiempo muerto, y de la regulación de la tensión de salida, que se toma como entrada de la unidad de control SVPWM asociada a dicho primer DSP.
- El segundo DSP gobierna la generación de las señales de activación/desactivación de los polos del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2), la inserción de su tiempo muerto, de la regulación de la tensión de salida y del resto de unidades de muestreo y generación de señales digitales (incluidos los desequilibrios).

De esta forma, se obtiene una situación real, en la que, además de tener en cuenta tolerancias de los componentes pasivos (resistencias, autoinducciones) que forman el sistema, se considera que un inversor, el “esclavo”, gobernado por su DSP correspondiente que a su vez debe de medir y corregir el desequilibrio de sus parámetros, se conecta en paralelo a otro inversor, el “maestro”, gobernado por su DSP correspondiente, y cuyos parámetros de funcionamiento están perfectamente sintonizados.

Para la definición de los tiempos de procesamiento de los DSPs, se ha tenido en cuenta la familia “dsPIC33F” [104-105] a una velocidad de procesamiento de 40 MIPS, y con un periodo de muestreo de 25 nanosegundos. Para la sintonización de los controladores

PI, se realizará para el entorno ideal, y se llevarán esos mismos valores al entorno real, realizándose un ajuste fino de sus parámetros si así fuera necesario.

Para cada uno de los entornos (ideal y real), se propondrán varios casos en los que el desequilibrio (ya sea ΔT_d , ΔK o los dos simultáneamente) tendrá diferente signo, con la intención de verificar la eficacia del método propuesto en la presente Tesis Doctoral.

Se propondrán seis situaciones para cada entorno:

1.- Sistema con un **desequilibrio en los tiempos muertos** de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, **sin control**.

2.- Sistema con **desequilibrio en los tiempos muertos** de los dos inversores, sobre el que se aplica el **control propuesto** relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

3.- Sistema con un **desequilibrio en los parámetros de vector nulo** de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, **sin control**.

4.- Sistema con **desequilibrio en los parámetros de vector nulo** de los dos inversores, sobre el que se aplica el **control propuesto** relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

5.- Sistema con **dos desequilibrios**: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores. Funcionamiento “libre”, es decir, **sin control**.

6.- Sistema con **dos desequilibrios**: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores. Aplicación del **control propuesto** relativo a la corrección del tiempo muerto y del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

6.4. Entorno de simulación ideal. Resultados y conclusiones.

6.4.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación.

Seguendo las premisas identificadas en el circuito representado en la figura 4-1 del apartado de la presente Tesis Doctoral “4. Análisis de los desequilibrios que provocan diferencias entre las tensiones de salida homólogas de los inversores”, y para las condiciones descritas para el **entorno de simulación ideal**, en la tabla 6-1 se identifican los valores de los parámetros que han sido utilizados.

COMPONENTE (Unidad)	VALOR
Vdc (Voltios)	250
C-Link1 (μF)	600
C link2 (μF)	600
L-link (μH)	500
L link1 (μH)	20
L link2 (μH)	20
Tensión de saturación Vce IGBT (Voltios)	2.5
Tensión umbral Diodo Antiparalelo (Voltios)	0.7
Resistencia en directa de IGBT (Ω)	0.1
Resistencia en directa de diodo en antiparalelo (Ω)	0.1
La1=La2=Lb1=Lb2=Lc1=Lc2=L (mH)	1.0
Ra1, Ra2, Rb1, Rb2, Rc1, Rc2 (Ω)	0.5
C1=C2=C3=C(μF)	25
Ra=Rb=Rc=R (Ω)	2
Frecuencia de portadora (Hz)	10,000
Frecuencia fundamental (Hz)	50
Tensión eficaz de salida regulada (V)	65
Angulo inicial de referencia (grados)	0

Tabla 6-1. Valor de los parámetros utilizados para la simulación para entorno ideal.

Para estos valores, el filtro paso-bajo, junto con la resistencia de carga, realizado el cálculo para una fase, presenta la siguiente función de transferencia:

$$F(s) = \frac{wn^2}{s^2 + 2\zeta wns + wn^2} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} = \frac{40 * 10^6}{s^2 + 20.000s + 40 * 10^6} \quad (6.1)$$

Por lo que la frecuencia de corte del filtro es de 1,006 Hz, y un coeficiente de amortiguamiento $\zeta = 1.58$.

Utilizando el método de “Ziegler-Nichols”, y para la sintonización de los controladores PI, ya sean los reguladores que controlan los desequilibrios propiamente dichos (ΔT_d , ΔK , actuando por separado o conjuntamente) o el regulador de tensión de carga a la salida, se han obtenido los siguientes parámetros, tal y como se indica en la tabla 6-2.

Controlador	Kp (seg/seg)	Ti (seg)
PI	≈ 0.5	≈ 0.01

Tabla 6-2. Valores de sincronización de los controladores mediante el método de “Ziegler-Nichols”.

Para estos valores, la Función de Transferencia en Lazo (FTLA) del sistema teniendo en cuenta el controlador es:

$$FTLA(s) = \frac{(Kp * \frac{1}{LC})s + (Kp * \frac{1}{LCTi})}{s^3 + s^2(\frac{1}{RC}) + s(\frac{1}{LC})} = \frac{20 * 10^6 s + 2000 * 10^6}{s^3 + 20000s^2 + 40 * 10^6 s} \quad (6.2)$$

Para dichos parámetros, el diagrama de Bode es el se refleja en la figura 6-13, siendo el Margen de Fase (MF) de 118°, y el Margen de Ganancia (MG) positivo y con valor absoluto elevado.

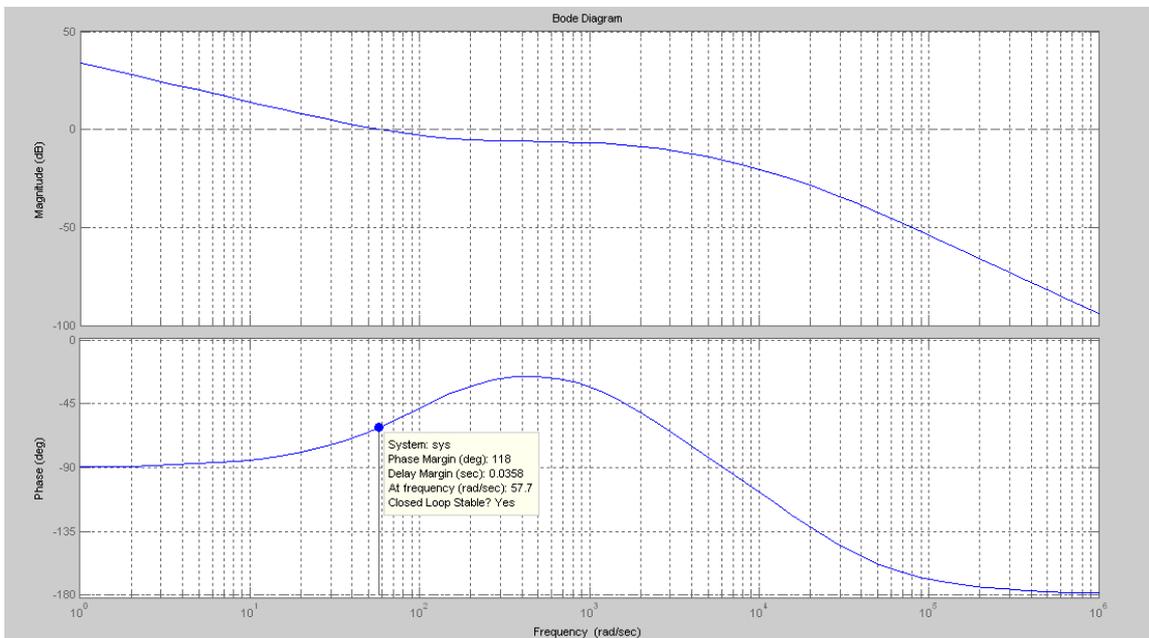


Figura 6-13. Diagrama de Bode para el caso en estudio.

Por lo tanto, con esos parámetros de sintonización, el sistema es estable. Para verificar que además, el sistema presenta una respuesta temporal suficientemente rápida, se ha

calculado, para los valores anteriormente definidos, el tiempo de subida ante una entrada en escalón unidad. En la figura 6-14 se aprecia la respuesta del sistema ante dicha entrada en escalón, aplicando los parámetros de la planta y el controlador anteriormente definidos, siendo el tiempo de subida 0.0564 segundos.

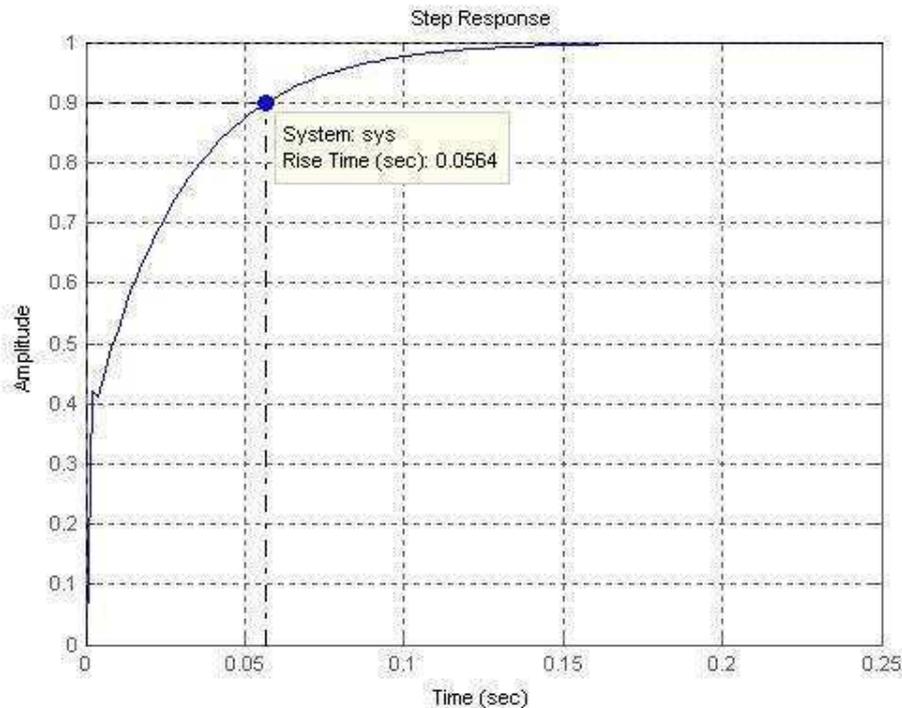


Figura 6-14. Respuesta del sistema ante una entrada en escalón unidad.

Se considera que este tiempo de respuesta es suficientemente rápido, ya que los desequilibrios que van a ser controlados (ΔT_d , ΔK) están asociados con parámetros de configuración de las unidades de control y presentan un valor inicial que no variará con el tiempo rápidamente. Por lo tanto, el controlador PI elegido junto con la planta a controlar presentan una respuesta estable y suficientemente rápida ante los desequilibrios propuestos.

6.4.2. Sistema con un desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

- Td1 < Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $T_{d1} = 2 \mu\text{s}$, y $T_{d2} = 6 \mu\text{s}$. En las figuras 6-15 y 6-16, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “I_{pa1}”, “I_{pa2}”, “I_{na1}”, “I_{na2}” e “I_a”, la diferencia

de tensiones (V_{a1} - V_{a2}), y las señales de activación S , $S1$, SC , $SC1$. La figura 6-15 se corresponde con la situación de que la corriente de carga " I_a " es negativa. La figura 6-16 se corresponde con la situación de que la corriente de carga " I_a " es positiva.

Como se observa, las magnitudes mostradas están relacionadas con la fase que se ha tomado de referencia (la fase "a"). En la parte inferior de cada figura se ha marcado, para cada una de las 6 "zonas de circulación", los dispositivos que conducen en cada momento, con la intención de comparar los caminos de circulación que se han obtenido experimentalmente con los caminos obtenidos en el análisis teórico.

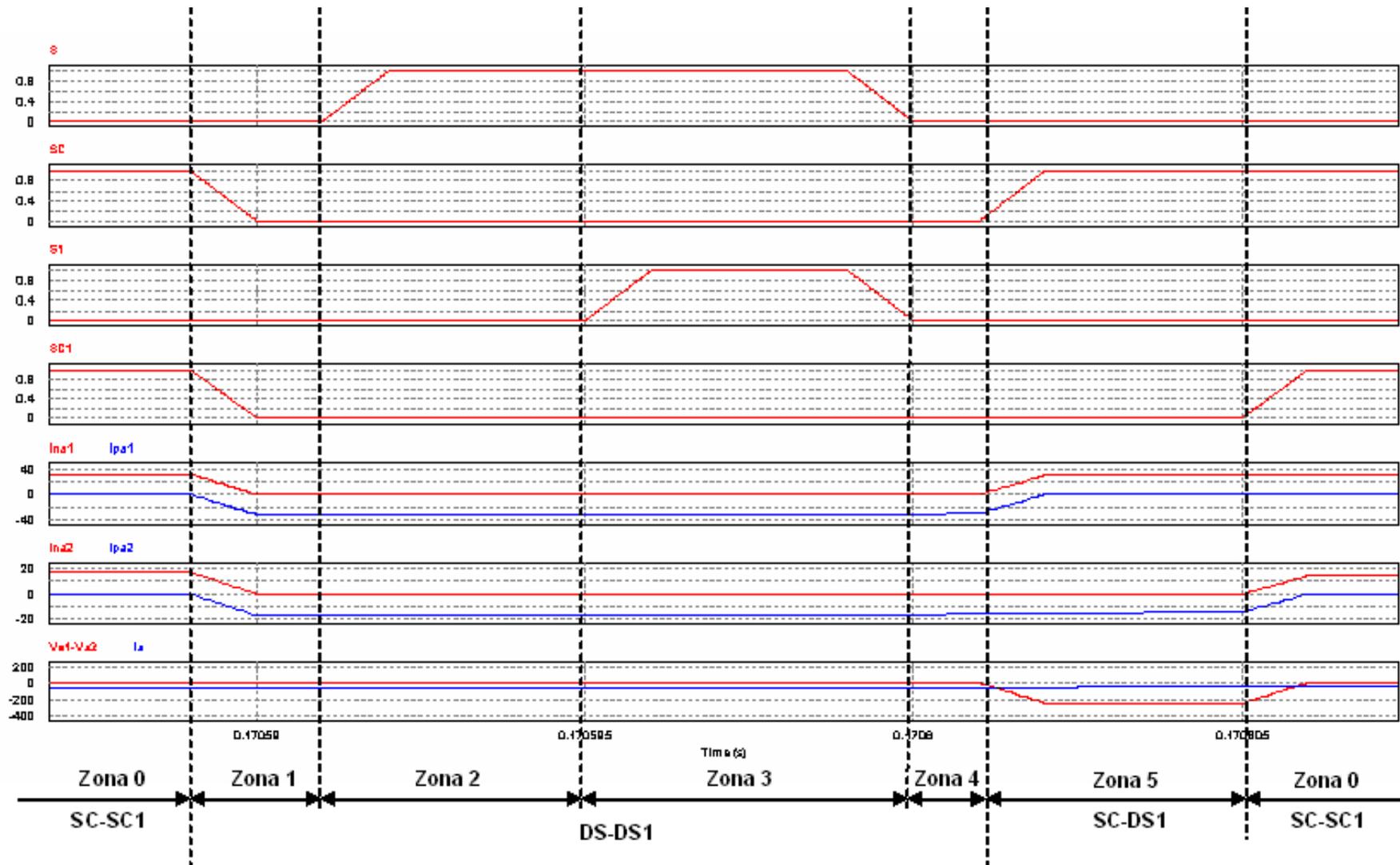


Figura 6-15. Tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=2 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg}$.

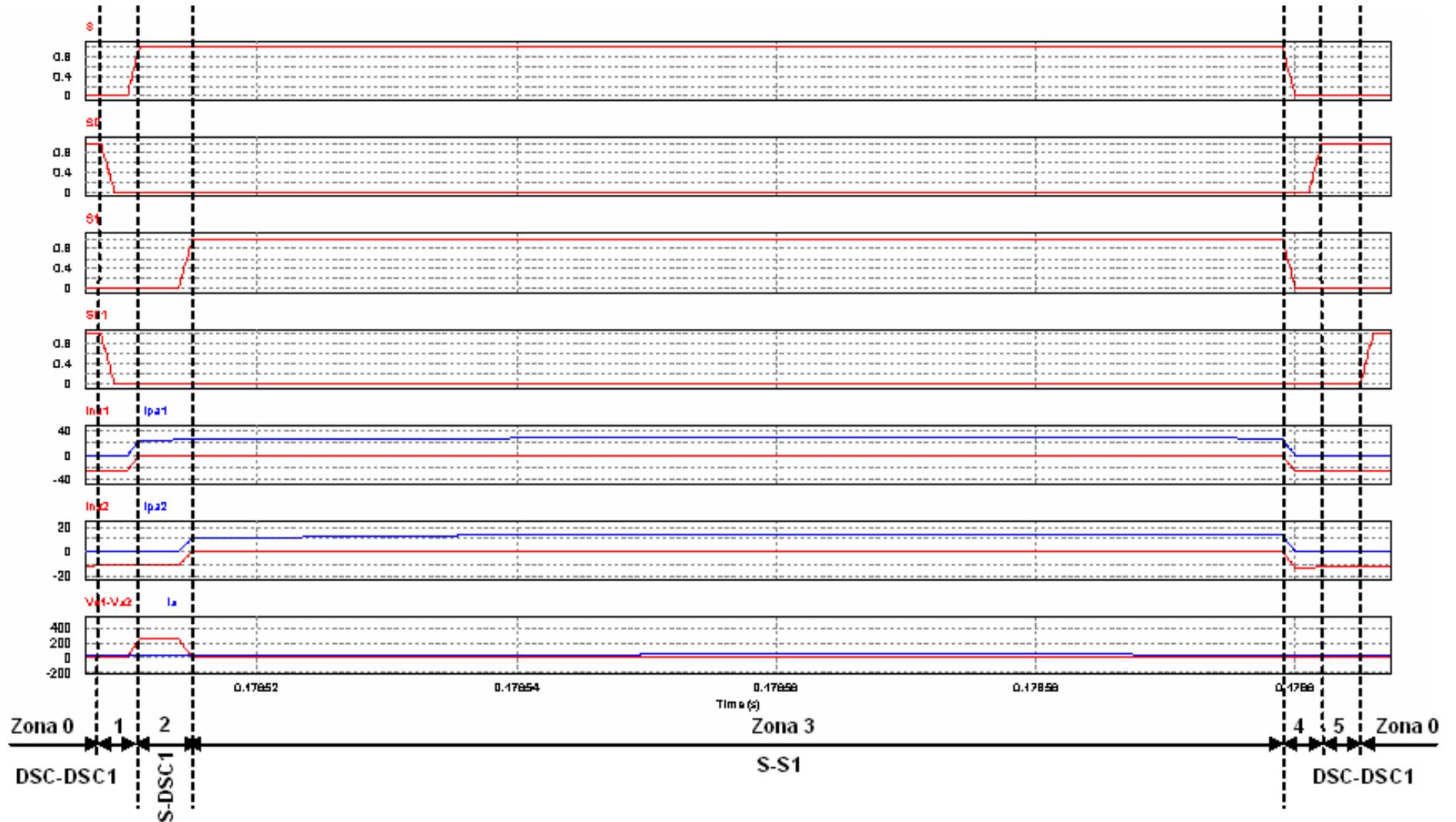


Figura 6-16. Tensión (V_{a1-Va2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=2 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg}$.

Por lo tanto, se verifica que el comportamiento en simulación experimental sigue las pautas que se definieron en el análisis teórico.

En la figura 6-17 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-17.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-17.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-17.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-17.d). Por otro lado, en la tabla 6-3 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-4 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

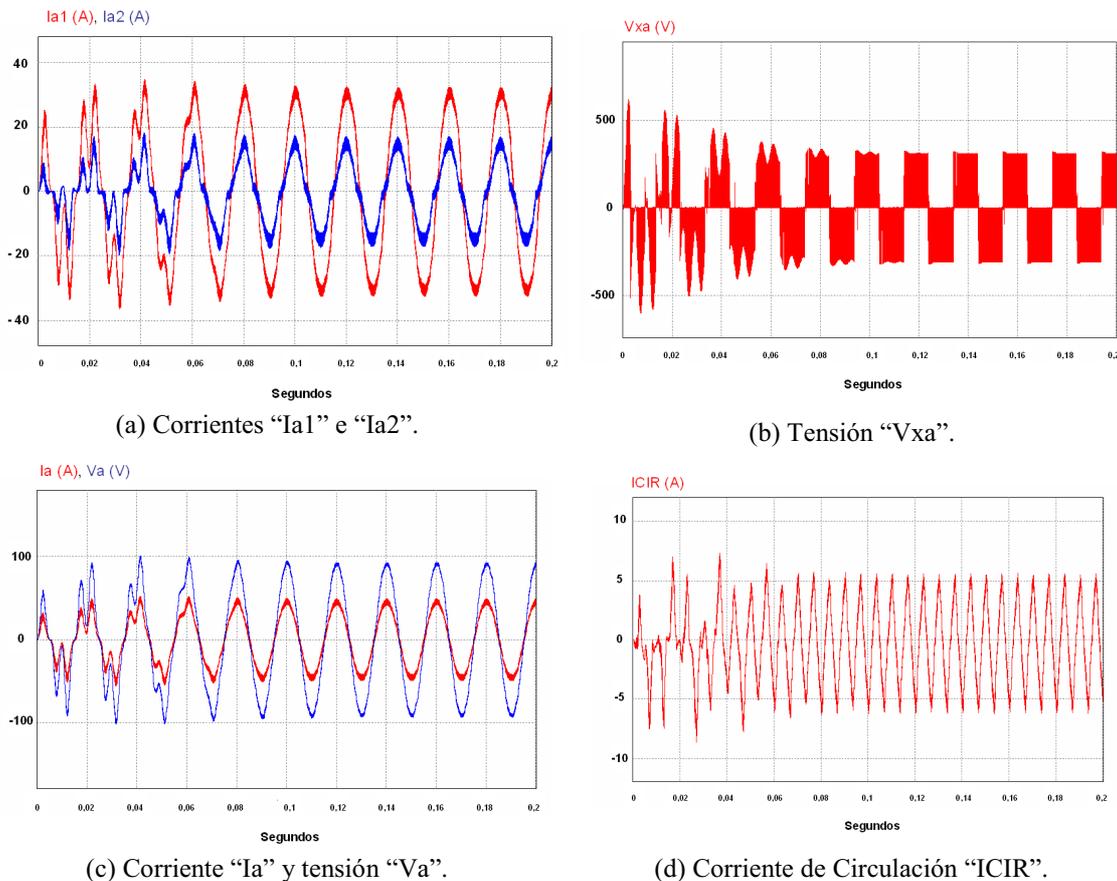


Figura 6-17. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1=2 μ seg, Td2=6 μ seg.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	31.80	≈ 0	1.41	≈ 0	0.26	0.13
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	82.54	NA	-96.51	NA	129.70	-10.70
$ I_{a2} $ (A)	0	13.81	≈ 0	1.52	≈ 0	0.308	0.15
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	91.14	NA	72.80	NA	-83.34	119.54
$ I_a $ (A)	0	45.41	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	85.13	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	13.39	≈ 0	3.77	≈ 0	1.72	1.33
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	107.80	NA	-32.40	NA	-175.63	53.55

Tabla 6-3. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,561
Rendimiento (η) (%)	82.66

Tabla 6-4. Valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio experimental realizado, se obtienen las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- Se observa la forma de onda de la tensión “ V_{xa} ”, que coincide con el análisis teórico realizado.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables, no presentando valores significativos a frecuencias múltiples en el fundamental. Sin embargo, las señales “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” presentan deformación en el paso por cero (debido a la inserción del tiempo muerto), además de presentar valores diferentes en el armónico fundamental. También presentan componentes a frecuencia múltiple al fundamental. Estos últimos forman la corriente de circulación.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de la diferencia de tiempos muertos, formada por los componentes armónicos múltiples del fundamental, con un valor de pico del orden de 5 Amperios.

- El rendimiento del sistema es de 82.66 %.

➤ Td1>Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$. En las figuras 6-18 y 6-19, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “ I_{pa1} ”, “ I_{pa2} ”, “ I_{na1} ”, “ I_{na2} ” e “ I_a ”, la diferencia de tensiones ($V_{a1}-V_{a2}$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1. La figura 6-18 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es negativa. La figura 6-19 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es positiva.

Como se observa, las magnitudes mostradas están relacionadas con la fase que se ha tomado de referencia (la fase “a”). De la misma forma que en caso anterior, en la parte inferior de cada figura se ha marcado, para cada una de las 6 “zonas de circulación”, los dispositivos que conducen en cada momento, con la intención de comparar los caminos de circulación que se han obtenido experimentalmente con los caminos obtenidos en el análisis teórico.

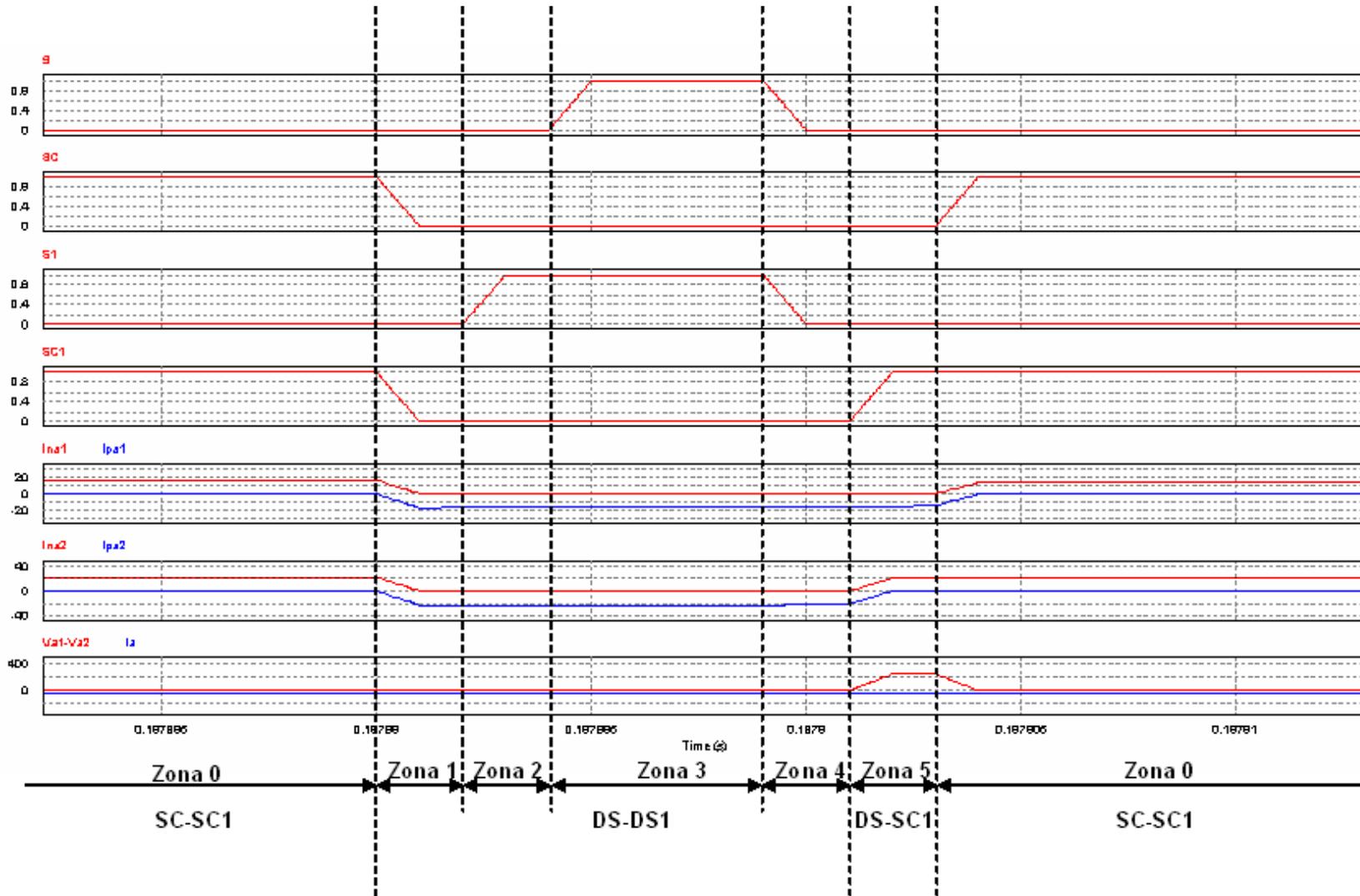


Figura 6-18. Tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=4 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=2 \mu\text{seg}$.

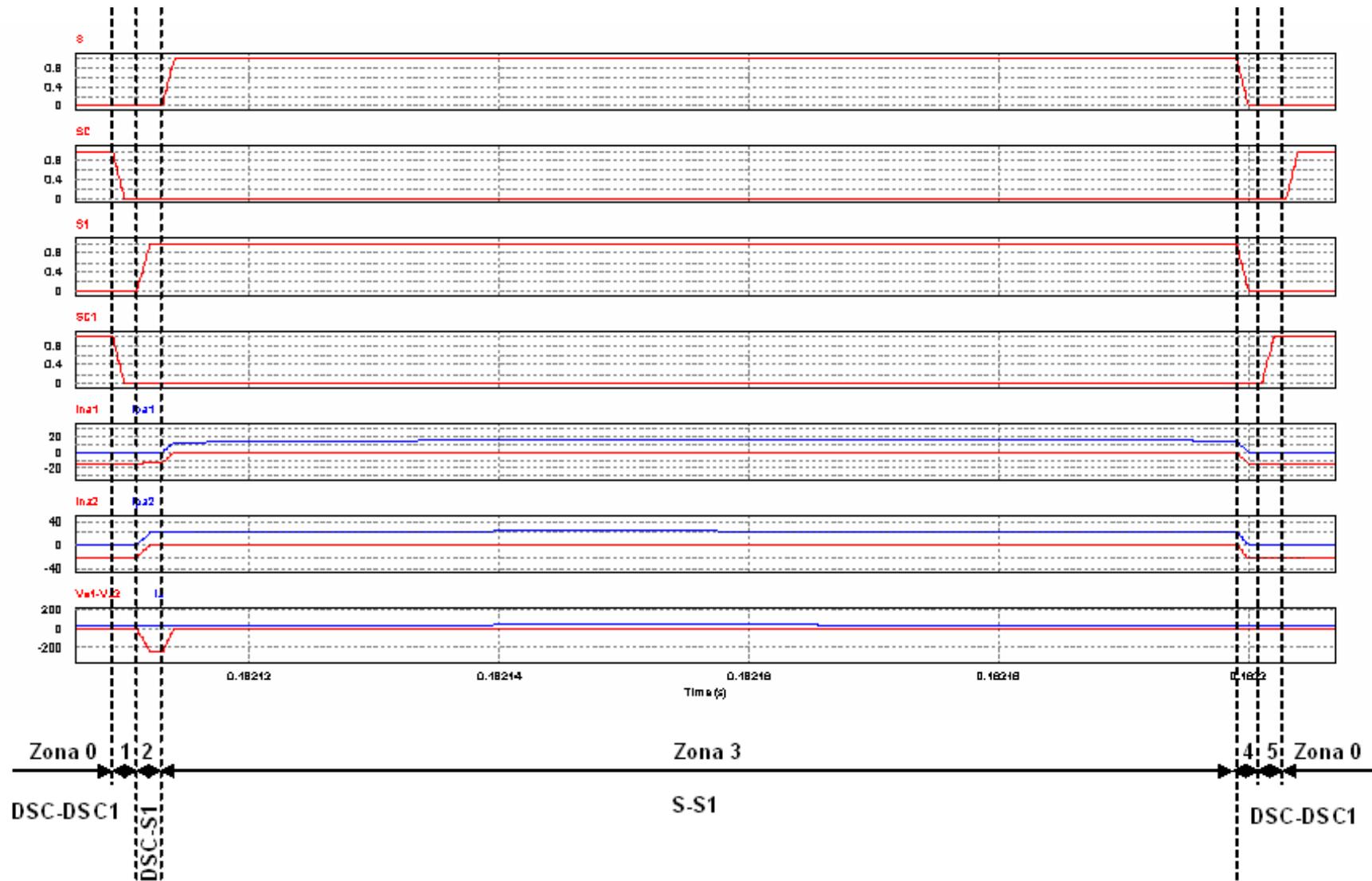


Figura 6.19. Tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=4 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=2 \mu\text{seg}$.

Por lo tanto, y de la misma forma que en el caso anterior, se verifica que el comportamiento en simulación experimental sigue las pautas que se definieron en el análisis teórico.

En la figura 6-20 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-20.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-20.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-20.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-20.d). Por otro lado, en la tabla 6-5 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-6 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

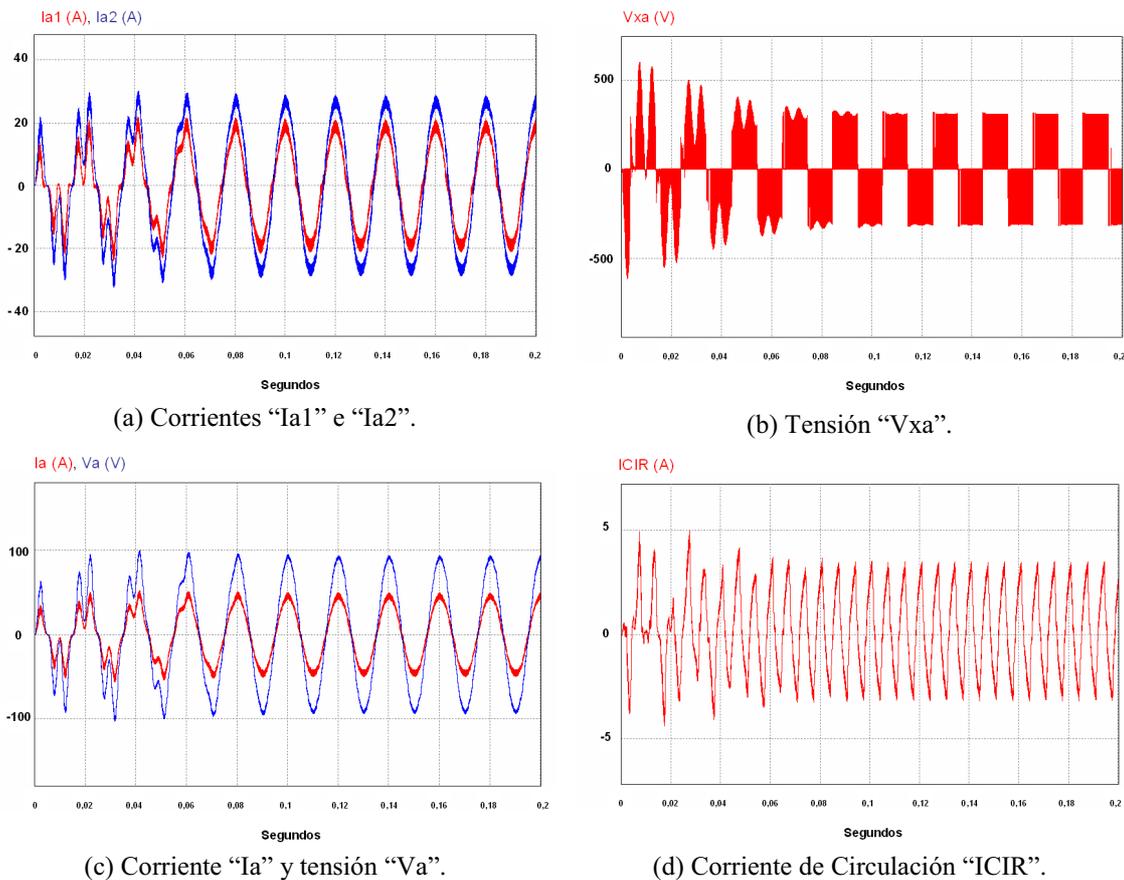


Figura 6-20. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1=4 \mu\text{seg}$, $Td2=2 \mu\text{seg}$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	18.41	≈ 0	0.82	≈ 0	0.5	0.3
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	87.20	NA	48.61	131.77	-114.10	38.25
$ I_{a2} $ (A)	0	27.10	≈ 0	0.9	≈ 0	≈ 0	0.13
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	82.31	NA	-104.08	-78.84	NA	-9.27
$ I_a $ (A)	0	45.50	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	84.26	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	6.50	≈ 0	2.24	≈ 0	1.39	0.93
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	-75.78	NA	108.77	NA	-36.44	141.65

Tabla 6-5. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,419
Rendimiento (η) (%)	84.24

Tabla 6-6. Valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

De la misma forma que en el caso anterior, y tal y como se observa en el estudio experimental realizado, se obtienen las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.1 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, un poco más rápido que en el caso anterior.
- Se observa la forma de onda de la tensión “ V_{xa} ”, que coincide con el análisis teórico realizado.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables, no presentando valores significativos a frecuencias múltiples en el fundamental. Sin embargo, las señales “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” presentan deformación en el paso por cero (debido a la inserción del tiempo muerto), además de presentar valores diferentes en el armónico fundamental. También presentan componentes a frecuencia múltiple al fundamental. Estos últimos forman la corriente de circulación.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de la diferencia de tiempos muertos, formada por los componentes armónicos múltiples del

fundamental, con un valor de pico del orden de 3.5 Amperios. Este valor es inferior al caso anterior, puesto que el desequilibrio (ΔT_d) es menor.

- El rendimiento del sistema es de 84.24 %, más cercano al rendimiento en el caso de que el desequilibrio haya sido corregido, y mayor que en el caso anterior, al tener éste mayor desequilibrio.

6.4.3. Sistema con desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ Td1 < Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el caso en que $T_{d1} = 2$ μ segundos, y $T_{d2} = 6$ μ segundos, al aplicar el control propuesto, en el que el objetivo es corregir el tiempo muerto del inversor conectado en modo “esclavo” (en nuestro caso el inversor 2) mediante el control de la diferencia de tiempos muertos.

En las figuras 6-21 y 6-22, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “ I_{pa1} ”, “ I_{pa2} ”, “ I_{na1} ”, “ I_{na2} ” e “ I_a ”, la diferencia de tensiones ($V_{a1} - V_{a2}$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1, una vez aplicado el control propuesto. La figura 6-21 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es negativa. La figura 6-22 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es positiva. Como puede observarse, la tensión V_{xa} es nula en ambas gráficas, por lo que se consigue la corrección deseada, no existiendo ya por lo tanto ninguna de las 6 “zonas de circulación”, al coincidir exactamente las señales homólogas de activación/desactivación de los polos de los dos inversores.

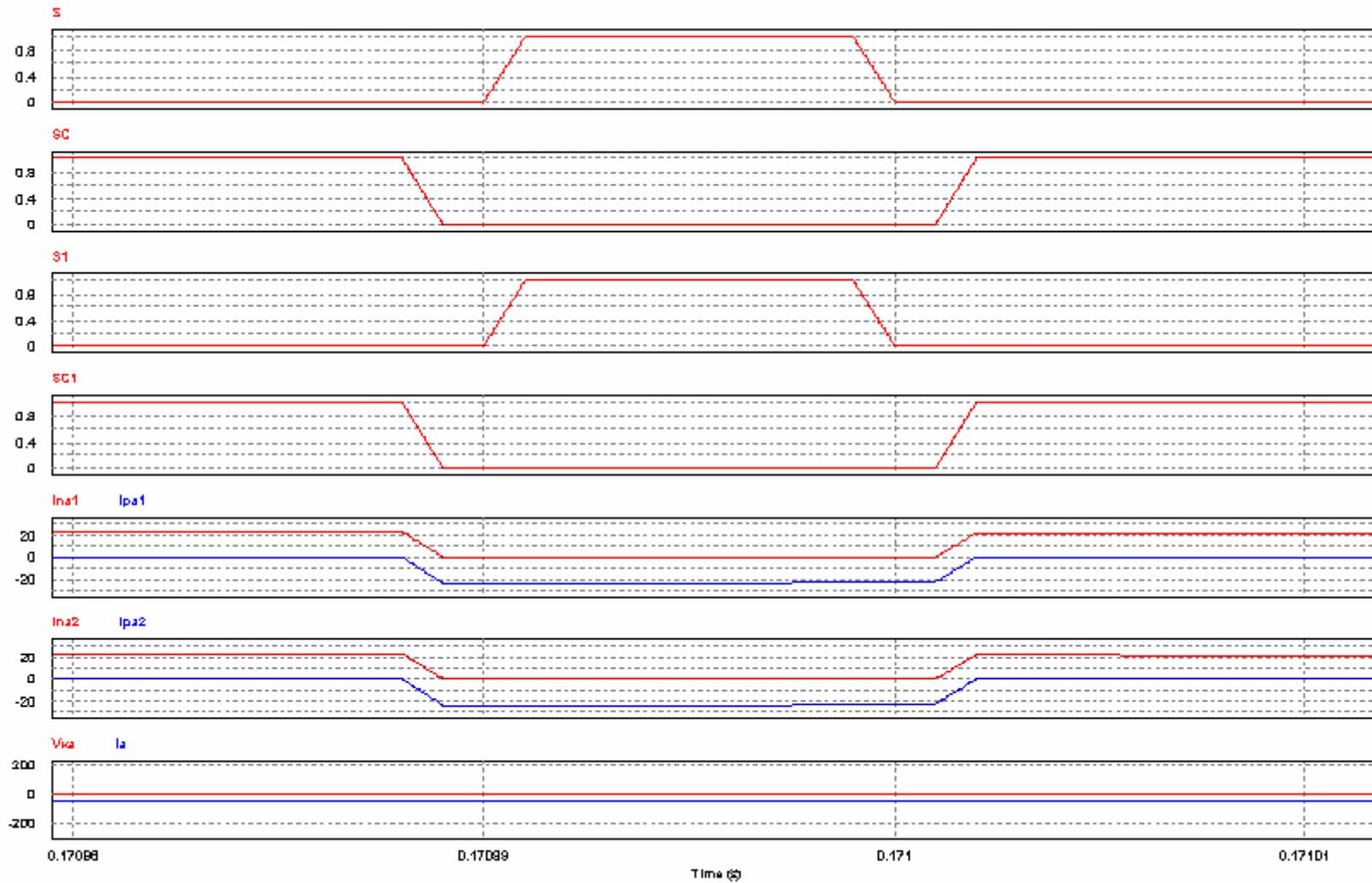


Figura 6-21. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=2 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg}$., con el control propuesto.

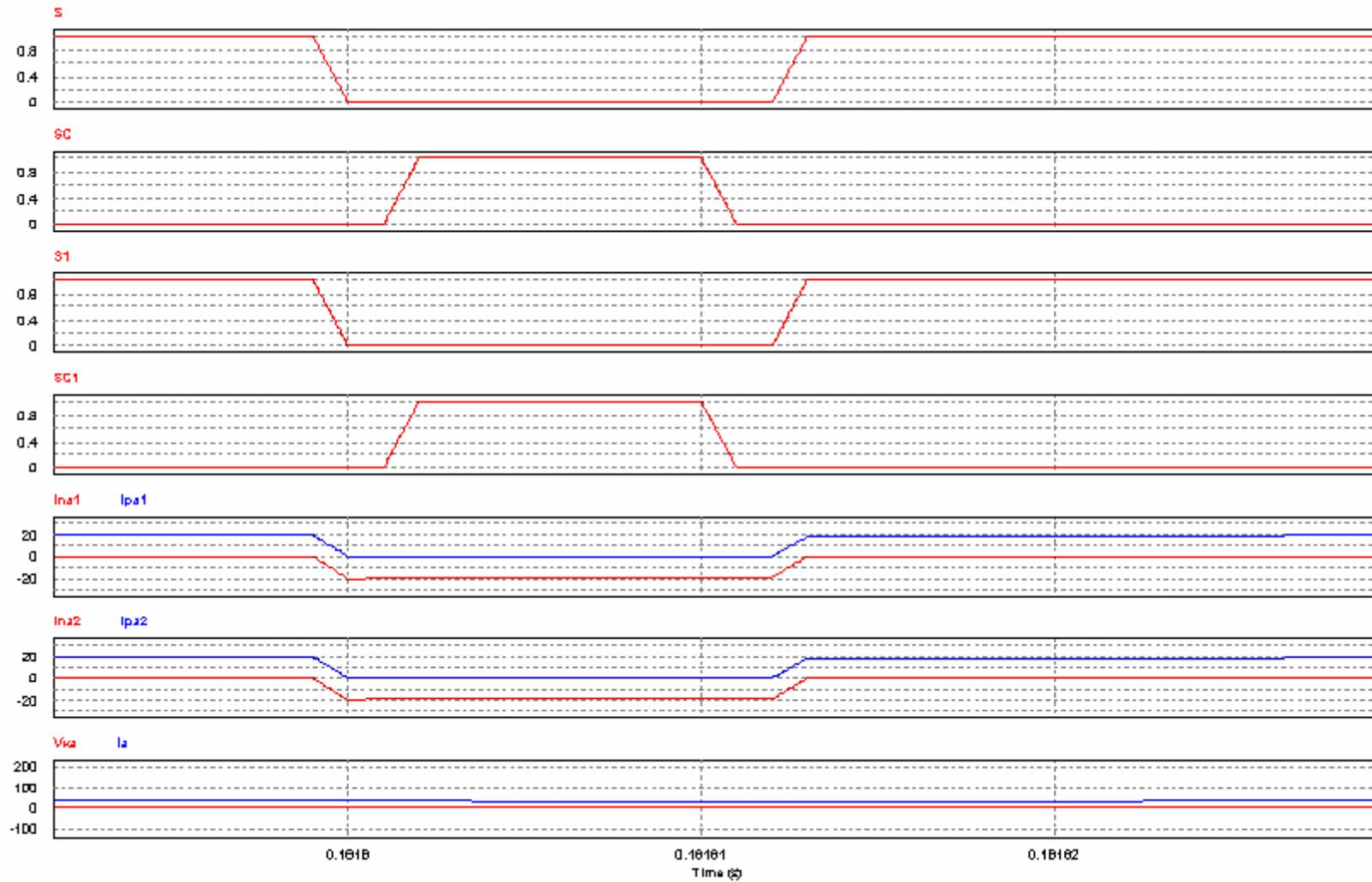


Figura 6-22. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=2 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg}$., con el control propuesto.

En la figura 6-23 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-23.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-23.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-23.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-23.d). Por otro lado, en la tabla 6-7 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-8 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

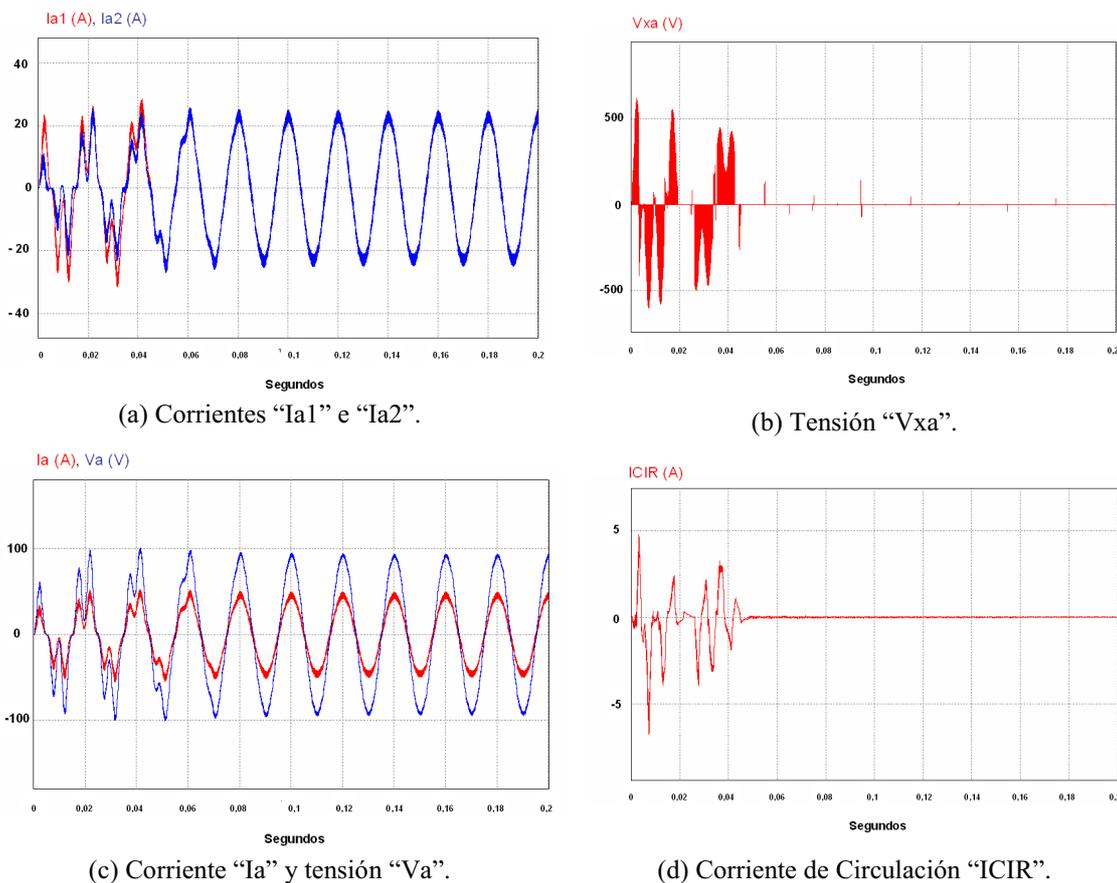


Figura 6-23. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1=2 \mu\text{seg}$, $Td2=6 \mu\text{seg}$., con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	22.81	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.15	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	84.54	NA	NA	NA	-111.57	NA
$ I_{a2} $ (A)	0	22.80	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.15	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	84.54	NA	NA	NA	168.23	NA
$ I_a $ (A)	0	45.62	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	84.54	NA	NA	NA	-111.57	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-7. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,388
Rendimiento (η) (%)	84.60

Tabla 6-8. Valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.06 segundos.
- Se observa que la tensión “ V_{xa} ” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión V_{xa} es la causante de la corriente de circulación, al ser V_{xa} nulo, se espera que la corriente de circulación sea nula, así como una reparto equilibrado de corrientes homólogas de las corrientes de fase de los dos inversores.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables. De la misma forma se ha conseguido igualar las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, presentando un reparto de carga totalmente equilibrado.
- Consecuentemente, la corriente de circulación presenta valores próximos a cero, quedando un pequeño rizado, debido a los valores no ideales de los parámetros de funcionamiento de IGBTs, polos y resistencias de línea, pero que puede ser despreciado.

- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los tiempos muertos sea nula.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 84.60. Con respecto al caso en que no se aplicó el control (sistema funcionado libremente), la mejora en rendimiento es de 1.94 %. Por supuesto, cuanto mayor es el desequilibrio, mayor es la mejoría obtenida una vez se haya controlado y corregido dicho desequilibrio.

➤ Td1>Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el caso en que $Td1=4$ μ segundos, y $Td2= 2$ μ segundos, al aplicar el control propuesto, en el que el objetivo es corregir el tiempo muerto del inversor conectado en modo “esclavo”(en nuestro caso el inversor 2) mediante el control de la diferencia de tiempos muertos.

En las figuras 6-24 y 6-25, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “Ipa1”, “Ipa2”, “Ia1”, “Ia2” e “Ia”, la diferencia de tensiones ($Va1-Va2$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1, una vez aplicado el control propuesto. La figura 6-24 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “Ia” es negativa. La figura 6-25 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “Ia” es positiva. Como puede observarse, la tensión “Vxa” es nula en ambas gráficas, por lo que se consigue la corrección deseada, no existiendo ya por lo tanto ninguna de las 6 “zonas de circulación”, al coincidir exactamente las señales homólogas de activación/desactivación de los polos de los dos inversores.

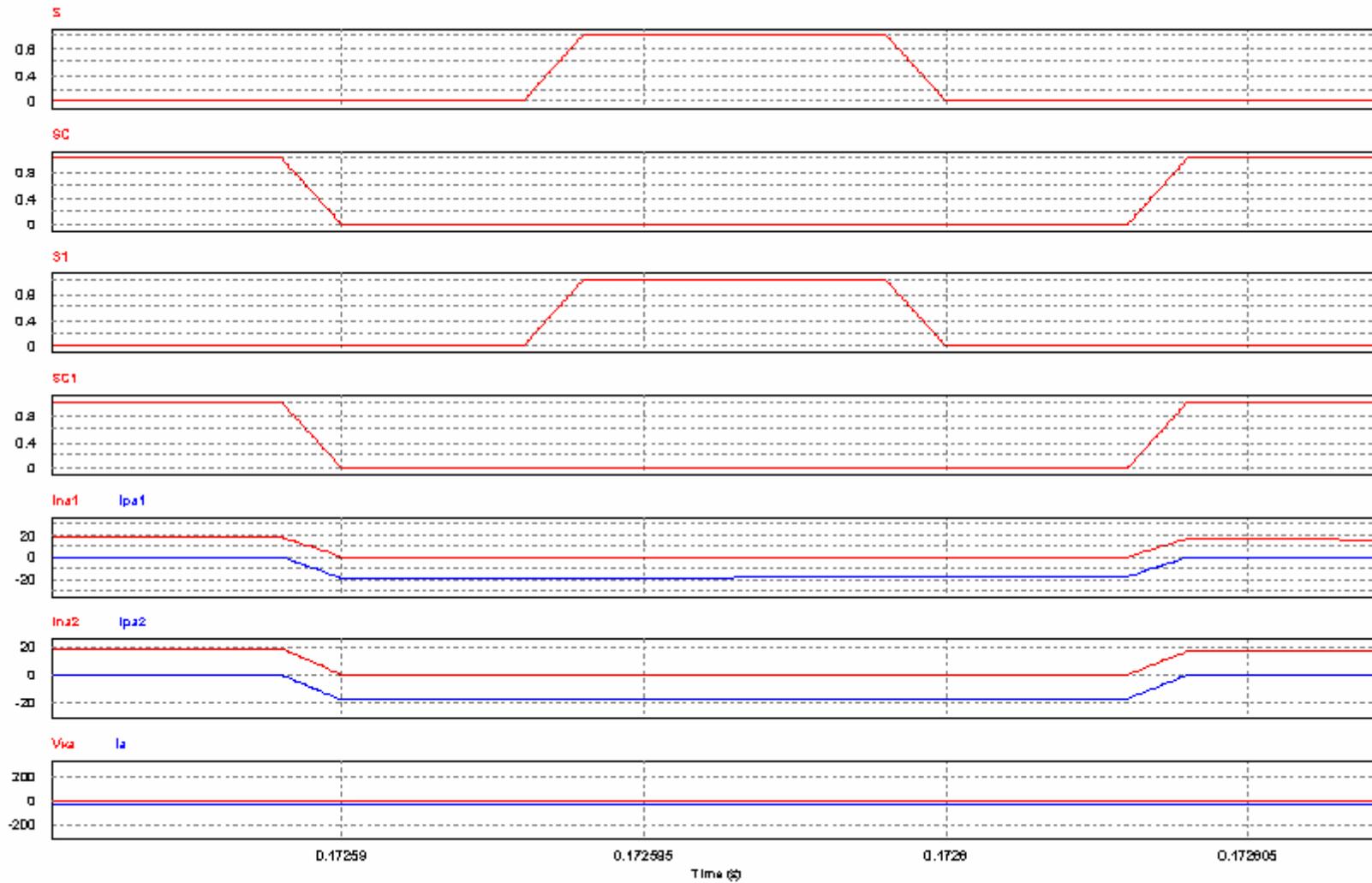


Figura 6-24. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=4 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=2 \mu\text{seg}$., con el control propuesto.

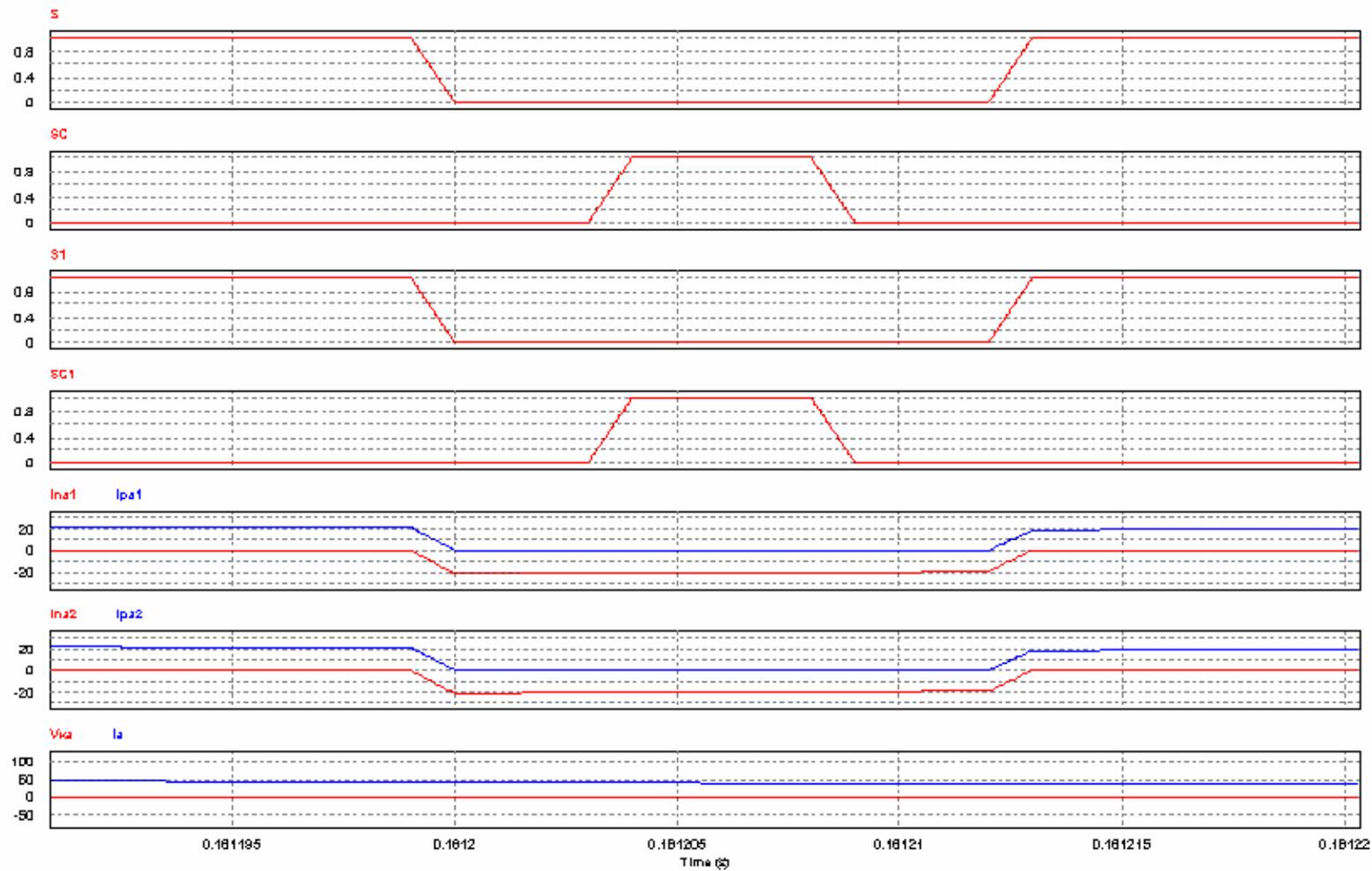


Figura 6-25. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=4 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=2 \mu\text{seg}$., con el control propuesto.

En la figura 6-26 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-26.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-26.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-26.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-26.d). Por otro lado, en la tabla 6-9 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-10 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

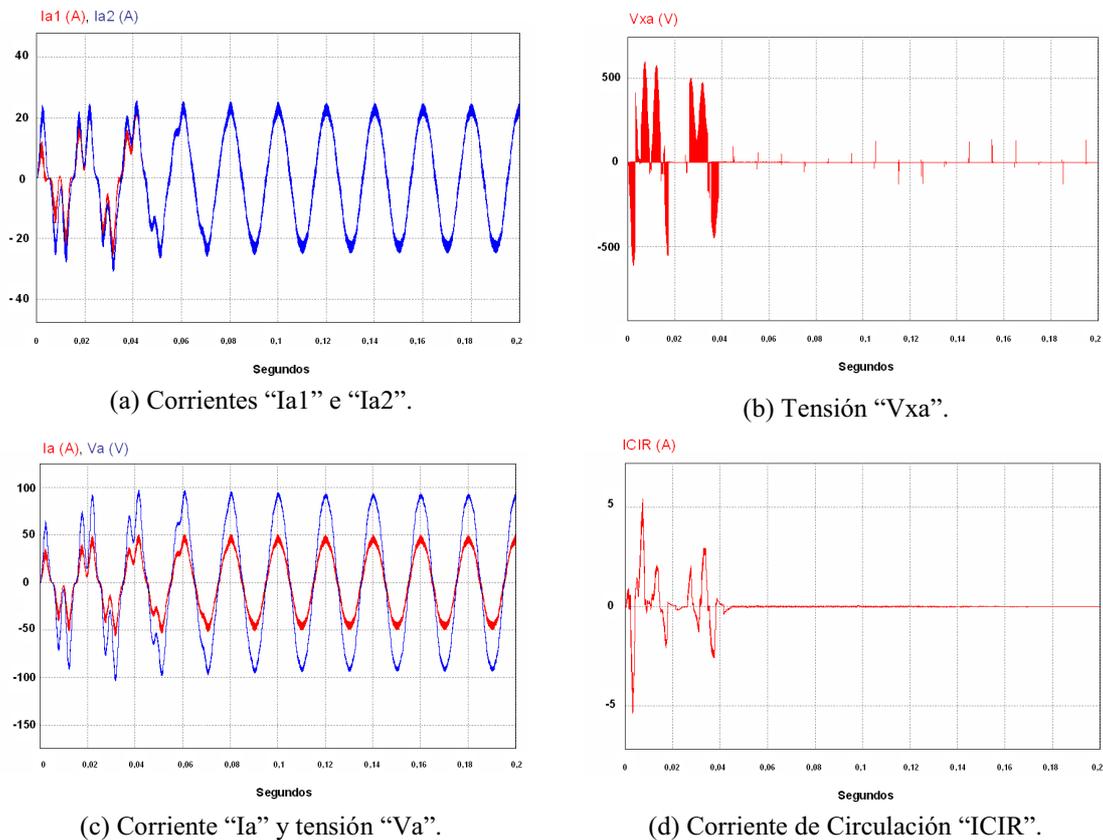


Figura 6-26. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1=4 μ seg, Td2=2 μ seg.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
Ia1 (A)	0	22.86	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.15	0.20
Arg(Ia1) (°)	NA	82.67	NA	NA	NA	-105.00	52.14
Ia2 (A)	0	22.84	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.15	0.20

Arg(Ia2) (°)	NA	82.67	NA	NA	NA	-75.00	232.07
 Ia (A)	0	45.70	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0
Arg(Ia) (°)	NA	82.67	NA	NA	NA	NA	NA
 Vxa (V)	0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0
Arg(Vxa) (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-9. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,389
Rendimiento (η) (%)	84.58

Tabla 6-10. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de 0.06 segundos, aunque un poco inferior al caso en que $Td1 < Td2$ ($Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$). Esto es debido a que el desequilibrio aplicado en el caso analizado actualmente es menor que en el caso anterior, aunque se puede considerar que el sistema de control y corrección responde en ambos casos con la misma velocidad.
- Se observa que la tensión “Vxa” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión Vxa es la causante de la corriente de circulación, al ser Vxa nulo, se espera que la corriente de circulación sea nula, así como una reparto equilibrado de corrientes homólogas de las corrientes de fase de los dos inversores.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“Va” e “Ia”) están perfectamente reguladas y son estables. De la misma forma se ha conseguido igualar las corrientes “Ia1” e “Ia2”, presentando un reparto de carga totalmente equilibrado.
- Consecuentemente, la corriente de circulación presenta valores próximos a cero, quedando un pequeño rizado, debido a los valores no ideales de los parámetros de funcionamiento de IGBTs, polos y resistencias de línea, pero que puede ser despreciado.

- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los tiempos muertos sea nula.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 84.58. Con respecto al caso en que no se aplicó el control (sistema funcionado libremente), la mejora en rendimiento es de 0.34 %. El desequilibrio aplicado es relativamente pequeño, con lo que la mejora también es relativamente menor.

6.4.4. Sistema con un desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

➤ K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.8$. En las figuras 6-27 y 6-28, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “Ipa1”, “Ipa2”, “Ina1”, “Ina2” e “Ia”, la diferencia de tensiones ($Va1 - Va2$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1. La figura 6-27 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “Ia” es negativa. La figura 6-28 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “Ia” es positiva.

Como se observa, las magnitudes mostradas están relacionadas con la fase que se ha tomado de referencia (la fase “a”). En la parte inferior de cada figura se ha marcado, para cada una de las 3 “zonas de circulación”, los dispositivos que conducen en cada momento, con la intención de comparar los caminos de circulación que se han obtenido experimentalmente con los caminos obtenidos en el análisis teórico.

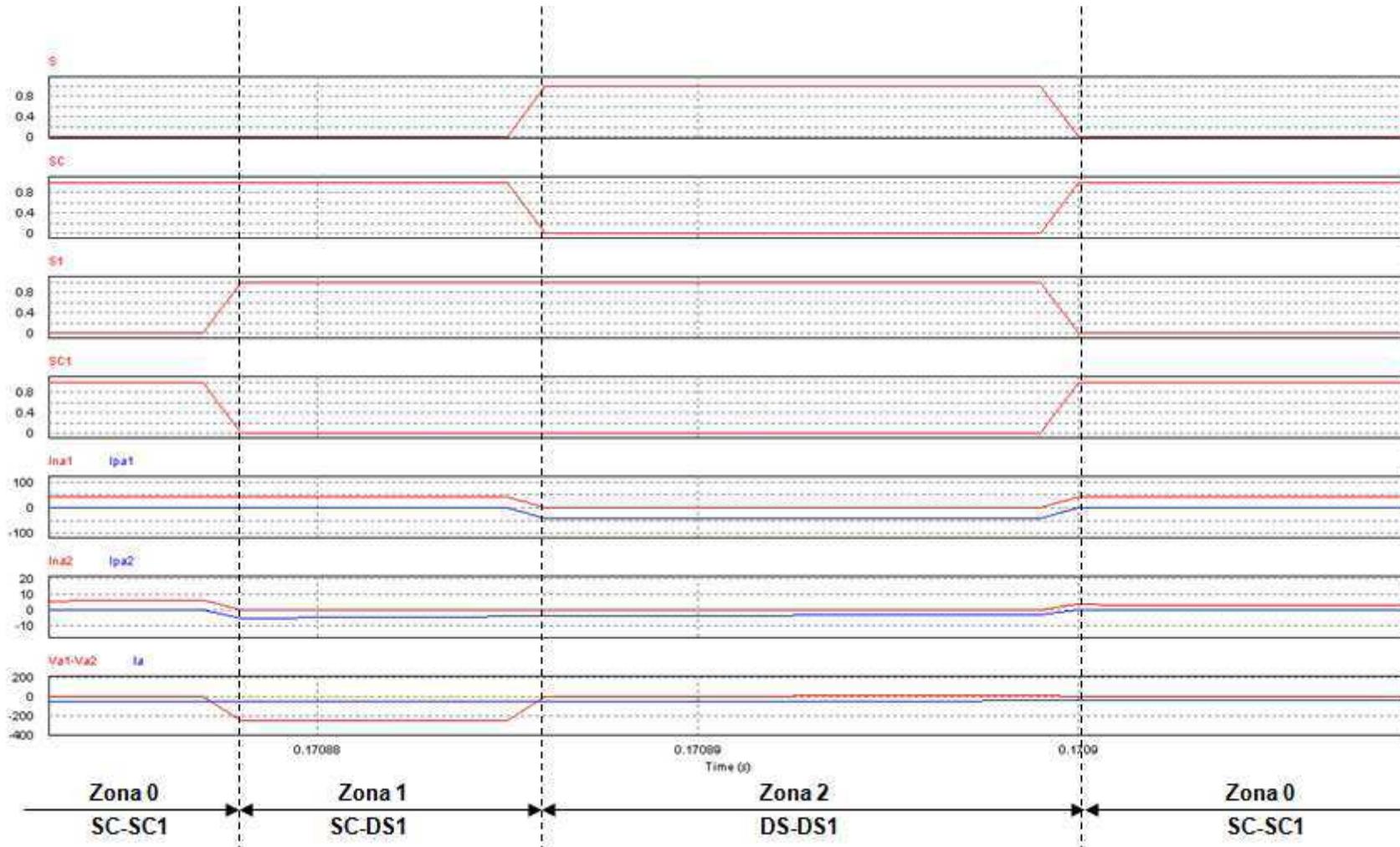


Figura 6-27. Tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para corriente de carga (I_a) negativa; $K1=0.5$, $K2=0.8$.

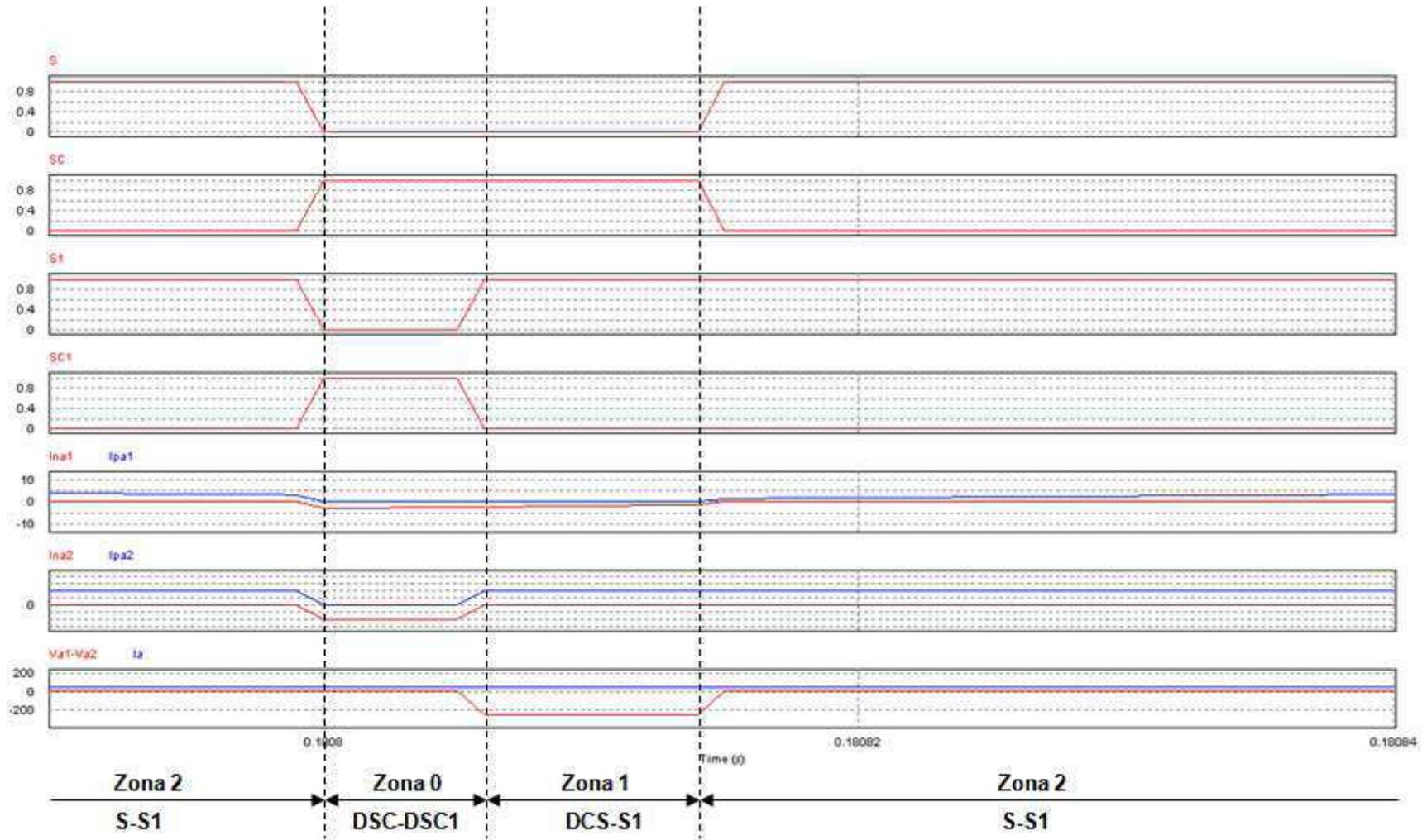
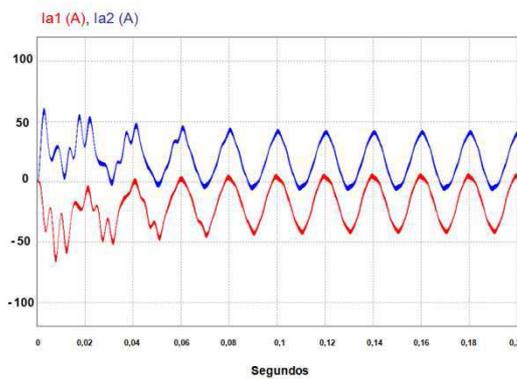


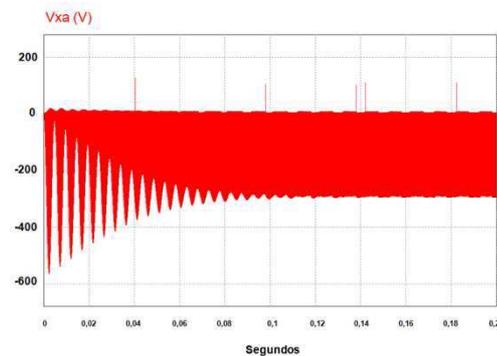
Figura 6-28. Tensión (V_{a1-Va2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $K1=0.5$, $K2=0.8$.

Por lo tanto, se verifica que el comportamiento en simulación experimental sigue las pautas que se definieron en el análisis teórico.

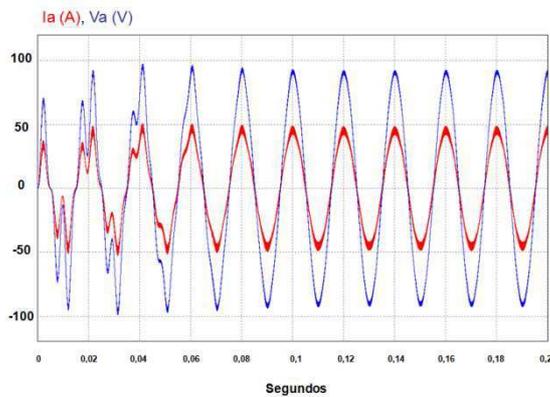
En la figura 6-29 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-29.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-29.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-29.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-29.d). Por otro lado, en la tabla 6-11 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-12 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



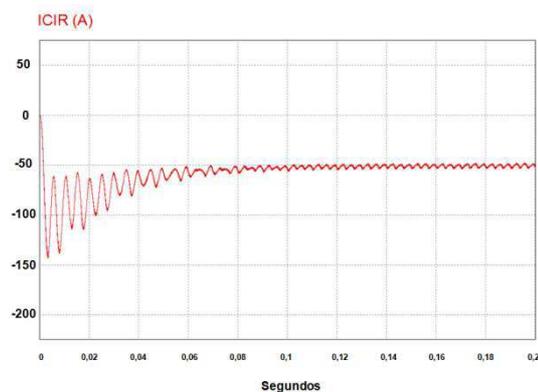
(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.



(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 6-29. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.8$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	-16.45	22.84	1.13	0.10	0.10	0.11	0.58
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	85.55	-122.62	-76.38	-175.65	78.94	-157.15
$ I_{a2} $ (A)	16.45	22.84	1.09	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.60
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	84.66	36.98	NA	≈ 0	NA	19.67
$ I_a $ (A)	0	45.69	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	85.21	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	-19.73	0.15	2.03	0.26	0.21	0.28	2.66
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	-171.30	-75.42	24.99	-119.61	120.99	-83.12

Tabla 6-11. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	8,470
Rendimiento (η) (%)	73.79

Tabla 6-12. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.08 segundos a partir del cual el sistema al completo se considera en estado estacionario.
- Se observa la forma de onda de la tensión “ V_{xa} ”, que coincide con el análisis teórico realizado, presentando una componente continua, tal y como se esperaba.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables, no presentando valores significativos a frecuencias múltiples en el fundamental. Sin embargo, las señales “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” presentan armónicos a frecuencia múltiple del fundamental, y un valor de componente continua (de valor absoluto 16.45 Amperios). Esta componente continua tiene diferente signo para las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”. Por otro lado, el desequilibrio no parece afectar a las componentes a frecuencia fundamental de las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, existiendo un reparto de carga equilibrado entre ellas. Estos resultados son conformes a la formulación teórica identificada en apartados anteriores.

- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de la diferencia de los parámetros de vector nulo de los dos inversores, formada por una componente continua y las componentes a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental. Por supuesto, el valor de la componente continua de “ICIR” es tres veces el valor de la componente continua de una fase, al ser el desequilibrio igual para las tres fases (el valor de la componente continua de ICIR es -49.35 Amperios), y presenta un rizado formado por la suma de las componentes de corriente armónicas a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental de las tres fases.
- El rendimiento del sistema es de 73.79 %.

➤ K1>K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$, y $K2 = 0.3$. En las figuras 6-30 y 6-31, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “Ipa1”, “Ipa2”, “Ina1”, “Ina2” e “Ia”, la diferencia de tensiones ($Va1-Va2$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1. La figura 6-30 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “Ia” es negativa. La figura 6-31 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “Ia” es positiva.

Como se observa, las magnitudes mostradas están relacionadas con la fase que se ha tomado de referencia (la fase “a”). De la misma forma que en caso anterior, en la parte inferior de cada figura se ha marcado, para cada una de las 3 “zonas de circulación”, los dispositivos que conducen en cada momento, con la intención de comparar los caminos de circulación que se han obtenido experimentalmente con los caminos obtenidos en el análisis teórico.

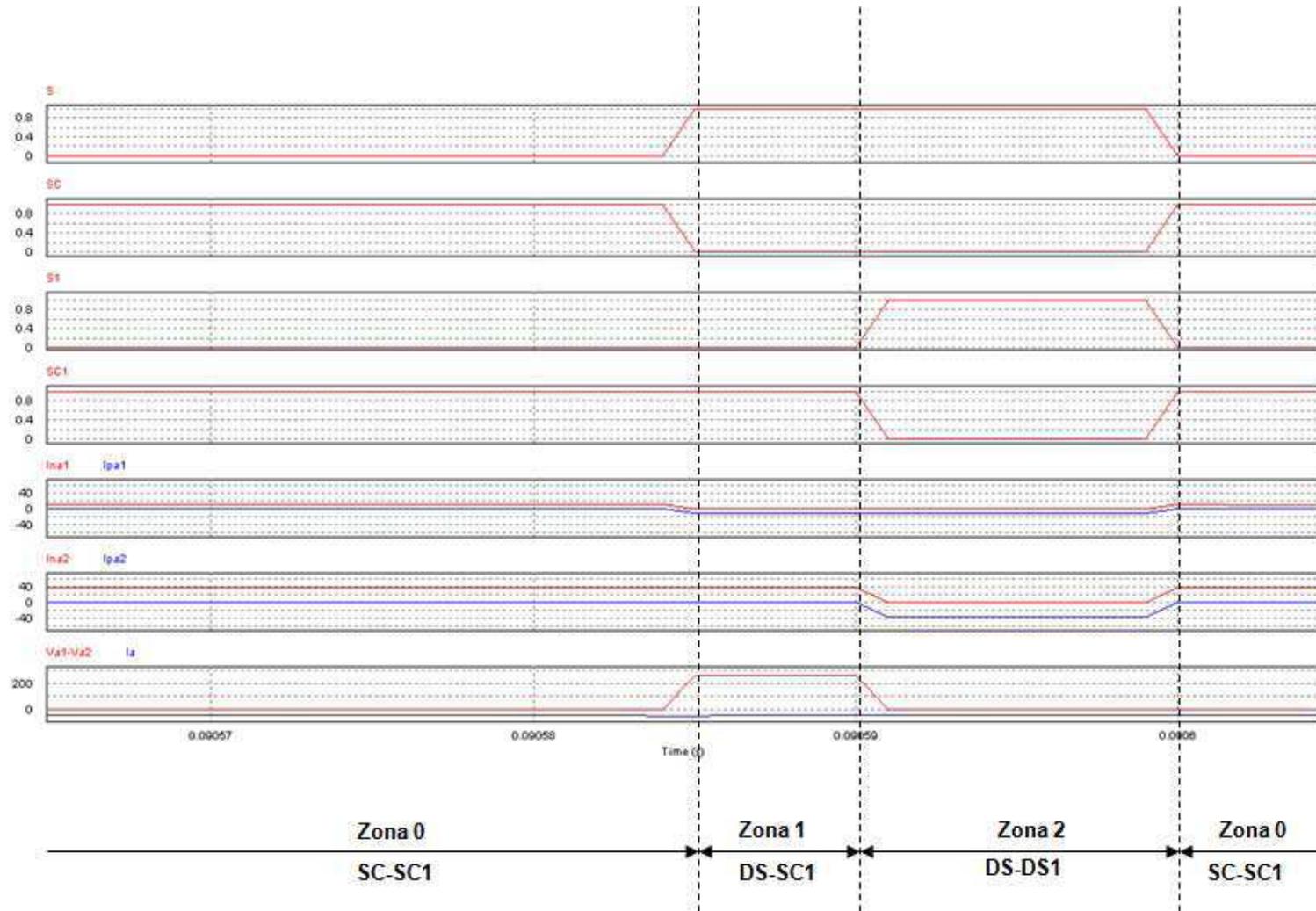


Figura 6-30. Tensión (V_{a1-Va2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $K_1=0.5$, $K_2=0.3$.

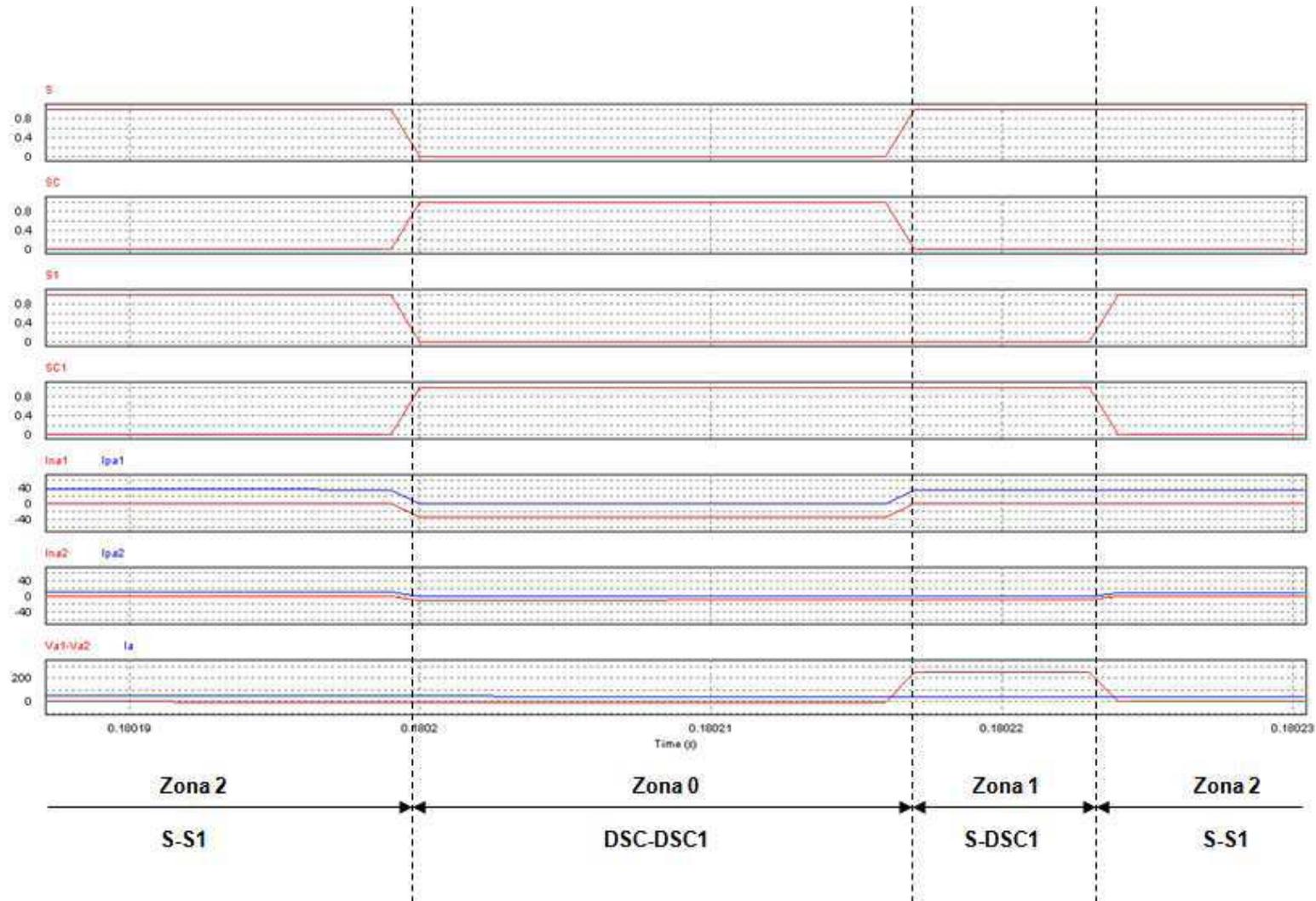


Figura 6-31. Tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para corriente de carga (I_a) positiva; $K_1=0.5$, $K_2=0.3$.

Por lo tanto, se verifica que el comportamiento en simulación experimental sigue las pautas que se definieron en el análisis teórico.

En la figura 6-32 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-32.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-32.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-32.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-32.d). Por otro lado, en la tabla 6-13 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-14 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

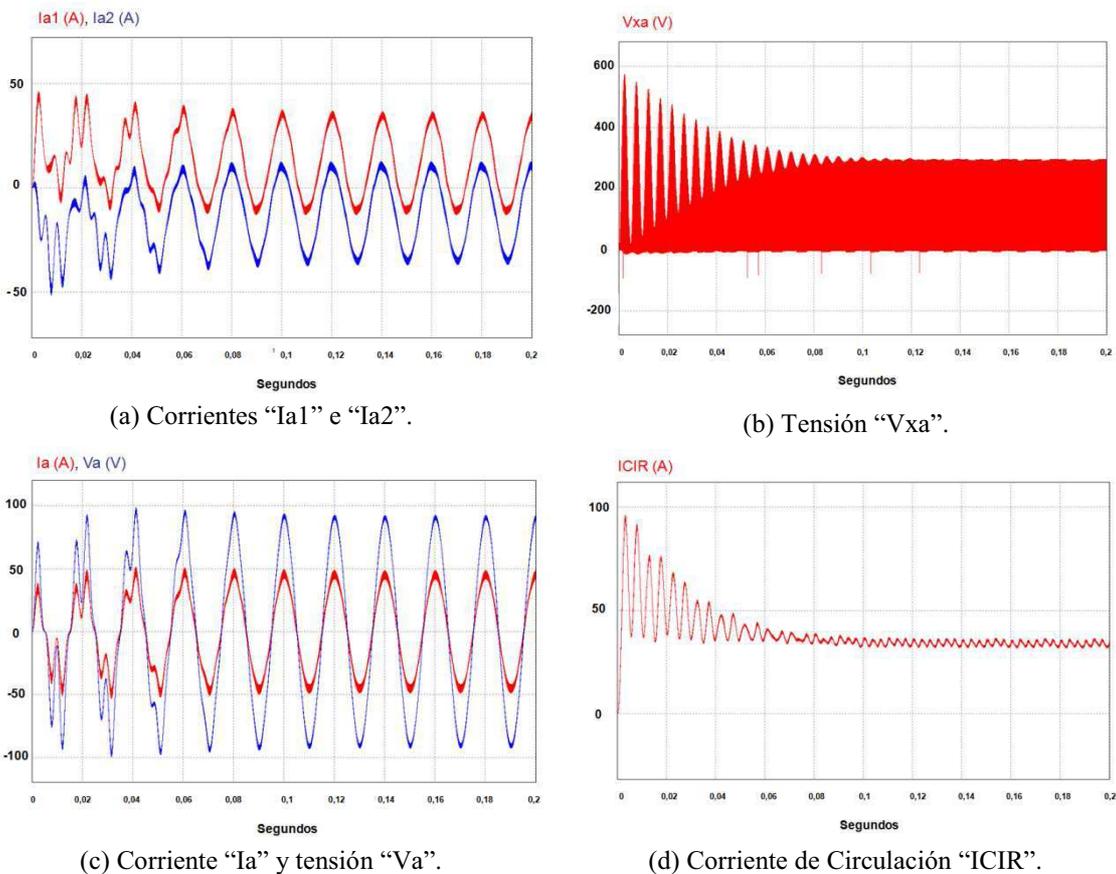


Figura 6-32. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$, $K2=0.3$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	11.08	22.84	0.91	≈ 0	0.28	0.11	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	89.55	48.87	NA	-155.06	68.64	NA
$ I_{a2} $ (A)	-11.09	22.86	0.79	≈ 0	0.29	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	89.01	-134.40	NA	26.97	NA	NA
$ I_a $ (A)	0	45.70	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	89.28	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	13.47	0.2	1.57	≈ 0	0.99	0.13	0.27
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	-118.07	90.60	78.15	-91.84	-168.75	110.35

Tabla 6-13. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,891
Rendimiento (η) (%)	79.20

Tabla 6-14. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.08 segundos a partir del cual el sistema al completo se considera en estado estacionario, de la misma forma que en el caso anterior, en el que $K1 < K2$.
- Se observa la forma de onda de la tensión “ V_{xa} ”, que coincide con el análisis teórico realizado, presentando una componente continua, tal y como se esperaba.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables, no presentando valores significativos a frecuencias múltiples en el fundamental. Sin embargo, las señales “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” presentan armónicos a frecuencia múltiple del fundamental, y un valor de componente continua (de valor absoluto 11.09 Amperios). Este valor de componente continua es menor que en el caso anterior, ya que el desequilibrio ($\Delta K = 0.2$) es menor. Esta componente continua tiene diferente signo para las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”. Por otro lado, el desequilibrio no parece afectar a las componentes a frecuencia fundamental de las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, existiendo un reparto de carga equilibrado entre

ellas. Estos resultados son conformes a la formulación teórica identificada en apartados anteriores.

- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de la diferencia de los parámetros de vector nulo de los dos inversores, formada por una componente continua y las componentes a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental. Por supuesto, el valor de la componente continua de “ICIR” es tres veces el valor de la componente continua de una fase, al ser el desequilibrio igual para las tres fases (el valor de la componente continua de ICIR es 33.24 Amperios), y presenta un rizado formado por la suma de las componentes de corriente armónicas a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental de las tres fases.
- El rendimiento del sistema es de 79.20%, mayor que en el caso anterior, con $K_1 < K_2$, debido a que el desequilibrio es menor (en este caso, el valor de $|\Delta K|$ es 0.2; en el caso anterior, en el que $K_1 < K_2$, el valor de $|\Delta K|$ era 0.3).

6.4.5. Sistema con desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ $K_1 < K_2$. Representación de magnitudes y conclusiones.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el caso en que $K_1 = 0.5$ y $K_2 = 0.8$, al aplicar el control propuesto, en el que el objetivo es corregir el valor del parámetros de vector nulo del inversor conectado en modo “esclavo” (en nuestro caso el inversor 2) mediante el control de la diferencia de tiempos muertos.

En las figuras 6-33 y 6-34, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “ I_{pa1} ”, “ I_{pa2} ”, “ I_{na1} ”, “ I_{na2} ” e “ I_a ”, la diferencia de tensiones ($V_{a1} - V_{a2}$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1, una vez aplicado el control propuesto. La figura 6-33 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es negativa. La figura 6-34 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es positiva. Como puede observarse, la tensión “ V_{xa} ” es nula en ambas gráficas, por lo que se consigue la corrección deseada, no

existiendo ya por lo tanto ninguna de las 3 “zonas de circulación”, al coincidir exactamente las señales homólogas de activación/desactivación de los polos de los dos inversores.

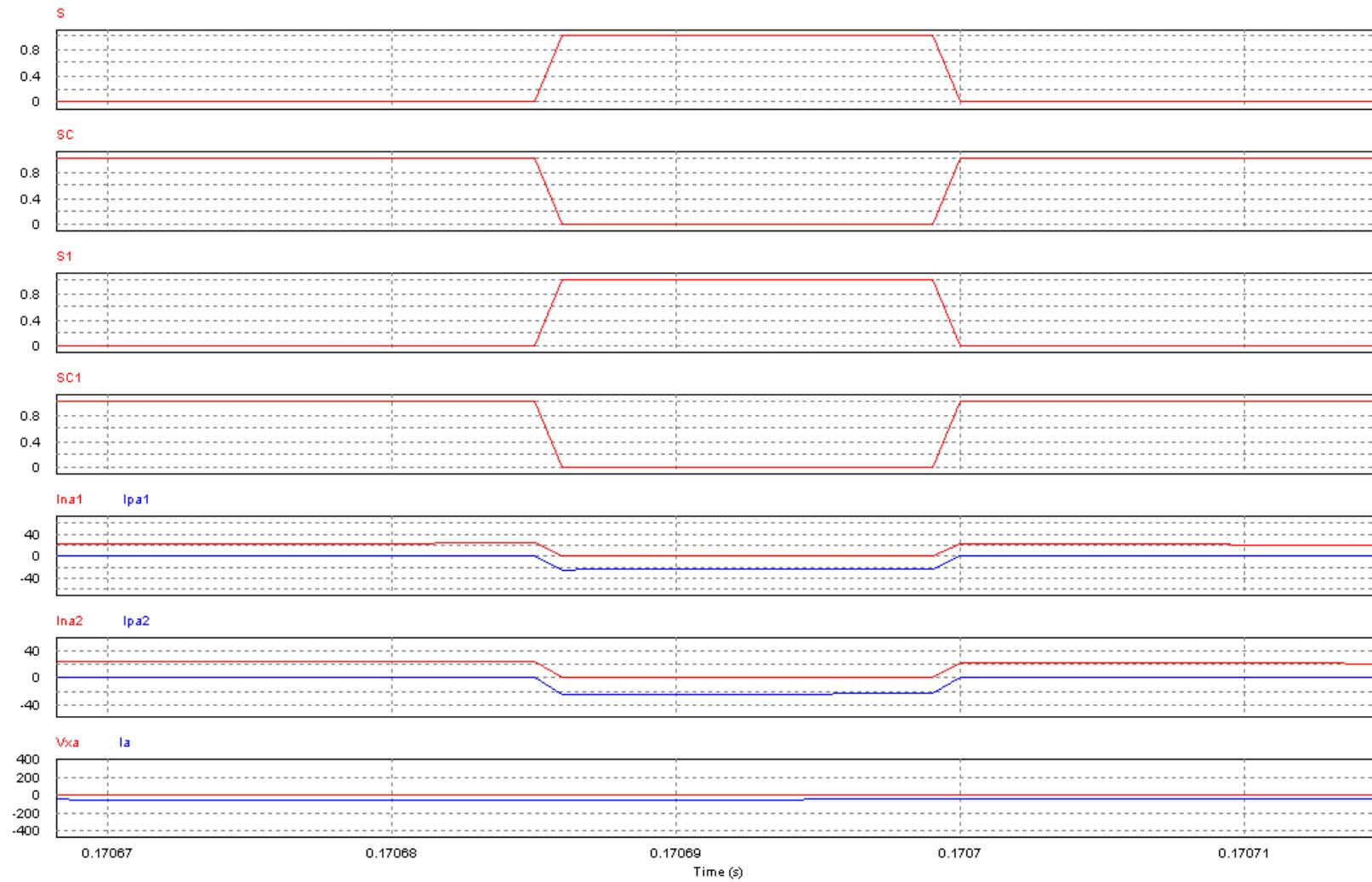


Figura 6-33. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $K_1=0.5$, $K_2=0.8$; con el control propuesto.

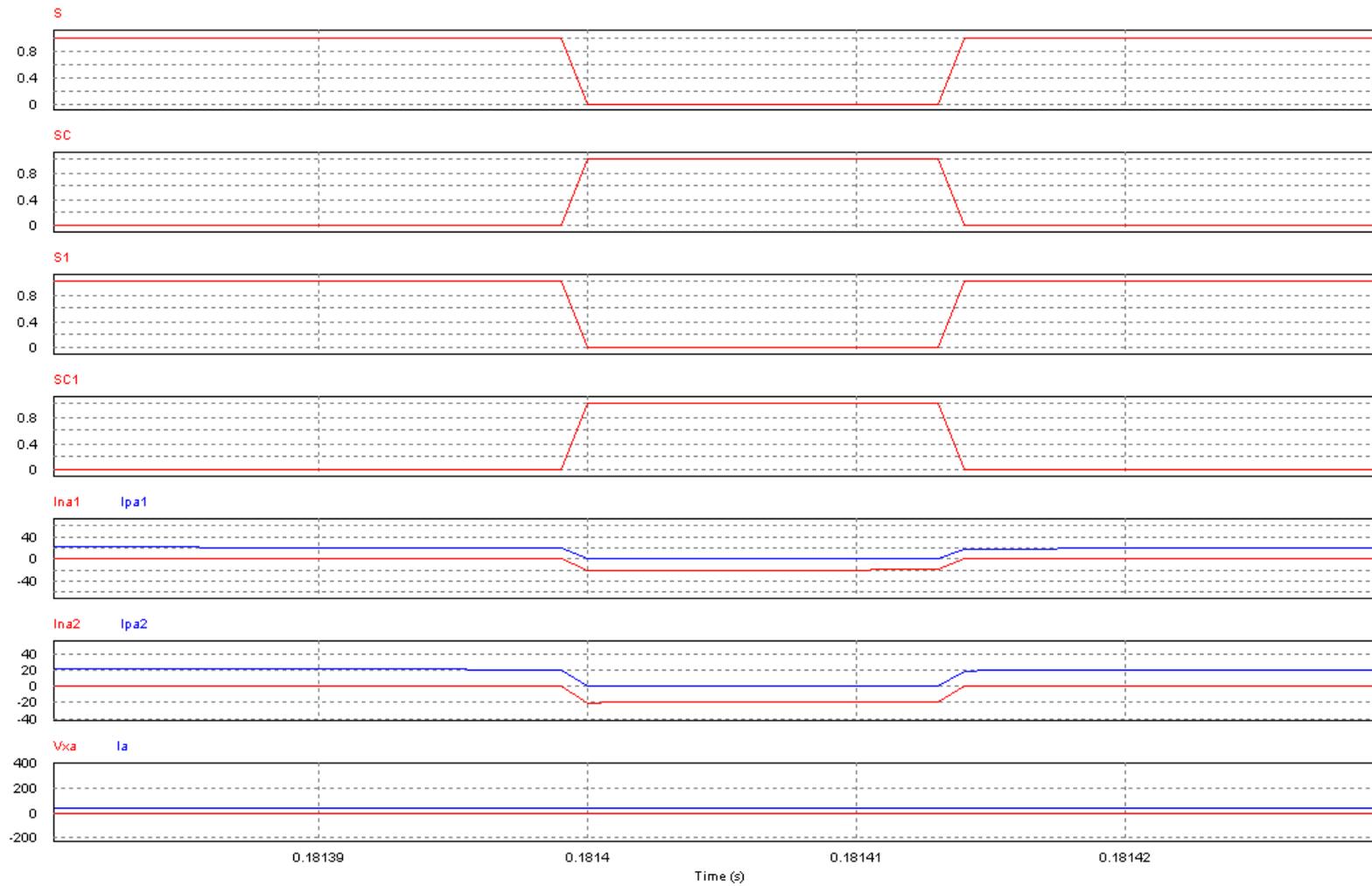


Figura 6-34. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $K_1=0.5$, $K_2=0.8$; con el control propuesto.

En la figura 6-35 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-35.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-35.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-35.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-35.d). Por otro lado, en la tabla 6-15 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-16 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

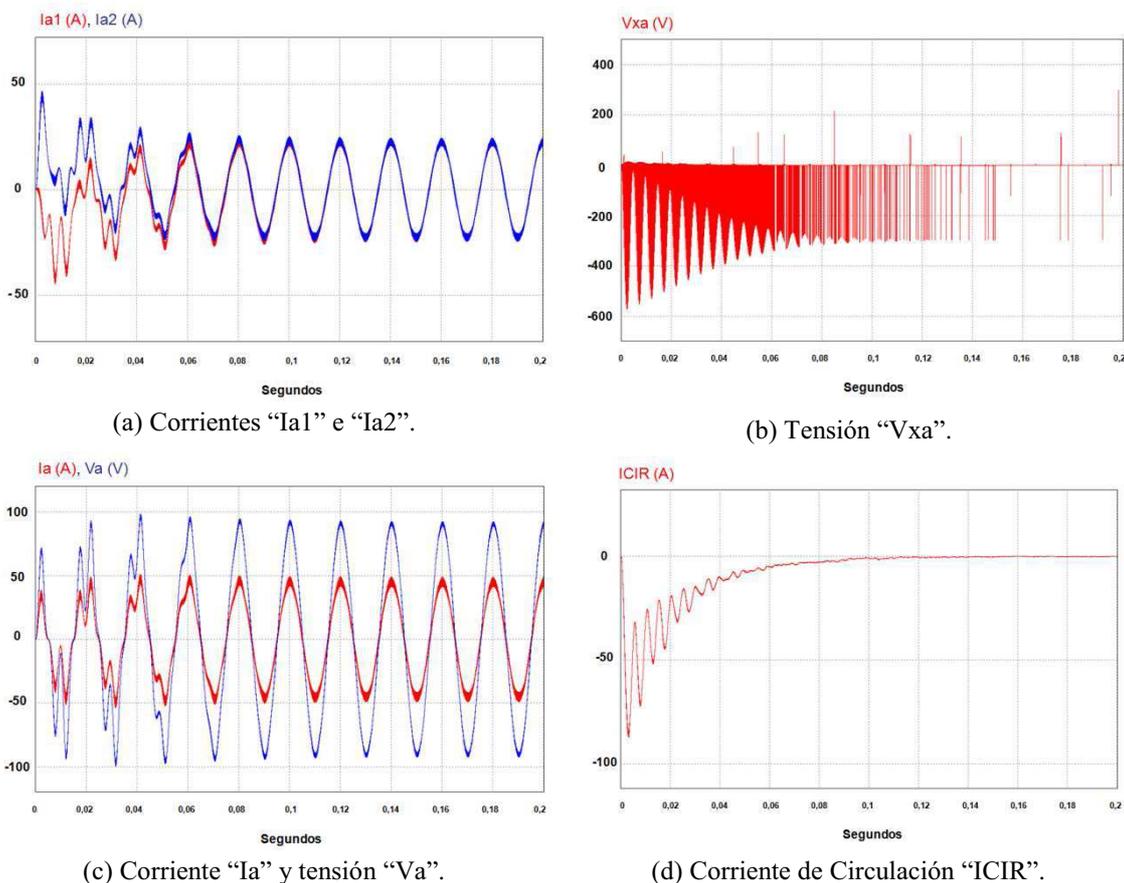


Figura 6-35. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.8$; con el control propuesto

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	22.85	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.107	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	84.05	NA	NA	NA	-116.92	NA
$ I_{a2} $ (A)	0	22.86	≈ 0				
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	83.91	NA	NA	NA	NA	NA
$ I_a $ (A)	0	45.69	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.20	≈ 0
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	83.95	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-15. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,388
Rendimiento (η) (%)	84.59

Tabla 6-16. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.14 segundos.
- Se observa que la tensión “ V_{xa} ” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión V_{xa} es la causante de la corriente de circulación, al ser V_{xa} nulo, se espera que la corriente de circulación sea nula, desapareciendo la componente continua, que en general es la causa principal de la disminución del rendimiento.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables. De la misma forma, se han igualado para las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, y se ha conseguido reducir las componentes armónicas múltiples del fundamental, y sobre todo las componentes continuas.
- Consecuentemente, la corriente de circulación presenta valores próximos a cero, quedando un pequeño rizado, debido a los valores no ideales de los

parámetros de funcionamiento de IGBTs, polos y resistencias de línea, pero que puede ser despreciado.

- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los parámetros de vector nulo sea nula.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 84.59. Con respecto al caso en que no se aplicó el control (sistema funcionado libremente), la mejora en rendimiento es de 10.80 %. Este aumento del rendimiento es debido en gran parte en la desaparición de la componente continua de la corriente de circulación.

➤ K1>K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el caso en que $K1=0.5$, y $K2=0.3$, al aplicar el control propuesto, en el que el objetivo es corregir el valor del parámetros de vector nulo del inversor conectado en modo “esclavo”(en nuestro caso el inversor 2) mediante el control de la diferencia de tiempos muertos.

En las figuras 6-36 y 6-37, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “ I_{pa1} ”, “ I_{pa2} ”, “ I_{na1} ”, “ I_{na2} ” e “ I_a ”, la diferencia de tensiones ($V_{a1}-V_{a2}$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1, una vez aplicado el control propuesto. La figura 6-36 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es negativa. La figura 6-37 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es positiva. De la misma forma que en el caso anterior, y como puede observarse, la tensión “ V_{xa} ” es nula en ambas gráficas, por lo que se consigue la corrección deseada, no existiendo ya por lo tanto ninguna de las 3 “zonas de circulación”, al coincidir exactamente las señales homólogas de activación/desactivación de los polos de los dos inversores.

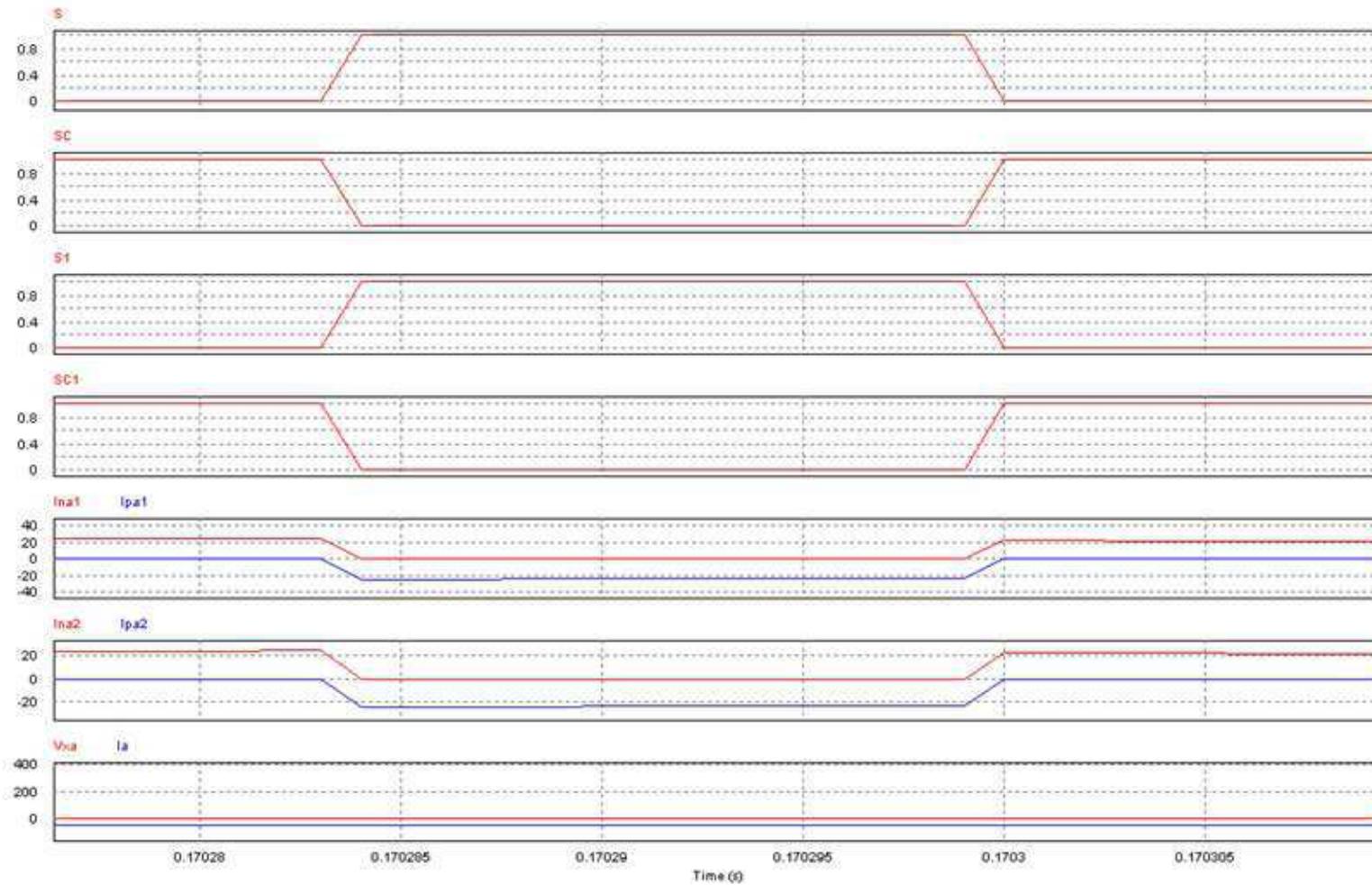


Figura 6-36. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $K_1=0.5$, $K_2=0.3$; con el control propuesto.

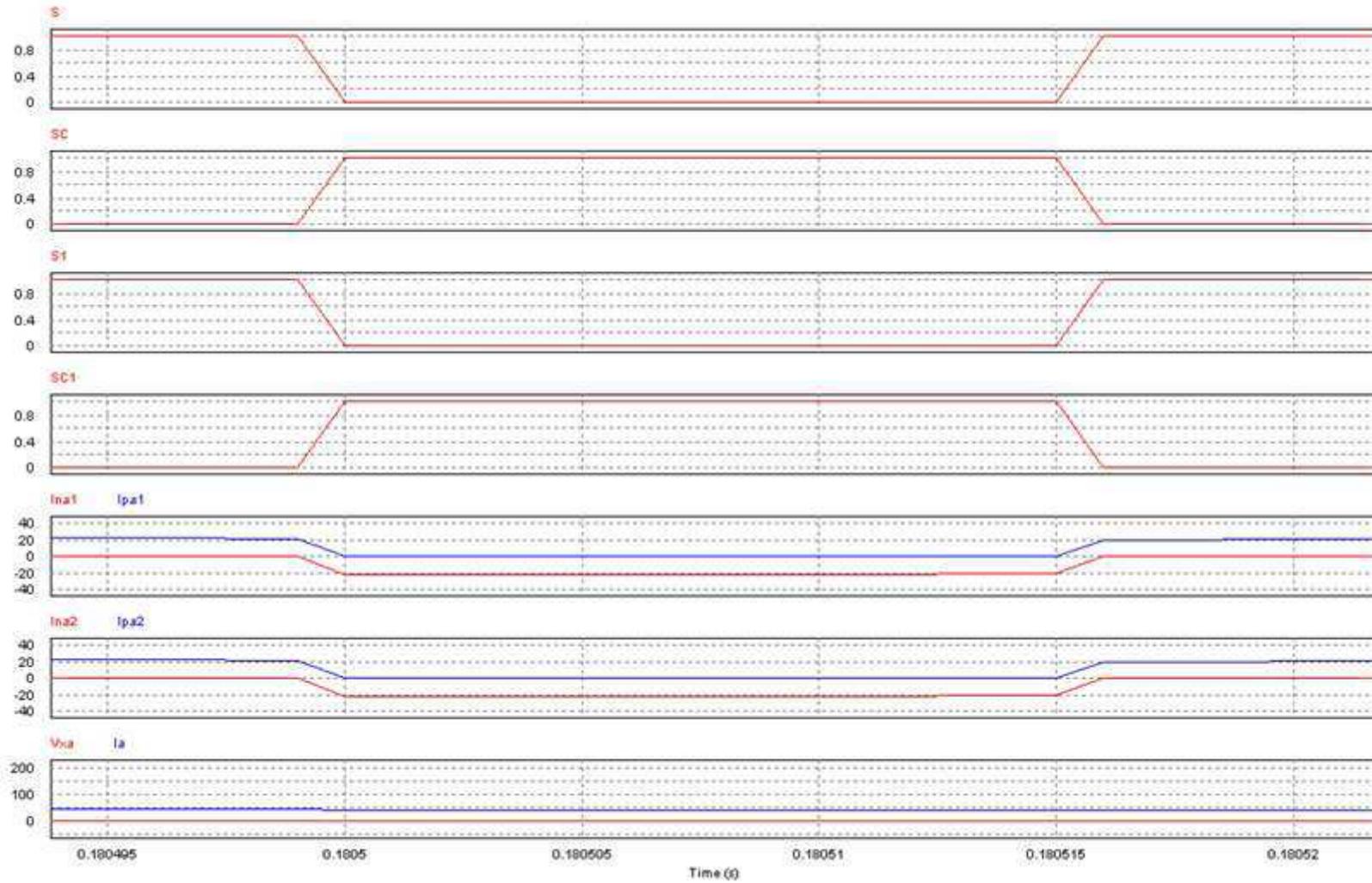
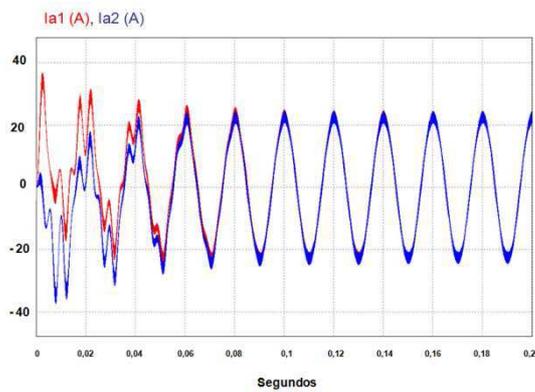
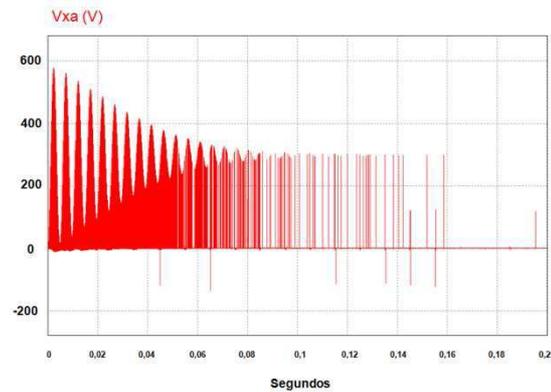


Figura 6-37. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $K_1=0.5$, $K_2=0.3$, con el control propuesto.

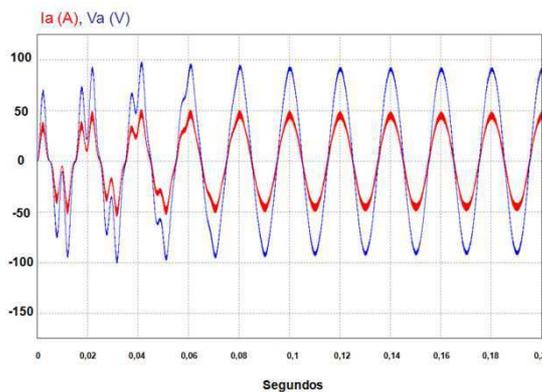
En la figura 6-38 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-38.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-38.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-38.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-38.d). Por otro lado, en la tabla 6-17 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-18 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



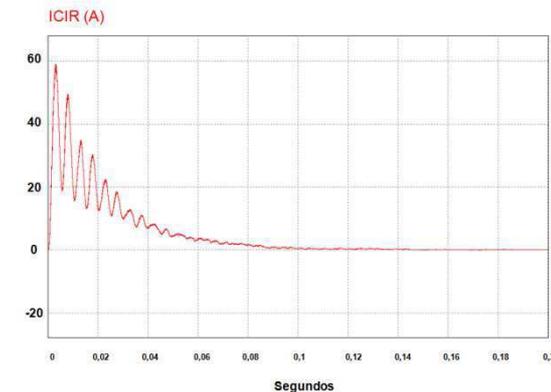
(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.



(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 6-38. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.3$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	22.85	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.107	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	86.02	NA	NA	NA	-113.61	NA
$ I_{a2} $ (A)	0	25.85	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.11	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	86.02	NA	NA	NA	70.9	NA
$ I_a $ (A)	0	45.7	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	86.02	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-17. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,384
Rendimiento (η) (%)	84.64

Tabla 6-18. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.12 segundos.
- Se observa que la tensión “ V_{xa} ” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión V_{xa} es la causante de la corriente de circulación, al ser V_{xa} nulo, se espera que la corriente de circulación sea nula, desapareciendo la componente continua, que en general es la causa principal de la disminución del rendimiento.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables. De la misma forma, se han igualado las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, reduciéndose de forma palpable las componentes armónicas múltiples del fundamental, y sobre todo las componentes continuas.
- Consecuentemente, la corriente de circulación presenta valores próximos a cero, quedando un pequeño rizado, debido a los valores no ideales de los

parámetros de funcionamiento de IGBTs, polos y resistencias de línea, pero que puede ser despreciado.

- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los parámetros de vector nulo sea nula.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 84.64. Con respecto al caso en que no se aplicó el control (sistema funcionado libremente), la mejora en rendimiento es de 5.44 %. Este aumento del rendimiento es debido en gran parte en la desaparición de la componente continua de la corriente de circulación. Por supuesto, la ganancia en rendimiento es menor que el caso en que $K1 < K2$, puesto que en el caso que nos ocupa, $|\Delta K| = 0.2$, y en el caso anterior, se tenía que $|\Delta K| = 0.3$ (al ser el desequilibrio menor, el aumento del rendimiento cuando se aplica el control y la corrección propuesta es menor).

6.4.6. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores. Funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

En este caso, y dado que, dependiendo de los valores de $Td1$, $Td2$, $K1$ y $K2$ existen diez posibilidades físicamente posibles, se van a mostrar las simulaciones de dos casos específicos.

➤ $Td1 < Td2$ y $K1 > K2$. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2$ μ segundos, $Td2 = 6$ μ segundos, $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.3$. Este ejemplo corresponde al caso definido en el apartado 4.4.1.2, dentro del apartado “4.4. Análisis de los desequilibrios provocados por el efecto simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico”, correspondiente al análisis teórico de la presente Tesis Doctoral. En las figuras 6-39 y 6-40, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “ I_{pa1} ”, “ I_{pa2} ”, “ I_{na1} ”, “ I_{na2} ” e

“ I_a ”, la diferencia de tensiones ($V_{a1}-V_{a2}$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1. La figura 6-39 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es negativa. La figura 6-40 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es positiva.

Como se observa, las magnitudes mostradas están relacionadas con la fase que se ha tomado de referencia (la fase “a”). En la parte inferior de cada figura se ha marcado, para cada una de las 7 “zonas de circulación”, los dispositivos que conducen en cada momento, con la intención de comparar los caminos de circulación que se han obtenido experimentalmente con los caminos obtenidos en el análisis teórico.

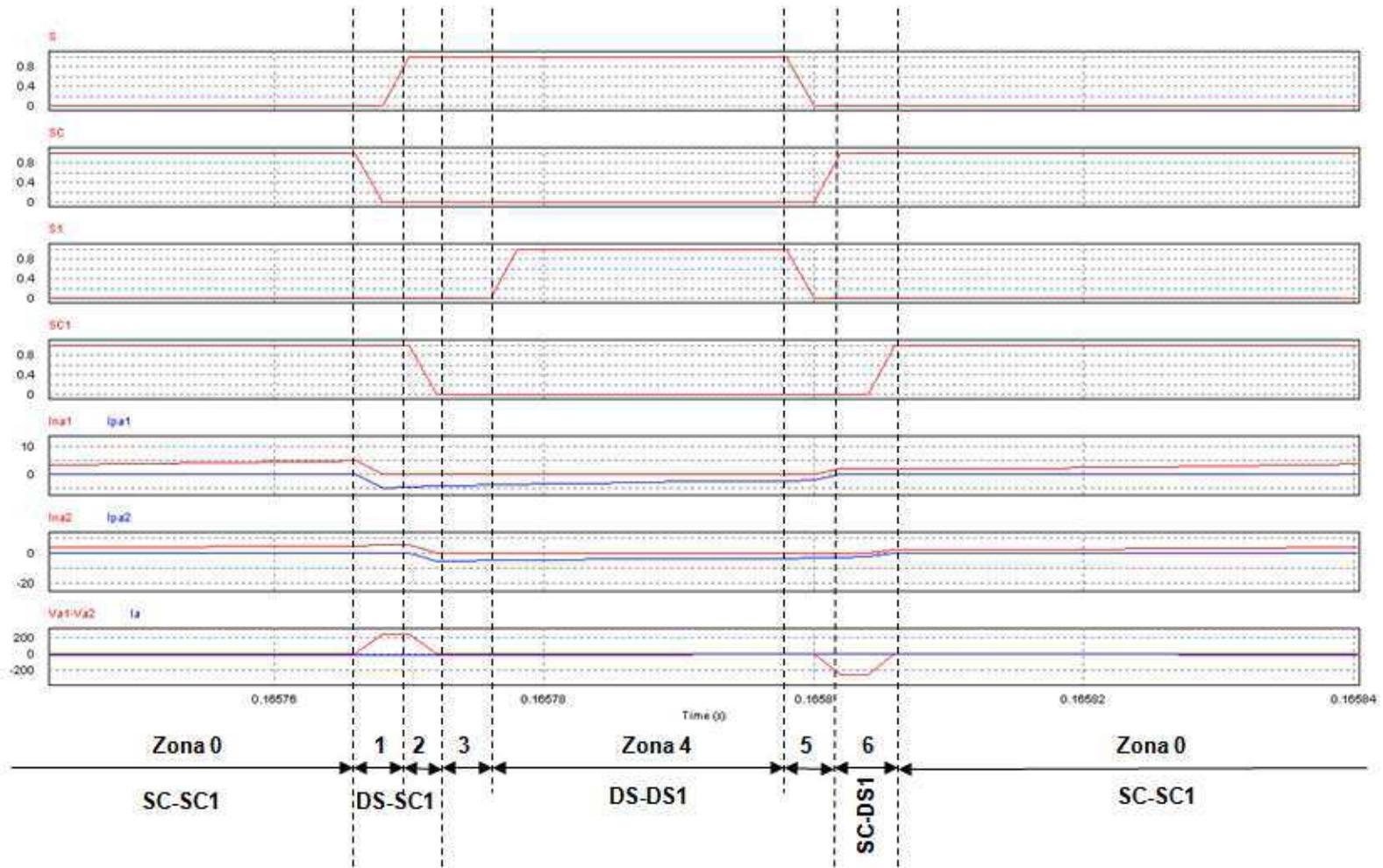


Figura 6-39. Tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=2 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg}$, $K_1=0.5$, $K_2=0.3$.

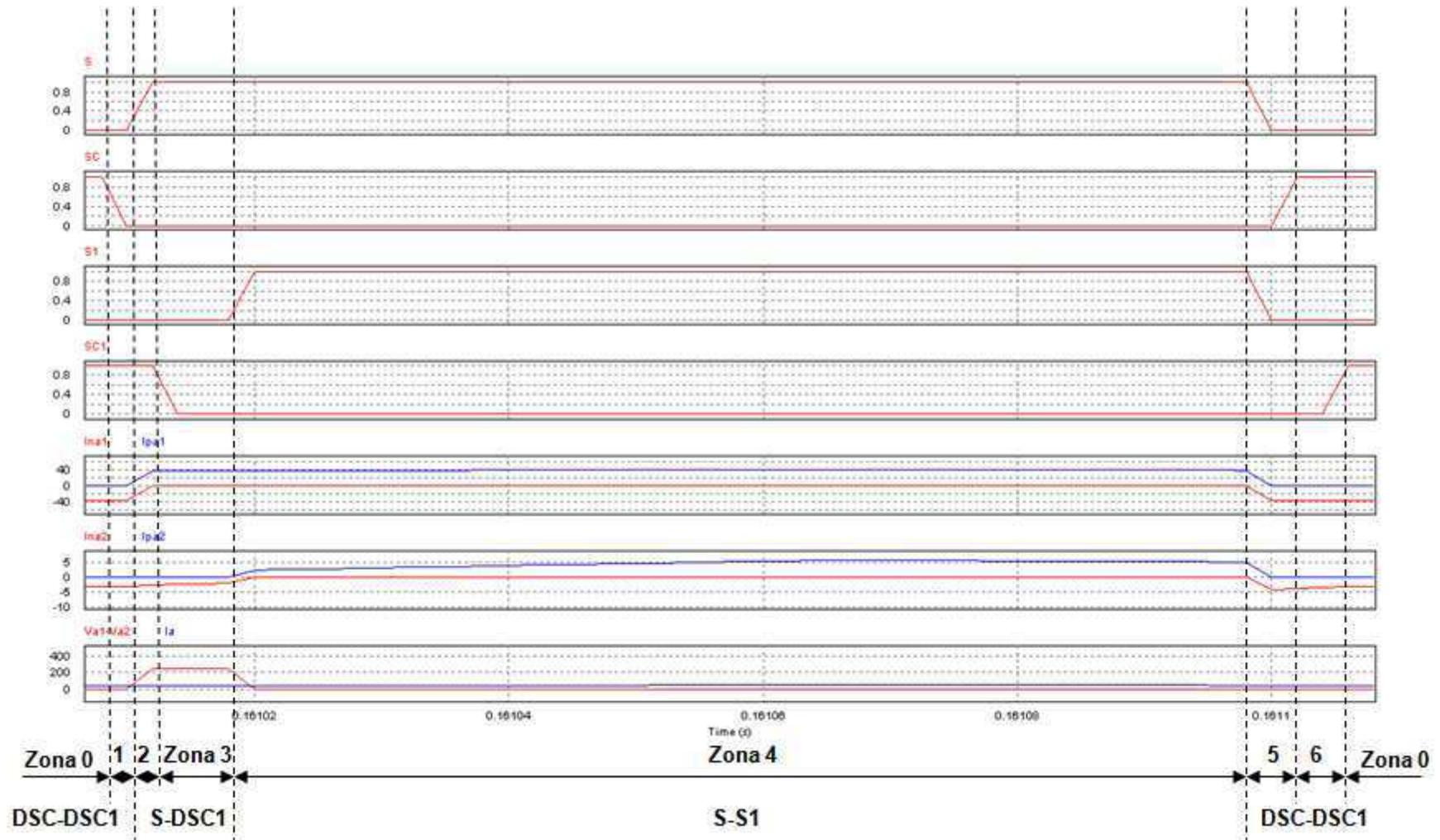
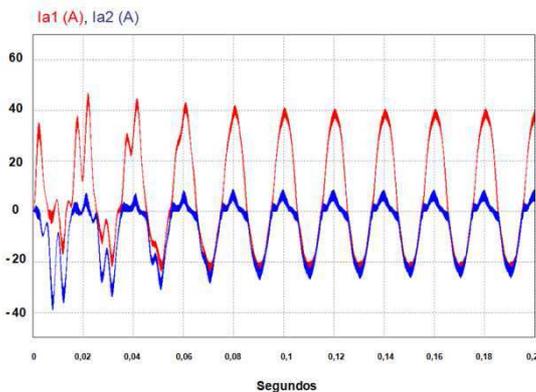


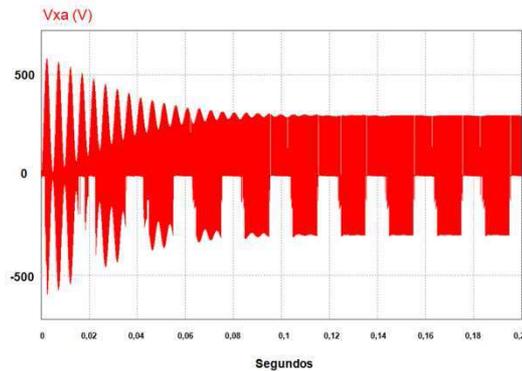
Figura 6-40. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=2 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg}$, $K_1=0.5$, $K_2=0.3$.

Por lo tanto, se verifica que el comportamiento en simulación experimental sigue las pautas que se definieron en el análisis teórico.

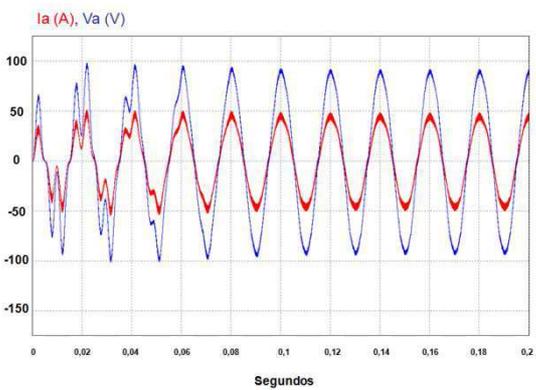
En la figura 6-41 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-41.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-41.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-41.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-41.d). Por otro lado, en la tabla 6-19 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-20 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



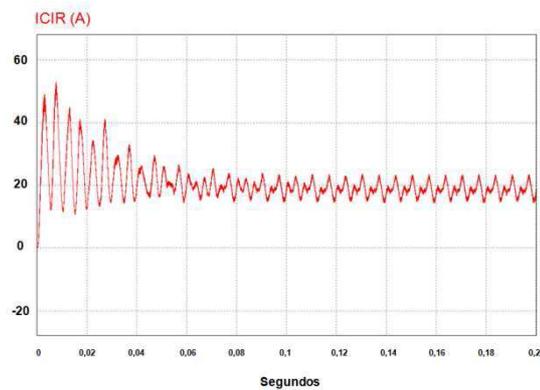
(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.



(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 6-41. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1=2 \mu\text{seg}$, $Td2=6 \mu\text{seg}$, $K1=0.5$, $K2=0.3$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	5.87	31.01	2.75	0.67	1.10	0.44	0.23
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	74.9	53.18	-89.75	-123.97	-129.53	40.34
$ I_{a2} $ (A)	-5.87	14.70	3.46	0.65	1.30	0.17	0.22
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	74.90	-100.94	95.09	80.18	-137.50	29.25
$ I_a $ (A)	0	45.7	0.96	≈ 0	0.61	0.6	0.45
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	74.90	-73.43	NA	137.24	-132.67	42.64
$ V_{xa} $ (V)	6.88	11.29	6.0	1.30	3.62	0.83	0.185
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	100.40	111.58	-20.57	-42.45	-54.17	160.3

Tabla 6-19. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,695
Rendimiento (η) (%)	81.22

Tabla 6-20. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio experimental realizado, se obtienen las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- Se observa la forma de onda de la tensión “ V_{xa} ”, que coincide con el análisis teórico realizado.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables. Sin embargo, las señales “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” presentan deformación en el paso por cero (debido a la inserción del tiempo muerto), además de presentar valores diferentes en el armónico fundamental, lo que supone un reparto de carga desigual entre las fases homólogas de los inversores. También presentan componentes a frecuencia múltiple al fundamental, y componente continua en las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de los dos desequilibrios aplicados de forma simultánea, formada por componente continua y por los componentes armónicos múltiples del fundamental. El valor de la

componente continua de la corriente de circulación es la suma de las componentes continuas de las tres fases de uno de los inversores (cada fase presenta una componente continua de 5.87 A, la corriente de circulación presenta una componente continua de 17.61 A);

- El rendimiento del sistema es de 81.22 %.

➤ Td1>Td2 y K1<K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$, $K1=0.5$ y $K2=0.8$. Este ejemplo corresponde al apartado 4.4.2.1, dentro del apartado “4.4. Análisis de los desequilibrios provocados por el efecto simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico”, correspondiente al análisis teórico de la presente Tesis Doctoral. En las figuras 6-42 y 6-43, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “Ipa1”, “Ipa2”, “Ia1”, “Ia2” e “Ia”, la diferencia de tensiones ($Va1-Va2$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1. La figura 6-42 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “Ia” es negativa. La figura 6-43 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “Ia” es positiva.

Como se observa, las magnitudes mostradas están relacionadas con la fase que se ha tomado de referencia (la fase “a”). En la parte inferior de cada figura se ha marcado, para cada una de las 7 “zonas de circulación”, los dispositivos que conducen en cada momento, con la intención de comparar los caminos de circulación que se han obtenido experimentalmente con los caminos obtenidos en el análisis teórico.

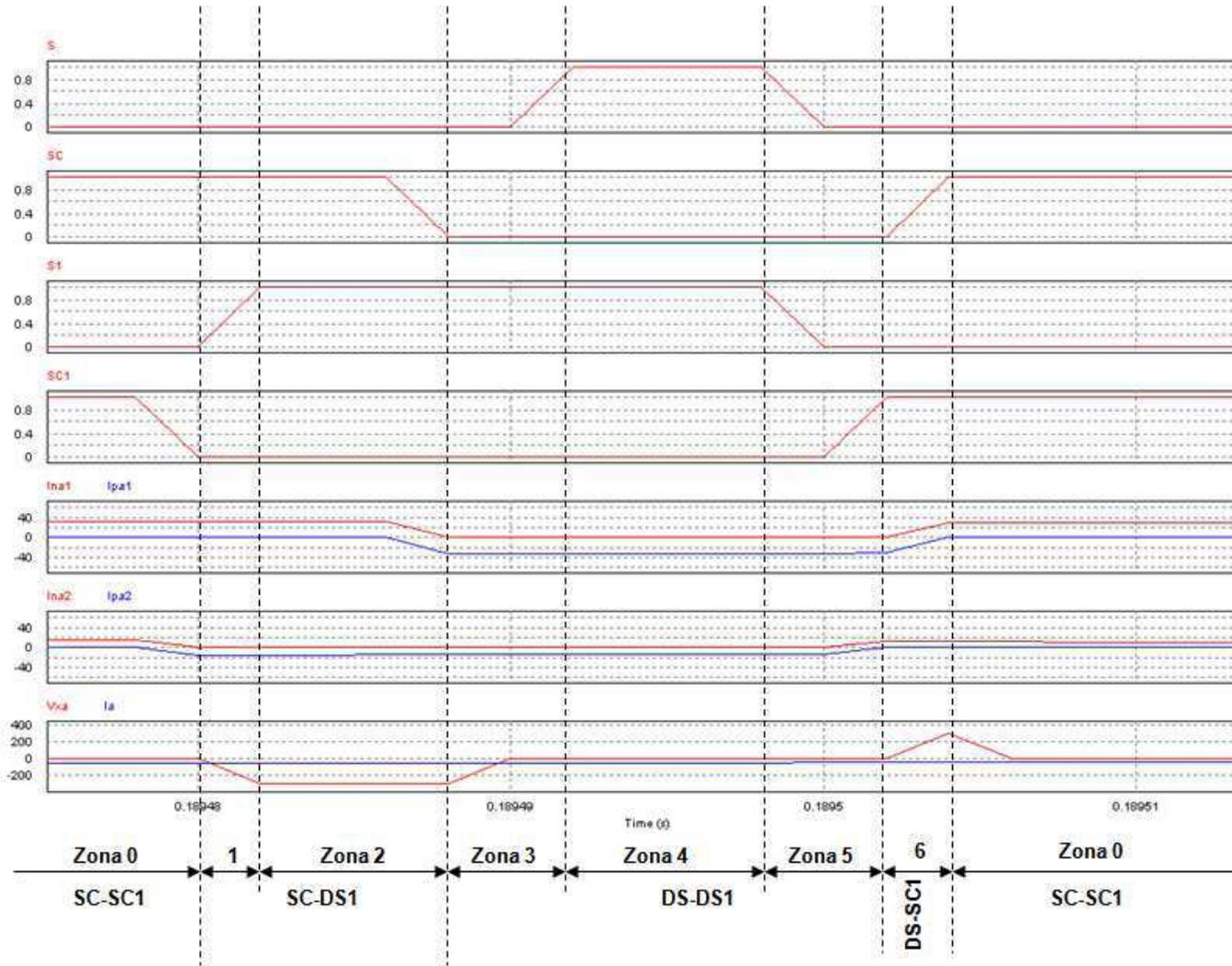


Figura 6-42. Tensión (Va1-Va2) para corriente de carga (Ia) negativa; $T_{d1}=4 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=2 \mu\text{seg}$, $K_1=0.5$, $K_2=0.8$.

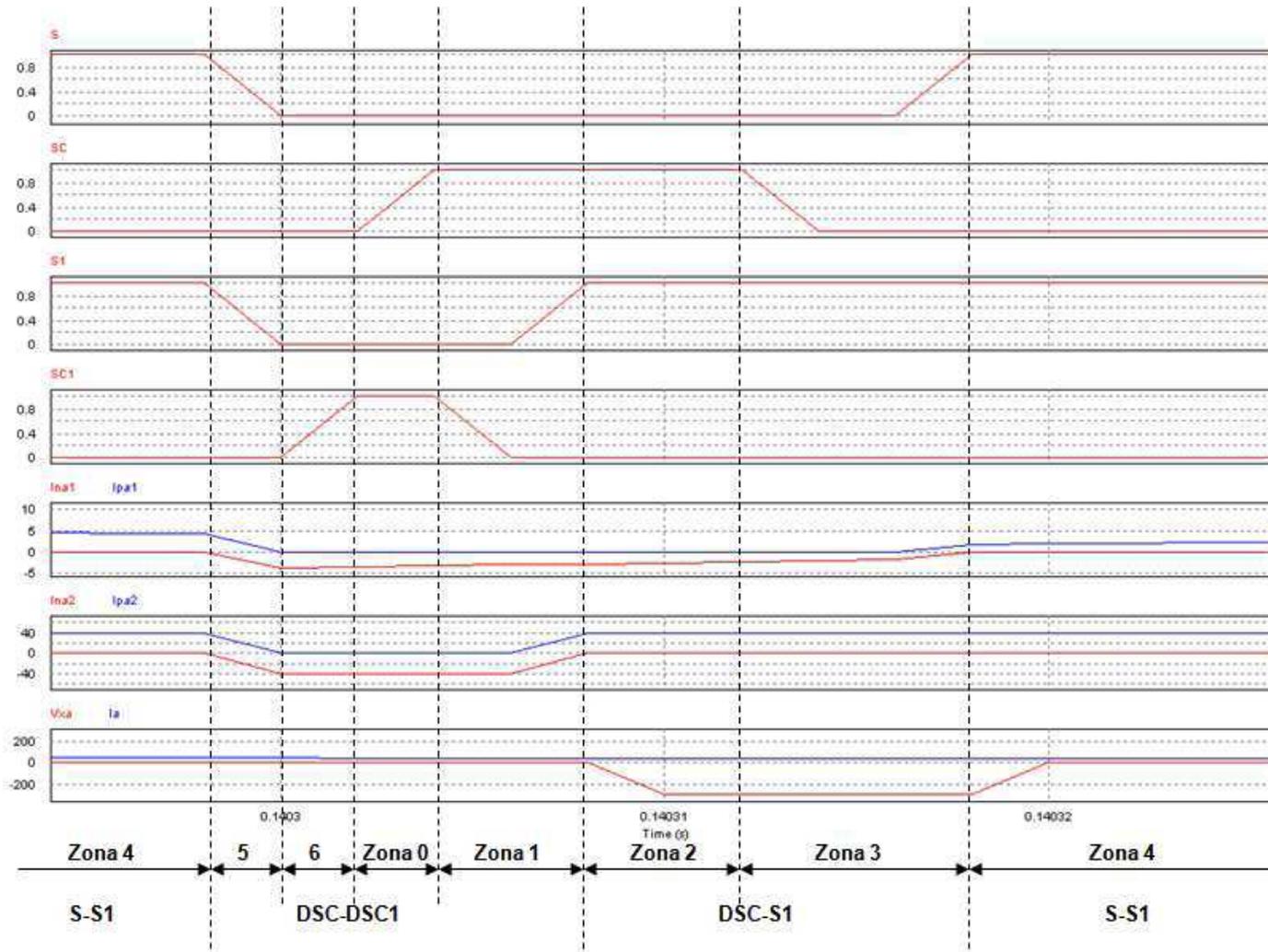


Figura 6-43. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=4 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=2 \mu\text{seg}$, $K_1=0.5$, $K_2=0.8$.

Por lo tanto, se verifica que el comportamiento en simulación experimental sigue las pautas que se definieron en el análisis teórico.

En la figura 6-44 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-44.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-44.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-44.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-44.d). Por otro lado, en la tabla 6-21 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-22 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

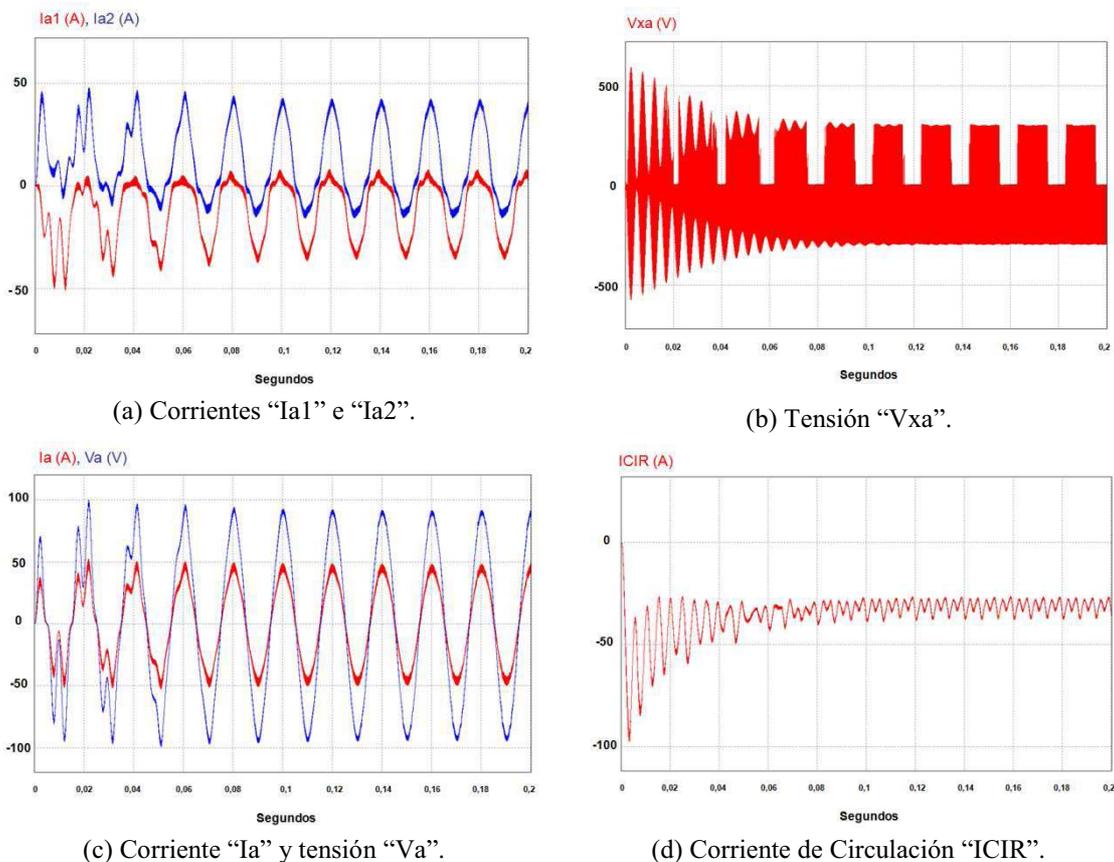


Figura 6-44. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1=4 \mu\text{seg}$, $Td2=2 \mu\text{seg}$, $K1=0.5$, $K2=0.8$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	-10.12	19.24	4.58	0.57	1.35	0.5	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	84.54	-113.65	-133.61	73.09	101.44	NA
$ I_{a2} $ (A)	10.12	26.36	4.047	0.57	1.40	0.29	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	83.61	53.47	43.46	-116.97	-116.14	NA
$ I_a $ (A)	0	45.70	0.76	≈ 0	≈ 0	0.35	≈ 0
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	83.98	-73.43	NA	NA	137.77	NA
$ V_{xa} $ (V)	-12.16	4.83	8.07	1.52	4.12	1.39	0.66
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	-68.43	-61.91	-67.33	128.65	157.52	70.00

Tabla 6-21. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,865
Rendimiento (η) (%)	79.46

Tabla 6-22. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio experimental realizado, se obtienen las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.16 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- Se observa la forma de onda de la tensión “ V_{xa} ”, que coincide con el análisis teórico realizado.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables, no presentando valores significativos a frecuencias múltiples en el fundamental. Sin embargo, las señales “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” presentan deformación en el paso por cero (debido a la inserción del tiempo muerto), además de presentar valores diferentes en el armónico fundamental, lo que supone un reparto de carga desigual entre las fases homólogas de los inversores. También presentan componentes a frecuencia múltiple al fundamental, y componente continua en las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de los dos desequilibrios aplicados de forma simultánea, formada por componente continua

y por los componentes armónicos múltiples del fundamental. El valor de la componente continua de la corriente de circulación es la suma de las componentes continuas de las tres fases de uno de los inversores (cada fase presenta una componente continua de 10.12 A, la corriente de circulación presenta una componente continua de -30.36 A).

- El rendimiento del sistema es de 79.46 %. Este valor es inferior al caso en que $T_{d1} < T_{d2}$ y $K_1 > K_2$, ya que existe un mayor desequilibrio en la diferencia de los parámetros de vector nulo, desequilibrio que provoca la aparición de componente continua en la corriente de circulación cuyo valor es relativamente elevado.

6.4.7. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores. Aplicación del control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto y del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ $T_{d1} < T_{d2}$ y $K_1 > K_2$. Representación de magnitudes y conclusiones.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el caso en que $T_{d1} = 2$ μ segundos, $T_{d2} = 6$ μ segundos, $K_1 = 0.5$ y $K_2 = 0.3$, al aplicar el control propuesto, en el que el objetivo es corregir de forma simultánea el tiempo muerto y el valor del parámetro de vector nulo del inversor conectado en modo “esclavo” (en nuestro caso el inversor 2) mediante el control simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y el valor de los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

El sistema está preparado para que en primer lugar actúe el controlador y la unidad correctora relacionados con la diferencia entre los parámetros de vector nulo, para que, pasados 0.1 segundos, y una vez corregida en gran parte dicha diferencia, actúen las unidades de control y corrección de la diferencia de tiempos muertos, ya al unísono con las unidades de control y corrección de la diferencia de parámetros de vector nulo. Se ha optado por este diseño para facilitar que no exista interferencia en los instantes iniciales en la corrección de los dos desequilibrios a la vez, sino cuando uno de los desequilibrios ya haya sido en gran parte corregido. Es

decir, se pretende con esto ir corrigiendo durante un tiempo inicial un desequilibrio, y luego actuar sobre el otro cuando el primero esté ya en gran parte corregido, haciendo de esta forma que la interferencia entre las correcciones de ambos desequilibrios sea mínima.

En las figuras 6-45 y 6-46, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “ I_{pa1} ”, “ I_{pa2} ”, “ I_{na1} ”, “ I_{na2} ” e “ I_a ”, la diferencia de tensiones ($V_{a1}-V_{a2}$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1, una vez aplicado el control propuesto. La figura 6-45 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es negativa. La figura 6-46 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es positiva. De la misma forma que en el caso anterior, y como puede observarse, la tensión V_{xa} es nula en ambas gráficas, por lo que se consigue la corrección deseada, no existiendo ya por lo tanto ninguna de las 7 “zonas de circulación”, al coincidir exactamente las señales homólogas de activación/desactivación de los polos de los dos inversores.

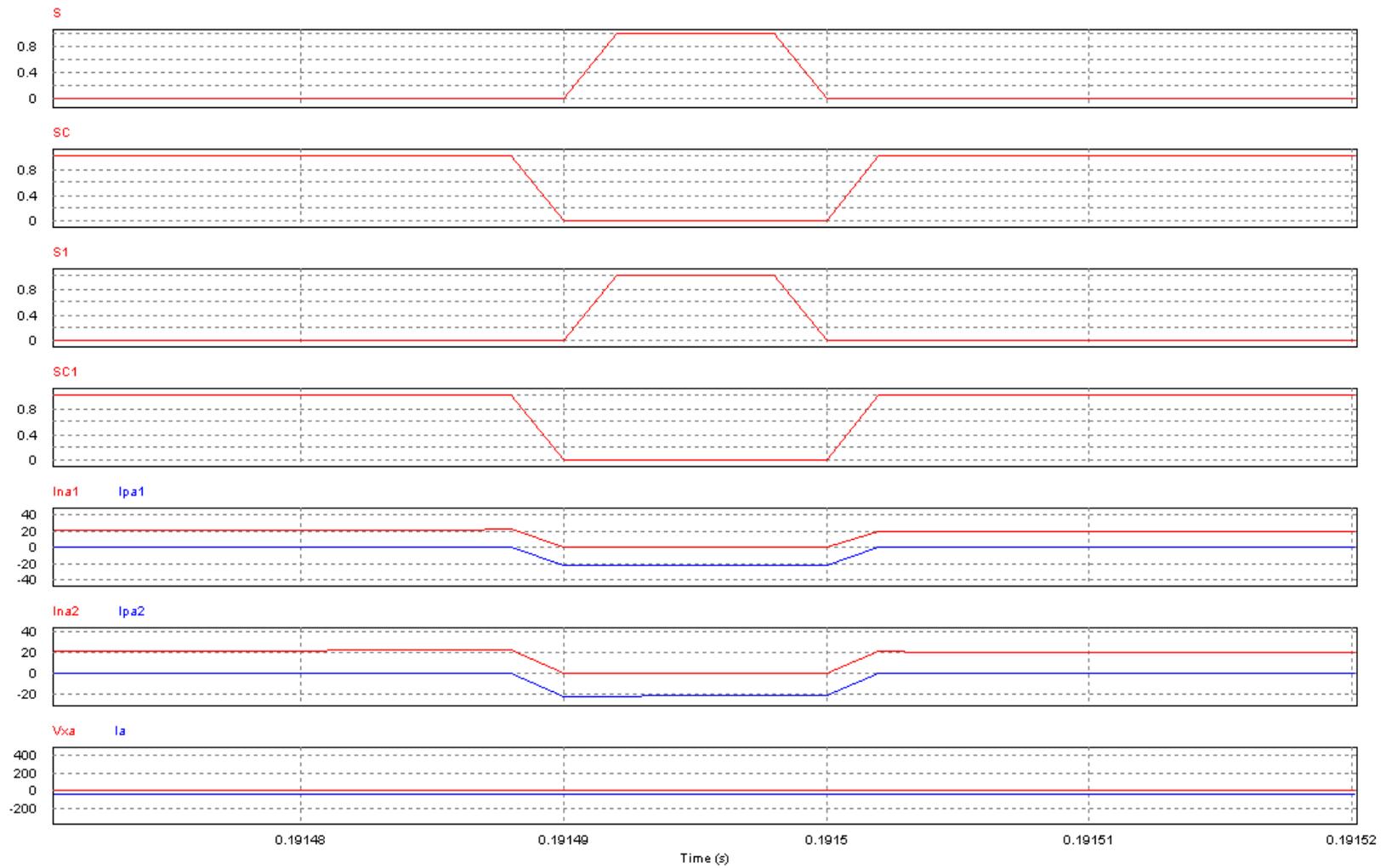


Figura 6-45. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=2\ \mu\text{seg.}$, $T_{d2}=6\ \mu\text{seg.}$, $K_1=0.5$, $K_2=0.3$; con el control propuesto.

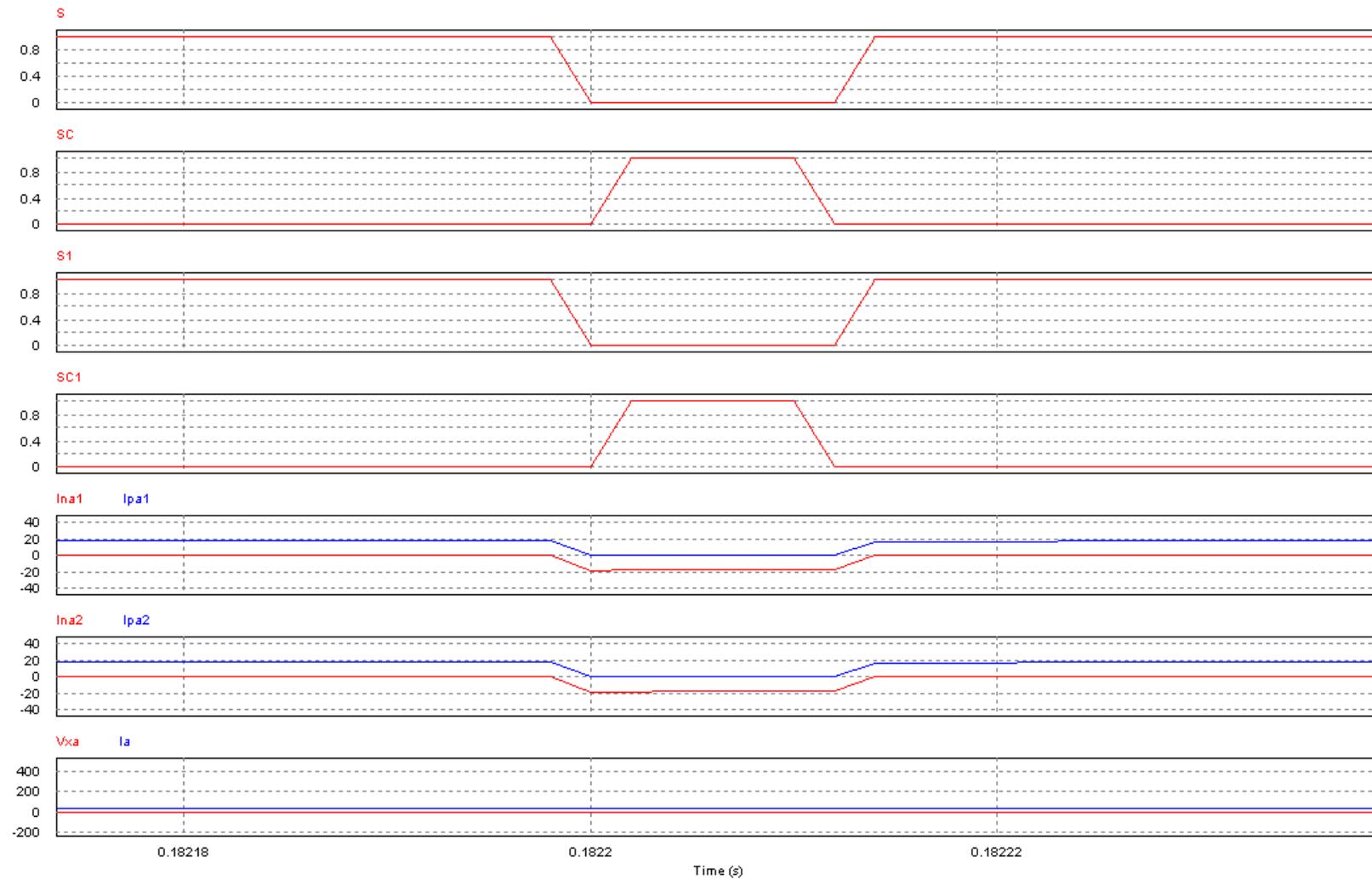


Figura 6-46. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=2 \mu\text{seg.}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg.}$, $K_1=0.5$, $K_2=0.3$; con el control propuesto.

En la figura 6-47 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-47.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-47.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-47.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-47.d). Por otro lado, en la tabla 6-23 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-24 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

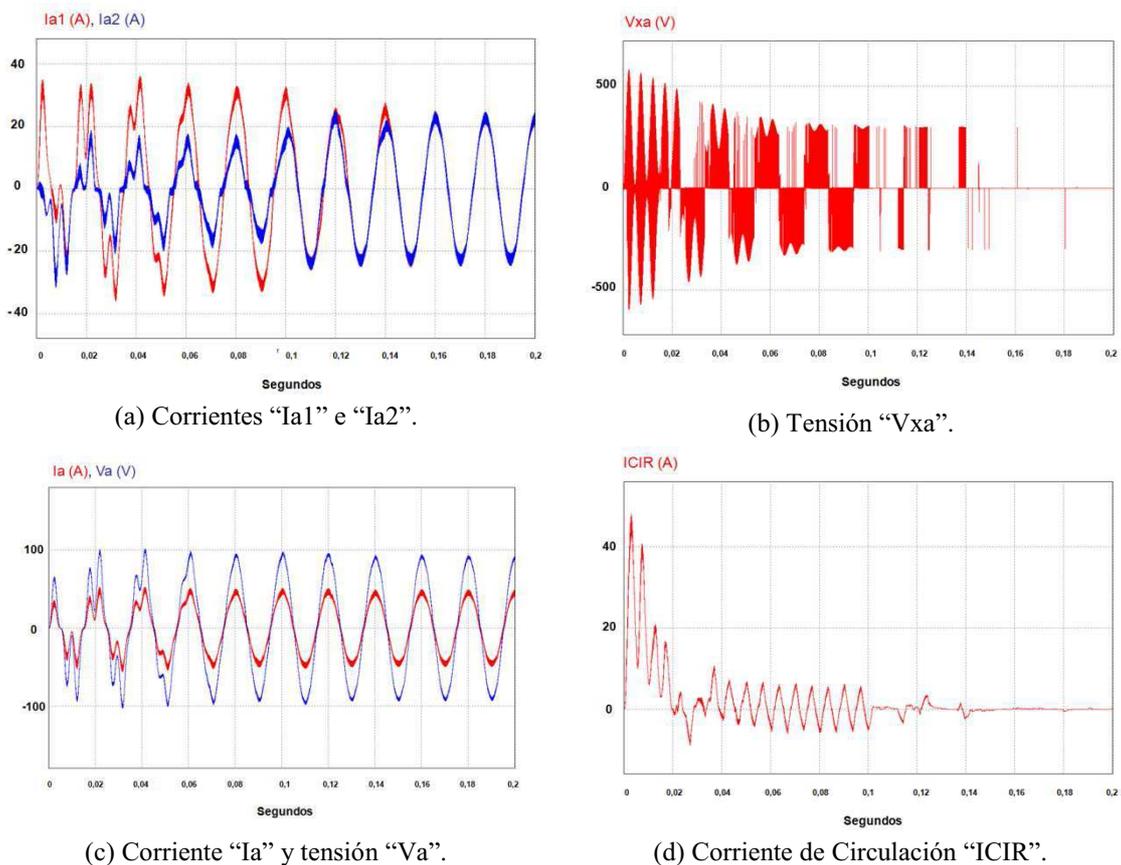


Figura 6-47. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1=2\ \mu\text{seg.}$, $Td2=6\ \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$, $K2=0.3$; con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	22.86	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.26
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	87.20	NA	NA	NA	NA	57.90
$ I_{a2} $ (A)	0	22.86	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.28
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	87.20	NA	NA	NA	NA	238.00
$ I_a $ (A)	0	45.70	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	87.20	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-23. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,380
Rendimiento (η) (%)	84.68

Tabla 6-24. Valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.16 segundos.
- Se observa que la tensión “ V_{xa} ” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión “ V_{xa} ” es la causante de la corriente de circulación, al ser “ V_{xa} ” nulo, se espera que la corriente de circulación sea nula, desapareciendo la componente continua, que en general es la causa principal de la disminución del rendimiento.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables. De la misma forma, y para las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, se ha conseguido reducir de forma palpable las componentes armónicas múltiples del fundamental, y sobre todo las componentes continuas. También se ha conseguido un reparto de cargas equilibrado en las componentes a frecuencia fundamental de “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”.

- Consecuentemente, la corriente de circulación presenta valores próximos a cero, quedando un pequeño rizado, debido a los valores no ideales de los parámetros de funcionamiento de IGBTs, polos y resistencias de línea, pero que puede ser despreciado.
- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los parámetros de vector nulo y los tiempos muertos, de forma simultánea, sean nulos.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 84.68. Con respecto al caso en que no se aplicó el control (sistema funcionado libremente), la mejora en rendimiento es de 3.46 %. Este aumento del rendimiento es debido en gran parte en la desaparición de la componente continua de la corriente de circulación.

➤ Td1>Td2 y K1<K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para el caso en que $Td1= 4$ μ segundos, $Td2= 2$ μ segundos, $K1=0.5$ y $K2= 0.8$, al aplicar el control propuesto, en el que el objetivo es corregir de forma simultánea el tiempo muerto y el valor del parámetro de vector nulo del inversor conectado en modo “esclavo”(en nuestro caso el inversor 2) mediante el control simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y el valor de los parámetros de vector nulo de ambos inversores. En las figuras 6-48 y 6-49, y como parte del resultado experimental, se han representado las corrientes “ I_{pa1} ”, “ I_{pa2} ”, “ I_{na1} ”, “ I_{na2} ” e “ I_a ”, la diferencia de tensiones ($V_{a1}-V_{a2}$), y las señales de activación S, S1, SC, SC1, una vez aplicado el control propuesto. La figura 6-48 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es negativa. La figura 6-49 se corresponde con la situación de que la corriente de carga “ I_a ” es positiva.

De la misma forma que en el caso anterior, y como puede observarse, la tensión V_{xa} es nula en ambas gráficas, por lo que se consigue la corrección deseada, no existiendo ya por lo tanto ninguna de las 7 “zonas de circulación”, al coincidir exactamente las señales homólogas de activación/desactivación de los polos de los dos inversores.

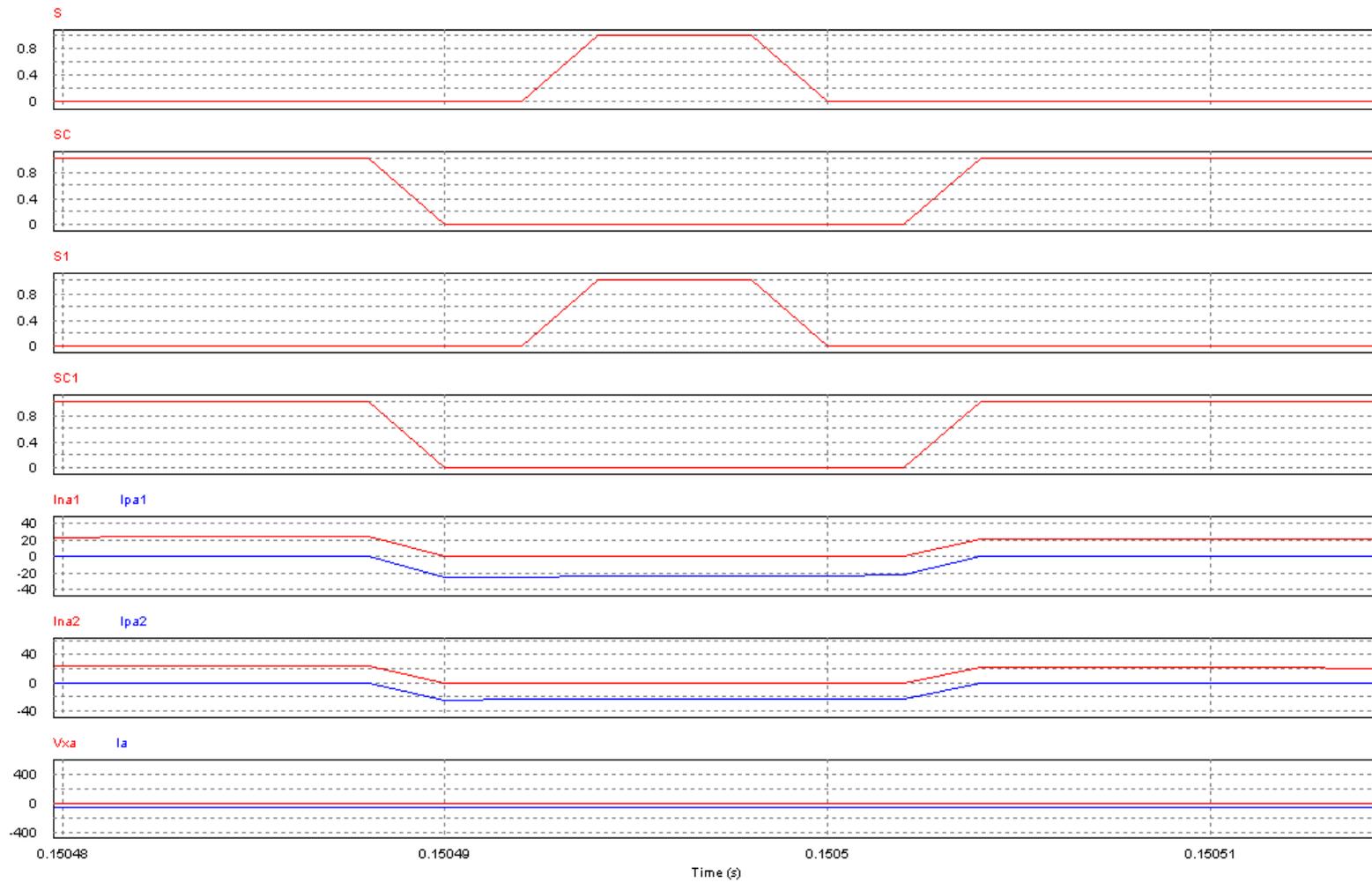


Figura 6-48. Tensión ($V_{a1}-V_{a2}$) para corriente de carga (I_a) negativa; $T_{d1}=4\ \mu\text{seg.}$, $T_{d2}=2\ \mu\text{seg.}$, $K_1=0.5$, $K_2=0.8$ con el control propuesto.

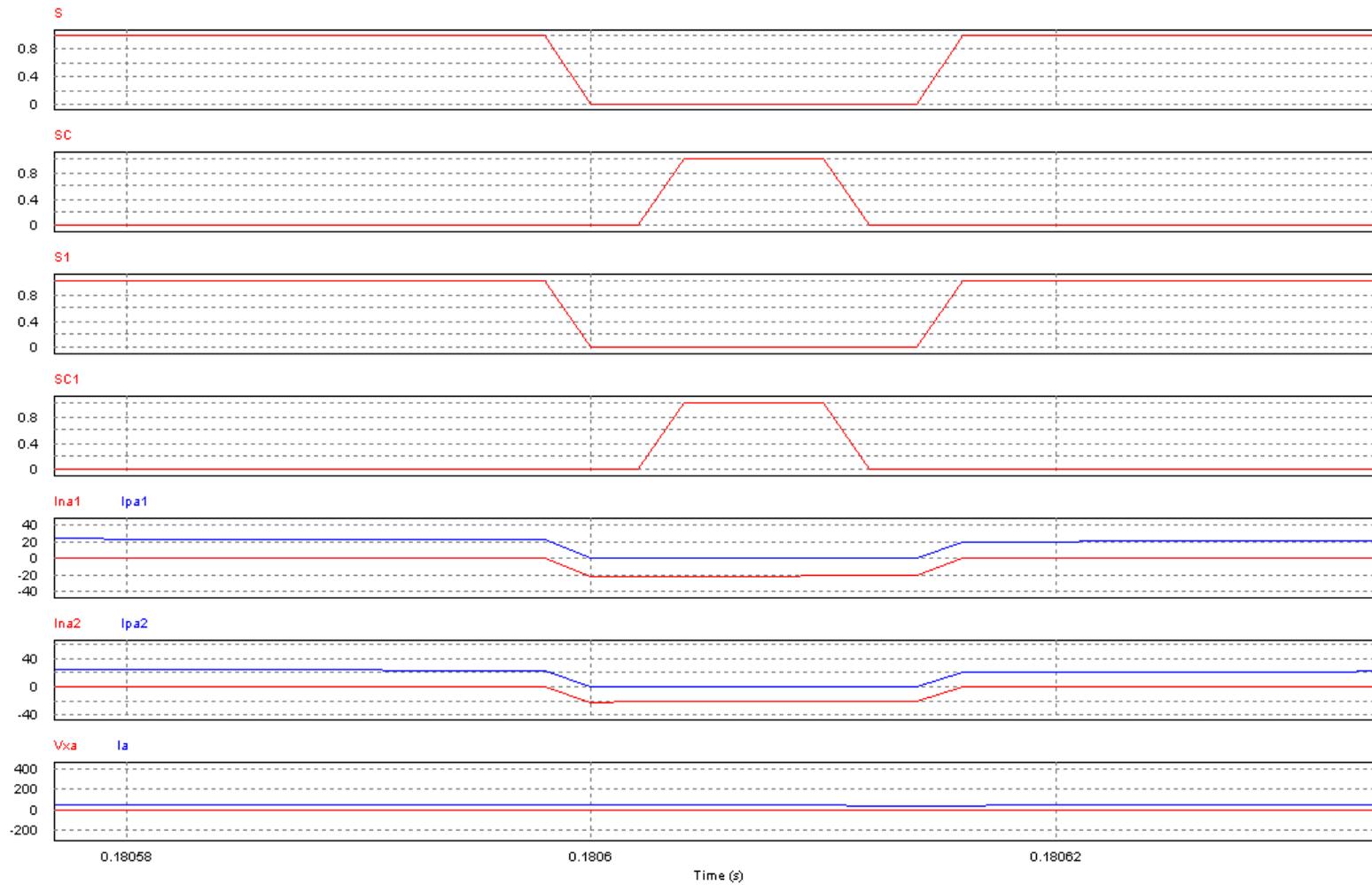


Figura 6-49. Tensión (V_{a1} - V_{a2}) para corriente de carga (I_a) positiva; $T_{d1}=4\ \mu\text{seg.}$, $T_{d2}=2\ \mu\text{seg.}$, $K_1=0.5$, $K_2=0.8$; con el control propuesto.

En la figura 6-50 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-50.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-50.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-50.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-50.d). Por otro lado, en la tabla 6-25 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-26 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

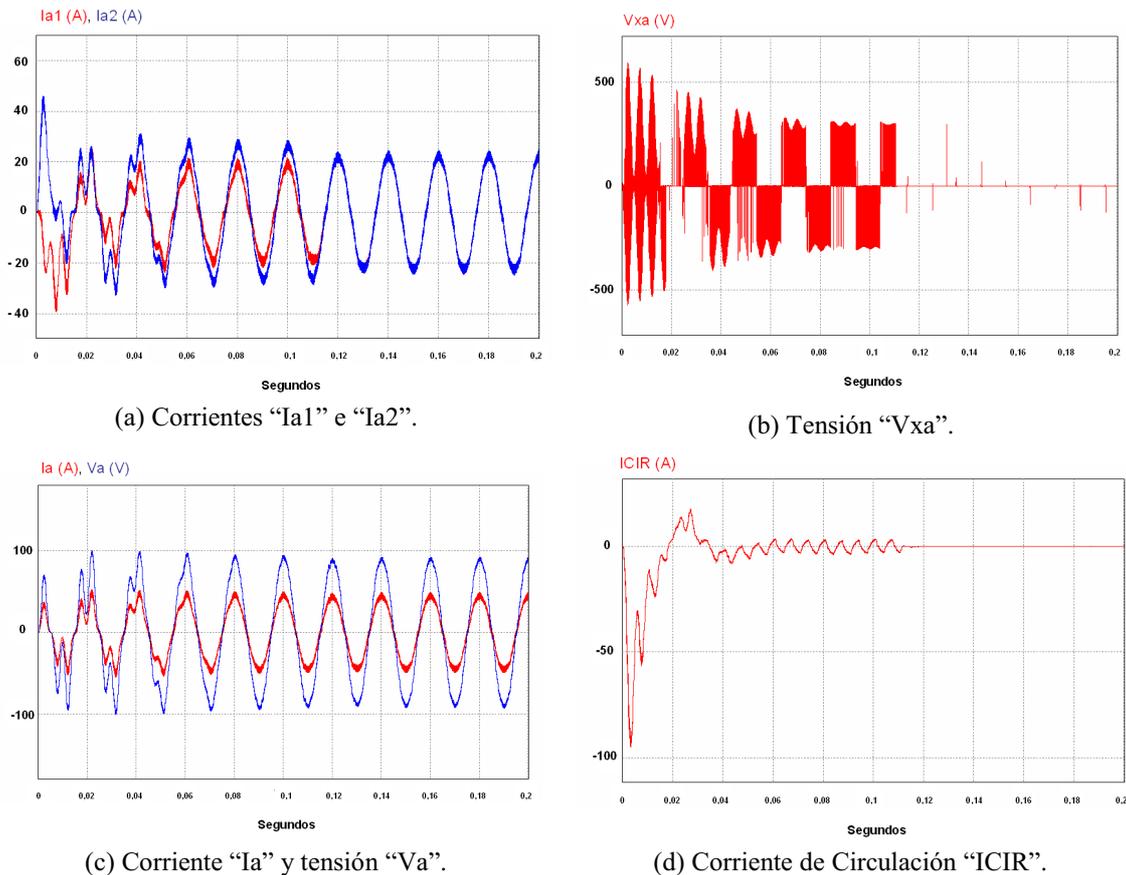


Figura 6-50. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1=4\ \mu\text{seg.}$, $Td2=2\ \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$, $K2=0.8$; con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	22.85	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.48	0.38
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	86.38	NA	NA	NA	-105.46	48.51
$ I_{a2} $ (A)	0	22.85	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.48	0.38
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	86.39	NA	NA	NA	75.02	220.34
$ I_a $ (A)	0	45.7	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	86.40	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-25. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,387
Rendimiento (η) (%)	84.60

Tabla 6-26. Valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.14 segundos. En general, el control de la variación del parámetro de vector nulo es más rápido que el control de diferencia de tiempos muertos.
- Se observa que la tensión “ V_{xa} ” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión “ V_{xa} ” es la causante de la corriente de circulación, al ser “ V_{xa} ” nulo, se espera que la corriente de circulación sea nula, desapareciendo la componente continua, que en general es la causa principal de la disminución del rendimiento.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables, no presentando valores significativos a frecuencias múltiples en el fundamental. De la misma forma, y para las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, se ha conseguido reducir de forma palpable las componentes armónicas múltiples del fundamental, y sobre todo las componentes continuas. También se ha conseguido un reparto de

cargas equilibrado en las componentes a frecuencia fundamental de “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”.

- Consecuentemente, la corriente de circulación presenta valores próximos a cero, quedando un pequeño rizado, debido a los valores no ideales de los parámetros de funcionamiento de IGBTs, polos y resistencias de línea, pero que puede ser despreciado.
- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los parámetros de vector nulo y los tiempos muertos, de forma simultánea, sean nulos.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 84.60. Con respecto al caso en que no se aplicó el control (sistema funcionado libremente), la mejora en rendimiento es de 5.14 %. Este aumento del rendimiento es debido en gran parte en la desaparición de la componente continua de la corriente de circulación. Por supuesto, la ganancia de rendimiento obtenida es mayor en comparación al caso anterior (con $T_{d1} < T_{d2}$ y $K_1 > K_2$), debido a que, en el caso en estudio, el valor de $|\Delta K| = 0.3$, y el caso anterior, se tiene que $|\Delta K| = 0.2$. Es el desequilibrio en el parámetro de vector nulo en el que el rendimiento se ve más afectado.

6.5. Entorno de simulación real. Resultados y conclusiones.

6.5.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación.

Tal y como se identificó anteriormente, y con la idea de verificar la robustez del control y corrección propuestos para los desequilibrios propuestos, se ha considerado que los componentes o dispositivos pasivos tengan una determinada tolerancia, y, para la medición y el procesamiento digital, se tendrán en cuenta un tiempo de procesamiento no despreciable. Se ha realizado la simulación teniendo en cuenta que:

- Las autoinducciones de línea y las resistencias parásitas presentan una tolerancia del orden de 1% con respecto a los valores que han sido utilizados en la simulación “ideal”.

- Se simulará el funcionamiento del sistema y su respuesta, bien libre (sin control) o controlada, teniendo en cuenta que existen dos DSPs, de forma que:
 - El primer DSP gobierna la generación de las señales de activación/desactivación de los polos del inversor “maestro” (en nuestro caso, el inversor 1), de la inserción de su correspondiente tiempo muerto, y de la regulación de la tensión de salida, que se toma como entrada de la unidad de control SVPWM asociada a dicho primer DSP.
 - El segundo DSP gobierna la generación de las señales de activación/desactivación de los polos del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2), la inserción de su tiempo muerto, de la regulación de la tensión de salida y del resto de unidades de muestreo y generación de señales digitales (incluidos los desequilibrios).

Para la definición de los tiempos de procesamiento de los DSPs, se ha tenido en cuenta la familia “dsPIC33F” [104-105] a una velocidad de procesamiento de 40 MIPS, y con un periodo de muestreo de 25 nanosegundos. Para este tipo de DSP, y según la tabla 6-27 se tienen los siguientes valores, relacionados con el tiempo de procesamiento que se les ha dado (como la unidad mínima es 1 μ segundo, se ha redondeado hasta dicha unidad en los casos en los que se considera que el tiempo de procesamiento es cercano al mismo, y sin excederlo).

Unidad Digital	Tiempo Proceso (μsegundos)
Unidad de Control SVPWM (con inserción del tiempo muerto)	12
Algoritmo del valor eficaz de una señal	2
Algoritmo del valor medio de una señal	2
Algoritmo de ΔT_d	1
Algoritmo de ΔK	1
Módulo FIR simple (N=1)	0.0025
Módulo theta	0.5
Módulo transformación a coordenadas “dq0”	0.25
Módulo inversor de la tangente	0.125
Módulo control PID	1
Resto de operaciones	0.0025

Tabla 6-27. Tiempos de procesamiento para las diferentes operaciones de los DSPs utilizados en la simulación.

A nivel de programación, y para realizar la simulación del tiempo de procesamiento en los modelos de PSIM, se ha aplicado la siguiente técnica. En primer lugar, se ha definido una unidad de control centralizada que determina el orden de ejecución de cada una de las operaciones que precisan un número de ciclos de reloj de procesamiento. Esta unidad de control centralizada cuenta el número de ciclos de cada operación del sistema y, de forma secuencial, genera las señales de control que habilitan la ejecución ordenada de cada una de dichas operaciones. En segundo lugar, para cada una de las operaciones que precisan tiempo de procesamiento no despreciable se les ha añadido un módulo software (lenguaje de programación “C”) que simula el tiempo de procesamiento, una vez recibe la señal de control de la unidad centraliza.

En el Anexo IX se muestra el bloque de programación que simula la unidad de control centralizada, para las dos operaciones que deben realizarse de forma concatenada (la primera dura 12 ciclos, la segunda 2 ciclos). En el Anexo X se muestra el bloque de programación del módulo que simula el procesamiento de la operación, con una duración de 2 ciclos de reloj, una vez recibida la orden desde la unidad de control centralizada. En cuanto a la sintonización de los parámetros de los controladores PI se han utilizado los mismos valores que en el caso de la simulación en entorno ideal.

Seguendo las premisas identificadas en el circuito representado en la figura 4-1 del apartado de la presente Tesis Doctoral “4. Análisis de los desequilibrios que provocan diferencias entre las tensiones de salida homólogas de los inversores”, y para las condiciones descritas para el entorno de simulación real, en la tabla 6-28 se identifican los valores de los parámetros que han sido utilizados.

COMPONENTE (Unidad)	VALOR
Vdc (Voltios)	250
C-Link1 (μF)	600
C_link2 (μF)	600
L-link (μH)	500
L_link1 (μH)	20
L_link2 (μH)	20
Tensión de saturación Vce IGBT (Voltios)	2.5
Tensión umbral Diodo Antiparalelo (Voltios)	0.7
Resistencia en directa de IGBT (Ω)	0.1
Resistencia en directa de diodo en antiparalelo (Ω)	0.1

La1 =L (mH)	1.0
Lb1 (mH)	1.01 (L+1% tolerancia)
Lc1 (mH)	0.99 (L-1% tolerancia)
La2 (mH)	0.99 (L-1% tolerancia)
Lb2 (mH)	1.0
Lc2 (mH)	1.01 (L+1% tolerancia)
Ra1=Rp (Ω)	0.5
Rb1 (Ω)	0.505 (Rp+1% tolerancia)
Rc1 (Ω)	0.495 (Rp-1% tolerancia)
Ra2 (Ω)	0.505 (Rp+1% tolerancia)
Rb2 (Ω)	0.495 (Rp-1% tolerancia)
Rc2 (Ω)	0.5
C1=C2=C3=C(μF)	25
Ra=Rb=Rc=R (Ω)	2
Frecuencia de portadora (Hz)	10,000
Frecuencia fundamental (Hz)	50
Tensión eficaz de salida regulada (V)	65
Angulo inicial de referencia (rad)	0

Tabla 6-28. Valor de los Parámetros utilizados para la simulación para entorno real.

A continuación se van a mostrar los resultados de las simulaciones que se realizaron en el apartado “6.4. Entorno de simulación ideal. Resultados y conclusiones” de la presente Tesis Doctoral, a las que se le han añadido las premisas identificadas de tolerancias en los componentes de línea y tiempos de procesamiento digital. No se mostrarán gráficas relativas a las zonas de conducción, puesto que su definición está relacionada con una situación ideal en el que los tiempos de procesamiento son despreciables y no se tiene en cuenta tolerancias en los componentes.

6.5.2.- Sistema con un desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

- Td1 < Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$. En la figura 6-51 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-51.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-51.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-51.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-51.d). Por otro lado, en la tabla 6-29 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo

módulo es “ $|I_{a1}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a1})$ ”, en grados), “ I_{a2} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a2}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a2})$ ”, en grados), “ I_a ” (cuyo módulo es “ $|I_a|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_a)$ ”, en grados) y “ V_{xa} ” (cuyo módulo es “ $|V_{xa}|$ ”, en voltios, y su argumento es “ $\text{Arg}(V_{xa})$ ”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-30 se identifican los valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

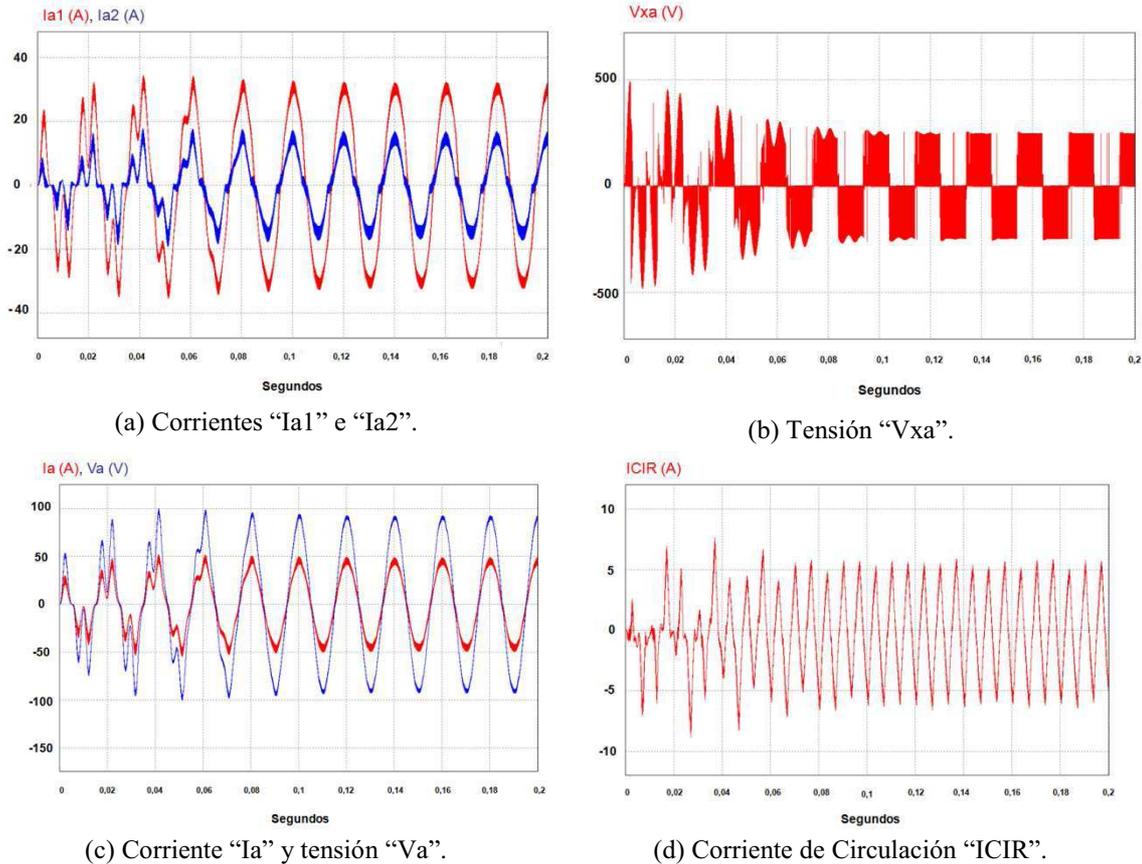


Figura 6-51. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ $ICIR$ ” (d). $T_{d1}=2 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg}$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	31.62	≈ 0	1.52	≈ 0	0.25	0.32
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	80.28	NA	-94.46	NA	142.86	-3.32
$ I_{a2} $ (A)	0	13.72	≈ 0	1.52	≈ 0	0.73	0.16
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	86.50	NA	66.39	NA	-83.23	119.64
$ I_a $ (A)	0	45.30	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.604	0.27
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	81.97	NA	NA	NA	-101.64	27.62
$ V_{xa} $ (V)	0	10,54	≈ 0	3.20	≈ 0	1.45	1.0
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	106.69	NA	-32.23	NA	-176.51	48.40

Tabla 6-29. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,566
Rendimiento (η) (%)	82.60

Tabla 6-30. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0,14 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 82.60 %, del orden del rendimiento del modelo ideal.

➤ Td1 > Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$. En la figura 6-52 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-52.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-52.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-52.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-52.d). Por otro lado, en la tabla 6-31 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-32 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

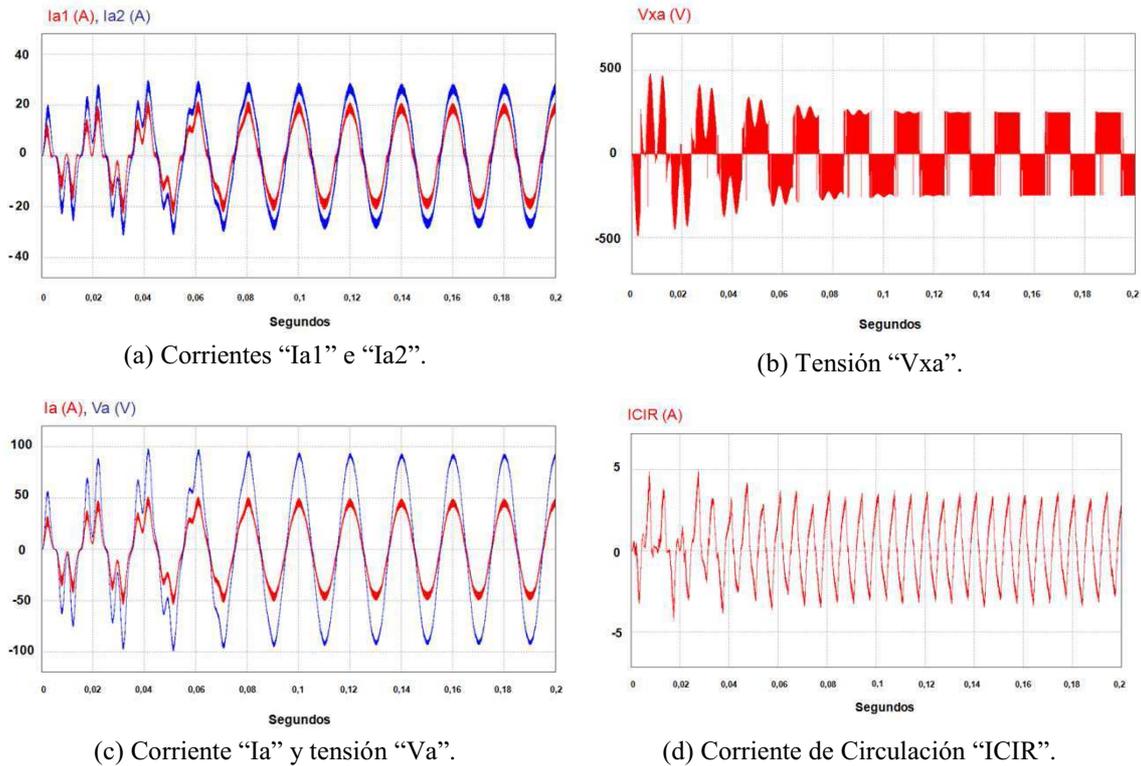


Figura 6-52. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=4 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=2 \mu\text{seg}$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	18.28	≈ 0	0.91	≈ 0	0.74	0.4
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	88.98	NA	67.44	NA	-100.30	80.01
$ I_{a2} $ (A)	0	27.21	≈ 0	0.89	≈ 0	≈ 0	0.15
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	84.0	NA	-110.11	NA	NA	-5.42
$ I_a $ (A)	0	45.45	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.74	0.4
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	86.01	NA	NA	NA	-104.46	61.71
$ V_{xa} $ (V)	0	5.47	≈ 0	1.91	≈ 0	1.22	0.94
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	-73.97	NA	128.89	NA	-22.95	-178.31

Tabla 6-31. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,422
Rendimiento (η) (%)	84.20

Tabla 6-32. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.16 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 84.20 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior.

6.5.3. Sistema con desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ Td1 < Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$, pero aplicando el control y corrección propuestos. En la figura 6-53 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-53.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-53.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-53.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-53.d). Por otro lado, en la tabla 6-33 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-34 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

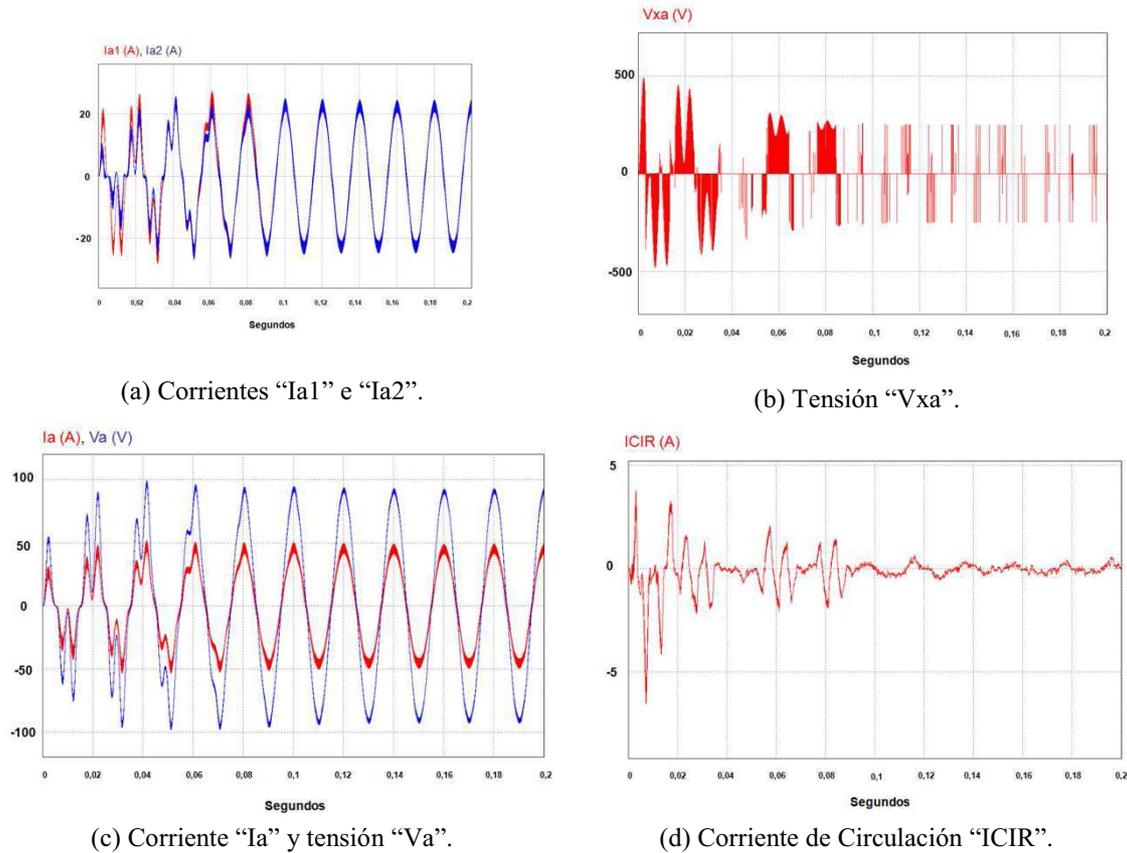


Figura 6-53. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=2 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=6 \mu\text{seg}$., con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	22.8	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.3	0.18
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	86.20	NA	NA	NA	-113.59	45.77
$ I_{a2} $ (A)	0	22.8	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.35	0.21
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	86.20	NA	NA	NA	67.51	222.62
$ I_a $ (A)	0	45.60	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	86.20	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-33. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,396
Rendimiento (η) (%)	84.50

Tabla 6-34. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.12 segundos, el doble que en el modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación. Al final del control y de la corrección propuesta, se obtiene una corriente de circulación que presenta un rizado centrado en cero, cuyo valor nunca sobrepasa 0.5 A de pico. El rizado de la corriente de circulación es debido a las tolerancias de los componentes del sistema, y al tener en cuenta el funcionamiento de dos DSPs que no funcionan simultáneamente, uno por inversor. El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 84.50, similar al modelo ideal, aunque algo más bajo, debido al rizado de la corriente de circulación, con una mejora del rendimiento con respecto del modelo en el que no se aplicaba control del orden de 1.90 %.

➤ Td1 > Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$, pero aplicando el control y corrección propuestos. En la figura 6-54 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-54.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-54.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-54.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-54.d). Por otro lado, en la tabla 6-35 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-36 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

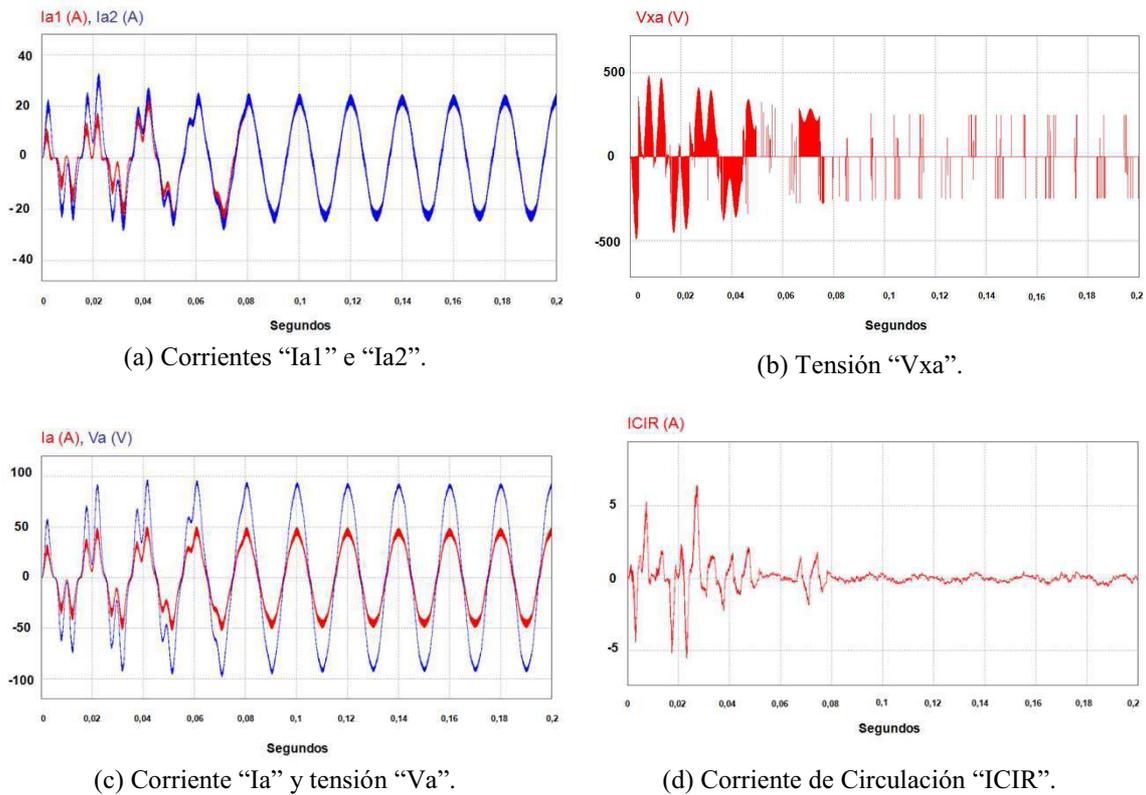


Figura 6-54. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $T_{d1}=4 \mu\text{seg}$, $T_{d2}=2 \mu\text{seg}$., con el control propuesto

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	22.82	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.43	0.26
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	84.73	NA	NA	NA	-115.3	57.03
$ I_{a2} $ (A)	0	22.82	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.43	0.26
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	84.73	-104.05	144.89	133.90	60.02	230.50
$ I_a $ (A)	0	45.64	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	84.73	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-35. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,394
Rendimiento (η) (%)	84.52

Tabla 6-36. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.1 segundos, algo superior al tiempo de estabilización del modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación. Al final del control y de la corrección propuesta, se obtiene una corriente de circulación que presenta un rizado centrado en cero, cuyo valor nunca sobrepasa 0.5 A de pico. El rizado de la corriente de circulación es debido a las tolerancias de los componentes del sistema, y al tener en cuenta el funcionamiento de dos DSPs que no funcionan simultáneamente, uno por inversor. El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 84.52, similar al modelo ideal, aunque un poco inferior debido al rizado de la corriente de circulación, con una mejora del rendimiento con respecto del modelo en el que no se aplicaba control del orden de 0.32 %. Cuanto menor es el valor del desequilibrio, menor es la mejoría que puede obtenerse.

6.5.4. Sistema con un desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

➤ K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado el valor de $K1 = 0.5$ y el valor de $K2 = 0.8$. En la figura 6-55 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ I_{a1} ” y “ I_{a2} ” (figura 6-55.a), de la tensión “ V_{xa} ” (figura 6-55.b), de la corriente “ I_a ” y la tensión “ V_a ” (figura 6-55.c) y de la corriente de circulación “ I_{CIR} ” (figura 6-55.d). Por otro lado, en la tabla 6-37 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “ I_{a1} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a1}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a1})$ ”, en grados), “ I_{a2} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a2}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a2})$ ”, en grados), “ I_a ” (cuyo módulo es “ $|I_a|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_a)$ ”, en grados) y “ V_{xa} ” (cuyo módulo es “ $|V_{xa}|$ ”, en voltios, y su argumento es “ $\text{Arg}(V_{xa})$ ”, en grados), y

finalmente, en la tabla 6-38 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

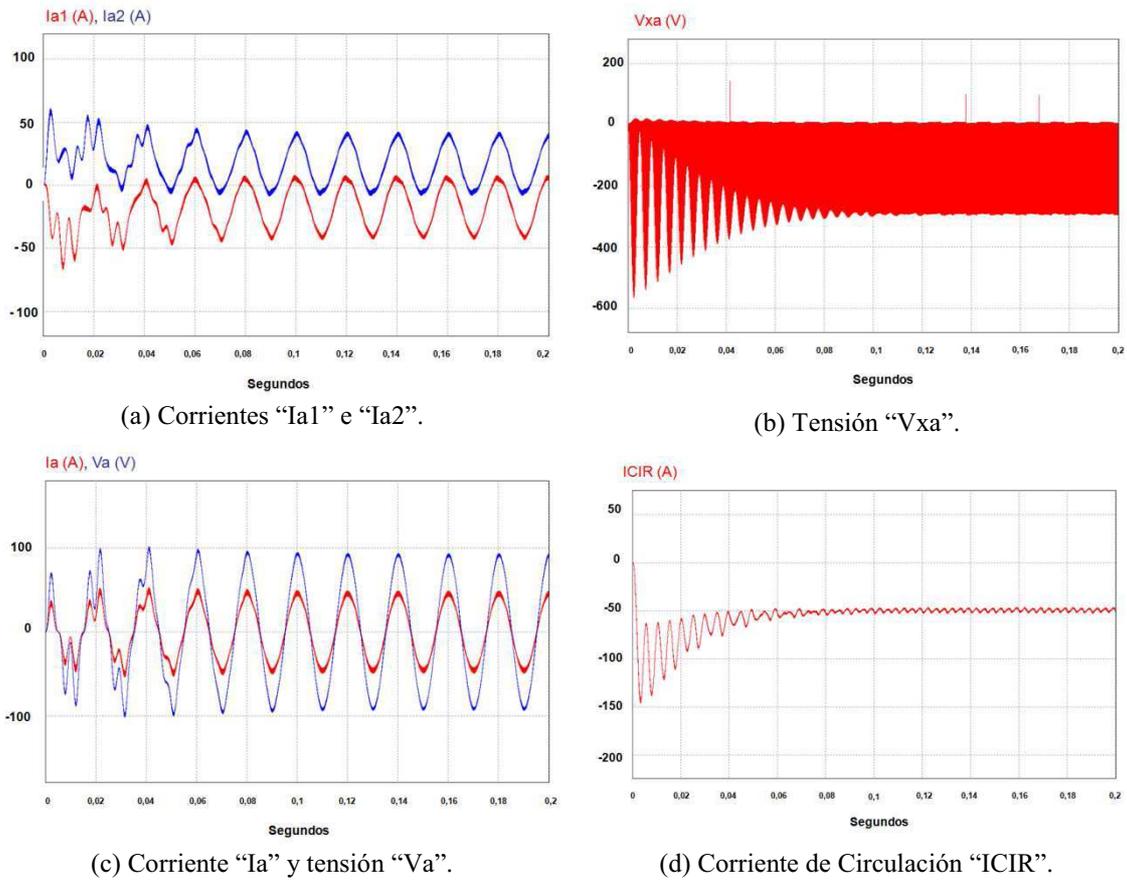


Figura 6-55. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.8$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	-16.32	22.62	1.07	≈ 0	0.125	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	86.53	-138.59	NA	-148.19	NA	NA
$ I_{a2} $ (A)	16.32	22.62	1.03	≈ 0	0.15	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	86.5	34.96	NA	42.56	NA	NA
$ I_a $ (A)	0	45.24	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	86.5	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	-19.68	0.18	2.01	≈ 0	0.422	0.211	0.27
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	133.95	-86.38	NA	-72.70	-68.80	-132.06

Tabla 6-37. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250

Potencia de entrada (W)	8,474
Rendimiento (η) (%)	73.65

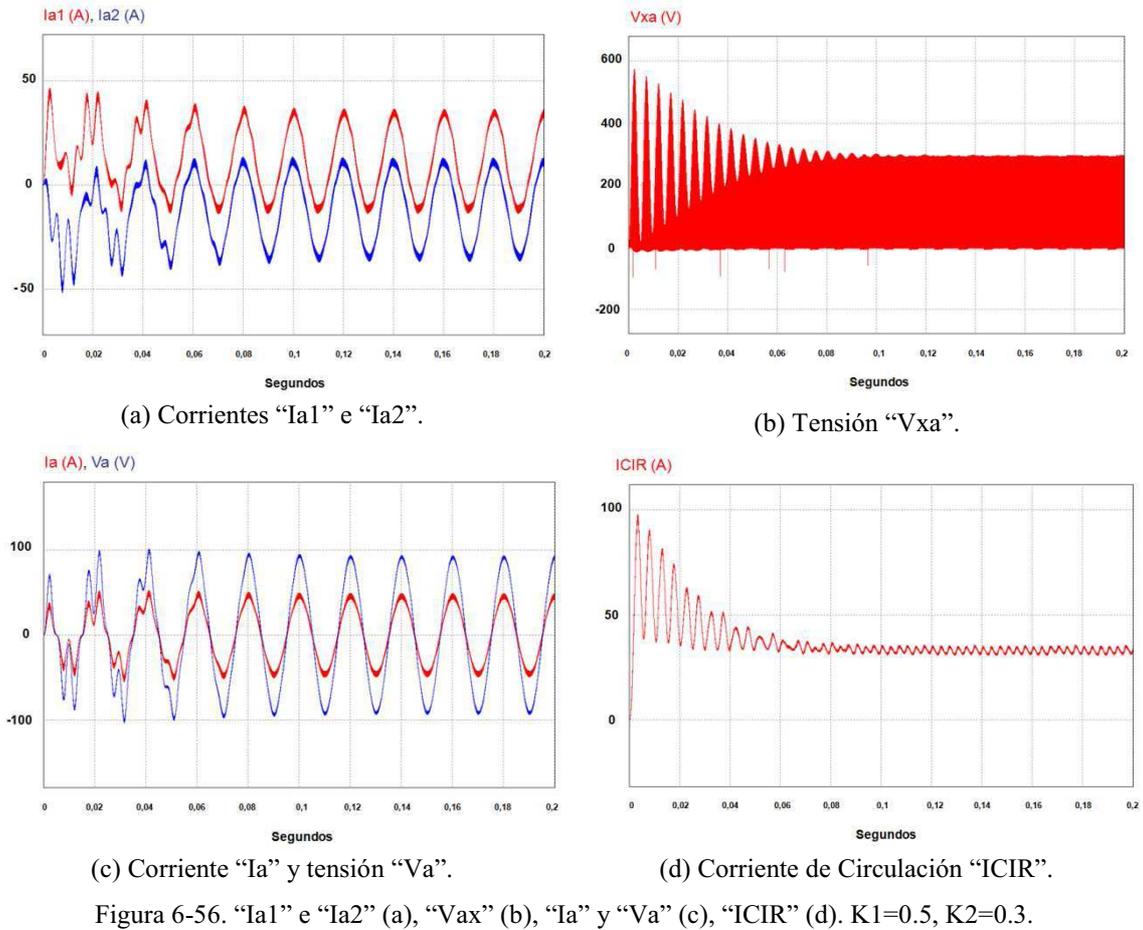
Tabla 6-38. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, algo superior al caso del modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 73.65 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior.

➤ K1>K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.3$. En la figura 6-56 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-56.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-56.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-56.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-56.d). Por otro lado, en la tabla 6-39 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-40 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	10.8	22.80	0.9	≈ 0	0.42	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	86.08	49.02	NA	-143.56	NA	NA
$ I_{a2} $ (A)	-10.80	22.61	0.9	≈ 0	0.38	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	86.08	-131.20	NA	31.72	NA	NA
$ I_a $ (A)	0	45.42	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	86.08	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	13.0	≈ 0	1.90	≈ 0	1.31	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	165.56	99.76	NA	-75.10	NA	NA

Tabla 6-39. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,906
Rendimiento (η) (%)	79.05

Tabla 6-40. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.1 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, algo superior al caso del modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 79.05 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior.

6.5.5. Sistema con desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado el valor de $K1 = 0.5$ y el valor de $K2 = 0.8$, aplicando el control y la corrección propuestas. En la figura 6-57 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ I_{a1} ” y “ I_{a2} ” (figura 6-57.a), de la tensión “ V_{xa} ” (figura 6-57.b), de la corriente “ I_a ” y la tensión “ V_a ” (figura 6-57.c) y de la corriente de circulación “ I_{CIR} ” (figura 6-57.d). Por otro lado, en la tabla 6-41 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “ I_{a1} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a1}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a1})$ ”, en grados), “ I_{a2} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a2}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a2})$ ”, en grados), “ I_a ” (cuyo módulo es “ $|I_a|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_a)$ ”, en grados) y “ V_{xa} ” (cuyo módulo es “ $|V_{xa}|$ ”, en voltios, y su argumento es “ $\text{Arg}(V_{xa})$ ”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-42 se identifican los valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

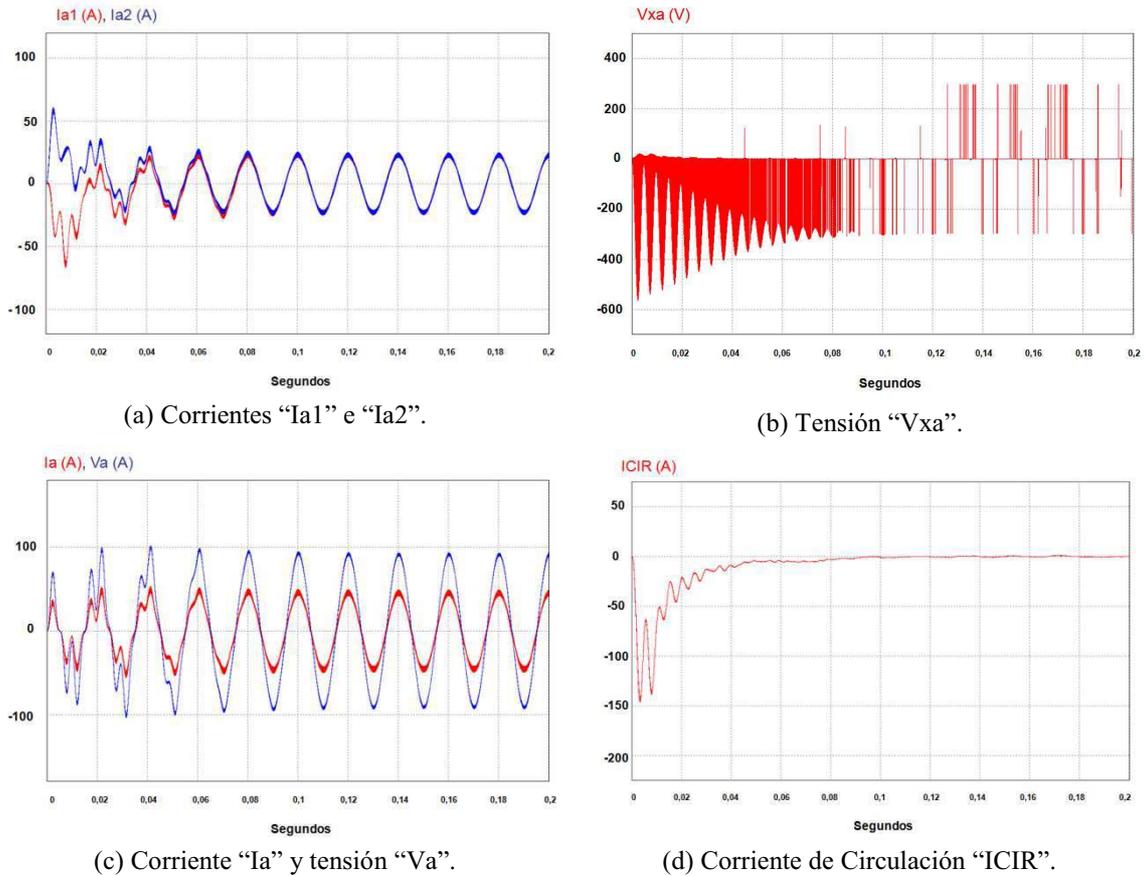


Figura 6-57. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$, $K2=0.8$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	0	22.82	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	84.68	NA	NA	NA	NA	NA
$ Ia2 $ (A)	0	22.82	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	84.68	NA	NA	NA	NA	NA
$ Ia $ (A)	0	45.64	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	84.68	NA	NA	NA	NA	NA
$ Vxa $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-41. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,394
Rendimiento (η) (%)	84.52

Tabla 6-42. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.14 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, similar al caso del modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación. De hecho, el sistema de control y corrección de la diferencia del parámetro de vector nulo da un resultado totalmente viable, consiguiendo el control de la corriente de circulación y su reducción al valor límite, nunca superando, en valor absoluto, 0.5 A (este valor límite es debido a los valores de las tolerancias, los valores reales de los parámetros de los componentes, y los tiempos de procesamiento no despreciables de los dos DSPs funcionando de forma no síncrona).
- El rendimiento del sistema es de 84.52 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior. Por lo tanto, comparando el modelo propuesto y comparándolo con el modelo en el que no se realizaba control (funcionamiento “libre”), la mejora en el rendimiento es de 10.87%. Esta ganancia es superior al caso del modelo ideal, pero en valor absoluto, la potencia de entrada es inferior en el modelo ideal que en el modelo en el que se tiene en cuenta tiempos de procesamiento.

➤ K1>K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.3$, aplicando el control y la corrección propuestas. En la figura 6-58 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ I_{a1} ” y “ I_{a2} ” (figura 6-58.a), de la tensión “ V_{xa} ” (figura 6-58.b), de la corriente “ I_a ” y la tensión “ V_a ” (figura 6-58.c) y de la corriente de circulación “ I_{CIR} ” (figura 6-58.d). Por otro lado, en la tabla 6-43 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “ I_{a1} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a1}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a1})$ ”, en grados), “ I_{a2} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a2}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a2})$ ”, en grados), “ I_a ” (cuyo módulo es “ $|I_a|$ ”, en amperios, y su

argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-44 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

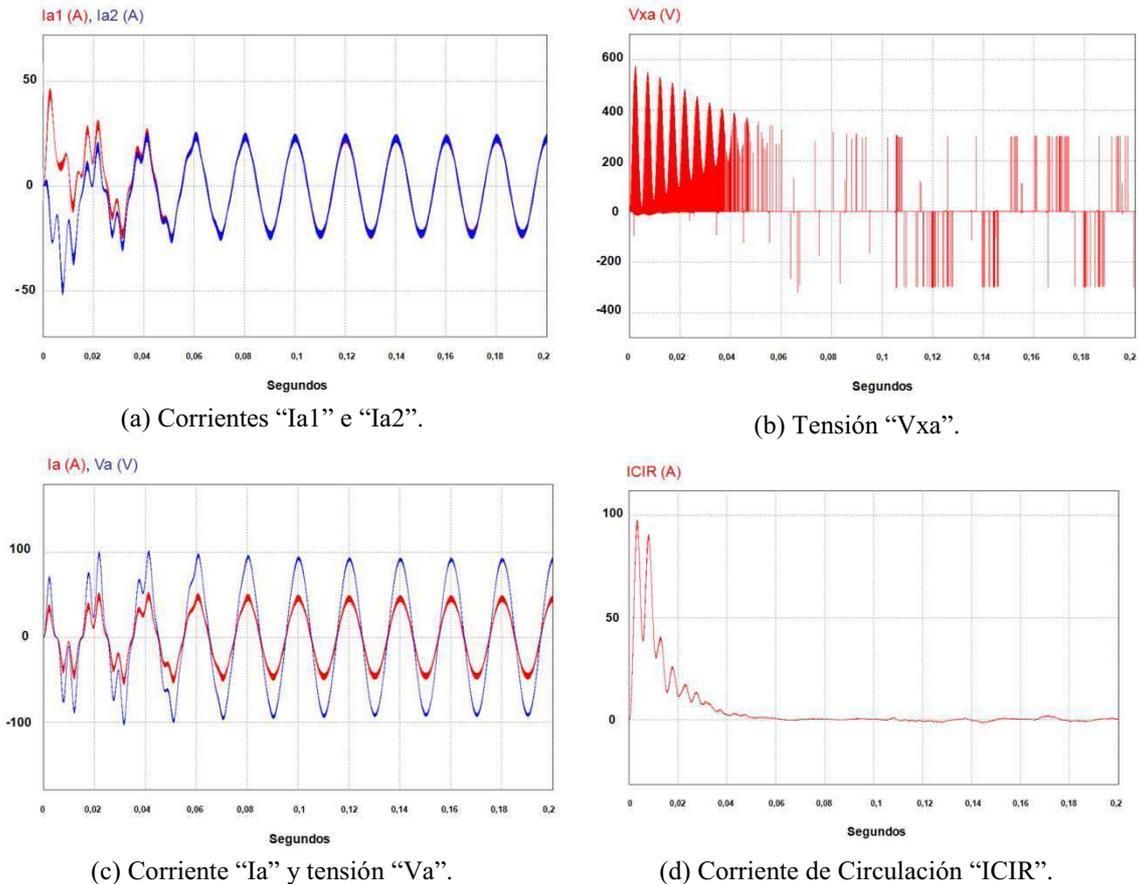


Figura 6-58. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K_1=0.5$, $K_2=0.3$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
 Ia1 (A)	0	22.84	≈ 0				
Arg(Ia1) (°)	NA	85.0	NA	NA	NA	NA	NA
 Ia2 (A)	0	22.84	≈ 0				
Arg(Ia2) (°)	NA	85.0	NA	NA	NA	NA	NA
 Ia (A)	0	45.68	≈ 0				
Arg(Ia) (°)	NA	85.0	NA	NA	NA	NA	NA
 Vxa (V)	0	≈ 0					
Arg(Vxa) (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-43. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,387
Rendimiento (η) (%)	84.60

Tabla 6-44. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

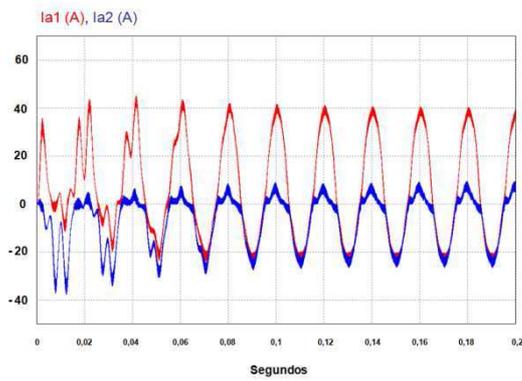
- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, similar al caso del modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación. De hecho, el sistema de control y corrección de la diferencia del parámetro de vector nulo da un resultado totalmente viable, consiguiendo el control de la corriente de circulación y su reducción al valor límite, nunca superando, en valor absoluto, 0.5 A (este valor límite es debido a los valores de las tolerancias, los valores reales de los parámetros de los componentes, y los tiempos de procesamiento no despreciables de los dos DSPs funcionando de forma no síncrona).
- El rendimiento del sistema es de 84.60 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior. Por lo tanto, comparando el modelo propuesto y comparándolo con el modelo en el que no se realizaba control (funcionamiento “libre”), la mejora en el rendimiento es de 5.55%. Esta ganancia también es algo superior al caso del modelo ideal, pero en valor absoluto, la potencia de entrada es inferior en el modelo ideal que en el modelo en el que se tiene en cuenta tiempos de procesamiento. Por supuesto, la ganancia en rendimiento es menor que el caso en que $K1 < K2$, puesto que en el caso que nos ocupa, $|\Delta K| = 0.2$, y en el caso anterior, se tenía que $|\Delta K| = 0.3$ (al ser el desequilibrio menor, el aumento del rendimiento cuando se aplica el control y la corrección propuesta es menor).

6.5.6. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

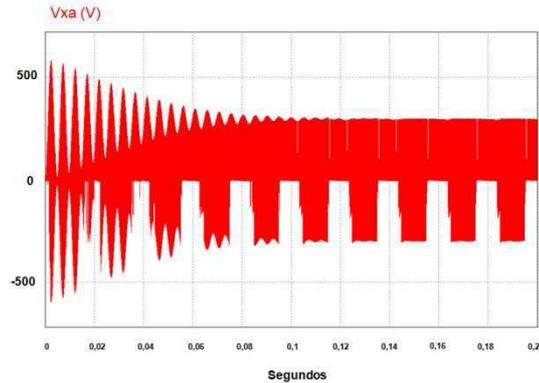
En este caso, y dado que, dependiendo de los valores de T_{d1} , T_{d2} , K_1 y K_2 existen diez posibilidades físicamente posibles, se van a mostrar las simulaciones de dos casos específicos.

➤ $T_{d1} < T_{d2}$ y $K_1 > K_2$. Representación de magnitudes y conclusiones.

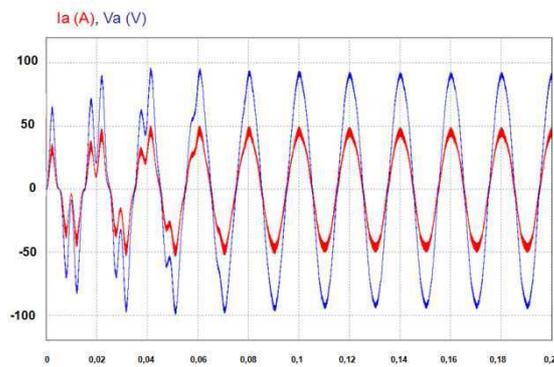
Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $T_{d1} = 2 \mu\text{s}$, $T_{d2} = 6 \mu\text{s}$, $K_1 = 0.5$, y $K_2 = 0.3$. Este ejemplo corresponde al caso definido en el apartado 4.4.1.2, dentro del apartado “4.4. Análisis de los desequilibrios provocados por el efecto simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico”, correspondiente al análisis teórico de la presente Tesis Doctoral. En la figura 6-59 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ I_{a1} ” y “ I_{a2} ” (figura 6-59.a), de la tensión “ V_{xa} ” (figura 6-59.b), de la corriente “ I_a ” y la tensión “ V_a ” (figura 6-59.c) y de la corriente de circulación “ I_{CIR} ” (figura 6-59.d). Por otro lado, en la tabla 6-45 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “ I_{a1} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a1}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a1})$ ”, en grados), “ I_{a2} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a2}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a2})$ ”, en grados), “ I_a ” (cuyo módulo es “ $|I_a|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_a)$ ”, en grados) y “ V_{xa} ” (cuyo módulo es “ $|V_{xa}|$ ”, en voltios, y su argumento es “ $\text{Arg}(V_{xa})$ ”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-46 se identifican los valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).



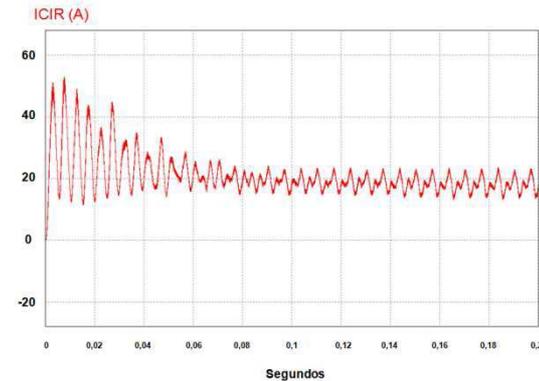
(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.



(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 6-59. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 2 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 6 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.3$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	6.00	30.61	2.6	0.8	1.085	0.25	0.3
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	83.93	55.74	-82.12	-127.3	-122.01	37.50
$ Ia2 $ (A)	-6.00	14.20	3.31	0.8	1.28	0.25	0.1
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	88.85	-109.86	89.06	74.05	-143.5	32.94
$ Ia $ (A)	0	44.77	0.95	≈ 0	0.64	0.5	0.4
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	85.50	-74.07	NA	136.24	-129.76	36.34
$ Vxa $ (V)	7.05	11.3	5.58	1.86	3.45	0.4	0.6
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	106.10	112.17	-22.22	-49.52	-48.04	100.14

Tabla 6-45. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,713
Rendimiento (η) (%)	81.03

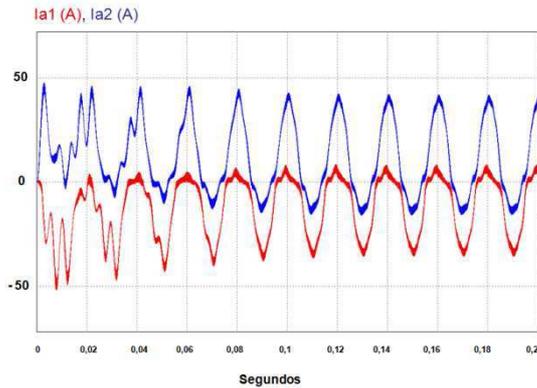
Tabla 6-46. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

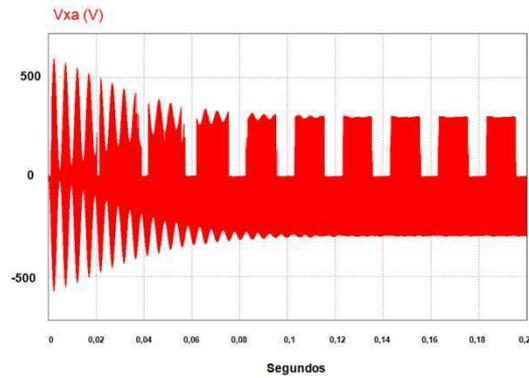
- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, similar al caso del modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 81.03 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior.

➤ Td1>Td2 y K1<K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

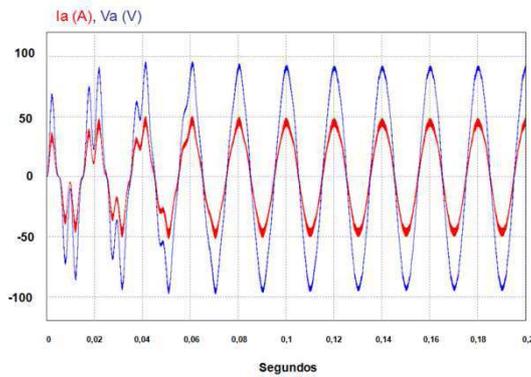
Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$, $K1=0.5$, y $K2=0.8$. Este ejemplo corresponde al apartado 4.4.2.1, dentro del apartado “4.4. Análisis de los desequilibrios provocados por el efecto simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico”, correspondiente al análisis teórico de la presente Tesis Doctoral. En la figura 6-60 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-60.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-60.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-60.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-60.d). Por otro lado, en la tabla 6-47 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-48 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



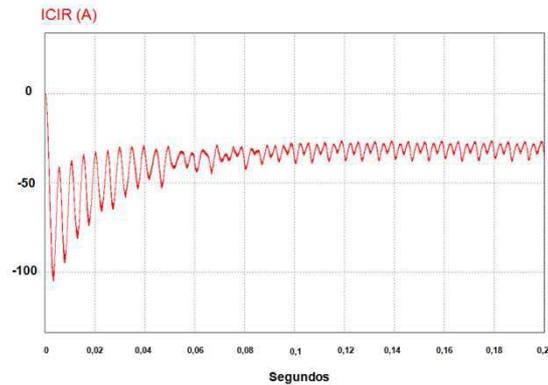
(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.



(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 6-60. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 4 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 2 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.8$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	-10.14	19.25	4.50	0.60	1.58	0.47	0.24
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	80.59	-112.89	-142.34	66.37	91.66	-55.30
$ Ia2 $ (A)	10.14	26.45	4.03	0.6	1.63	0.41	≈ 0
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	78.96	60.53	42.01	-123.29	-117.6	NA
$ Ia $ (A)	0	45.70	0.68	≈ 0	0.3	0.26	0.24
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	79.88	-67.24	NA	159.69	151.10	-57.44
$ Vxa $ (V)	-12.15	4.47	7.92	1.53	4.89	1.66	0.79
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	-64.69	-63.97	-67.46	127.54	147.86	60.40

Tabla 6-47. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,901
Rendimiento (η) (%)	79.10

Tabla 6-48. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.16 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, similar al caso del modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 79.10 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior.

6.5.7. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores. Aplicación del control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto y del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ Td1 < Td2 y K1 > K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$, $K1=0.5$ y $K2=0.3$, aplicando el control y corrección propuestos. En la figura 6-61 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-61.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-61.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-61.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-61.d). Por otro lado, en la tabla 6-49 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-50 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

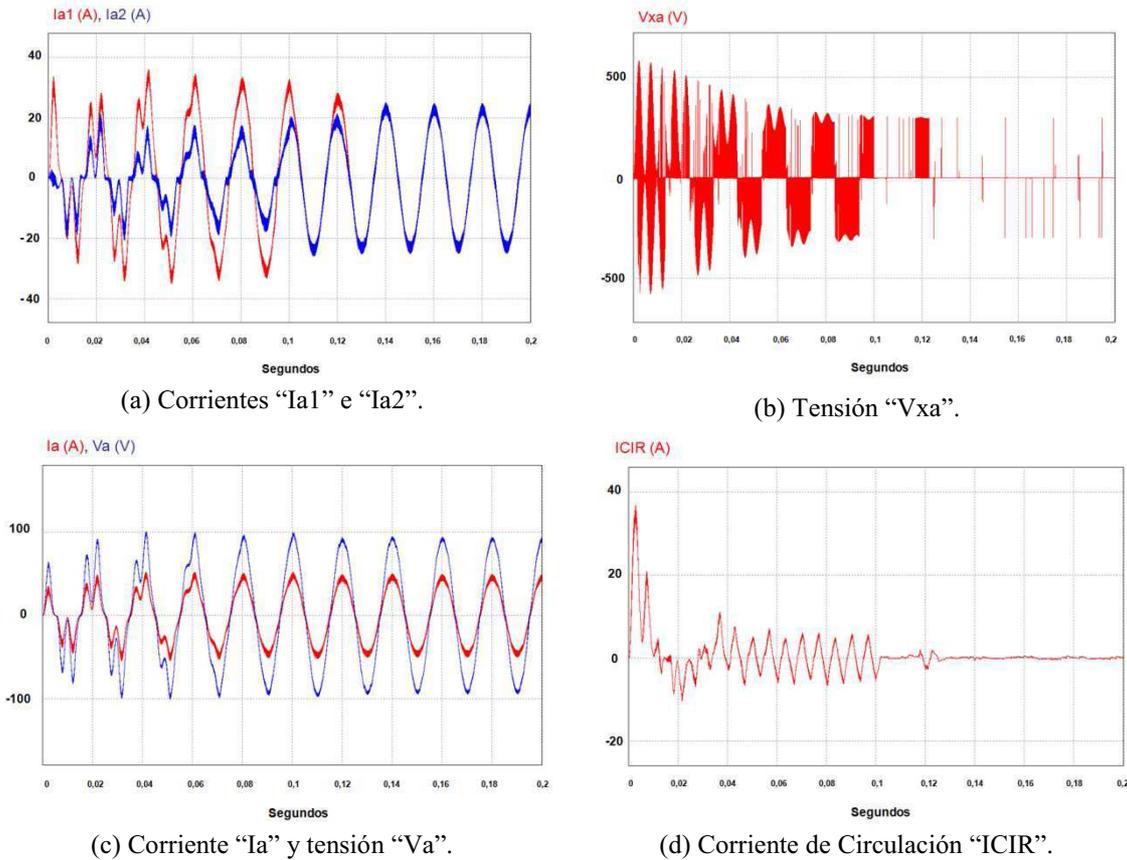


Figura 6-61. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 2 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 6 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.3$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	0	22.84	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.26
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	88.42	NA	NA	NA	NA	46.84
$ Ia2 $ (A)	0	22.82	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.31
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	86.18	NA	NA	NA	NA	50.71
$ Ia $ (A)	0	45.64	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.58
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	86.91	NA	NA	NA	NA	49.16
$ Vxa $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-49. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,383
Rendimiento (η) (%)	84.65

Tabla 6-50. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.16 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, similar al caso del modelo ideal.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación, cuyo valor absoluto final no sobrepasa 0.5 A (este límite es debido a tolerancias de los componentes, valores reales de los parámetros de los mismos, así como a la naturaleza del sistema en cuanto a tiempos de procesamiento no despreciables e implementación del mismo mediante dos DSPs independientes que no funcionan de manera sincronizada, tal y como se ha explicado con anterioridad). Por lo tanto, el modelo propuesto es viable en cuanto a la medición, control y corrección de los dos desequilibrios actuando al unísono.
- El rendimiento del sistema es de 84.65 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior. Con respecto al modelo en el que no se realizaba control y corrección de los desequilibrios, se consigue una ganancia de 3.62%.

➤ Td1>Td2 y K1<K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$, $K1=0.5$ y $K2=0.8$, aplicando el control y corrección propuestos. En la figura 6-62 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 6-62.a), de la tensión “Vxa” (figura 6-62.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 6-62.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 6-62.d). Por otro lado, en la tabla 6-51 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 6-52 se

identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

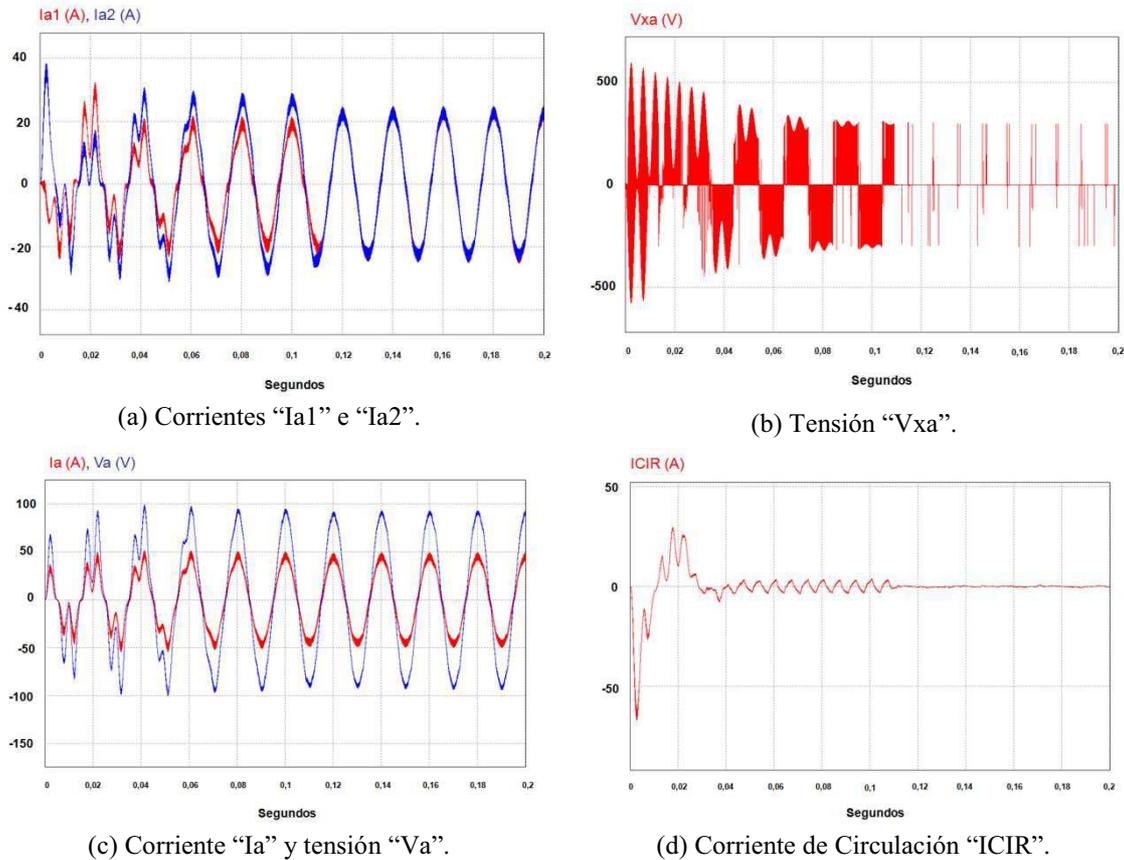


Figura 6-62. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 4 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 2 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.8$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	0	22.84	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.40	0.30
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	85.18	NA	NA	NA	-112.96	58.05
$ Ia2 $ (A)	0	22.86	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.40	0.30
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	87.41	NA	NA	NA	66.15	235.02
$ Ia $ (A)	0	45.69	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	86.37	NA	NA	NA	NA	NA
$ Vxa $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 6-51. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250

Potencia de entrada (W)	7,393
Rendimiento (η) (%)	84.53

Tabla 6-52. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, algo más rápido que en el caso del modelo ideal.
- De la misma manera que en el caso anterior, el modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación, cuyo valor absoluto final no sobrepasa 0.5 A (este límite es debido a tolerancias de los componentes, valores reales de los parámetros de los mismos, así como a la naturaleza del sistema en cuanto a tiempos de procesamiento no despreciables e implementación del mismo mediante dos DSPs independientes que no funcionan de manera sincronizada, tal y como se ha explicado con anterioridad). Por lo tanto, el modelo propuesto es viable en cuanto a la medición, control y corrección de los dos desequilibrios actuando al unísono
- El rendimiento del sistema es de 84.53 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior. Con respecto al modelo del apartado en el que no se realizaba control y corrección de los desequilibrios, se consigue una ganancia de 5.43%. Por supuesto, la ganancia de rendimiento obtenida es mayor en comparación al caso anterior ($Td1 < Td2$ y $K1 > K2$), debido a que, en el caso en estudio, el valor de $|\Delta K| = 0.3$, y el caso anterior, se tiene que $|\Delta K| = 0.2$. Es el desequilibrio en el parámetro de vector nulo en el que el rendimiento se ve más afectado.

6.6. Conclusiones.

A la vista de los resultados obtenidos, para un sistema formado por dos inversores trifásicos VSI con modulación SVPWM conectados sin aislamiento galvánico a una

carga equilibrada regulada en tensión, tanto para un entorno de simulación ideal como para un entorno de simulación real en el que se han tenido en cuenta tolerancias en elementos pasivos y tiempos de procesamiento no despreciables, y tanto para los casos en los que los desequilibrios introducidos en el sistema se han centrado en las diferencias entre los tiempos muertos y entre los valores de los parámetros de vector nulo, actuando ambos tipos de desequilibrio de forma individual o simultánea, se ha demostrado que:

- Los algoritmos de medición de los desequilibrios introducidos en el sistema permiten disponer de una medida real de dichos desequilibrios.
- Los reguladores PI utilizados para controlar los desequilibrios introducidos en el sistema dan un resultado satisfactorio, eliminando dichos desequilibrios, y presentando, además, una respuesta temporal efectiva para el funcionamiento del sistema.
- Los algoritmos de medición y control propuestos permiten eliminar la corriente de circulación provocada por los desequilibrios introducidos en el sistema, consiguiendo, además, un reparto de cargas equilibrado en las corrientes de salida de los inversores.
- Los algoritmos de medición y control propuestos, actuando sobre los desequilibrios introducidos en el sistema, permiten elevar el rendimiento del mismo.

CAPÍTULO 7

SIMULACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES PARA UN SISTEMA FORMADO POR DOS INVERSORES TRIFÁSICOS VSI CON MODULACIÓN SVPWM CONECTADOS SIN AISLAMIENTO GALVÁNICO A UNA RED ELÉCTRICA TRIFÁSICA EQUILIBRADA.

7.1. Introducción. Modelos utilizados en la simulación.

Hasta ahora, todos los desarrollos y simulaciones que se han realizado han tenido en cuenta que el sistema formado por los dos inversores trifásicos VSI con modulación SVPWM se conectaba a una carga trifásica equilibrada en la salida. Sin embargo, las plantas de conversión fotovoltaicas también se utilizan no solo para alimentar cargas, sino también para entregar energía a la red de distribución eléctrica.

Por supuesto, el hecho de que dos inversores se encuentren conectados en salida a una red trifásica sin aislamiento galvánico supone la posibilidad de aparición de corrientes de circulación si las tensiones de las salidas homólogas de los dos inversores no están perfectamente equilibradas. Esta circunstancia provoca una pérdida en el rendimiento del sistema de conversión, además de aparición de componentes continuas en las corrientes, fenómenos de desequilibrio y todos aquellos efectos que las corrientes de circulación producen.

Es, por lo tanto, fundamental detectar y controlar la aparición de corrientes de circulación también en el caso en que el sistema esté conectado a la red de distribución eléctrica.

El presente apartado tiene por objetivo verificar, en el caso de conectar a la salida una red eléctrica trifásica equilibrada en vez de una carga, si se cumplen las mismas premisas que originan corriente de circulación mediante la aplicación de los desequilibrios anteriormente analizados (diferencia de tiempos muertos entre los dos inversores, diferencia entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores, y ambos desequilibrios combinados). También se analizarán las corrientes de circulación provocadas en cuanto a contenido armónico, y finalmente se verificará si son aplicables las mismas técnicas de detección y corrección hasta ahora descritas y que han dado resultado positivo para el caso de una carga trifásica en salida. En la figura 7-1 se observa el circuito de referencia que será utilizado.

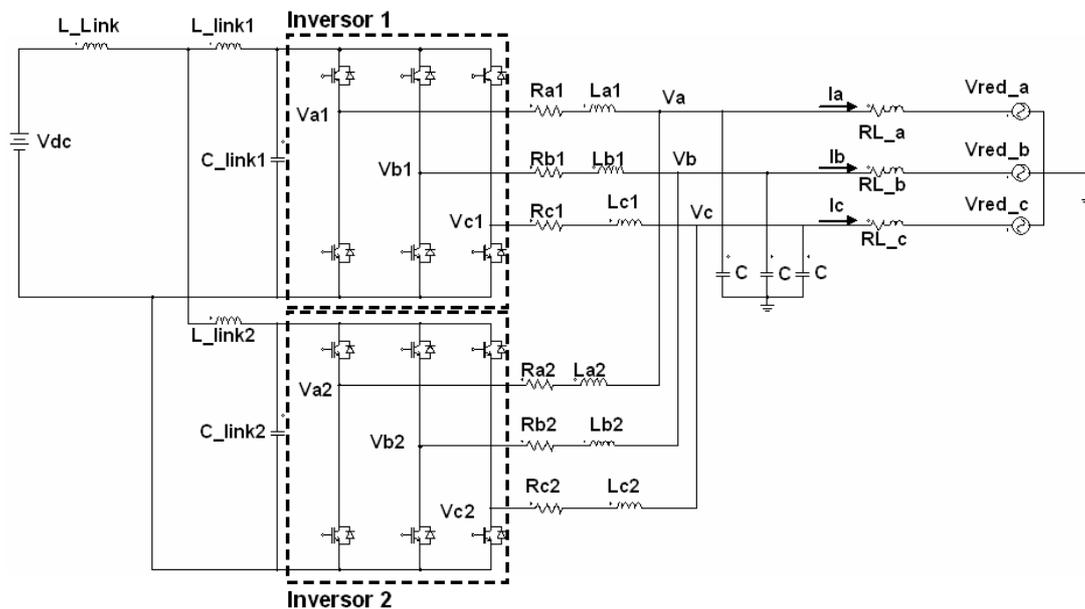


Figura 7-1. Circuito de referencia para el análisis de los efectos de los desequilibrios sobre dos inversores conectados en paralelo a la red eléctrica.

De la misma forma que en los análisis que se han realizado hasta ahora (relativos a la conexión de una carga trifásica en salida), se tendrán en cuenta un entorno de simulación ideal y un entorno de simulación real, con las mismas condiciones que se utilizaron cuando la salida del sistema formado por los dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico alimentaba una carga trifásica equilibrada. A grandes rasgos, únicamente se cambiará la carga trifásica de los modelos utilizados por una red trifásica, aunque eso sí, el sistema formado por los dos inversores deberá de estar perfectamente regulado en salida para realizar una conexión con la red eléctrica. A este respecto, el regulador de tensión que el sistema disponía cuando éste se conectaba a una

carga se sustituirá por un sistema que controla, a través de transformación “D-Q-0”, las componentes “Id” e “Iq” de las corrientes de salida del sistema, para de esta forma entregar una potencia activa y reactiva a la red eléctrica perfectamente regulada y constante, y con un factor de potencia adecuado. Los parámetros de los controladores PI de todos los circuitos simulados no varían con respecto al caso correspondiente en que se conectaba en salida una carga trifásica.

El modelo del que se parte es el que puede apreciarse en la figura 7-2.

Con respecto al modelo identificado en la figura 6-1, se han introducido dos nuevos elementos:

- Red eléctrica trifásica equilibrada.

La red eléctrica trifásica equilibrada que sustituye a la carga trifásica equilibrada está formada por tres fuentes de tensión, definidas por “Vred_a” (para la fase “a”), “Vred_b” (para la fase “b”) y Vred_c” (para la fase “c”) que forman un sistema trifásico equilibrado, y cuyo link con los inversores conectados en paralelo está formado, para cada una de las fases, por una bobina de link y una resistencia en serie (ésta última representa las pérdidas por inserción y valores resistivos parásitos de la línea). Estas bobinas y resistencias en paralelo se definen “RLa” (para la fase “a”), “RLb” (para la fase “b”) y “RLc” (para la fase “c”), tal y como se muestra en la figura 7-3. En concreto, se ha considerado los siguientes valores para cada uno de los elementos que simulan la red eléctrica trifásica, según aparece en la tabla 7-1:

COMPONENTE (Unidad)	VALOR
RLa=RLb=RLc (Ω , μH)	0.0732 Ω , 300 μH
Vred_a (tensión línea-línea) (V, °)	110 V (rms), 0°
Vred_b (tensión línea-línea) (V, °)	110 V (rms), -120°
Vred_c (tensión línea-línea) (V, °)	110 V (rms), -240°

Tabla 7-1. Valores de los componentes utilizados para la simulación de la red eléctrica.

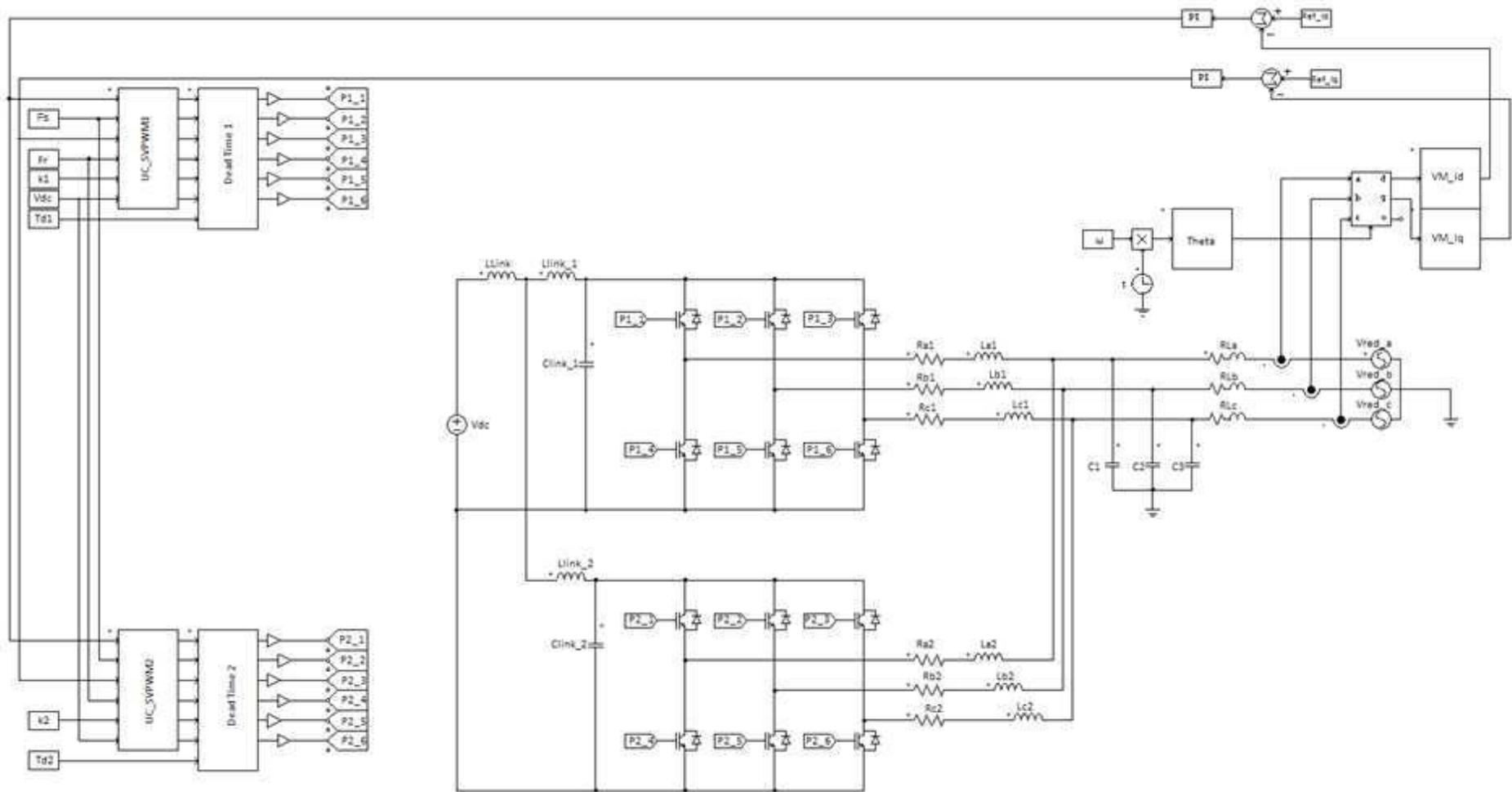


Figura 7-2. Circuito en PSIM utilizado para la simulación.

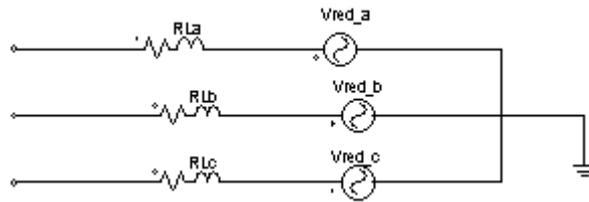


Figura 7-3. Representación en PSIM de la red eléctrica trifásica y su link correspondiente.

- Regulador de potencia activa/reactiva de conexión a red eléctrica.

El regulador de potencia activa/reactiva permite realizar la conexión a la red eléctrica en unas condiciones óptimas para la transferencia de potencia. Dicho regulador está formado por los siguientes componentes, tal y como aparece en la figura 7-4.

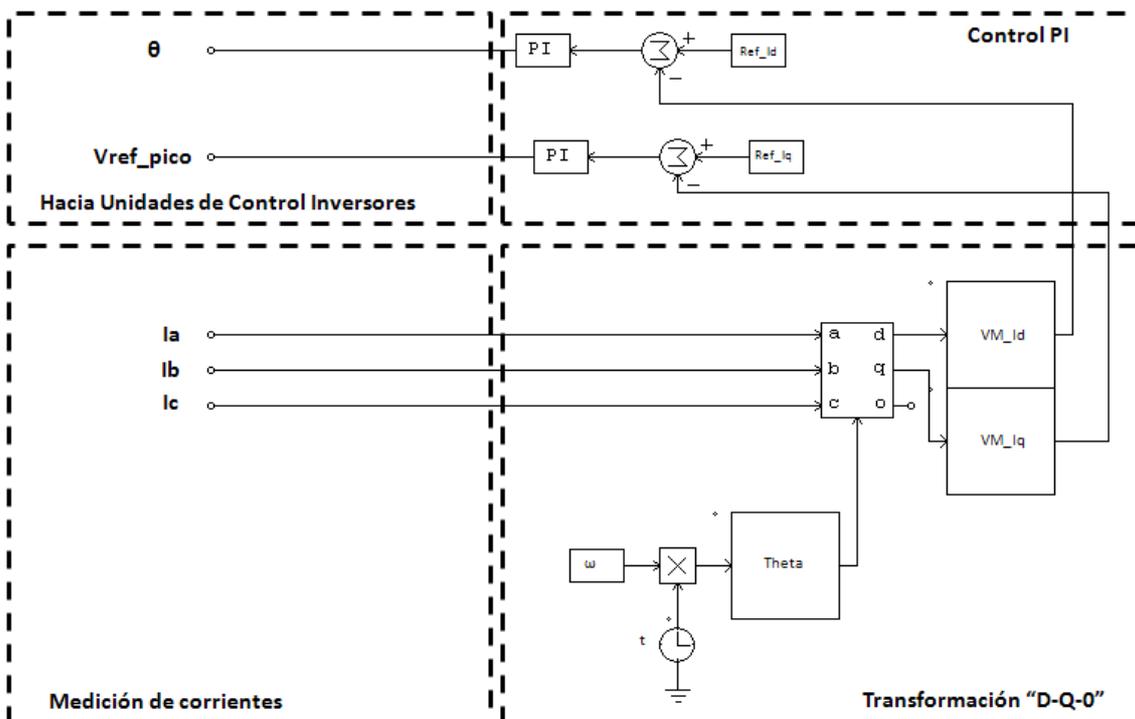


Figura 7-4. Diagrama de bloques en PSIM del regulador de potencia activa/reactiva.

- (a) Un sistema que mide las corrientes trifásicas de salida “Ia”, “Ib” e “Ic”, formado por sensores de corriente.
- (b) Una unidad que realiza la transformación “abc” a coordenadas “dq0”, siguiendo las premisas definidas en la ecuación (5.3), del apartado “5.2.3. Bloque medidor para el desequilibrio conjunto relativo a una diferencia de tiempos muertos y diferencia entre parámetro de vector nulo” de la presente Tesis Doctoral. La salida de esta unidad son los valores “Id” e “Iq” (también se obtiene el canal “0”,

pero en este caso no se utiliza). Para evitar fluctuaciones, las salidas “Id” e “Iq” se introducen en un bloque que calcula el valor medio de los mismos (bloque “VM_Id”, para la componente “Id”, y bloque “VM_Iq” para la componente “Iq”).

- (c) Un controlador PI, para los valores de “Id” e “Iq”, cuyos valores de referencia con “Ref_Id” y “Ref_Iq”.
- (d) Las salidas del sistema alimentan las entradas de las unidades de control de los dos inversores que gobiernan el valor de “ θ ” (o ángulo inicial de referencia) y el valor de pico “Vref_pico”, ambos necesarios para la generación de las señales SVPWM de activación y desactivación de los polos de los inversores.

El funcionamiento del sistema regulador de potencia activa/reactiva está basado en las siguientes premisas:

- (a) El valor de la componente “Id” o componente en fase de la transformada “D-Q-0” del sistema trifásico formado por las corrientes de salida, que identifica la potencia activa entregada al sistema, es proporcional al ángulo de referencia “ θ ” que gobierna la generación de las señales SVPWM de activación/desactivación de los polos de los inversores. Por lo tanto, una variación de dicho ángulo “ θ ” provoca una variación en la potencia activa entregada por el sistema a la red.
- (b) El valor de la componente “Iq” o componente en cuadratura de la transformada “D-Q-0” del sistema trifásico formado por las corrientes de salida, que identifica la potencia reactiva entregada al sistema, es proporcional al valor de pico máximo que gobierna la generación de las señales SVPWM de activación/desactivación de los polos de los inversores. Por lo tanto, una variación de dicho valor de pico provoca una variación en la potencia reactiva entregada por el sistema a la red.

En el apartado "2.3.3. Técnicas de control de frecuencia y caída de voltaje" de la presente Tesis Doctoral se analizó el fundamento teórico en el que se basa estos dos premisas. Por lo tanto, si mediante un control PI se consiguen mantener constantes los valores en fase y en cuadratura de las corrientes de salida en el plano “D-Q-0”, el sistema siempre estará entregando la misma potencia activa y reactiva, con el mismo valor del factor de potencia. Dado que la red eléctrica está formada por

elementos equilibrados y fijos, si la potencia activa y reactiva es la misma, la corriente y la tensión de salida y hacia la red eléctrica será siempre la misma.

Eligiendo los valores a los que se desea mantener los valores de potencia activa y reactiva entregados, se consigue una conexión a la red eléctrica en consonancia con los requisitos definidos, sobre todo con respecto a factor de potencia y potencia activa entregados. En particular, y para las simulaciones que se han realizado, se han definido los siguientes valores de referencia, tal y como aparece en la tabla 7-2.

COMPONENTE (Unidad)	VALOR
Ref_Id (A)	6
Ref_Iq (A)	57

Tabla 7-2. Valores de referencia de las componentes “Id” e “Iq” del regulador de potencia activa/reactiva utilizados.

Con esos valores, se obtiene un valor de potencia activa entregada por el sistema a la red de 8.000 W, y un factor de potencia de 0.999. En el Anexo XI se muestra el bloque de programación que simula los bloques “VM_Id” y “VM_Iq”. Los valores de los parámetros de sintonización del controlador PI utilizado en el regulador de potencia activa/reactiva son los mismos que los utilizados por el resto de controladores PI del circuito que controlan y corrigen los desequilibrios.

7.2. Entorno de simulación ideal. Resultados y conclusiones.

7.2.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación.

Según el circuito identificado en la figura 7-1, y su correspondiente representación en PSIM (figura 7-2), y para las condiciones descritas para el entorno de simulación ideal, en la tabla 7-3 se identifican los valores de los parámetros que han sido utilizados, que coinciden con el entorno de simulación ideal que alimentaba una carga trifásica equilibrada a la salida.

COMPONENTE (Unidad)	VALOR
Vdc (Voltios)	250
C Link1 (μ F)	600
C link2 (μ F)	600
L link (μ H)	500
L link1 (μ H)	20
L link2 (μ H)	20
Tensión de saturación Vce IGBT (Voltios)	2.5
Tensión umbral Diodo Antiparalelo (Voltios)	0.7
Resistencia en directa de IGBT (Ω)	0.1
Resistencia en directa de diodo en antiparalelo (Ω)	0.1
La1, La2, Lb1, Lb2, Lc1, Lc2 (mH)	1.0
Ra1, Ra2, Rb1, Rb2, Rc1, Rc2 (Ω)	0.5
C (μ F)	25
Frecuencia de portadora (Hz)	10,000
Frecuencia fundamental (Hz)	50

Tabla 7-3. Valores utilizados en la simulación para los casos en estudio.

Tal y como se definió con anterioridad, se realizara la simulación aplicando los mismos desequilibrios, con los mismos valores de los parámetros en los que existe dicho desequilibrio, que en los casos en los que se conectó a la salida una carga trifásica equilibrada, es decir:

- Desequilibrio entre los tiempos muertos de los dos inversores ($Td1 \neq Td2$)
- Desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores ($K1 \neq K2$)
- Desequilibrio conjunto entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de los dos inversores ($Td1 \neq Td2, K1 \neq K2$).

Las unidades de detección, control y corrección de los desequilibrios serán las mismas que en el caso de conexión en salida a una carga trifásica equilibrada, y se utilizarán los mismos valores en los parámetros de sintonización de los controladores PI que se utilizaron para casa caso homólogo.

No se mostrarán gráficas relativas a las zonas de conducción, puesto que su definición está relacionada con una situación ideal en el que los tiempos de procesamiento son despreciables y no se tiene en cuenta tolerancias en los componentes.

7.2.2. Sistema con un desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

➤ Td1 < Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$. En la figura 7-5 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-5.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-5.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-5.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-5.d). Por otro lado, en la tabla 7-4 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-5 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

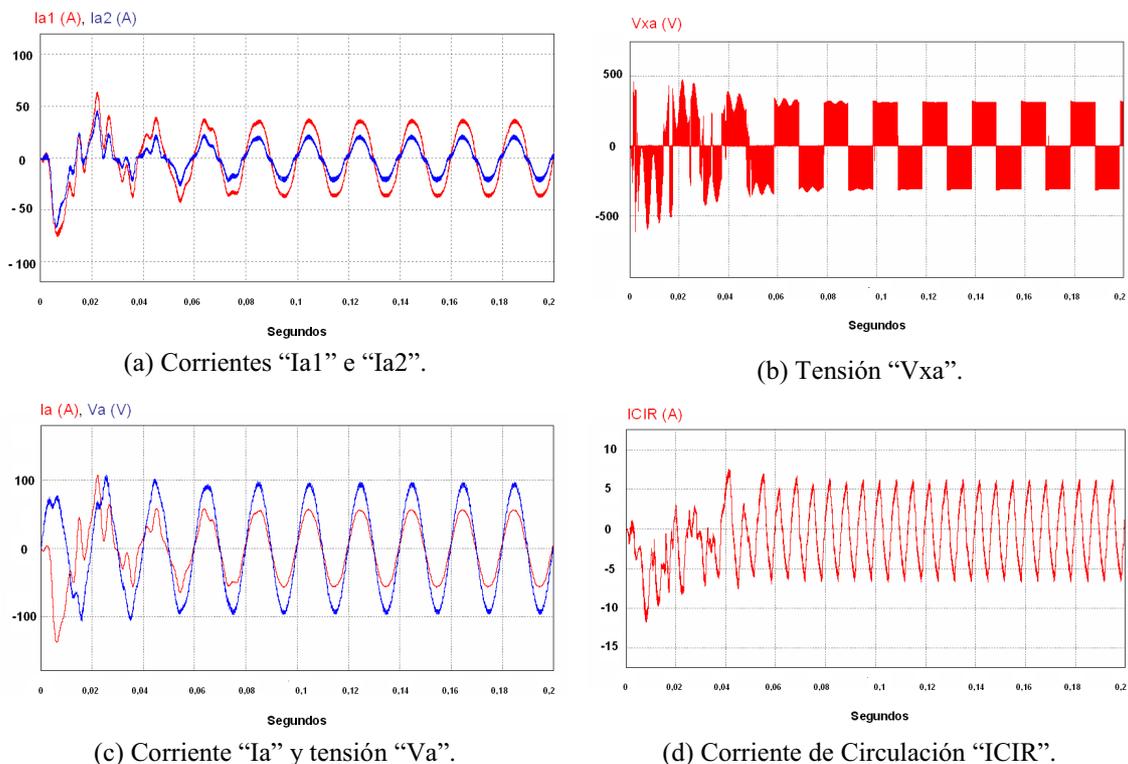


Figura 7-5. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 2 \mu\text{seg}$, y $Td2 = 6 \mu\text{seg}$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	36.79	≈ 0	1.67	≈ 0	0.70	0.39
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	-2.90	NA	0.80	NA	96.01	94.57
$ I_{a2} $ (A)	0	18.93	≈ 0	1.78	≈ 0	1.22	0.34
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	3.61	NA	-164.00	NA	-153.54	-116.30
$ I_a $ (A)	0	55.61	≈ 0	≈ 0	≈ 0	1.57	0.446
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	-1.42	NA	NA	NA	154.18	145.95
$ V_{xa} $ (V)	0	13.37	≈ 0	4.62	≈ 0	2.61	1.69
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	2.21	NA	62.65	NA	101.98	141.70

Tabla 7-4. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,896
Rendimiento (η) (%)	80.84

Tabla 7-5. Valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- La respuesta del sistema es similar al caso de que se conectara en salida una carga trifásica equilibrada. Se observa un tiempo transitorio de 0.10 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de la diferencia de tiempos muertos, formada por los componentes armónicos múltiples del fundamental, con un valor de pico del orden de 5 Amperios.
- El rendimiento del sistema es de 80.84 %.
- Los resultados obtenidos se corresponden con el análisis teórico realizado relativo a la naturaleza y contenido armónico de la corriente de circulación.

➤ Td1 > Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$. En la figura 7-6 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ I_{a1} ” y “ I_{a2} ” (figura 7-6.a), de la tensión “ V_{xa} ” (figura 7-6.b), de la corriente “ I_a ” y la tensión “ V_a ” (figura 7-6.c) y de la corriente de circulación

“ICIR” (figura 7-6.d). Por otro lado, en la tabla 7-6 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-7 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

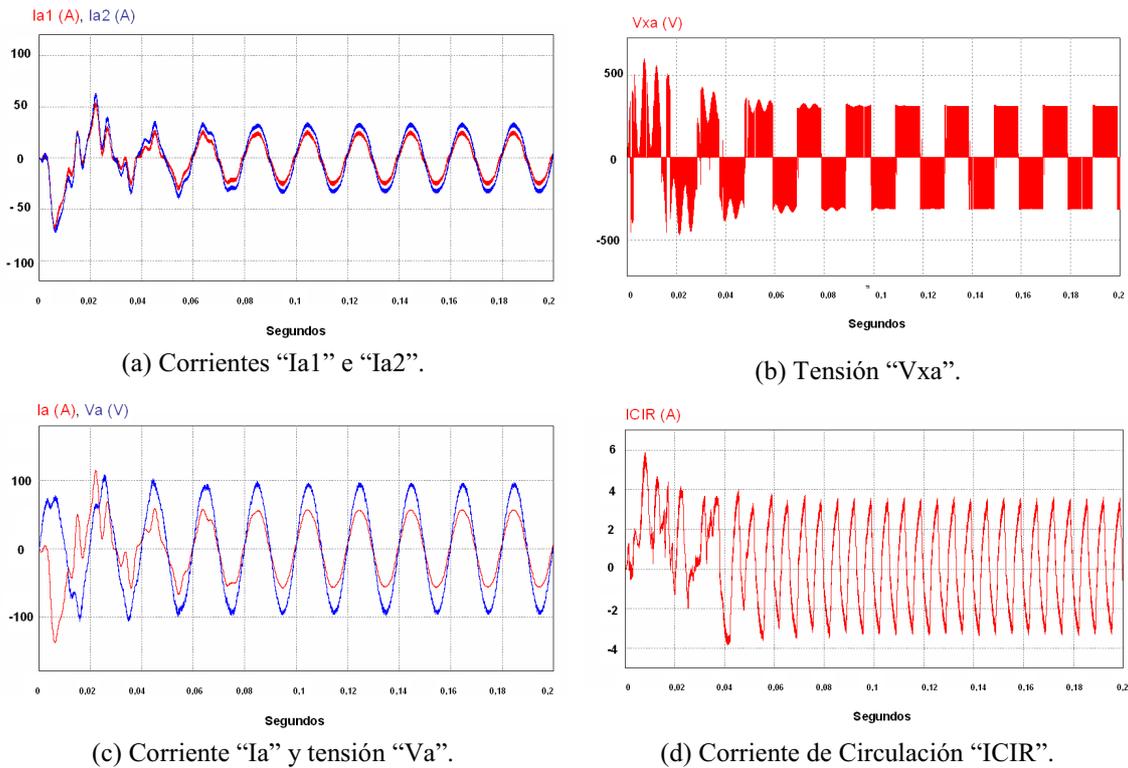


Figura 7-6. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
Ia1 (A)	0	23.82	≈ 0	1.02	≈ 0	1.13	0.45
Arg(Ia1) (°)	NA	8.26	NA	-169.82	NA	-178.30	-151.08
Ia2 (A)	0	33.01	≈ 0	0.973	≈ 0	0.64	0.32
Arg(Ia2) (°)	NA	4.47	NA	10.57	NA	124.02	117.70
Ia (A)	0	56.76	≈ 0	≈ 0	≈ 0	1.66	0.62
Arg(Ia) (°)	NA	5.32	NA	NA	NA	155.31	166.45
Vxa (V)	0	6.91	≈ 0	2.65	≈ 0	1.78	1.42
Arg(Vxa) (°)	NA	-153.05	NA	-107.43	NA	-69.85	-35.56

Tabla 7-6. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,763
Rendimiento (η) (%)	81.94

Tabla 7-7. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- La respuesta del sistema es similar al caso de que se conectara en salida una carga trifásica equilibrada. Se observa un tiempo transitorio de 0.1 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario, un poco más rápido que en el caso anterior.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de la diferencia de tiempos muertos, formada por los componentes armónicos múltiples del fundamental, con un valor de pico del orden de 3.8 Amperios. Este valor es inferior al caso anterior, puesto que el desequilibrio (ΔT_d) es menor.
- El rendimiento del sistema es de 81.94 %.
- Los resultados obtenidos se corresponden con el análisis teórico realizado relativo a la naturaleza y contenido armónico de la corriente de circulación.

7.2.3. Sistema con desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2)

➤ Td1 < Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $T_{d1} = 2 \mu\text{s}$ y $T_{d2} = 6 \mu\text{s}$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-7 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-7.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-7.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-7.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-7.d). Por otro lado, en la tabla 7-8 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”,

en grados), “ I_a ” (cuyo módulo es “ $|I_a|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_a)$ ”, en grados) y “ V_{xa} ” (cuyo módulo es “ $|V_{xa}|$ ”, en voltios, y su argumento es “ $\text{Arg}(V_{xa})$ ”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-9 se identifican los valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

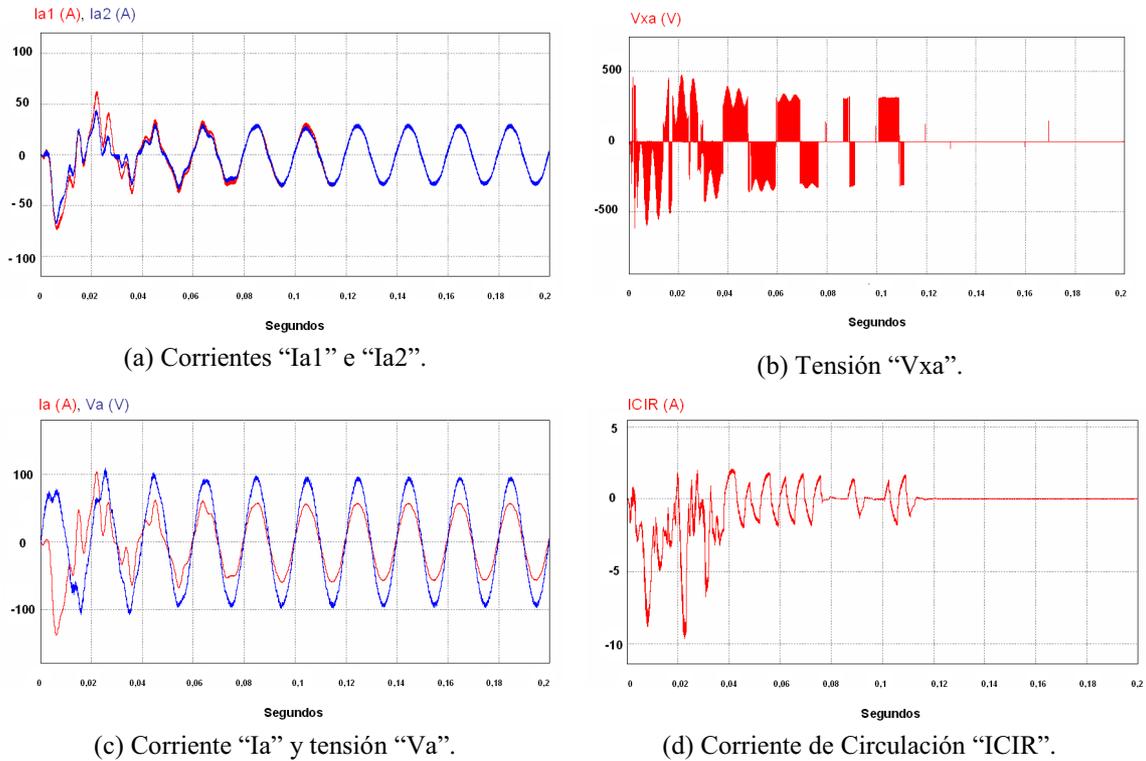


Figura 7-7. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{ax} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ $ICIR$ ” (d). $T_{d1} = 2 \mu\text{seg.}$, $T_{d2} = 6 \mu\text{seg.}$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	28.51	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.61	0.25
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	62.81	NA	NA	NA	139.95	142.21
$ I_{a2} $ (A)	0	28.51	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.63	0.25
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	62.81	NA	NA	NA	139.90	142.21
$ I_a $ (A)	0	56.98	≈ 0	≈ 0	≈ 0	1.20	0.50
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	62.81	NA	NA	NA	139.85	142.20
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-8. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000

Potencia de entrada (W)	9,720
Rendimiento (η) (%)	82.30

Tabla 7-9. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.12 segundos.
- Se observa que la tensión “Vxa” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión Vxa es la causante de la corriente de circulación, al ser Vxa nulo, la corriente de circulación se anula, consiguiéndose un reparto equilibrado de las corrientes de fase homólogas de los dos inversores.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“Va” e “Ia”) están perfectamente reguladas y son estables. De la misma forma, y para las corrientes “Ia1” e “Ia2”, se ha conseguido reducir las componentes armónicas múltiples del fundamental, e igualándose dichas corrientes; también se han igualado sus componentes fundamentales, que presentan un reparto de carga totalmente equilibrado.
- Consecuentemente, la corriente de circulación presenta valores próximos a cero.
- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los tiempos muertos sea nula.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 82.30 %. Con respecto al caso en que no se aplicó el control, la mejora en rendimiento es de 1.46 %. Por supuesto, cuanto mayor es el desequilibrio, mayor es la mejoría obtenida una vez se haya controlado y corregido dicho desequilibrio.

➤ Td1 > Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-8 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-8.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-8.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-8.c) y

de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-8.d). Por otro lado, en la tabla 7-10 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-11 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

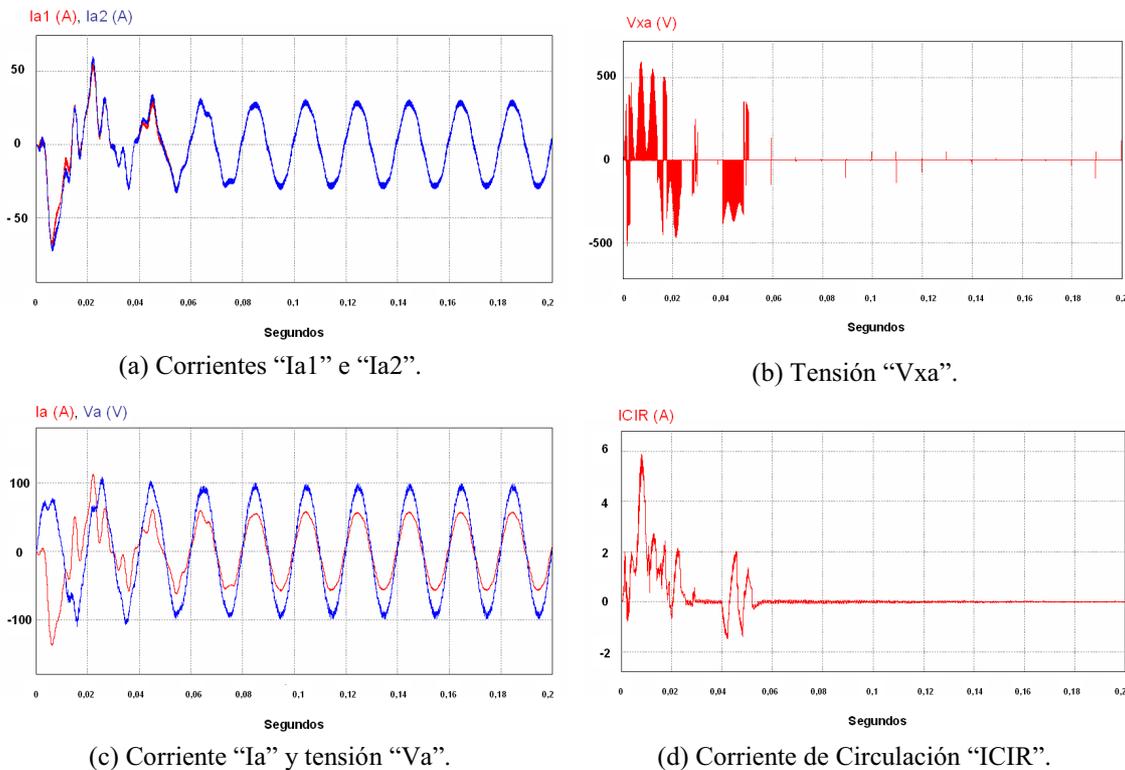


Figura 7-8. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 4 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 2 \mu\text{seg.}$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
Ia1 (A)	0	28.26	≈ 0	≈ 0	≈ 0	1.09	0.46
Arg(Ia1) (°)	NA	5.94	NA	NA	NA	156.83	153.92
Ia2 (A)	0	28.26	≈ 0	≈ 0	≈ 0	1.09	0.46
Arg(Ia2) (°)	NA	5.94	NA	NA	NA	-25.02	154.01
Ia (A)	0	56.48	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.90

Arg(Ia) (°)	NA	5.90	NA	NA	NA	NA	153.59
 Vxa (V)	0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0
Arg(Vxa) (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-10. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,720
Rendimiento (η) (%)	82.30

Tabla 7-11. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de 0.06 segundos.
- Se observa que la tensión “Vxa” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión Vxa es la causante de la corriente de circulación, al ser Vxa nulo, la corriente de circulación se anula, consiguiéndose un reparto equilibrado de las corrientes de fase homólogas de los dos inversores.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“Va” e “Ia”) están perfectamente reguladas y son estables. De la misma forma, y para las corrientes “Ia1” e “Ia2”, se ha conseguido reducir de forma palpable las componentes armónicas múltiples del fundamental, e igualándose dichas corrientes; también se han igualado sus componentes fundamentales, que presentan un reparto de carga totalmente equilibrado.
- Consecuentemente, la corriente de circulación presenta valores próximos a cero.
- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los tiempos muertos sea nula.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 82.30 %. Con respecto al caso en que no se aplicó el control, la mejora en rendimiento es de 0.36 %, muy similar al caso de una carga trifásica equilibrada en salida.

7.2.4. Sistema con un desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

➤ K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.8$. En la figura 7-9 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-9.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-9.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-9.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-9.d). Por otro lado, en la tabla 7-12 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-13 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

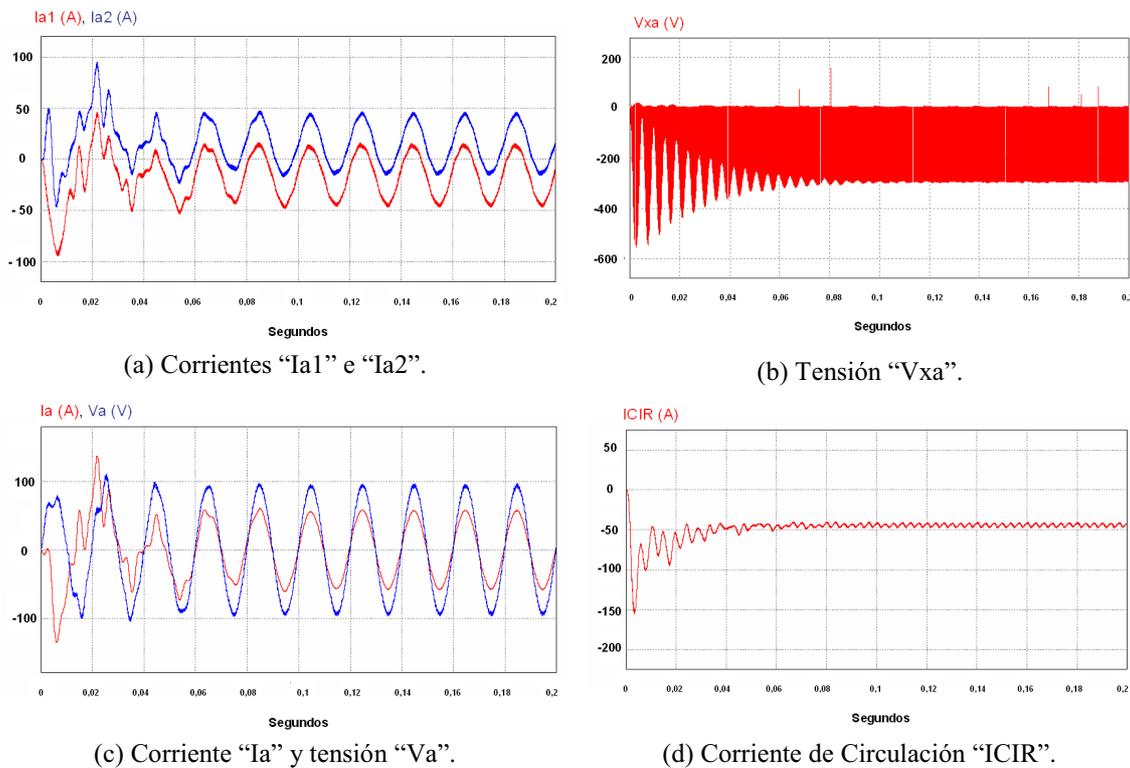


Figura 7-9. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$ y $K2=0.8$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	-14.28	28.60	1.03	≈ 0	0.3	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	6.11	70.26	NA	59.14	NA	NA
$ I_{a2} $ (A)	14.28	28.36	1.07	≈ 0	0.3	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	5.94	-115.0	NA	-110.7	NA	NA
$ I_a $ (A)	0	56.93	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	5.3	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	-17.15	0.21	2.04	0.2	1.05	0.18	0.3
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	73.09	115.77	148.15	127.92	-129.14	55.20

Tabla 7-12. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	10,534
Rendimiento (η) (%)	75.94

Tabla 7-13. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- La respuesta del sistema es similar al caso de que se conectara en salida una carga trifásica equilibrada observándose un tiempo transitorio de 0.08 segundos a partir del cual el sistema al completo se considera en estado estacionario.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de la diferencia de los parámetros de vector nulo de los dos inversores, formada por una componente continua y las componentes a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental. Por supuesto, el valor de la componente continua de “ICIR” es tres veces el valor de la componente continua de una fase, al ser el desequilibrio igual para las tres fases (el valor de la componente continua de ICIR es -42.84 Amperios), y presenta un rizado formado por la suma de las componentes de corriente armónicas a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental de las tres fases.
- El rendimiento del sistema es de 75.94 %, verificándose además que los resultados obtenidos se corresponden con el análisis teórico realizado relativo a la naturaleza y contenido armónico de la corriente de circulación.

➤ K1>K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.3$. En la figura 7-10 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-10.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-10.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-10.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-10.d). Por otro lado, en la tabla 7-14 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-15 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

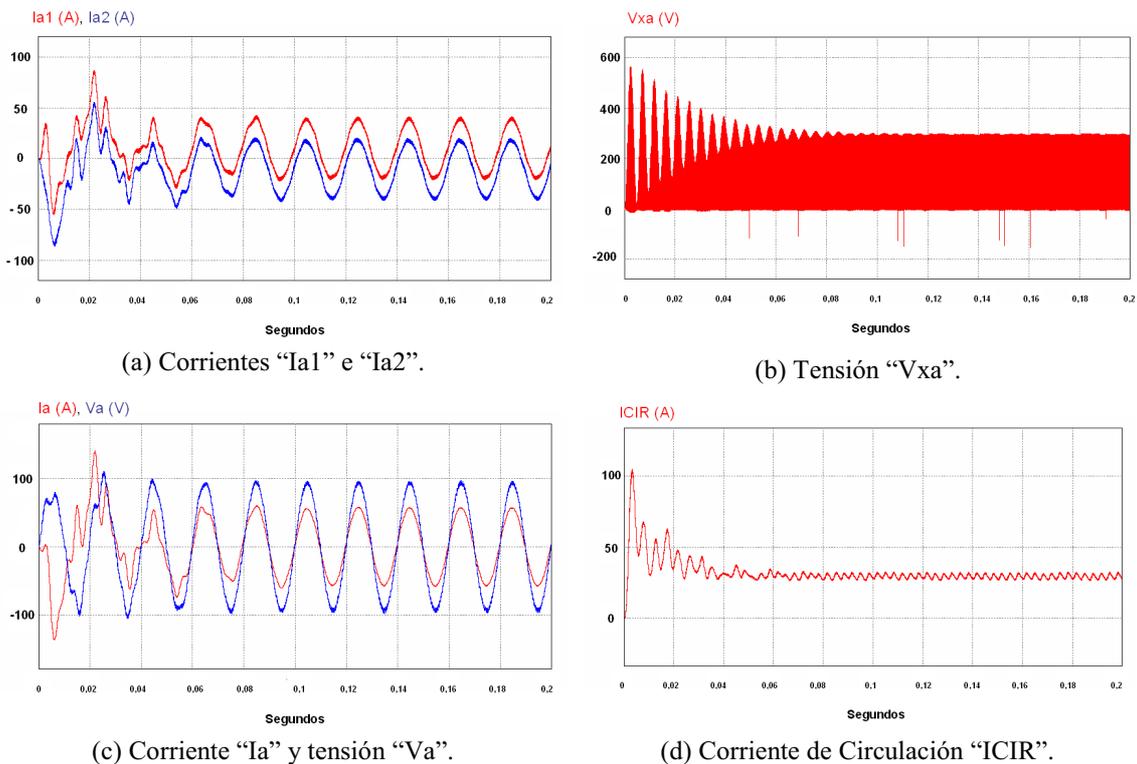


Figura 7-10. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$ y $K2=0.3$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	9.40	28.41	0.77	≈ 0	0.33	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	1.8	-124.71	NA	-121.96	NA	NA
$ I_{a2} $ (A)	-9.40	28.04	0.67	≈ 0	0.27	≈ 0	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	1.65	66.67	NA	45.91	NA	NA
$ I_a $ (A)	0	56.41	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	1.0	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	11.18	0.24	1.42	≈ 0	1.02	0.13	0.14
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	36.05	-66.57	NA	-55.28	-120.31	47.30

Tabla 7-14. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	10,084
Rendimiento (η) (%)	79.33

Tabla 7-15. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.08 segundos a partir del cual el sistema al completo se considera en estado estacionario, tal y como sucedía en el caso de conexión con una carga trifásica equilibrada en salida.
- Se observa la forma de onda de la tensión “ V_{xa} ”, que coincide con el análisis teórico realizado, presentando una componente continua, tal y como se esperaba.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables. Sin embargo, las señales “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” presentan armónicos a frecuencia múltiple del fundamental, y un valor de componente continua (de valor absoluto 9.40 Amperios). Este valor de componente continua es menor que en el caso anterior, ya que el desequilibrio ($\Delta K=0.2$) es menor. Esta componente continua tiene diferente signo para las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”. Por otro lado, el desequilibrio no parece afectar a las componentes a frecuencia fundamental de las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”, existiendo un reparto de carga equilibrado entre ellas. Estos

resultados son conformes a la formulación teórica identificada en apartados anteriores.

- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de la diferencia de los parámetros de vector nulo de los dos inversores, formada por una componente continua y las componentes a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental. Por supuesto, el valor de la componente continua de “ICIR” es tres veces el valor de la componente continua de una fase, al ser el desequilibrio igual para las tres fases (el valor de la componente continua de ICIR es 28.20 Amperios), y presenta un rizado formado por la suma de las componentes de corriente armónicas a frecuencia múltiple de la frecuencia fundamental de las tres fases.
- El rendimiento del sistema es de 79.33, correspondiéndose los resultados obtenidos con el análisis teórico realizado relativo a la naturaleza y contenido armónico de la corriente de circulación

7.2.5. Sistema con desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.8$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-11 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ I_{a1} ” y “ I_{a2} ” (figura 7-11.a), de la tensión “ V_{xa} ” (figura 7-11.b), de la corriente “ I_a ” y la tensión “ V_a ” (figura 7-11.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-11.d). Por otro lado, en la tabla 7-16 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “ I_{a1} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a1}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a1})$ ”, en grados), “ I_{a2} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a2}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a2})$ ”, en grados), “ I_a ” (cuyo módulo es “ $|I_a|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_a)$ ”, en grados) y “ V_{xa} ” (cuyo módulo es “ $|V_{xa}|$ ”, en voltios, y su argumento es “ $\text{Arg}(V_{xa})$ ”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-17 se identifican los valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

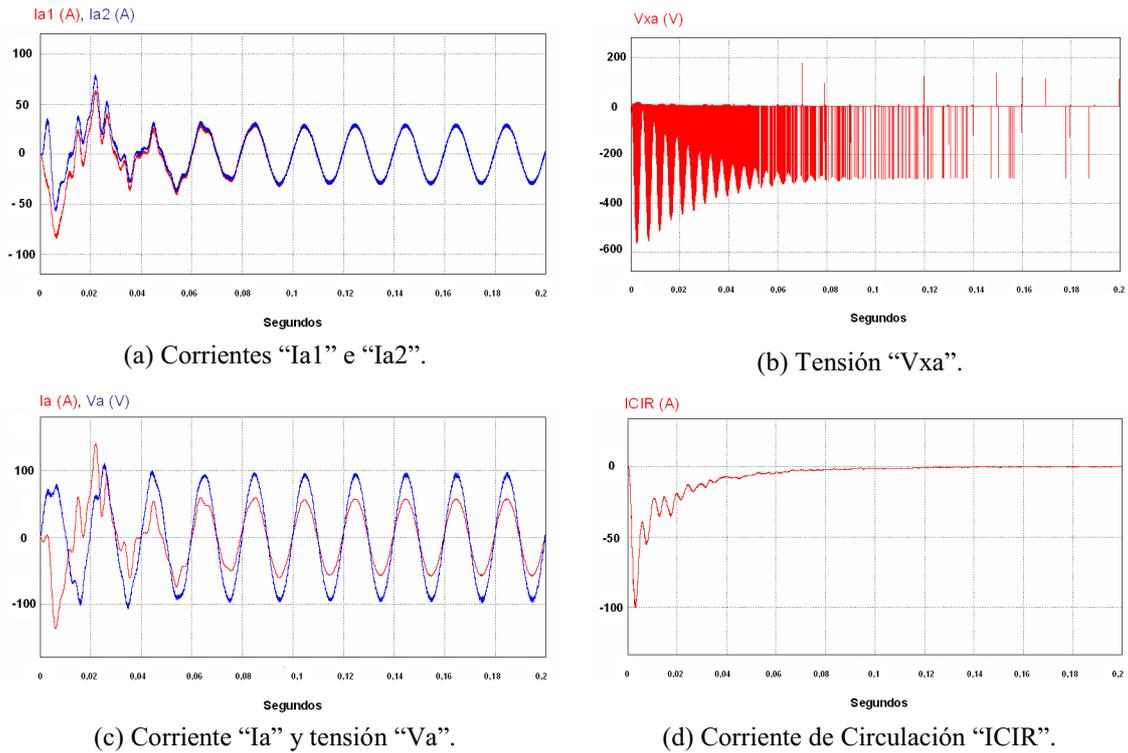


Figura 7-11. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$ y $K2=0.8$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	0	28.16	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.19	≈ 0
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	0.61	NA	NA	NA	133.88	NA
$ Ia2 $ (A)	0	28.16	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.2	≈ 0
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	1.58	NA	NA	NA	130.48	NA
$ Ia $ (A)	0	56.26	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.4	≈ 0
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	0.28	NA	NA	NA	132.18	NA
$ Vxa $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-16. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,728
Rendimiento (η) (%)	82.23

Tabla 7-17. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- La respuesta del sistema es similar al caso de una carga trifásica equilibrada en salida, observándose que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.14 segundos.
 - Se observa que la tensión “V_{xa}” termina teniendo un valor nulo después de aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión V_{xa} es la causante de la corriente de circulación, al ser V_{xa} nulo, la corriente de circulación se anula, desapareciendo la componente continua, que en general es la causa principal de la disminución del rendimiento.
 - El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los parámetros de vector nulo sea nula.
 - El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 82.23 %. Con respecto al caso en que no se aplicó el control la mejora en rendimiento es de 6.29 %. Este aumento del rendimiento es debido en gran parte en la desaparición de la componente continua de la corriente de circulación, así como de sus componentes armónicas con frecuencia múltiple a la frecuencia fundamental.
- K1>K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.3$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-12 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “I_{a1}” y “I_{a2}” (figura 7-12.a), de la tensión “V_{xa}” (figura 7-12.b), de la corriente “I_a” y la tensión “V_a” (figura 7-12.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-12.d). Por otro lado, en la tabla 7-18 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “I_{a1}” (cuyo módulo es “|I_{a1}|”, en amperios, y su argumento es “Arg(I_{a1})”, en grados), “I_{a2}” (cuyo módulo es “|I_{a2}|”, en amperios, y su argumento es “Arg(I_{a2})”, en grados), “I_a” (cuyo módulo es “|I_a|”, en amperios, y su argumento es “Arg(I_a)”, en grados) y “V_{xa}” (cuyo módulo es “|V_{xa}|”, en voltios, y su argumento es “Arg(V_{xa})”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-19 se identifican los valores de la potencia de entrada (“P_{in}”), de salida (“P_{sal}”) y del rendimiento (η).

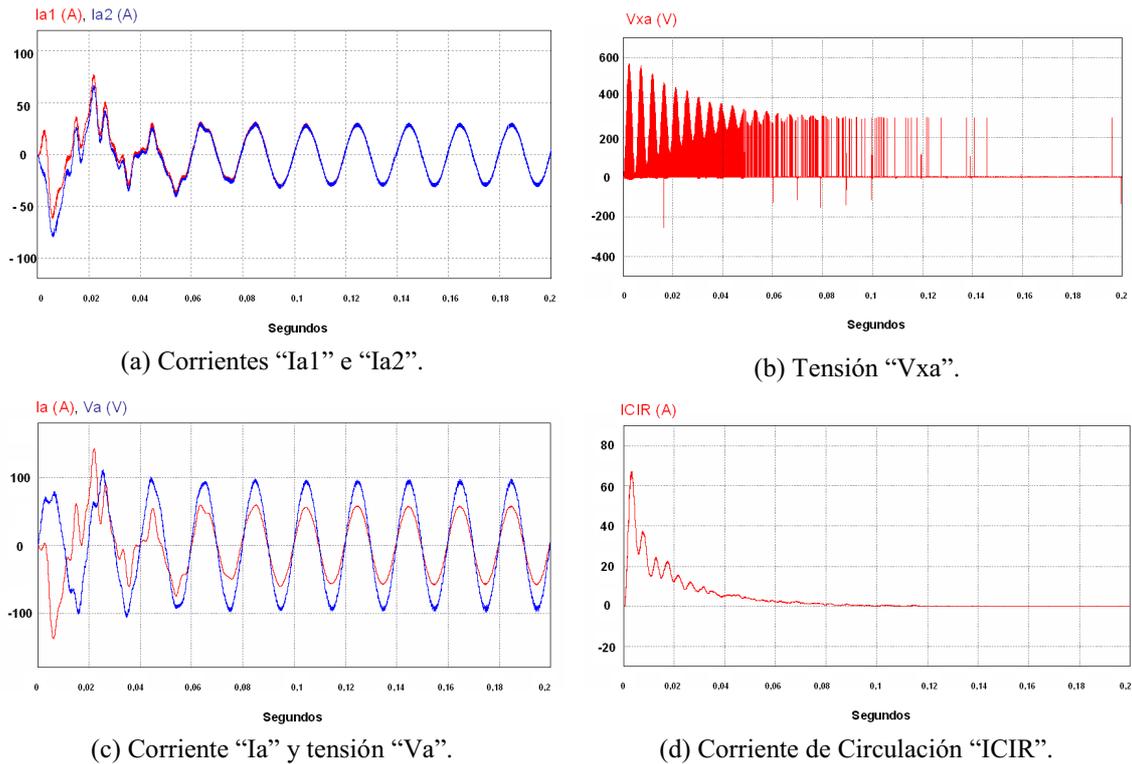


Figura 7-12. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$ y $K2=0.3$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	28.27	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.21	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	6.03	NA	NA	NA	132.76	NA
$ I_{a2} $ (A)	0	28.24	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.21	≈ 0
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	5.76	NA	NA	NA	-50.25	NA
$ I_a $ (A)	0	56.47	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	5.17	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-18. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,721
Rendimiento (η) (%)	82.29

Tabla 7-19. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- La respuesta del sistema es similar al caso de que se conectara en salida una carga trifásica equilibrada observándose que el control y la corrección propuesta se consigue, de la misma forma que el caso en que $K1 > K2$, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.14 segundos.
- Se observa que la tensión “V_{xa}” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión V_{xa} es la causante de la corriente de circulación, al ser V_{xa} nulo, la corriente de circulación se anula, desapareciendo la componente continua, que en general es la causa principal de la disminución del rendimiento.
- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los parámetros de vector nulo sea nula.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 82.29 %. Con respecto al caso en que no se aplicó el control, la mejora en rendimiento es de 2.96 %.

7.2.6. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, con funcionamiento libre, sin aplicar control.

➤ Td1 < Td2 y K1 > K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$, $K1 = 0.5$, y $K2 = 0.3$, con funcionamiento libre. Tal y como se definió en dicho apartado, este ejemplo corresponde al caso definido en el subapartado 4.4.1.2, dentro del apartado “4.4. Análisis de los desequilibrios provocados por el efecto simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico”, correspondiente al análisis teórico de la presente Tesis Doctoral.

En la figura 7-13 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-13.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-13.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-13.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-13.d). Por otro lado, en la tabla 7-20 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-21 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

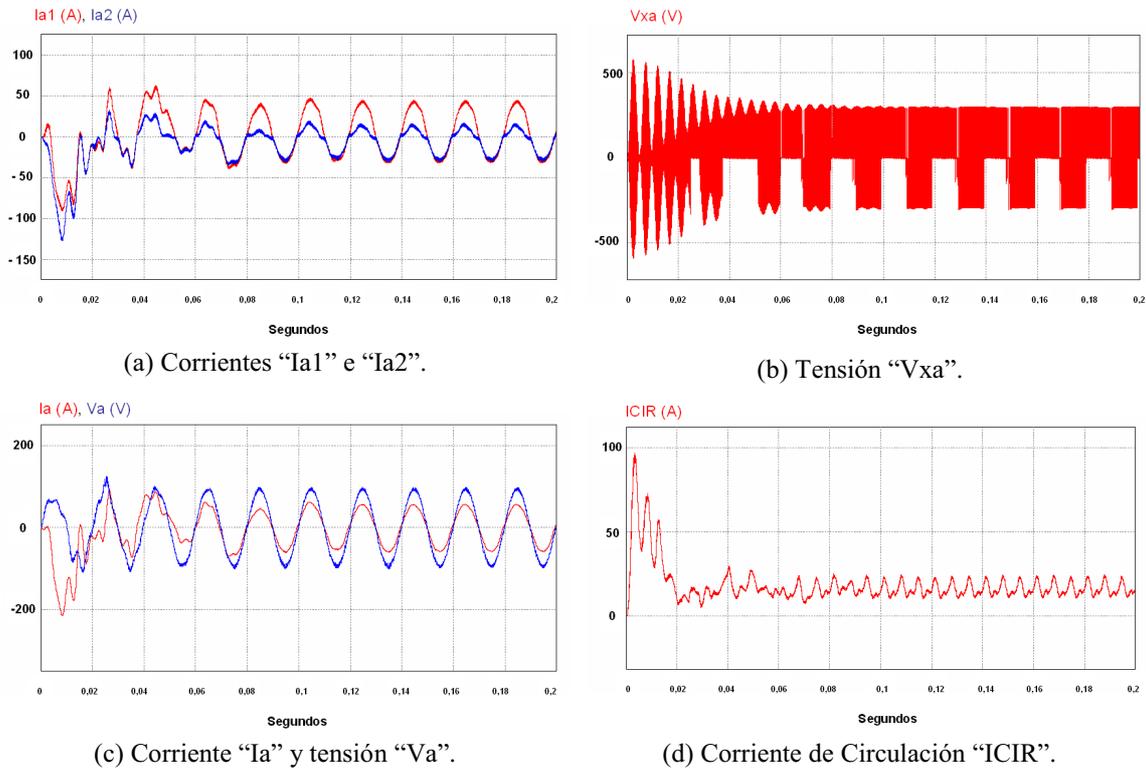


Figura 7-13. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 2 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 6 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.3$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
 Ia1 (A)	5.23	37.00	1.12	1.53	0.48	0.43	0.4
Arg(Ia1) (°)	NA	4.87	-101.63	22.44	-102.03	115.76	147.73
 Ia2 (A)	-5.23	19.56	2.85	1.53	1.46	0.92	0.15
Arg(Ia2) (°)	NA	9.27	86.24	-157.52	111.34	-168.73	-163.71
 Ia (A)	0	56.46	1.75	≈ 0	1.11	1.20	0.56
Arg(Ia) (°)	NA	5.66	91.36	NA	125.60	158.19	156.53

 V_{xa} (V)	6.33	12.37	3.83	3.73	3.02	1.40	0.80
Arg(V_{xa}) (°)	NA	32.04	-43.54	79.85	-6.78	104.78	-122.45

Tabla 7-20. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “I_{a1}”, “I_{a2}”, “I_a” y “V_{xa}” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,987
Rendimiento (η) (%)	80.10

Tabla 7-21. Valores de la potencia de entrada (“P_{in}”), de salida (“P_{sal}”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- La respuesta del sistema sigue siendo similar al caso de que se conectara en salida una carga trifásica equilibrada observándose un tiempo transitorio de 0.10 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- Se observa la forma de onda de la tensión “V_{xa}”, que coincide con el análisis teórico realizado.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de los dos desequilibrios aplicados de forma simultánea, formada por componente continua y por los componentes armónicos múltiples del fundamental. El valor de la componente continua de la corriente de circulación es la suma de las componentes continuas de las tres fases de uno de los inversores (cada fase presenta una componente continua de 5.23 A, la corriente de circulación presenta una componente continua de 15.69 A);
- El rendimiento del sistema es de 80.10 %, correspondiéndose los resultados obtenidos con el análisis teórico realizado relativo a la naturaleza y contenido armónico de la corriente de circulación.

➤ Td1>Td2 y K1<K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado Td1 = 4 μ segundos, Td2 = 2 μ segundos, K1 = 0.5, y K2 = 0.8. Este ejemplo corresponde al subapartado

4.4.2.1, dentro del apartado “4.4. Análisis de los desequilibrios provocados por el efecto simultáneo de la diferencia de tiempos muertos y la diferencia de los parámetros de vector nulo entre dos inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico”, correspondiente al análisis teórico de la presente Tesis Doctoral.

En la figura 7-14 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-14.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-14.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-14.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-14.d). Por otro lado, en la tabla 7-22 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-23 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

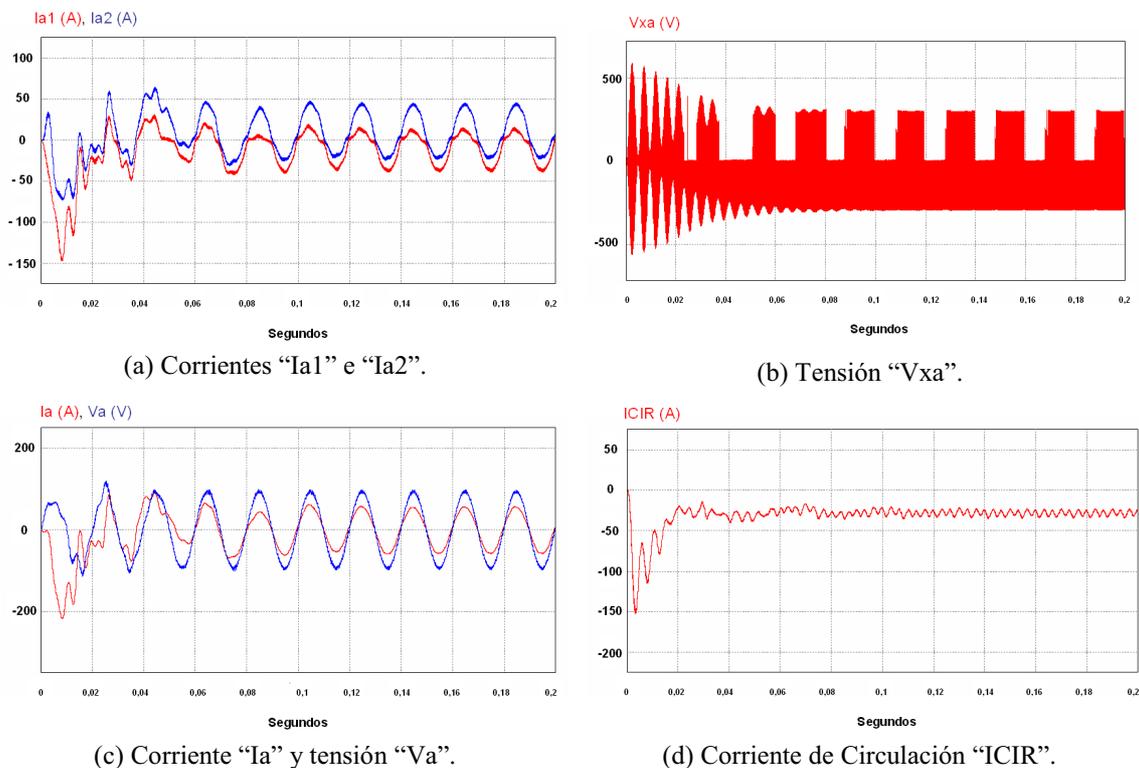


Figura 7-14. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 4 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 2 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.8$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	-9.41	23.82	3.99	0.42	2.00	0.30	0.34
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	6.42	80.25	-144.64	99.42	142.24	53.38
$ I_{a2} $ (A)	9.41	32.16	2.63	0.50	1.18	0.34	0.112
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	6.82	-106.20	27.91	-99.28	167.41	-124.84
$ I_a $ (A)	0	55.94	1.42	≈ 0	0.98	0.60	0.25
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	5.78	93.74	NA	123.50	157.38	62.23
$ V_{xa} $ (V)	-11.11	5.86	6.40	1.06	5.02	0.38	1.28
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	-141.47	128.28	-89.55	160.52	117.28	130.00

Tabla 7-22. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	10,144
Rendimiento (η) (%)	78.86

Tabla 7-23. Valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- La respuesta del sistema es similar al caso de que se conectara en salida una carga trifásica equilibrada. Se observa un tiempo transitorio de 0.16 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- Se observa la forma de onda de la tensión “ V_{xa} ”, que coincide con el análisis teórico realizado.
- Se observa que después del tiempo transitorio, la señal de tensión y de corriente de salida (“ V_a ” e “ I_a ”) están perfectamente reguladas y son estables. Sin embargo, las señales “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” presentan deformación en el paso por cero (debido a la inserción del tiempo muerto), además de presentar valores diferentes en el armónico fundamental, lo que supone un reparto de carga desigual entre las fases homólogas de los inversores. También presentan componentes a frecuencia múltiple al fundamental, y componente continua en las corrientes “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ”.
- Se observa que existe una corriente de circulación, fruto de los dos desequilibrios aplicados de forma simultánea, formada por componente continua y por los componentes armónicos múltiples del fundamental. El valor de la

componente continua de la corriente de circulación es la suma de las componentes continuas de las tres fases de uno de los inversores (cada fase presenta una componente continua de 9.41 A, la corriente de circulación presenta una componente continua de -28.23 A);

- El rendimiento del sistema es de 78.86 %.
- Los resultados obtenidos se corresponden con el análisis teórico realizado relativo a la naturaleza y contenido armónico de la corriente de circulación.

7.2.7. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, aplicando el control propuesto.

➤ Td1 < Td2 y K1 > K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$, $K1 = 0.5$, y $K2 = 0.3$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-15 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-15.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-15.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-15.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-15.d). Por otro lado, en la tabla 7-24 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-25 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

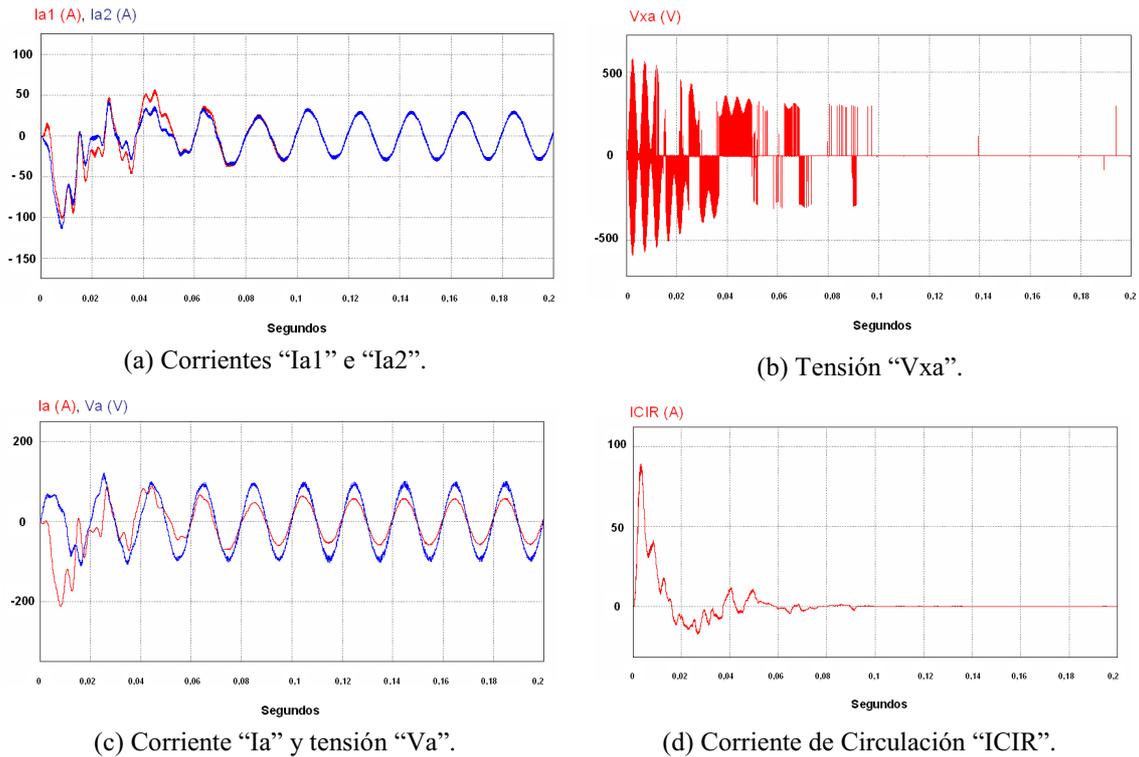


Figura 7-15. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $T_{d1} = 2 \mu\text{seg.}$, $T_{d2} = 6 \mu\text{seg.}$, $K_1=0.5$ y $K_2=0.3$, aplicando el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	28.11	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.48	0.27
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	7.07	NA	NA	NA	144.82	158.85
$ I_{a2} $ (A)	0	28.13	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.47	0.28
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	6.96	NA	NA	NA	151.05	159.96
$ I_a $ (A)	0	56.20	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.94	0.52
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	6.29	NA	NA	NA	151.37	159.00
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-24. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,728
Rendimiento (η) (%)	82.23

Tabla 7-25. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.1 segundos, más rápido que en el caso de conexión a una carga trifásica equilibrada en salida.
 - Se observa que la tensión “V_{xa}” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión V_{xa} es la causante de la corriente de circulación, al ser V_{xa} nulo, la corriente de circulación se anula, desapareciendo la componente continua, que en general es la causa principal de la disminución del rendimiento.
 - Para las corrientes “I_{a1}” e “I_{a2}”, se ha conseguido reducir de forma palpable componentes armónicas múltiples del fundamental; también se han eliminado las componentes continuas. También se ha conseguido un reparto de cargas equilibrado en las componentes a frecuencia fundamental de “I_{a1}” e “I_{a2}”.
 - El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los parámetros de vector nulo y los tiempos muertos, de forma simultánea, sean nulos.
 - El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 82.23 %. Con respecto al caso en que no se aplicó el control, la mejora en rendimiento es de 2.13 %. Este aumento del rendimiento es debido en gran parte en la desaparición de la componente continua de la corriente de circulación.
- T_{d1} > T_{d2} y K₁ < K₂. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado T_{d1} = 4 μsegundos, T_{d2} = 2 μsegundos, K₁ = 0.5, y K₂ = 0.8, aplicando el control propuesto. En la figura 7-16 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “I_{a1}” y “I_{a2}” (figura 7-16.a), de la tensión “V_{xa}” (figura 7-16.b), de la corriente “I_a” y la tensión “V_a” (figura 7-16.c) y de la corriente de circulación “I_{CIR}” (figura 7-16.d). Por otro lado, en la tabla 7-26 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “I_{a1}” (cuyo módulo es “|I_{a1}|”, en amperios, y su argumento es “Arg(I_{a1})”, en grados), “I_{a2}” (cuyo módulo es “|I_{a2}|”, en amperios, y su argumento es “Arg(I_{a2})”, en grados), “I_a” (cuyo módulo es “|I_a|”, en amperios, y su argumento es “Arg(I_a)”, en grados) y “V_{xa}” (cuyo módulo es “|V_{xa}|”, en

voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-27 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

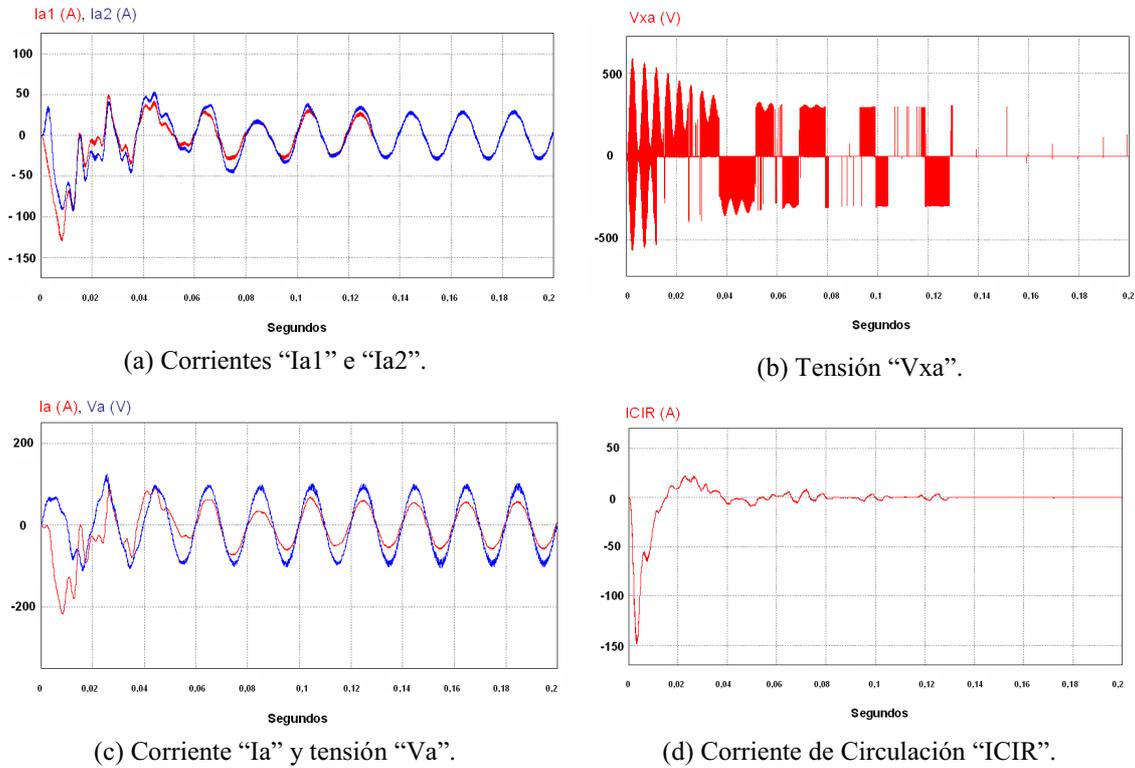


Figura 7-16. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg., K1=0.5 y K2=0.8, aplicando el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
Ia1 (A)	0	28.00	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.30	0.34
Arg(Ia1) (°)	NA	4.10	NA	NA	NA	140.30	52.10
Ia2 (A)	0	28.00	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.31	0.12
Arg(Ia2) (°)	NA	4.22	NA	NA	NA	160.38	-124.70
Ia (A)	0	55.96	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.60	0.20
Arg(Ia) (°)	NA	3.30	NA	NA	NA	158.10	63.80
Vxa (V)	0	≈ 0					
Arg(Vxa) (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-26. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000

Potencia de entrada (W)	9,728
Rendimiento (η) (%)	82.23

Tabla 7-27. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.16 segundos. De la misma forma que en el caso de conexión a una carga trifásica equilibrada en salida, el control de la variación del parámetro de vector nulo es más rápido que el control de diferencia de tiempos muertos.
- Se observa que la tensión “Vxa” termina teniendo un valor nulo después del aplicar el control y la corrección propuesta; dado que la tensión Vxa es la causante de la corriente de circulación, al ser Vxa nulo, la corriente de circulación se anula, desapareciendo la componente continua, que en general es la causa principal de la disminución del rendimiento.
- Para las corrientes “Ia1” e “Ia2”, se ha conseguido reducir de forma palpable las componentes armónicas múltiples del fundamental, y sobre todo las componentes continuas. También se ha conseguido un reparto de cargas equilibrado en las componentes a frecuencia fundamental de “Ia1” e “Ia2”.
- El método propuesto de control presenta un funcionamiento viable, consiguiendo finalmente que la diferencia entre los parámetros de vector nulo y los tiempos muertos, de forma simultánea, sean nulos.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 82.23 %. Con respecto al caso en que no se aplicó el control, la mejora en rendimiento es de 3.37 %. Este aumento del rendimiento es debido en gran parte en la desaparición de la componente continua de la corriente de circulación. Por supuesto, la ganancia de rendimiento obtenida es mayor en comparación al caso anterior ($Td1 < Td2$ y $K1 > K2$), debido a que, en el caso en estudio, el valor de $|\Delta K| = 0.3$, y el caso anterior, se tiene que $|\Delta K| = 0.2$. Es el desequilibrio en el parámetro de vector nulo en el que el rendimiento se ve más afectado.

7.3. Entorno de simulación real. Resultados y conclusiones.

7.3.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación.

De la misma forma que en el caso de una carga trifásica equilibrada conectada a la salida, es preciso verificar la robustez del control y corrección para los desequilibrios propuestos, cuando el sistema, formado por los dos inversores VSI con modulación SVPWM directamente conectados, entregan potencia directamente a la red, y dicho sistema está sujeto a:

- **Tolerancias:** es decir, está formado por componentes cuyos valores difieren en un porcentaje del valor ideal definido (por errores en la fabricación de componentes, variaciones del valor debido a la temperatura o el entorno de funcionamiento, etc.)
- **Tiempos de procesamiento digital no despreciables:** es decir, que los DSPs (“Digital Signal Processor”) precisan de un número de ciclos de reloj para poder procesar las señales digitales del sistema.

Por estas razones, y con el objetivo de poder realizar las simulaciones pertinentes en un entorno real, se tendrán en cuenta las siguientes premisas, similares a los casos de una carga trifásica equilibrada a la salida del sistema:

- (a) Las autoinducciones de línea y las resistencias parásitas presentan una tolerancia del orden de 1% con respecto a los valores que han sido utilizados en la simulación “ideal”.
- (b) Se simulará el funcionamiento del sistema y su respuesta, bien libre (sin control) o controlada, teniendo en cuenta que existen dos DSPs, de forma que:
 - El primer DSP gobierna la generación de las señales de activación/desactivación de los polos del inversor “maestro” (en nuestro caso, el inversor 1), de la inserción de su correspondiente tiempo muerto, y de la regulación de la potencia activa/reactiva para la conexión con la red, de la cual se obtiene el valor del ángulo de referencia y el valor de la tensión de pico, entradas a su vez de la unidad de control SVPWM asociada a dicho primer DSP.

- El segundo DSP gobierna la generación de las señales de activación/desactivación de los polos del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2), la inserción de su tiempo muerto, de la regulación de la potencia activa/reactiva para la conexión con la red, y del resto de unidades de muestreo y generación de señales digitales (incluidos los desequilibrios).

La simulación de la inserción de tiempos de procesamiento siguen las mismas premisas que se definieron en el apartado “6.5.1. Valores de los parámetros utilizados para realizar la simulación” de la presente Tesis Doctoral.

De la misma forma que en el caso de una carga trifásica equilibrada a la salida, para la definición de los tiempos de procesamiento de los DSPs, se ha tenido en cuenta la familia “dsPIC33F” [104-105] a una velocidad de procesamiento de 40 MIPS, y con un periodo de muestreo de 25 nanosegundos. Para este tipo de DSP, y según la tabla 7-28, se tienen los siguientes valores, relacionados con el tiempo de procesamiento que se les ha dado (como la unidad mínima es 1 μ segundo, se ha redondeado hasta dicha unidad en los casos en los que se considera que el tiempo de procesamiento es cercano al mismo, y sin excederlo).

Unidad Digital	Tiempo de Proceso (μ segundos)
Unidad de Control SVPWM (con inserción del tiempo muerto)	12
Algoritmo del valor eficaz de una señal	2
Algoritmo del valor medio de una señal	2
Algoritmo de ΔT_d	1
Algoritmo de ΔK	1
Módulo FIR simple (N=1)	0.0025
Módulo theta	0.5
Módulo transformación a coordenadas “dq0”	0.25
Módulo inversor de la tangente	0.125
Módulo control PID	1
Resto de operaciones	0.0025

Tabla 7-28. Tiempos de procesamiento utilizados para los casos analizados.

En cuanto a la sintonización de los parámetros de los controladores PI, éstos son los mismos valores que se eligieron a su vez, caso por caso, para la simulación del entorno

“ideal”. En la tabla 7-29 se identifican los valores de los parámetros que han sido utilizados, que son los mismos que en el caso de una carga trifásica equilibrada conectada a la salida del sistema.

COMPONENTE (Unidad)	VALOR
Vdc (Voltios)	250
C_Link1 (μF)	600
C_link2 (μF)	600
L_link (μH)	500
L_link1 (μH)	20
L_link2 (μH)	20
Tensión de saturación Vce IGBT (Voltios)	2.5
Tensión umbral Diodo Antiparalelo (Voltios)	0.7
Resistencia en directa de IGBT (Ω)	0.1
Resistencia en directa de diodo en antiparalelo (Ω)	0.1
La1 = L (mH)	1.0
Lb1 (mH)	1.01 (L+1% tolerancia)
Lc1 (mH)	0.99 (L-1% tolerancia)
La2 (mH)	0.99 (L-1% tolerancia)
Lb2 (mH)	1.0
Lc2 (mH)	1.01 (L+1% tolerancia)
Ra1 = R (Ω)	0.5
Rb1 (Ω)	0.505 (R+1% tolerancia)
Rc1 (Ω)	0.495 (R-1% tolerancia)
Ra2 (Ω)	0.505 (R+1% tolerancia)
Rb2 (Ω)	0.495 (R-1% tolerancia)
Rc2 (Ω)	0.5
C(μF)	25
Frecuencia de portadora (Hz)	10,000
Frecuencia fundamental (Hz)	50

Tabla 7-29. Valores de los parámetros utilizados en la simulación para el caso en estudio.

A continuación se van a mostrar los resultados de las simulaciones que se realizaron en el apartado “7.2. Entorno de simulación ideal. Resultados y conclusiones” de la presente Tesis Doctoral, a las que se le han añadido las premisas identificadas de tolerancias en los componentes de línea y tiempos de procesamiento digital. No se mostrarán gráficas relativas a las zonas de conducción, puesto que su definición está relacionada con una situación ideal en el que los tiempos de procesamiento son despreciables y no se tiene en cuenta tolerancias en los componentes.

7.3.2. Sistema con un desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

➤ Td1 < Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$. En la figura 7-17 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-17.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-17.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-17.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-17.d). Por otro lado, en la tabla 7-30 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-31 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

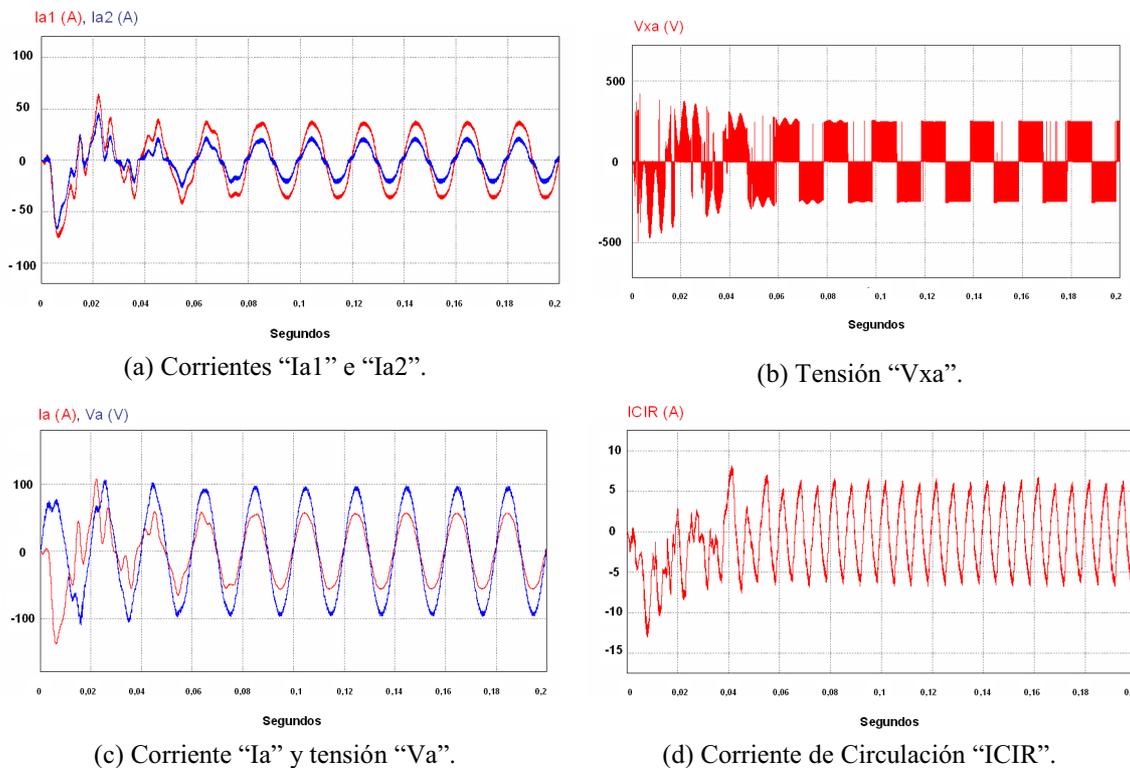


Figura 7-17. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 2 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 6 \mu\text{seg.}$

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	37.55	≈ 0	1.84	≈ 0	0.71	0.40
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	1.91	NA	13.19	NA	117.71	121.65
$ I_{a2} $ (A)	0	19.22	≈ 0	1.83	≈ 0	1.29	0.37
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	8.38	NA	-163.40	NA	-152.38	-118.86
$ I_a $ (A)	0	56.65	≈ 0	≈ 0	≈ 0	1.62	0.46
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	3.37	NA	NA	NA	172.90	173.90
$ V_{xa} $ (V)	0	10.87	≈ 0	3.86	≈ 0	2.14	1.40
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	27.54	NA	78.40	NA	122.14	168.40

Tabla 7-30. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,896
Rendimiento (η) (%)	80.84

Tabla 7-31. Valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.08 segundos a partir del cual el sistema se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 80.84 %, igual al rendimiento del modelo ideal.

➤ Td1 > Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$. En la figura 7-18 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ I_{a1} ” y “ I_{a2} ” (figura 7-18.a), de la tensión “ V_{xa} ” (figura 7-18.b), de la corriente “ I_a ” y la tensión “ V_a ” (figura 7-18.c) y de la corriente de circulación “ I_{CIR} ” (figura 7-18.d). Por otro lado, en la tabla 7-32 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “ I_{a1} ” (cuyo módulo es “ $|I_{a1}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a1})$ ”, en grados), “ I_{a2} ” (cuyo módulo es

“ $|I_{a2}|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_{a2})$ ”, en grados), “ I_a ” (cuyo módulo es “ $|I_a|$ ”, en amperios, y su argumento es “ $\text{Arg}(I_a)$ ”, en grados) y “ V_{xa} ” (cuyo módulo es “ $|V_{xa}|$ ”, en voltios, y su argumento es “ $\text{Arg}(V_{xa})$ ”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-33 se identifican los valores de la potencia de entrada (“ P_{in} ”), de salida (“ P_{sal} ”) y del rendimiento (η).

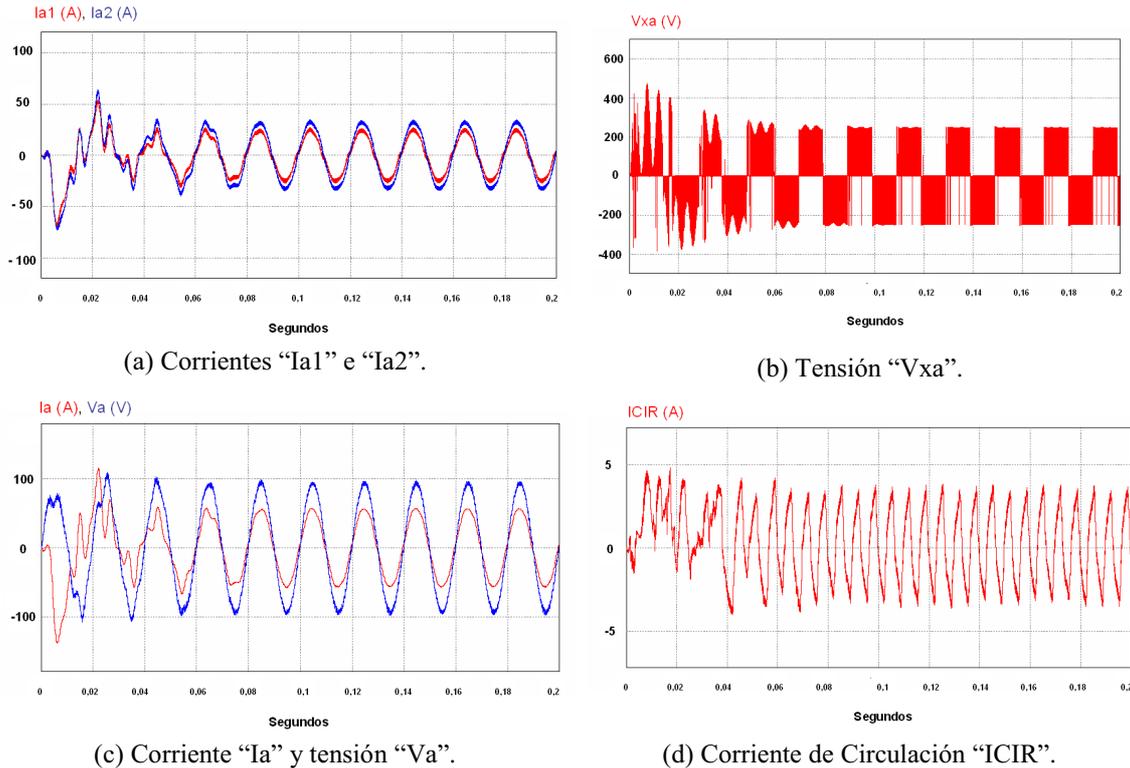


Figura 7-18. “ I_{a1} ” e “ I_{a2} ” (a), “ V_{xa} ” (b), “ I_a ” y “ V_a ” (c), “ $ICIR$ ” (d). $T_{d1} = 4 \mu\text{seg}$, $T_{d2} = 2 \mu\text{seg}$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	23.96	≈ 0	1.01	≈ 0	1.11	0.44
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	8.29	NA	-175.00	NA	173.86	-151.42
$ I_{a2} $ (A)	0	32.92	≈ 0	0.97	≈ 0	0.61	0.32
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	4.76	NA	5.17	NA	124.30	118.28
$ I_a $ (A)	0	56.82	≈ 0	≈ 0	≈ 0	1.60	0.61
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	5.52	NA	NA	NA	156.58	164.64
$ V_{xa} $ (V)	0	5.50	≈ 0	2.10	≈ 0	1.45	1.11
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	-154.53	NA	-110.22	NA	-71.60	-35.20

Tabla 7-32. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “ I_{a1} ”, “ I_{a2} ”, “ I_a ” y “ V_{xa} ” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,766
Rendimiento (η) (%)	81.91

Tabla 7-33. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 81.91 %, del orden del rendimiento del modelo ideal.

7.3.3. Sistema con desequilibrio en los tiempos muertos de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del tiempo muerto del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ Td1 < Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-19 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-19.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-19.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-19.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-19.d). Por otro lado, en la tabla 7-34 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-35 se identifican

los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

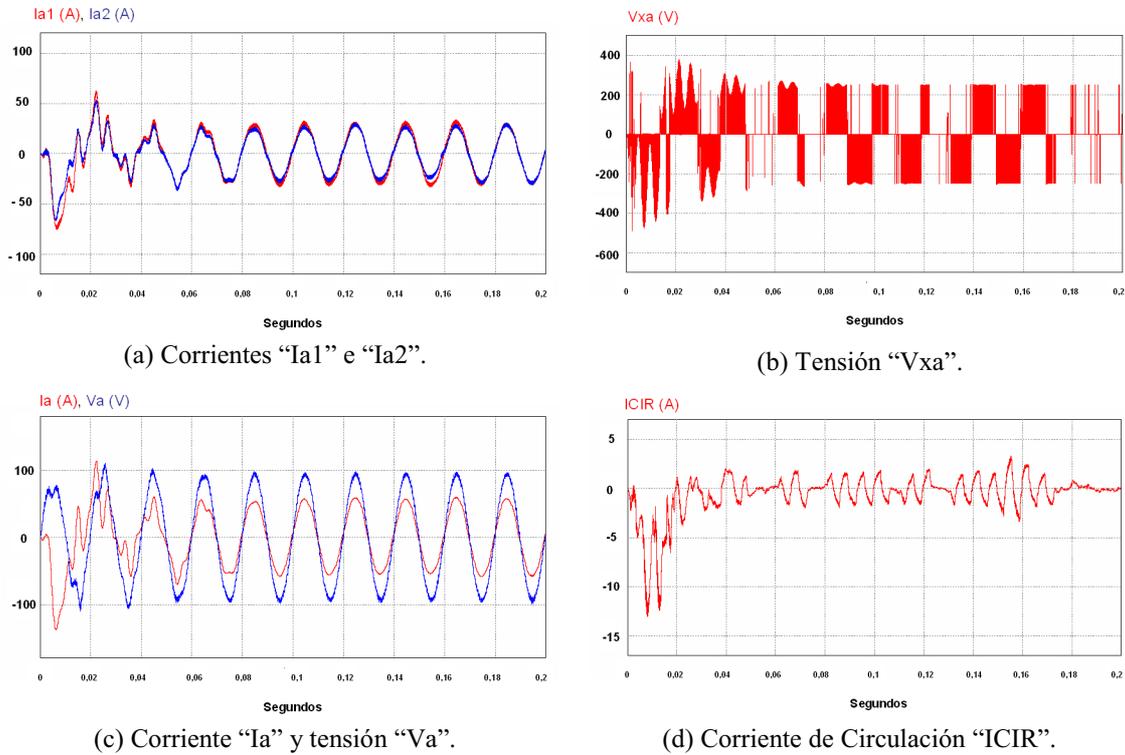


Figura 7-19. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 2 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 6 \mu\text{seg.}$ con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	0	28.75	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.40	0.40
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	8.08	NA	NA	NA	16.02	121.20
$ Ia2 $ (A)	0	28.65	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.38	0.37
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	8.13	NA	NA	NA	195.20	-120.20
$ Ia $ (A)	0	57.35	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.46
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	7.40	NA	NA	NA	NA	172.02
$ Vxa $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-34. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,726
Rendimiento (η) (%)	82.25

Tabla 7-35. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa que el control y la corrección propuesta se consigue, con un tiempo transitorio elevado, del orden de aproximadamente 0.17 segundos, aunque a partir de este instante, se consigue el control deseado.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación. Al final del control y de la corrección propuesta, se obtiene una corriente de circulación que presenta un rizado centrado en cero, cuyo valor nunca sobrepasa 0.5 A de pico. El rizado de la corriente de circulación es debido a las tolerancias de los componentes del sistema, y al hecho de que los dos DSPs no presentan un funcionamiento síncrono ni simultáneo.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 82.25 %, con una mejora del rendimiento con respecto del modelo en el que no se aplicaba control del orden de 1.41 %.

➤ Td1 > Td2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, y $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-20 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-20.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-20.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-20.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-20.d). Por otro lado, en la tabla 7-36 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-37 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

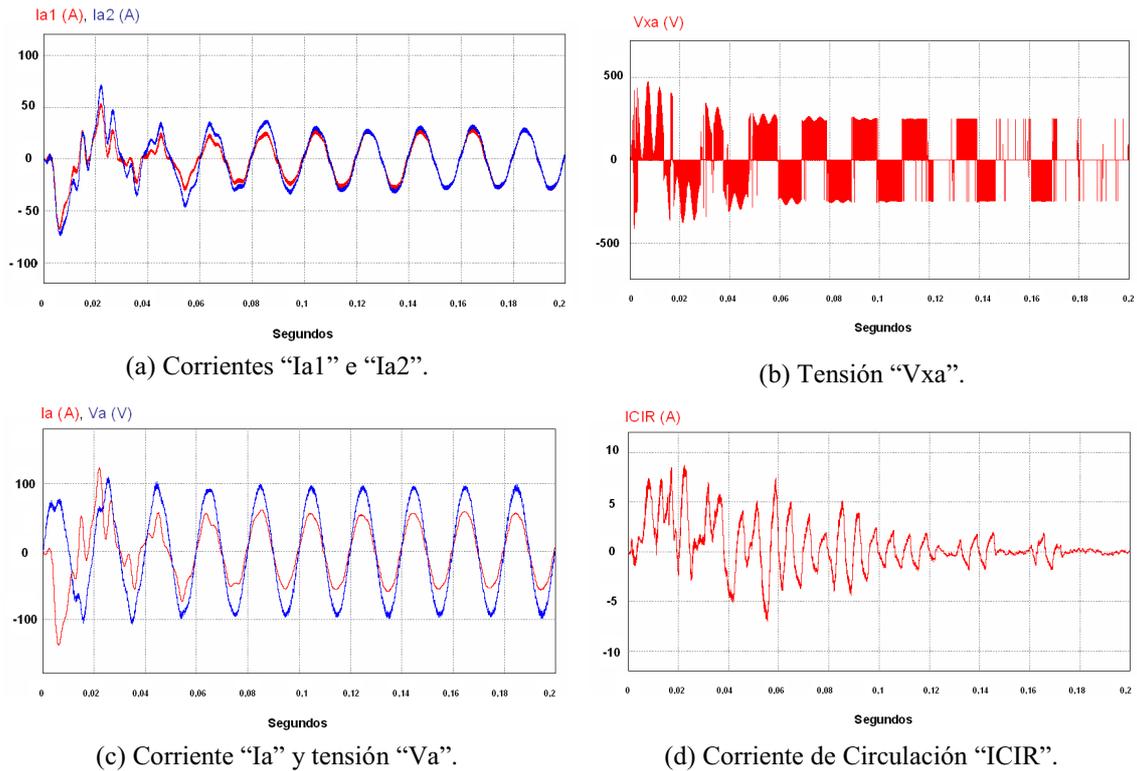


Figura 7-20. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $T_{d1} = 4 \mu\text{seg.}$, $T_{d2} = 2 \mu\text{seg.}$ con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	28.37	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.60	0.4
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	6.90	NA	NA	NA	172.71	-150.01
$ I_{a2} $ (A)	0	28.24	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.52	0.32
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	7.13	NA	NA	NA	-8.10	120.35
$ I_a $ (A)	0	56.58	≈ 0	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.50
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	6.28	NA	NA	NA	NA	160.95
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-36. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,720
Rendimiento (η) (%)	82.30

Tabla 7-37. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

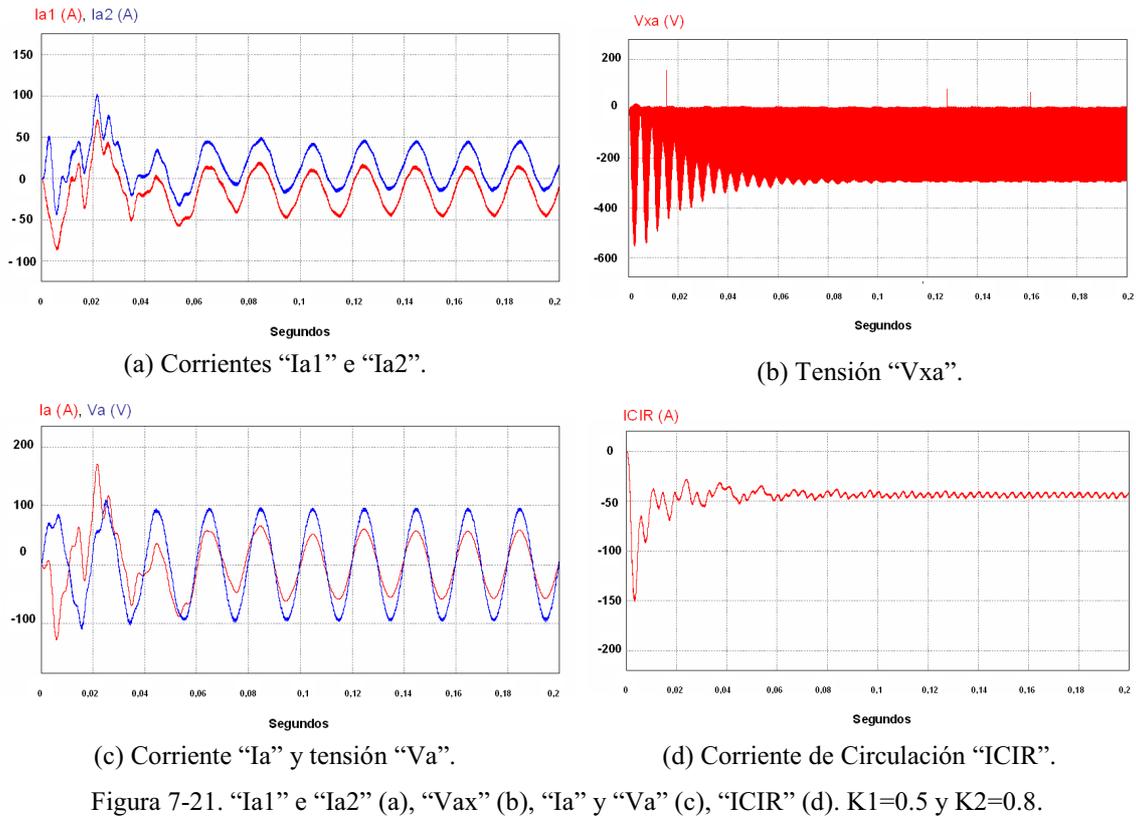
- De la misma forma que en el caso anterior, se observa que el control y la corrección propuesta se consigue con un tiempo transitorio del orden de aproximadamente 0.17 segundos, muy superior al tiempo de estabilización del modelo ideal, aunque transcurrido este tiempo, la respuesta del sistema es satisfactoria.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación. Al final del control y de la corrección propuesta, se obtiene una corriente de circulación que presenta un rizado centrado en cero, cuyo valor nunca sobrepasa 0.5 A de pico. El rizado de la corriente de circulación es debido a las tolerancias de los componentes del sistema, y al hecho de que los dos DSPs no presentan un funcionamiento síncrono ni simultáneo.
- El rendimiento del sistema, una vez aplicado el control y la corrección propuestos, es de 82.30 %, igual al modelo ideal, con una mejora del rendimiento con respecto del modelo en el que no se aplicaba control del orden de 0.39 %.

7.3.4. Sistema con un desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, en funcionamiento “libre”, es decir, sin control.

➤ K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.8$. En la figura 7-21 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-21.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-21.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-21.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-21.d). Por otro lado, en la tabla 7-38 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-39 se

identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	-14.45	28.23	0.99	≈ 0	0.33	0.14	0.11
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	7.02	63.26	NA	53.30	7.64	-33.62
$ Ia2 $ (A)	14.45	27.95	0.95	≈ 0	0.29	0.18	≈ 0
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	6.34	-117.83	NA	-115.30	-10.22	NA
$ Ia $ (A)	0	56.15	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.33	0.13
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	5.94	NA	NA	NA	-2.60	-40.77
$ Vxa $ (V)	-17.41	0.10	1.86	≈ 0	0.97	0.13	0.22
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	43.28	112.49	NA	124.14	-147.34	48.03

Tabla 7-38. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8.000
Potencia de entrada (W)	10,536
Rendimiento (η) (%)	75,93

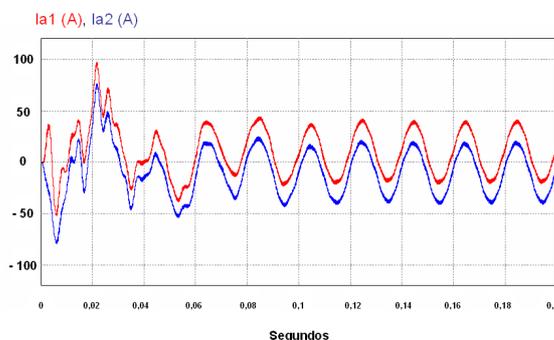
Tabla 7-39. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

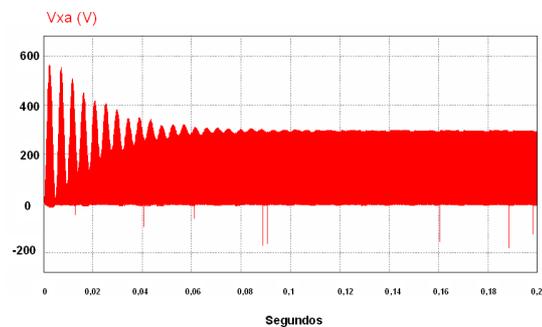
- Se observa un tiempo transitorio de 0.10 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 75.93 %, del orden del rendimiento del modelo ideal.

➤ K1>K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

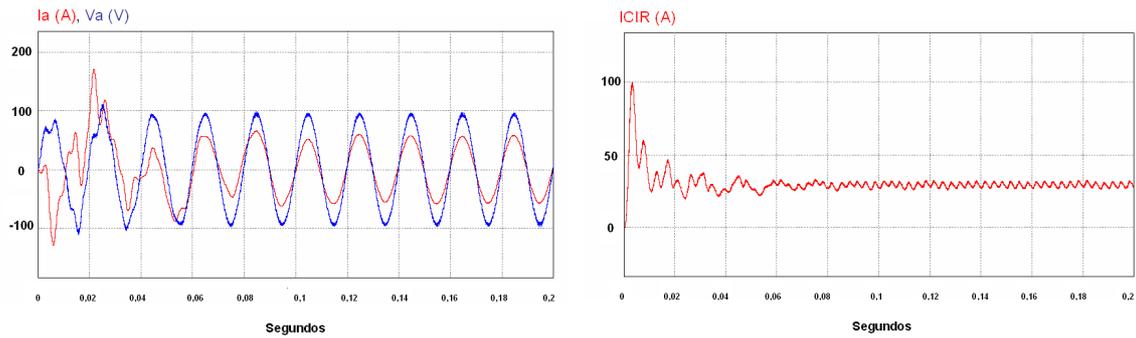
Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.3$. En la figura 7-22 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-22.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-22.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-22.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-22.d). Por otro lado, en la tabla 7-40 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-41 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.

(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 7-22. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). K1=0.5 y K2=0.3.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
Ia1 (A)	9.47	28.31	0.70	≈0	0.32	≈0	≈0
Arg(Ia1) (°)	NA	2.31	-104.86	NA	-111.72	NA	NA
Ia2 (A)	-9.47	28.00	0.70	≈0	0.37	≈0	≈0
Arg(Ia2) (°)	NA	6.62	65.89	NA	54.54	NA	NA
Ia (A)	0	56.26	≈0	≈0	≈0	≈0	≈0
Arg(Ia) (°)	NA	8.31	NA	NA	NA	NA	NA
Vxa (V)	11.52	0.14	1.30	≈0	1.11	≈0	≈0
Arg(Vxa) (°)	NA	46.70	-53.16	NA	-55.51	NA	NA

Tabla 7-40. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	10,089
Rendimiento (η) (%)	79.29

Tabla 7-41. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

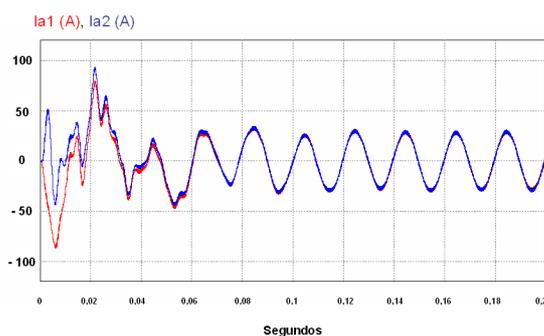
Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.1 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación.
- El rendimiento del sistema es de 79.29 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior.

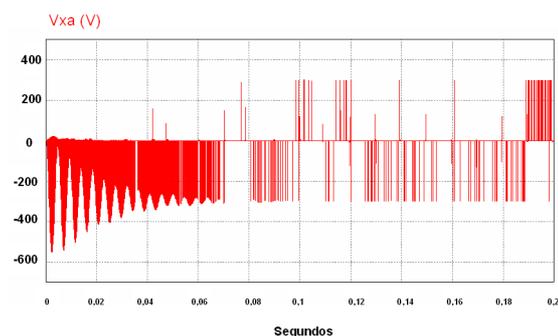
7.3.5. Sistema con desequilibrio en los parámetros de vector nulo de los dos inversores, sobre el que se aplica el control propuesto relativo a la corrección del parámetro de vector nulo del inversor “esclavo” (en nuestro caso, el inversor 2).

➤ K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

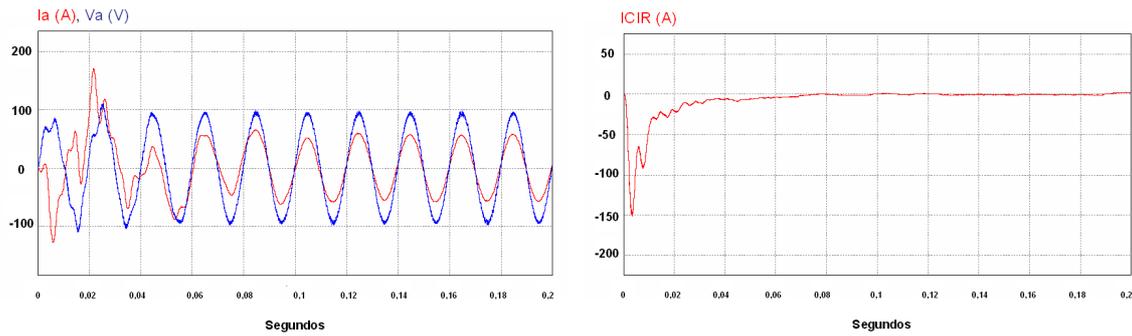
Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.8$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-23 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-23.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-23.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-23.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-23.d). Por otro lado, en la tabla 7-42 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-43 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.

(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 7-23. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$ y $K2=0.8$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	0	28.68	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	7.94	NA	NA	NA	NA	NA
$ Ia2 $ (A)	0	28.84	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	8.00	NA	NA	NA	NA	NA
$ Ia $ (A)	0	57.48	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	7.25	NA	NA	NA	NA	NA
$ Vxa $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-42. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,729
Rendimiento (η) (%)	82.22

Tabla 7-43. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

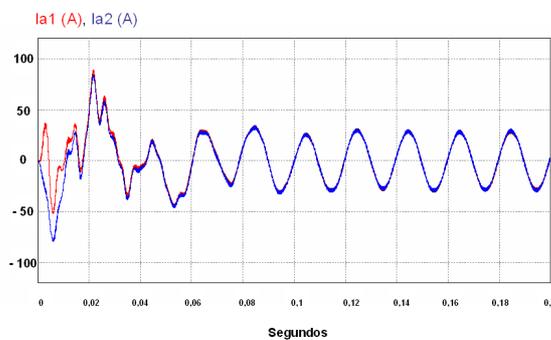
- Se observa un tiempo transitorio de 0.08 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación. De hecho, el sistema de control y corrección de la diferencia del parámetro de vector nulo da un resultado

totalmente viable, consiguiendo el control de la corriente de circulación y su reducción al valor límite, nunca superando, en valor absoluto, 0.5 A (este valor límite es debido a los valores de las tolerancias, los valores reales de los parámetros de los componentes, y los tiempos de procesamiento no despreciables de los dos DSPs funcionando de forma asíncrona).

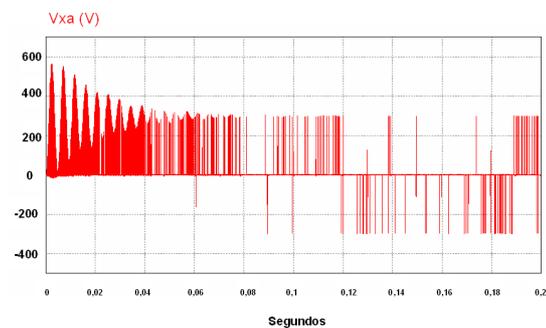
- El rendimiento del sistema es de 82.22 %, del orden del rendimiento del modelo ideal, aunque algo inferior. Por lo tanto, comparando el modelo propuesto y comparándolo con el modelo en el que no se realizaba control, la mejora en el rendimiento es de 6.29%.

➤ K1>K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

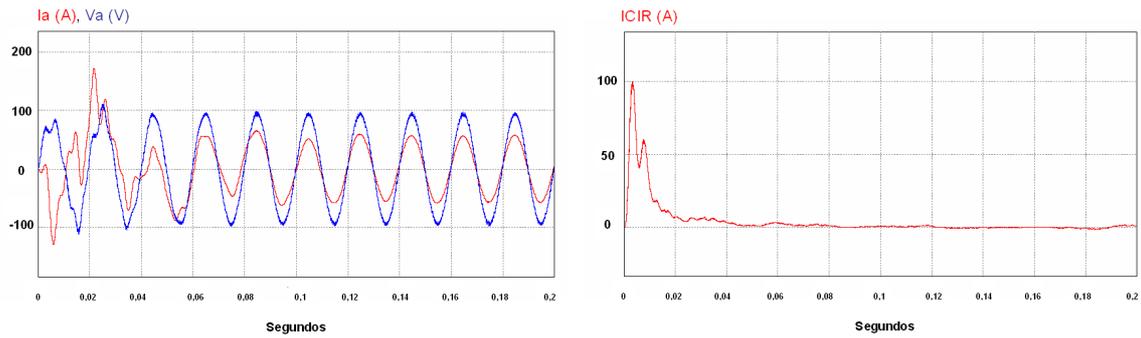
Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $K1 = 0.5$ y $K2 = 0.3$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-24 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-24.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-24.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-24.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-24.d). Por otro lado, en la tabla 7-44 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-45 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.

(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 7-24. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $K1=0.5$ y $K2=0.3$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	0	28.15	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	9.64	NA	NA	NA	NA	NA
$ Ia2 $ (A)	0	28.26	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	7.28	NA	NA	NA	NA	NA
$ Ia $ (A)	0	56.37	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	8.80	NA	NA	NA	NA	NA
$ Vxa $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-44. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,713
Rendimiento (η) (%)	82.36

Tabla 7-45. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.09 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación. De hecho, el sistema de control y corrección de la diferencia del parámetro de vector nulo da un resultado

totalmente viable, consiguiendo el control de la corriente de circulación y su reducción al valor límite, nunca superando, en valor absoluto, 0.5 A (este valor límite es debido a los valores de las tolerancias, los valores reales de los parámetros de los componentes, y los tiempos de procesamiento no despreciables de los dos DSPs funcionando de forma asíncrona).

- El rendimiento del sistema es de 82.36 %. Por lo tanto, comparando el modelo propuesto y comparándolo con el modelo en el que no se realizaba control, la mejora en el rendimiento es de 3.07 %.

7.3.6. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, con funcionamiento libre, sin aplicar control.

➤ Td1 < Td2 y K1 > K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{s}$, $Td2 = 6 \mu\text{s}$, $K1 = 0.5$, y $K2 = 0.3$, con funcionamiento libre. En la figura 7-25 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-25.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-25.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-25.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-25.d). Por otro lado, en la tabla 7-46 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-47 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

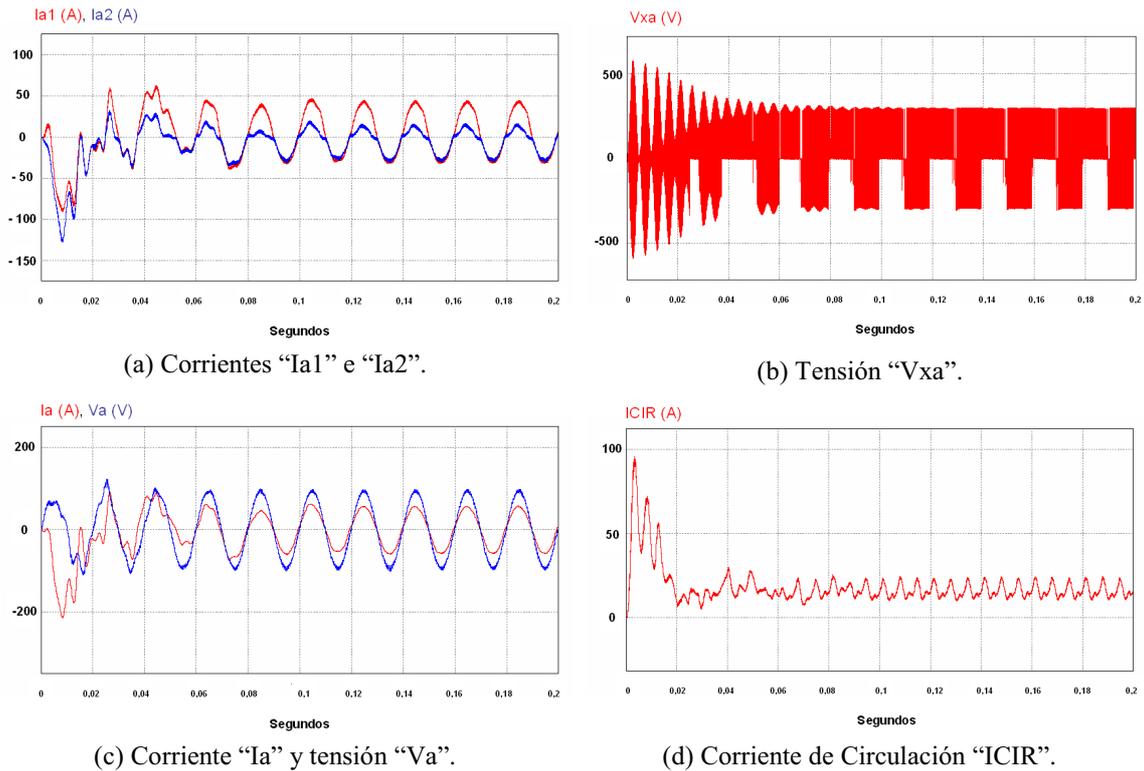


Figura 7-25. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 2 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 6 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.3$.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	5.27	37.16	1.08	1.60	0.48	0.48	0.40
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	6.24	-93.37	24.93	-91.98	127.51	166.07
$ Ia2 $ (A)	-5.28	19.52	2.68	1.51	1.47	0.91	0.15
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	10.77	84.96	-153.28	115.76	-163.81	-163.49
$ Ia $ (A)	0	56.58	1.60	≈ 0	1.15	1.25	0.50
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	7.07	86.69	NA	130.00	169.00	173.74
$ Vxa $ (V)	6.34	12.40	3.64	3.72	2.98	1.30	0.77
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	33.37	-43.17	86.52	4.51	113.02	-112.02

Tabla 7-46. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,990
Rendimiento (η) (%)	80.08

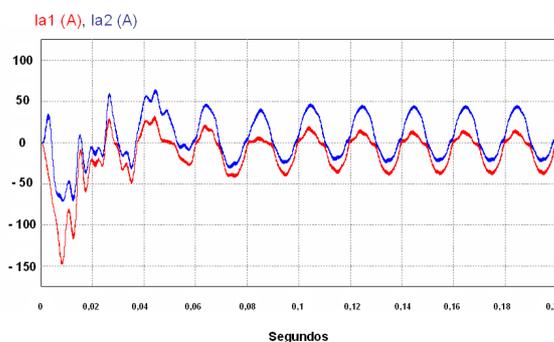
Tabla 7-47. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

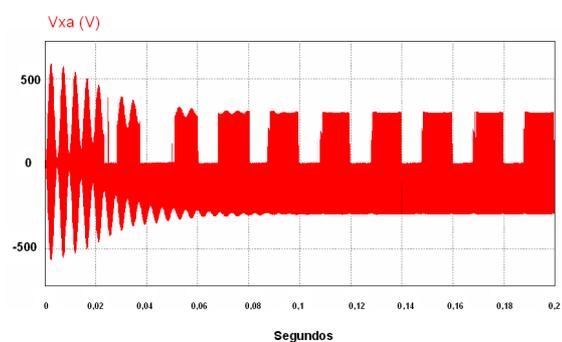
- Se observa un tiempo transitorio de 0.08 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal
- El rendimiento del sistema es de 80.08 %, del orden del rendimiento del modelo ideal.

➤ Td1 > Td2 y K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

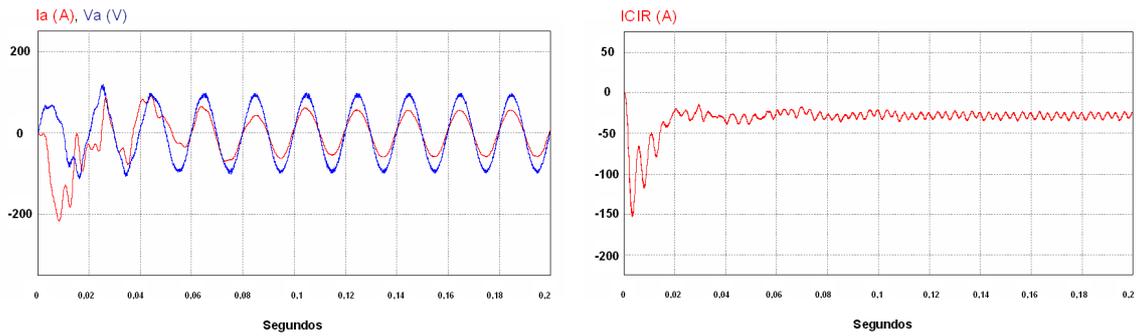
Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$, $K1 = 0.5$, y $K2 = 0.8$. En la figura 7-26 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-26.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-26.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-26.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-26.d). Por otro lado, en la tabla 7-48 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-49 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.

(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 7-26. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). Td1 = 4 μ seg., Td2 = 2 μ seg., K1=0.5 y K2=0.8.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
Ia1 (A)	-9.46	24.16	3.97	0.48	2.05	0.30	0.31
Arg(Ia1) (°)	NA	6.59	78.43	-160.78	97.00	127.70	35.48
Ia2 (A)	9.46	32.45	2.77	0.35	1.21	0.37	0.12
Arg(Ia2) (°)	NA	3.09	-113.05	24.00	-106.26	169.33	-173.14
Ia (A)	0	56.55	1.40	≈ 0	1.12	0.65	0.25
Arg(Ia) (°)	NA	5.31	103.26	NA	124.85	149.79	53.42
Vxa (V)	-11.20	5.92	6.45	0.90	5.05	0.57	1.13
Arg(Vxa) (°)	NA	-147.53	124.75	-81.11	148.93	117.19	105.45

Tabla 7-48. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	10,130
Rendimiento (η) (%)	78.97

Tabla 7-49. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

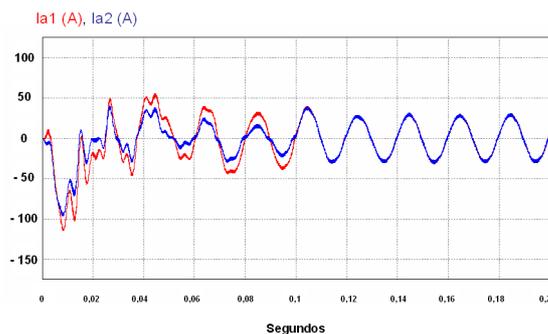
Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal
- El rendimiento del sistema es de 78.97 %, del orden del rendimiento del modelo ideal.

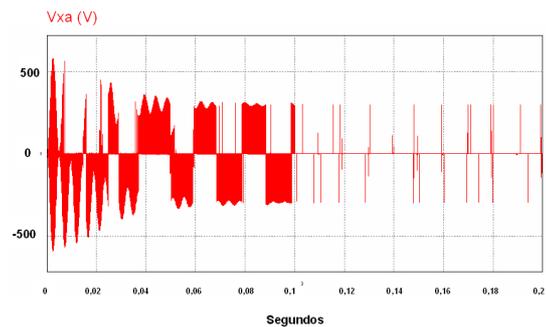
7.3.7. Sistema con dos desequilibrios: el primero, en los tiempos muertos de los dos inversores; el segundo, en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, aplicando el control propuesto.

➤ Td1 < Td2 y K1 > K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

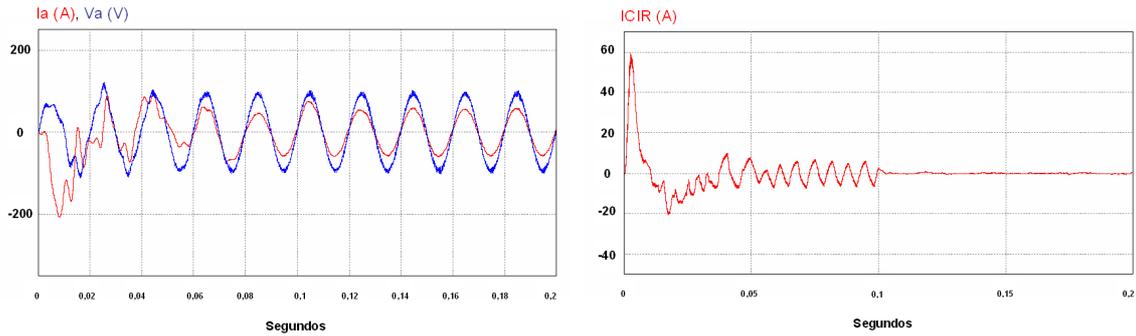
Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 2 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 6 \mu\text{segundos}$, $K1 = 0.5$, y $K2 = 0.3$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-27 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-27.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-27.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-27.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-27.d). Por otro lado, en la tabla 7-50 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-51 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.



(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.

(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 7-27. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 2 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 6 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.3$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ I_{a1} $ (A)	0	28.40	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.48	0.40
$\text{Arg}(I_{a1})$ (°)	NA	6.60	NA	NA	NA	147.58	153.72
$ I_{a2} $ (A)	0	28.27	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.45	0.39
$\text{Arg}(I_{a2})$ (°)	NA	6.82	NA	NA	NA	-33.28	-29.20
$ I_a $ (A)	0	56.62	≈ 0				
$\text{Arg}(I_a)$ (°)	NA	6.05	NA	NA	NA	NA	NA
$ V_{xa} $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(V_{xa})$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-50. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,721
Rendimiento (η) (%)	82.29

Tabla 7-51. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

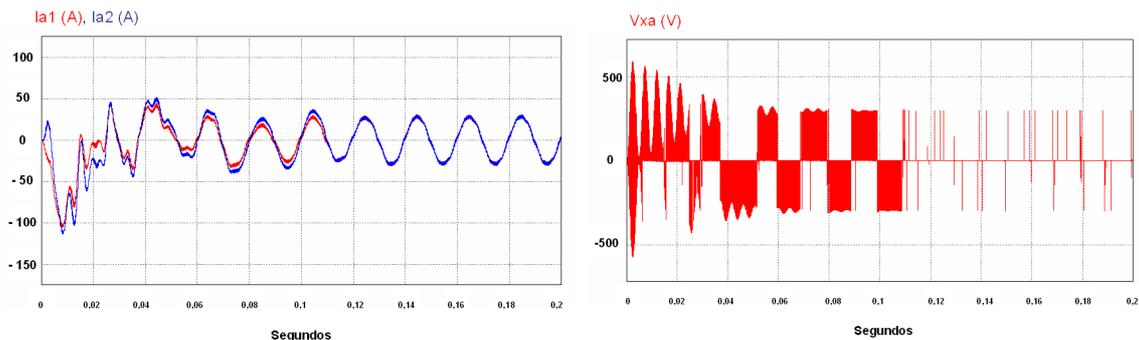
- Se observa un tiempo transitorio de 0.12 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- El modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación, cuyo valor absoluto final no sobrepasa 0.5 A (este límite es debido a tolerancias de los componentes,

valores reales de los parámetros de los mismos, así como a la naturaleza del sistema en cuanto a tiempos de procesamiento no despreciables e implementación del mismo mediante dos DSPs independientes que no funcionan de manera sincronizada, tal y como se ha explicado con anterioridad). Por lo tanto, el modelo propuesto es viable en cuanto a la medición, control y corrección de los dos desequilibrios actuando al unísono.

- El rendimiento del sistema es de 82.29 %, del orden del rendimiento del modelo ideal. Con respecto al modelo en el que no se realizaba control y corrección de los desequilibrios, se consigue una ganancia de 2.21 %.

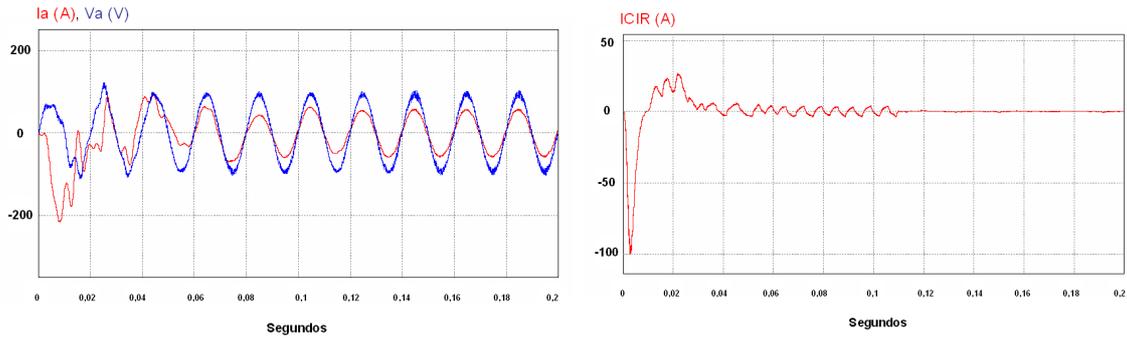
➤ Td1 > Td2 y K1 < K2. Representación de magnitudes y conclusiones.

Para realizar la simulación correspondiente, se ha tomado $Td1 = 4 \mu\text{segundos}$, $Td2 = 2 \mu\text{segundos}$, $K1 = 0.5$, y $K2 = 0.8$, aplicando el control propuesto. En la figura 7-28 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “Ia1” y “Ia2” (figura 7-28.a), de la tensión “Vxa” (figura 7-28.b), de la corriente “Ia” y la tensión “Va” (figura 7-28.c) y de la corriente de circulación “ICIR” (figura 7-28.d). Por otro lado, en la tabla 7-52 se muestran los valores de los armónicos, en módulo y argumento, de las corrientes “Ia1” (cuyo módulo es “|Ia1|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia1)”, en grados), “Ia2” (cuyo módulo es “|Ia2|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia2)”, en grados), “Ia” (cuyo módulo es “|Ia|”, en amperios, y su argumento es “Arg(Ia)”, en grados) y “Vxa” (cuyo módulo es “|Vxa|”, en voltios, y su argumento es “Arg(Vxa)”, en grados), y finalmente, en la tabla 7-53 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).



(a) Corrientes “Ia1” e “Ia2”.

(b) Tensión “Vxa”.



(c) Corriente “Ia” y tensión “Va”.

(d) Corriente de Circulación “ICIR”.

Figura 7-28. “Ia1” e “Ia2” (a), “Vax” (b), “Ia” y “Va” (c), “ICIR” (d). $Td1 = 4 \mu\text{seg.}$, $Td2 = 2 \mu\text{seg.}$, $K1=0.5$ y $K2=0.8$, con el control propuesto.

Magnitud	Frecuencia (Hz)						
	0 Hz	50 Hz	100 Hz	150 Hz	200 Hz	250 Hz	350 Hz
$ Ia1 $ (A)	0	28.21	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.80	0.68
$\text{Arg}(Ia1)$ (°)	NA	4.11	NA	NA	NA	144.74	161.89
$ Ia2 $ (A)	0	28.07	≈ 0	≈ 0	≈ 0	0.76	0.65
$\text{Arg}(Ia2)$ (°)	NA	4.48	NA	NA	NA	-35.10	-23.15
$ Ia $ (A)	0	56.22	≈ 0				
$\text{Arg}(Ia)$ (°)	NA	3.62	NA	NA	NA	NA	NA
$ Vxa $ (V)	0	≈ 0					
$\text{Arg}(Vxa)$ (°)	NA	NA	NA	NA	NA	NA	NA

Tabla 7-52. Valores de los armónicos (en módulo y argumento) de las corrientes “Ia1”, “Ia2”, “Ia” y “Vxa” (NA: “No aplica”).

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	8,000
Potencia de entrada (W)	9,740
Rendimiento (η) (%)	82.13

Tabla 7-53. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Tal y como se puede observar en el estudio realizado, se sacan las siguientes conclusiones:

- Se observa un tiempo transitorio de 0.13 segundos a partir del cual el sistema entero se considera en estado estacionario.
- De la misma manera que en el caso anterior, el modelo propuesto tiene un comportamiento similar al modelo ideal, dando la misma respuesta en las magnitudes características del sistema, como son las corrientes de salida, tensiones y corriente de circulación, cuyo valor absoluto final no sobrepasa 0.5 A (este

límite es debido a tolerancias de los componentes, valores reales de los parámetros de los mismos, así como a la naturaleza del sistema en cuanto a tiempos de procesamiento no despreciables e implementación del mismo mediante dos DSPs independientes que no funcionan de manera sincronizada, tal y como se ha explicado con anterioridad). Por lo tanto, el modelo propuesto es viable en cuanto a la medición, control y corrección de los dos desequilibrios actuando al unísono.

- El rendimiento del sistema es de 82.13 %. Con respecto al caso en el que no se realizaba control y corrección de los desequilibrios, se consigue una ganancia de 3.16 %.

7.4. Conclusiones.

De forma similar a las conclusiones identificadas en el capítulo anterior, a la vista de los resultados obtenidos, para un sistema formado por dos inversores trifásicos VSI con modulación SVPWM conectados sin aislamiento galvánico a una red eléctrica trifásica equilibrada, tanto para un entorno de simulación ideal como para un entorno de simulación real en el que se han tenido en cuenta tolerancias en elementos pasivos y tiempos de procesamiento no despreciables, y tanto para los casos en los que los desequilibrios introducidos en el sistema se han centrado en las diferencias entre los tiempos muertos y entre los valores de los parámetros de vector nulo, actuando ambos tipos de desequilibrio de forma individual o simultánea, se ha demostrado que:

- Los algoritmos de medición de los desequilibrios introducidos en el sistema permiten disponer de una medida real de dichos desequilibrios.
- Los reguladores PI utilizados para controlar los desequilibrios introducidos en el sistema dan un resultado satisfactorio, eliminando dichos desequilibrios, y presentando, además, una respuesta temporal efectiva para el funcionamiento del sistema.
- Los algoritmos de medición y control propuestos permiten eliminar la corriente de circulación provocada por los desequilibrios introducidos en el sistema, consiguiendo, además, un reparto de cargas equilibrado en las corrientes de salida de los inversores.

- Los algoritmos de medición y control propuestos, actuando sobre los desequilibrios introducidos en el sistema, permiten elevar el rendimiento del mismo.

CAPÍTULO 8

COMPARACIÓN DE LOS MODELOS “TRANSFORMERLESS” DE DETECCIÓN, CONTROL Y CORRECCIÓN DE LOS DESEQUILIBRIOS CON RESPECTO A LA INSERCIÓN DE TRANSFORMADORES.

8.1. Introducción. Modelos de circuitos y transformadores utilizados para el análisis.

Tal y como se ha podido observar en las simulaciones realizadas, se ha demostrado la viabilidad de conectar dos inversores VSI con modulación SVPWM directamente tanto a una carga trifásica equilibrada como a una red eléctrica, sin necesidad de utilizar transformadores, y aplicando métodos de detección y corrección de los desequilibrios que provocan corrientes de circulación que, a su vez, producen una pérdida de rendimiento.

Como se definió en apartados anteriores, la utilización de transformadores a la salida de los inversores permiten la eliminación de la corriente de circulación, y por lo tanto, todos los efectos perniciosos que estos provocan, no solo en pérdida de rendimiento, sino en la aparición diferentes fenómenos, como repartos de carga desequilibrados en la componente a 50 Hz de las corrientes homólogas de los inversores, componentes continuas tanto en las corrientes como en la diferencia de tensión, etc. Ahora bien, la utilización de transformadores a la salida de los inversores para su conexión a una carga o a la red eléctrica presenta dos inconvenientes principalmente:

- Los transformadores son elementos económicamente costosos, y presentan un volumen y un peso que deben de ser tenidos en cuenta, tanto en la elaboración del proyecto de instalación de la planta de conversión fotovoltaica como en su

posterior ejecución en cuanto a su ubicación y todas aquellas necesidades que precisen (alojamiento, protecciones, etc.)

- Un transformador no es un elemento ideal, y supone pérdidas de inserción que empeoran el rendimiento de la planta de conversión fotovoltaica.

Por lo tanto, utilizar transformadores para la conexión de inversores en paralelo hacia una carga o la red eléctrica puede ser una solución para eliminar corrientes de circulación debidos a desequilibrios entre los dos inversores, pero su utilización puede implicar una pérdida de rendimiento eléctrico (y económico) que puede paliarse mediante las técnicas de control y corrección de dichos desequilibrios que se han presentado en el presente estudio.

En general, los transformadores para aplicaciones industriales y fotovoltaicas presentan valores de rendimiento máximo entre el 95% y el 99% máximo, habiéndose medido estos valores de rendimiento para el factor de potencia máximo, tal y como se mostró en la tabla 3-1 del apartado “3.1. Introducción. Utilización de transformadores en la conexión de inversores en paralelo a una carga o a la red eléctrica” de la presente Tesis Doctoral. Se verifica que a medida que la potencia nominal del transformador aumenta, el rendimiento del transformador es mayor. Para una potencia nominal comprendida entre 6,000 y 8,000 Vatios (intervalo que incluye todos los casos analizados), la pérdida de rendimiento por inserción esperada oscila entre el 3 % y el 4 % por transformador.

Para demostrar la posible pérdida de rendimiento eléctrico debida a la inserción de transformadores, se han realizado un estudio comparativo con respecto a todos los modelos que han sido simulados, tanto en el caso de una carga trifásica equilibrada en salida, o la conexión a la red eléctrica. Para ello, se han añadido a cada salida de los inversores sendos transformadores y se han analizado los valores de la potencia de salida (“Psal”), la potencia de entrada (“Pin”) y el rendimiento (η), en porcentaje, con el objetivo de analizar el rendimiento del sistema, con y sin transformadores.

En la figura 8-1 se observa el modelo eléctrico de conexión a una carga trifásica equilibrada con transformador que ha sido simulado. En la figura 8-2 se observa el modelo eléctrico de conexión a la red eléctrica que ha sido simulado.

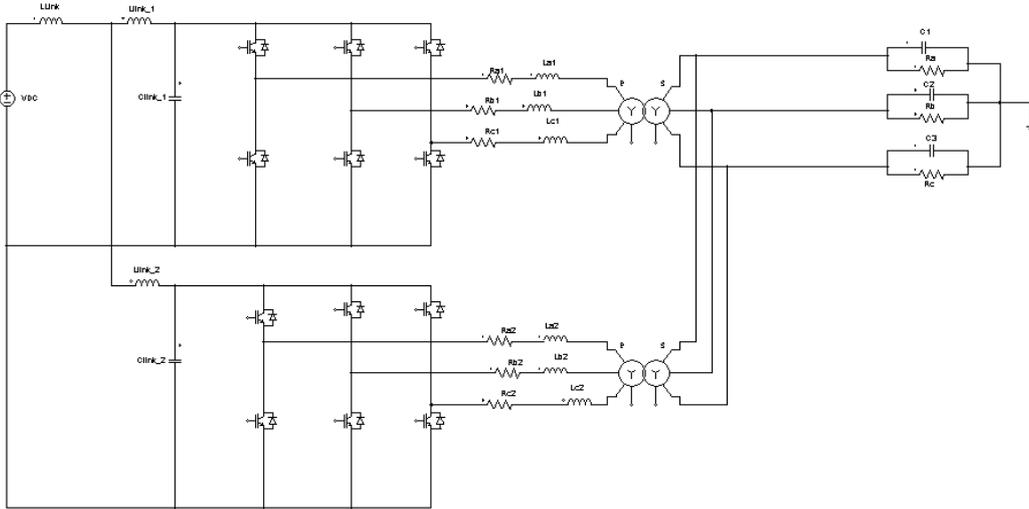


Figura 8-1. Modelo de conexión a carga trifásica con transformadores a la salida de cada inversor.

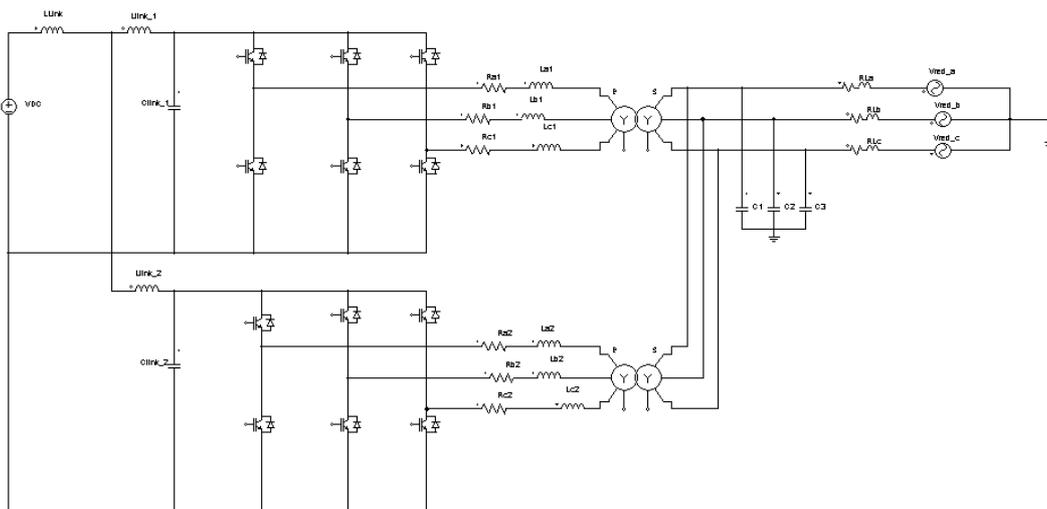


Figura 8-2. Modelo de conexión a red eléctrica trifásica con transformadores a la salida de cada inversor.

Se han respetado, para cada caso, los mismos tiempos de muestreo, los mismos valores de los componentes que forman el sistema y de los parámetros de sintonización de los controladores PI, y los mismos valores de tolerancias y tiempos de procesamiento en el caso de simulación del entorno real. En definitiva, se ha insertado, modelo a modelo, tanto para los entornos ideales y reales, y para conexión a carga trifásica equilibrada como a red eléctrica, transformadores idénticos a la salida de los inversores, y sin variar ningún otro parámetro, se ha obtenido, a través de simulación, los valores de potencias,

tanto de entrada como de salida, y el rendimiento. También se ha verificado si los transformadores eliminan la corriente de circulación de forma automática.

El modelo de transformador utilizado en el que se muestra en la figura 8-3, siendo los parámetros característicos del mismo los definidos en la tabla 8-1. Obsérvese que se ha utilizado un transformador trifásico en configuración “estrella-estrella” (“Y-Y”).

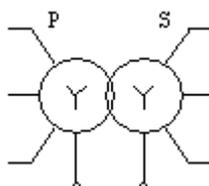


Figura 8-3. Modelo de transformador trifásico “Y-Y” utilizado.

COMPONENTE (Unidad)	VALOR
Resistencia parásita en devanado primario (Ω)	0,01
Resistencia parásita en devanado secundario (Ω)	0,01
Inductancia parásita devanado primario (H)	7×10^{-5}
Inductancia parásita devanado secundario (H)	7×10^{-5}
Inductancia de magnetización, visto desde el devanado primario (H)	0,5

Tabla 8-1. Valores característicos del transformador utilizado.

En los siguientes apartados se analizan los resultados obtenidos, para cada tipo de simulación. En las tablas se analizará el valor de los siguientes parámetros:

- “Psal”: Potencia entregada a la salida del sistema
- “Pin”: Potencia de entrada del sistema
- “ η ”: Rendimiento o relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada (en porcentaje).
- “ ζ_{IC} ”: existencia de corriente de circulación.

Los resultados serán analizados en modo de funcionamiento libre (sin control) y cuando se aplica la detección y el control de los desequilibrios propuestos, tanto en el caso de utilización o no de transformadores conectados a la salida de los inversores. Por supuesto, el control de los desequilibrios con transformadores no tiene sentido para el control de la corriente de circulación (puesto que el propio transformador la elimina, al romper el camino o “path” de retorno), pero supone la situación de equilibrio entre los

dos inversores, al eliminarse el desequilibrio, que a su vez implica la situación de máximo rendimiento del sistema.

8.2. Entorno de simulación ideal, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrio entre los tiempos muertos de ambos inversores.

En la tabla 8-2 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-3 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos (ΔT_d)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg	6,250	7,561	82.66	Existe	6,250	7,388	84.60	Se elimina
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg	6,250	7,419	84.24	Existe	6,250	7,389	84.58	Se elimina

Tabla 8-2. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos (ΔT_d)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg	6,250	8,193	76.28	No existe	6,250	8,036	77.77	No existe
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg	6,250	8,065	77.49	No existe	6,250	8,041	77.72	No existe

Tabla 8-3. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta T_d=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 6.83%, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.4 %, dentro del rango esperado.

8.3. Entorno de simulación ideal, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En la tabla 8-4 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-5 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En parámetro de vector nulo (ΔK)	K1=0.5 K2=0.8	6,250	8,470	73.79	Existe	6,250	7,388	84.59	Se elimina
	K1=0.5 K2=0.3	6,250	7,891	79.20	Existe	6,250	7,384	84.64	Se elimina

Tabla 8-4. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En parámetro de vector nulo (ΔK)	K1=0.5 K2=0.8	6,250	8,046	77.67	No existe	6,250	8,041	77.72	No existe
	K1=0.5 K2=0.3	6,250	8,046	77.67	No existe	6,250	8,041	77.72	No existe

Tabla 8-5. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta K=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 6.92 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.46 %, dentro del rango esperado.

8.4. Entorno de simulación ideal, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrios combinados entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En la tabla 8-6 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-7 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos y en parámetro de vector nulo (ΔT_d , ΔK)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg K1=0.5 K2=0.3	6,250	7,695	81.22	Existe	6,250	7,380	84.68	Se elimina
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg K1=0.5 K2=0.8	6,250	7,865	79.46	Existe	6,250	7,387	84.60	Se elimina

Tabla 8-6. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos y en parámetro de vector nulo (ΔT_d , ΔK)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg K1=0.5 K2=0.3	6,250	8,206	76.16	No existe	6,250	8,037	77.76	No existe
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg K1=0.5 K2=0.8	6,250	8,091	77.24	No existe	6,250	8,043	77.70	No existe

Tabla 8-7. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

El caso analizado es una combinación de los casos en los que existe un desequilibrio en los tiempos muertos y en los parámetros de vector nulo. Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta T_d=0$ y $\Delta K=0$), se observa que el valor máximo de

la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 6.92 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.46 %, dentro del rango esperado.

8.5. Entorno de simulación real, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrio entre los tiempos muertos de ambos inversores.

En la tabla 8-8 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-9 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos (ΔT_d)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg	6,250	7,566	82.60	Existe	6,250	7,396	84.50	Se elimina
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg	6,250	7,422	84.20	Existe	6,250	7,394	84.52	Se elimina

Tabla 8-8. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos (ΔT_d)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg	6,250	8,195	76.26	No existe	6,250	8,039	77.74	No existe
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg	6,250	8,078	77.37	No existe	6,250	8,036	77.77	No existe

Tabla 8-9. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta T_d=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 6.76%, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.38 %, dentro del rango esperado.

8.6. Entorno de simulación real, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En la tabla 8-10 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-11 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En parámetro de vector nulo (ΔK)	K1=0.5 K2=0.8	6,250	8,474	73.65	Existe	6,250	7,394	84.52	Se elimina
	K1=0.5 K2=0.3	6,250	7,906	79.05	Existe	6,250	7,387	84.60	Se elimina

Tabla 8-10. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En parámetro de vector nulo (ΔK)	K1=0.5 K2=0.8	6,250	8,048	77.65	No existe	6,250	8,032	77.81	No existe
	K1=0.5 K2=0.3	6,250	8,036	77.77	No existe	6,250	8,032	77.81	No existe

Tabla 8-11. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta K=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 6.79 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.39 %, dentro del rango esperado.

8.7. Entorno de simulación real, conexión a carga trifásica equilibrada, desequilibrios combinados entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En la tabla 8-12 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-13 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos y en parámetro de vector nulo (ΔT_d , ΔK)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg K1=0.5 K2=0.3	6,250	7,713	81.03	Existe	6,250	7,383	84.65	Se elimina
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg K1=0.5 K2=0.8	6,250	7,901	79.10	Existe	6,250	7,393	84.53	Se elimina

Tabla 8-12. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos y en parámetro de vector nulo (ΔT_d , ΔK)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg K1=0.5 K2=0.3	6,250	8,204	76.18	No existe	6,250	8,036	77.77	No existe
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg K1=0.5 K2=0.8	6,250	8,086	77.29	No existe	6,250	8,037	77.76	No existe

Tabla 8-13. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

El caso analizado es una combinación de los casos en los que existe un desequilibrio en los tiempos muertos y en los parámetros de vector nulo. Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta T_d=0$ y $\Delta K=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión

con dos transformadores es de 6.88 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.44 %, dentro del rango esperado.

8.8. Entorno de simulación ideal, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrio entre los tiempos muertos de ambos inversores.

En la tabla 8-14 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-15 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos (ΔT_d)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg	8,000	9,896	80.84	Existe	8,000	9,720	82.30	Se elimina
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg	8,000	9,763	81.94	Existe	8,000	9,720	82.30	Se elimina

Tabla 8-14. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos (ΔT_d)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg	8,000	10,866	73.62	No existe	8,000	10,708	74.71	No existe
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg	8,000	10,767	74.30	No existe	8,000	10,702	74.75	No existe

Tabla 8-15. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta T_d=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 7.59 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.79 %, dentro del rango esperado.

8.9. Entorno de simulación ideal, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En la tabla 8-16 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-17 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En parámetro de vector nulo (ΔK)	K1=0.5 K2=0.8	8,000	10,534	75.94	Existe	8,000	9,728	82.23	Se elimina
	K1=0.5 K2=0.3	8,000	10,084	79.33	Existe	8,000	9,721	82.29	Se elimina

Tabla 8-16. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En parámetro de vector nulo (ΔK)	K1=0.5 K2=0.8	8,000	10,713	74.67	No existe	8,000	10,706	74.72	No existe
	K1=0.5 K2=0.3	8,000	10,710	74.69	No existe	8,000	10,706	74.72	No existe

Tabla 8-17. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta K=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 7.57 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.78 %, dentro del rango esperado.

8.10. Entorno de simulación ideal, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrios combinados entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En la tabla 8-18 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-19 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?
En tiempos muertos y en parámetro de vector nulo (ΔT_d , ΔK)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg K1=0.5 K2=0.3	8,000	9,987	80.10	Existe	8,000	9,728	82.23	Se elimina
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg K1=0.5 K2=0.8	8,000	10,144	78.86	Existe	8,000	9,728	82.23	Se elimina

Tabla 8-18. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?
En tiempos muertos y en parámetro de vector nulo (ΔT_d , ΔK)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg K1=0.5 K2=0.3	8,000	10,884	73.50	No existe	8,000	10,709	74.70	No existe
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg K1=0.5 K2=0.8	8,000	10,772	74.26	No existe	8,000	10,706	74.72	No existe

Tabla 8-19. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

El caso analizado es una combinación de los casos en los que existe un desequilibrio en los tiempos muertos y en los parámetros de vector nulo. Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta T_d=0$ y $\Delta K=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión

con dos transformadores es de 7.51 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.75 %, dentro del rango esperado.

8.11. Entorno de simulación real, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrio entre los tiempos muertos de ambos inversores.

En la tabla 8-20 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-21 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos (ΔT_d)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg	8,000	9,896	80.84	Existe	8,000	9,726	82.25	Se elimina
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg	8,000	9,766	81.91	Existe	8,000	9,720	82.30	Se elimina

Tabla 8-20. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	¿IC?
En tiempos muertos (ΔT_d)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg	8,000	10,869	73.60	No existe	8,000	10,715	74.66	No existe
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg	8,000	10,780	74.21	No existe	8,000	10,735	74.52	No existe

Tabla 8-21. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta T_d=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 7.78 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.89 %, dentro del rango esperado.

8.12. Entorno de simulación real, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En la tabla 8-22 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-23 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?
En parámetro de vector nulo (ΔK)	K1=0.5 K2=0.8	8,000	10,536	75.93	Existe	8,000	9,729	82.22	Se elimina
	K1=0.5 K2=0.3	8,000	10,089	79.29	Existe	8,000	9,713	82.36	Se elimina

Tabla 8-22. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?
En parámetro de vector nulo (ΔK)	K1=0.5 K2=0.8	8,000	10,728	74.57	No existe	8,000	10,712	74.68	No existe
	K1=0.5 K2=0.3	8,000	10,720	74.62	No existe	8,000	10,712	74.68	No existe

Tabla 8-23. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta K=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión con dos transformadores es de 7.68 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máxima de 3.84 %, dentro del rango esperado.

8.13. Entorno de simulación real, conexión a red eléctrica trifásica equilibrada, desequilibrios combinados entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo de ambos inversores.

En la tabla 8-24 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión sin transformador. En la tabla 8-25 se observan los valores obtenidos para el caso de conexión utilizando sendos transformadores a la salida de los inversores.

CONEXIÓN DIRECTA (SIN TRANSFORMADORES)									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?
En tiempos muertos y en parámetro de vector nulo (ΔT_d , ΔK)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg K1=0.5 K2=0.3	8,000	9,990	80.08	Existe	8,000	9,721	82.29	Se elimina
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg K1=0.5 K2=0.8	8,000	10,130	78.97	Existe	8,000	9,740	82.13	Se elimina

Tabla 8-24. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión directa sin transformador, para el caso en estudio.

CONEXIÓN MEDIANTE TRANSFORMADORES									
Tipo de desequilibrio		SIN CONTROL				CON CONTROL			
		Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?	Psal (W)	Pin (W)	η (%)	ζ_{IC} ?
En tiempos muertos y en parámetro de vector nulo (ΔT_d , ΔK)	Td1=2 μ seg Td2=6 μ seg K1=0.5 K2=0.3	8,000	10,894	73.43	No existe	8,000	10,719	74.63	No existe
	Td1=4 μ seg Td2=2 μ seg K1=0.5 K2=0.8	8,000	10,777	74.23	No existe	8,000	10,708	74.71	No existe

Tabla 8-25. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η), con conexión mediante dos transformadores, para el caso en estudio.

El caso analizado es una combinación de los casos en los que existe un desequilibrio en los tiempos muertos y en los parámetros de vector nulo. Atendiendo al valor máximo de rendimiento (caso en que se ha conseguido eliminar los desequilibrios, es decir, cuando aplicando control se consigue que $\Delta T_d=0$ y $\Delta K=0$), se observa que el valor máximo de la diferencia de rendimientos entre la conexión directa (sin transformador) y la conexión

con dos transformadores es de 7.66 %, es decir, que cada transformador impone una pérdida por inserción máximo de 3.83 %, dentro del rango esperado.

8.14. Conclusiones.

Las conclusiones que se pueden sacar del estudio realizado, tanto para los entornos ideales y reales de simulación, como para los casos de conexión a una carga trifásica equilibrada o conexión a la red eléctrica, son las siguientes.

- Cuando el desequilibrio está en la diferencia entre los tiempos muertos de ambos inversores, se observa que el rendimiento es mejor siempre en el caso de conexión directa sin transformadores, incluso sin control, ya que la corriente de circulación y el efecto de desequilibrio en el reparto de carga en las componentes fundamentales de las corrientes de salida homólogas suponen unas pérdidas que no superan a las que supondrían la inserción de transformadores. Dicho de otra manera, los transformadores eliminan la corriente de circulación, pero no eliminan el desequilibrio en el reparto de cargas en las componentes fundamentales, imponiendo unas pérdidas por inserción mayores a las que provocarían las corrientes de circulación.
- Cuando el desequilibrio está en la diferencia entre los parámetros de vector nulo de ambos inversores, cuando no existe control, y para los casos en los que el desequilibrio es elevado, se verifica que el rendimiento del sistema es en algunos casos incluso superior cuando se insertan los transformadores (sobre todo cuando se alimenta una carga trifásica), aunque este rendimiento se mantiene aproximadamente constante aunque se consiga eliminar el desequilibrio. Esto es debido a que el desequilibrio, en los casos en los que no han insertado transformadores, hace aparecer componente continua en las corrientes de salida que la inserción de un transformador elimina de facto, siendo dicha componente continua la causante en mayor medida de la pérdida del rendimiento. Por esta razón el rendimiento del sistema con transformadores se mantiene prácticamente constante. Por otro lado, en el caso en que existe un desequilibrio entre los parámetros de vector nulo de los dos inversores es fundamental atajar dicho desequilibrio lo antes posible si se trabaja sin transformador, porque la aparición

de componentes continuas en las corrientes supone un peligro para la propia integridad de la instalación. El método propuesto permite trabajar a máximo rendimiento eliminando la aparición de componentes continuas.

- Cuando se produce un efecto combinado de un desequilibrio en los tiempos muertos y en los parámetros de vector nulo de ambos inversores, los transformadores imponen unas pérdidas por inserción siempre mayores a las producidas por las corrientes de circulación y el desequilibrio en el reparto de cargas de las corrientes de salida homólogas. Ahora bien, cuando se utiliza conexión directa y no existe control, aparecerá componente continua en las corrientes de salida que son perniciosas para la integridad del sistema (como se ha visto, la aparición de la componente continua en las corrientes es debido al desequilibrio entre los parámetros de vector nulo; esta componente continua será tanto mayor cuanto mayor sea la diferencia entre dichos parámetros de vector nulo). Por lo tanto, en el caso de trabajar sin transformadores, es fundamental realizar el ajuste para evitar dichas componentes continuas. El método propuesto consigue este objetivo, consiguiendo además un rendimiento óptimo, superior al caso de utilizar transformadores.

Por lo tanto, y dados estos resultados, el presente estudio concluye en que la conexión directa, tanto a una carga trifásica equilibrada como a la red eléctrica equilibrada, sobre la que se apliquen los métodos de detección, medición y control de los desequilibrios estudiados (diferencia entre los tiempos muertos, los parámetros de vector nulo y el efecto combinado de los dos) presenta una mejora del rendimiento con respecto al método de inserción de transformadores a la salida de los inversores.

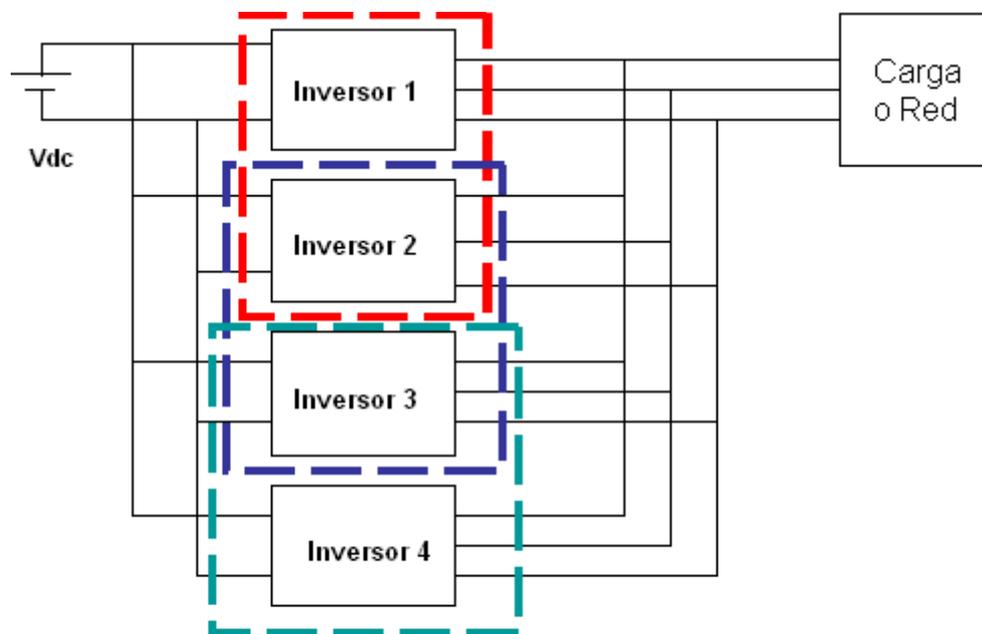
CAPÍTULO 9

ESCALABILIDAD. CONEXIÓN DE VARIOS INVERSORES EN PARALELO CONECTADOS DIRECTAMENTE A UNA CARGA TRIFÁSICA EQUILIBRADA O A LA RED ELÉCTRICA.

Hasta ahora todos los análisis realizados han tenido en cuenta la conexión de dos inversores en paralelo, sin aislamiento galvánico, tanto a una carga trifásica equilibrada como a la red eléctrica para suministrar energía. Sin embargo, es preciso identificar si los métodos de detección de los desequilibrios aplicados y su posterior corrección permiten la conexión de más de dos inversores en paralelo, supuestos dichos inversores iguales (en nuestro caso, inversores VSI con modulación SVPWM).

Los métodos de detección y control que han sido propuestos están basados en la medida de la diferencia de tensiones homólogas entre dos inversores; uno de los inversores funciona como inversor “maestro”, y el otro como inversor “esclavo”. Tanto para los desequilibrios provocados por la diferencia entre los tiempos muertos, o por la diferencia entre los parámetros de vector nulo, o ambos desequilibrios combinados, los métodos propuestos tratan de eliminar el (o los) desequilibrio (s) mediante una acción correctiva, que deja fijo el valor del parámetro de control del inversor “maestro” (para el desequilibrio entre los tiempos muertos, toma como valor fijo el valor del tiempo muerto del inversor “maestro”; para el desequilibrio entre los parámetros de vector nulo, toma como valor fijo el parámetro de vector nulo del inversor maestro; para ambos desequilibrios actuando de forma combinada, toma como fijos los valores del tiempo muerto y del parámetro de vector nulo del inversor “maestro”), y trata de corregir los valores del parámetro de control del inversor “esclavo”, aproximándolos e igualándolos a los valores de control del inversor “maestro” que se consideran fijos.

Por lo tanto, las acciones propuestas de detección y corrección de desequilibrios presentan la propiedad de la escalabilidad, de forma que para un número “N” de inversores conectados en paralelo, es posible identificar “N-1” parejas de inversores, de forma que dentro de esa pareja, uno actúa como “maestro”, y el otro como “esclavo”; la elección de las parejas de inversores se debe de realizar de forma encadenada, es decir, por ejemplo, para una determinada pareja, es preciso que el inversor que hace de “maestro” sea el mismo que hace de “esclavo” en la pareja anterior, y así sucesivamente, tal y como se muestra en la figura 9-1. Después, se aplican las funciones de detección y corrección a partir de la diferencia de las tensiones de salida homólogas de la pareja de inversores.



Sistema formado por 4 inversores, con 3 parejas:
Pareja 1: Inversor 1 ("Maestro")+Inversor 2 ("Esclavo")
Pareja 2: Inversor 2 ("Maestro")+Inversor 3 ("Esclavo")
Pareja 3: Inversor 3 ("Maestro")+Inversor 4 ("Esclavo")

Figura 9-1. Esquema de emparejamiento de cuatro inversores en paralelo.

Dado que la elección de las parejas de inversores “maestro-esclavo” ha sido realizada de forma encadenada, el inversor “esclavo” de la primera pareja de la cadena corregirá sus parámetros de control afectados por el desequilibrio para que finalmente (y después de las acciones propuestas) sean iguales a los parámetros de su correspondiente inversor “maestro”; pero este inversor “esclavo” es el inversor “maestro” de la segunda pareja, por lo que su correspondiente inversor “esclavo” corregirá sus parámetros afectados por

el desequilibrio para igualarlos con su inversor “maestro”, y así sucesivamente a lo largo de la cadena de inversores.

Lo que sucederá es que todos los inversores terminarán por corregir los parámetros afectados por el desequilibrio a los valores del inversor “maestro” de la primera pareja (en la figura 9-1, el inversor 1), que no es “esclavo” de ninguna otra.

Con el fin de verificar la bondad de la afirmación anterior, se ha elegido una de las configuraciones desarrolladas en la presente Tesis Doctoral, en la que se conectan tres inversores en paralelo, y sobre la que actúa un desequilibrio específico entre las dos parejas de inversores.

En nuestro caso, se ha seleccionado, para el entorno de simulación ideal, un sistema formado por tres inversores conectados en paralelo a una carga trifásica equilibrada y regulada en salida, en el que los valores de los tiempos muertos de cada uno de los tres inversores son diferentes. En la figura 9-2 se puede observar el diagrama del sistema analizado.

Los tres inversores representados en la figura 9-2 forman por lo tanto dos parejas, de la siguiente forma:

- El inversor 1 y el inversor 2 conforman la primera pareja de inversores del sistema, en la que el inversor 1 sería el inversor “maestro”, y el inversor 2 sería el inversor “esclavo”.
- El inversor 2 y el inversor 3 conforman la segunda pareja de inversores del sistema, en la que el inversor 2 sería el inversor “maestro”, y el inversor 3 sería el inversor “esclavo”. Como se puede observar, el inversor 2 es, además, el inversor “esclavo” de la primera pareja.

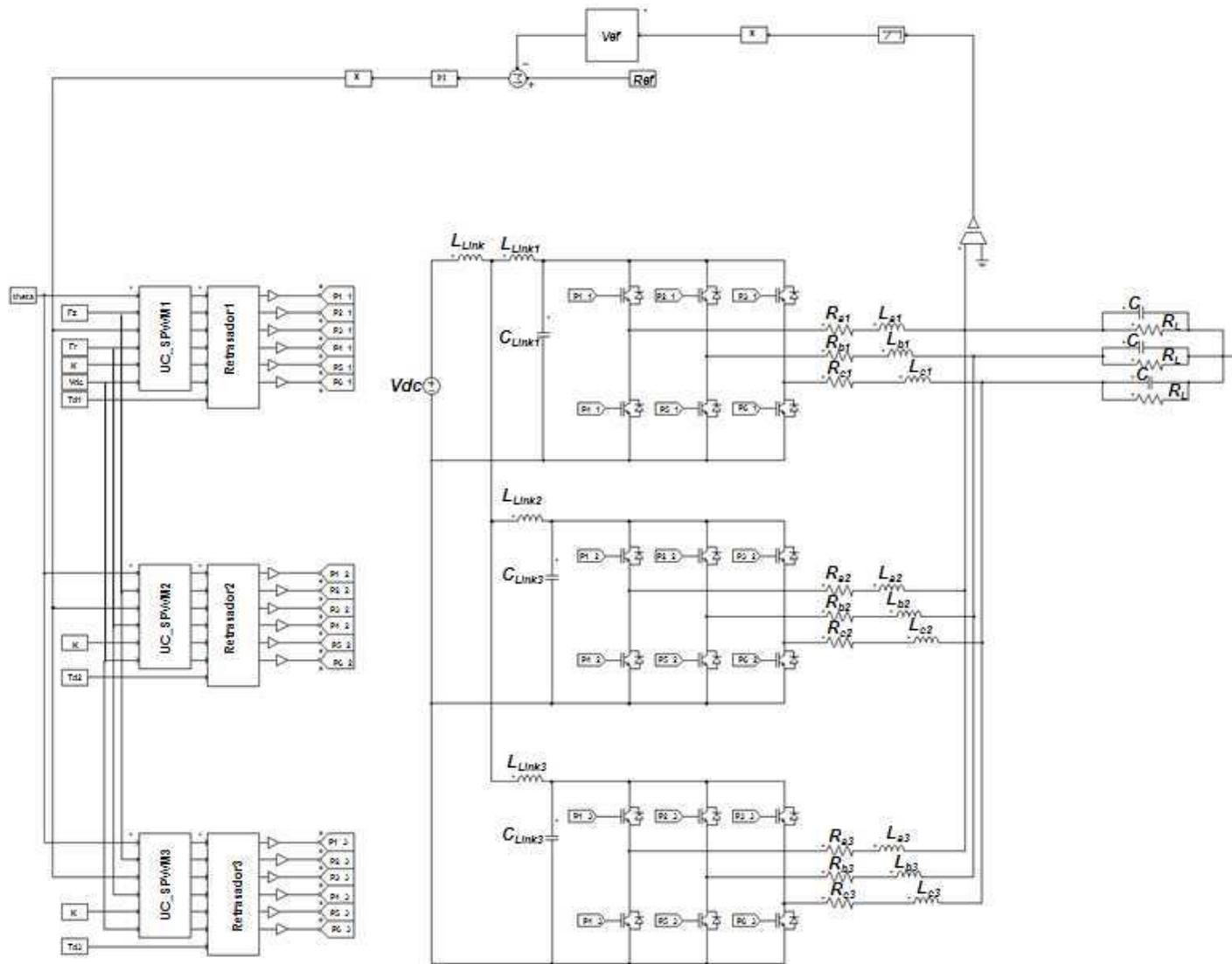


Figura 9-2. Esquema del circuito PSIM de base utilizado para realizar la simulación.

La nomenclatura utilizada es la misma que se ha venido utilizado a lo largo de la presente Tesis Doctoral, tal y como se puede apreciar en el apartado “6.2. Circuito de base para la simulación”; en la Tabla 9-1 se pueden observar el valor de cada uno de los parámetros utilizados para la simulación.

COMPONENTE (Unidad)	VALOR
Vdc (Voltios)	250
CLink1 (μ F)	600
Clink2 (μ F)	600
Clink3 (μ F)	600
Llink (μ H)	500
Llink1(μ H)	20
Llink2 (μ H)	20
Llink3 (μ H)	20
Tensión de saturación Vce IGBT (Voltios)	2.5
Tensión umbral Diodo Antiparalelo (Voltios)	0.7
Resistencia en directa de IGBT (Ω)	0.1
Resistencia en directa de diodo en antiparalelo (Ω)	0.1
La1, La2, La3, Lb1, Lb2, Lb3, Lc1, Lc2, Lc3 (mH)	1.0
Ral, Ra2, Ra3, Rb1, Rb2, Rb3, Rc1, Rc2, Rc3 (Ω)	0.5
C(μ F)	25
RL (Ω)	2
Fs: Frecuencia de portadora (Hz)	10,000
Fr: Frecuencia fundamental (Hz)	50
Tensión eficaz de salida regulada (V)	65
Theta: Angulo inicial de referencia (grados)	0
K	0.5
Td1 (μ seg)	6
Td2 (μ seg)	2
Td3 (μ seg)	4

Tabla 9-1. Valor de los parámetros utilizados para la simulación en entorno ideal de tres inversores conectados en paralelo a una carga trifásica equilibrada.

Siendo “K” el parámetro de vector nulo, igual para los tres inversores, y “Td1”, “Td2” y “Td3” los valores de los tiempos muertos de cada uno de los tres inversores.

Se considera “ICIR_12” la corriente de circulación asociada a la primera pareja de inversores (la formada por el inversor 1 y el 2), e “ICIR_23” la corriente de circulación asociada a la segunda pareja de inversores (la formada por el inversor 2 y el 3). A efectos de analizar el sistema completamente, se considerará “ICIR_13” la corriente de circulación asociada a la pareja de inversores formada por el inversor 1 y el 3. Por otro lado, “ Δ Td_12” representa la diferencia entre los valores de los tiempos muertos de los

inversores 1 y 2, e “ ΔTd_{23} ” representa la diferencia entre los valores de los tiempos muertos de los inversores 2 y 3. De la misma forma que en el caso de las corrientes de circulación, se considerará “ ΔTd_{13} ” como la diferencia entre los valores de los tiempos muertos de los inversores 1 y 3.

En la figura 9-3 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ICIR_12” (figura 9-3.a), “ICIR_23” (figura 9-3.b) e “ICIR_13” (figura 9-3.c), y las diferencias entre los tiempos muertos “ ΔTd_{12} ” (figura 9-3.d), “ ΔTd_{23} ” (figura 9-3.e) e “ ΔTd_{13} ” (figura 9-3.f), cuando el sistema funciona libremente, es decir, sin control. En la tabla 9-2 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η) del sistema, para el conjunto de los tres inversores, en este mismo caso de estudio.

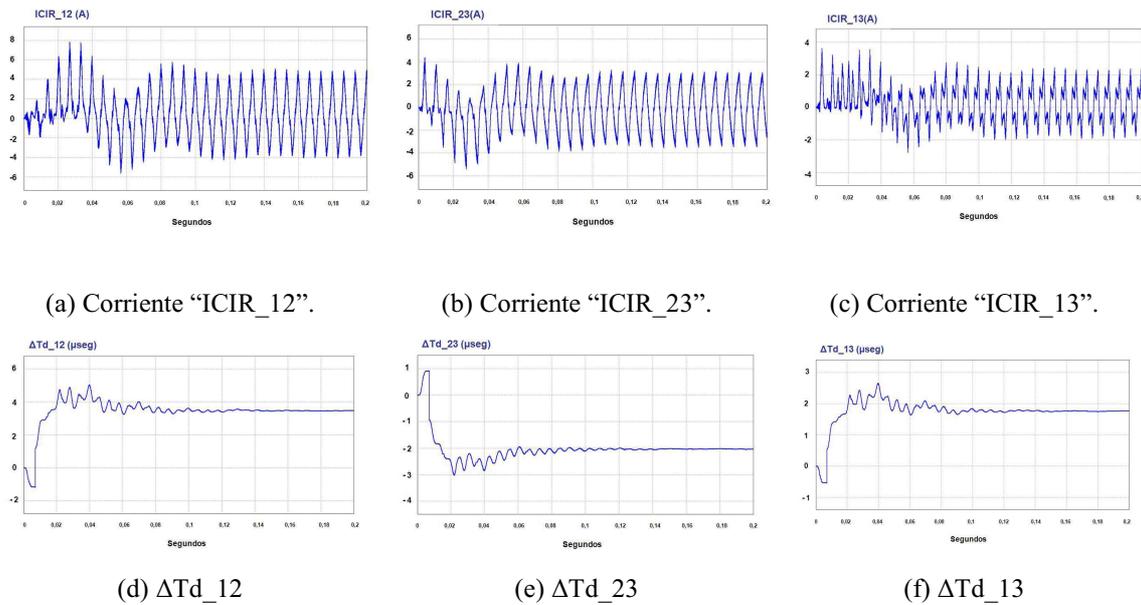


Figura 9-3. “ICIR_12” (a), “ICIR_23” (b), “ICIR_13” (c), “ ΔTd_{12} ” (d), “ ΔTd_{23} ” (e) y “ ΔTd_{13} ”.
 $Td1=6 \mu\text{seg}$, $Td2=2 \mu\text{seg}$., $Td3=4 \mu\text{seg}$.

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,181
Rendimiento (η) (%)	87.03

Tabla 9-2. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

En la figura 9-4 se muestran a continuación las formas de onda de las corrientes “ICIR_12” (figura 9-4.a), “ICIR_23” (figura 9-4.b) e “ICIR_13” (figura 9-4.c), y las diferencias entre los tiempos muertos “ ΔTd_{12} ” (figura 9-4.d), “ ΔTd_{23} ” (figura 9-4.e) e “ ΔTd_{13} ” (figura 9-4.f), cuando se aplica el control definido en la presente Tesis Doctoral. En la figura 9-5 se muestran los valores de los tiempos muertos “Td2” (figura 9-5.a) y “Td3” (figura 9-5.b), en el intervalo temporal en el que se ha aplicado el control deseado. En la tabla 9-3 se identifican los valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η) del sistema, para el conjunto de los tres inversores, en este mismo caso de estudio.

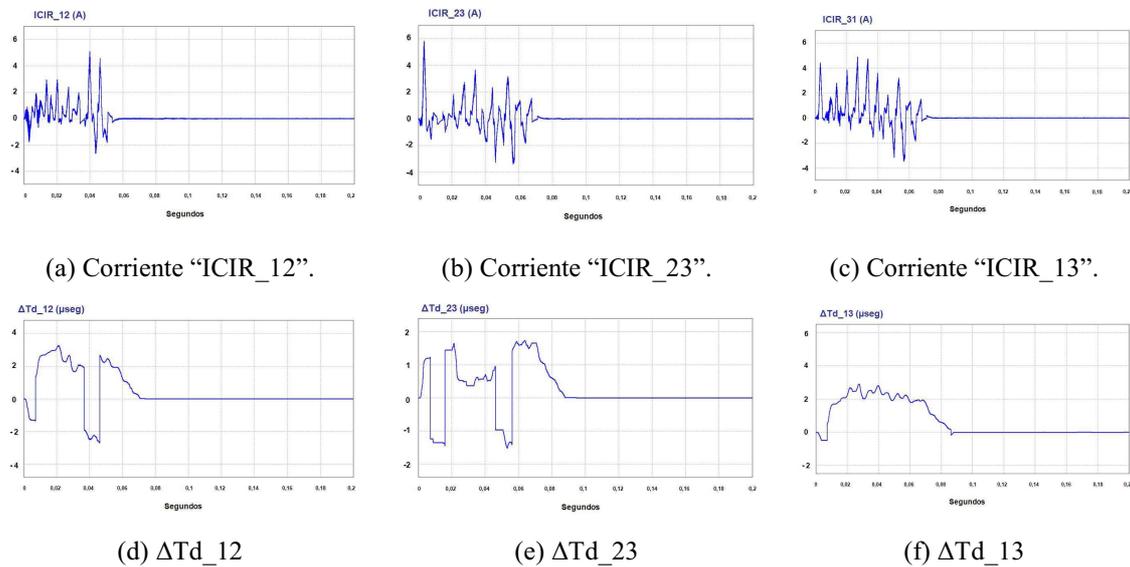


Figura 9-4. “ICIR_12” (a), “ICIR_23” (b), “ICIR_13” (c), “ ΔTd_{12} ” (d), “ ΔTd_{23} ” (e) y “ ΔTd_{13} ”.
 $Td1=6 \mu\text{seg}$, $Td2=2 \mu\text{seg}$., $Td3=4 \mu\text{seg}$., con el control propuesto.

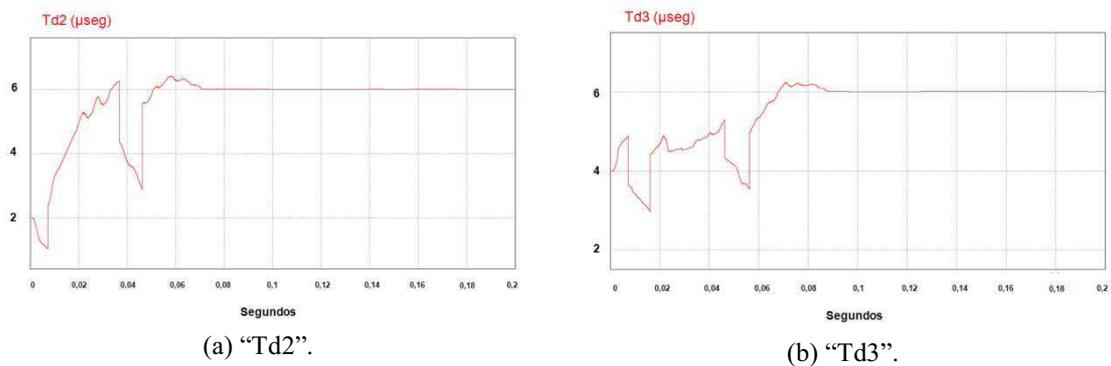


Figura 9-5. “Td2” (a) y “Td3” (b).
 $Td1=6 \mu\text{seg}$, $Td2=2 \mu\text{seg}$., $Td3=4 \mu\text{seg}$., con el control propuesto.

Magnitud	Valor
Potencia de salida (W)	6,250
Potencia de entrada (W)	7,031
Rendimiento (η) (%)	88.89

Tabla 9-3. Valores de la potencia de entrada (“Pin”), de salida (“Psal”) y del rendimiento (η).

Como puede observarse, tanto “Td2” como “Td3” son corregidos hasta alcanzar el mismo valor que “Td1” (6 μ seg), una vez que el sistema es estable y se considera que el control ha sido efectivo. Además, el control aplicado elimina las diferencias entre los tiempos muertos de las dos parejas de inversores del sistema, y las corrientes de circulación correspondientes, elevando el rendimiento del sistema.

CAPÍTULO 10

APORTACIONES. LÍNEAS DE TRABAJO FUTURAS.

10.1. Aportaciones.

A continuación se numeran las aportaciones de la presente Tesis Doctoral:

- Se ha aportado un resumen referente al estado del arte en el diseño y construcción de inversores, tanto trifásicos como monofásicos, escogiéndose inversores trifásicos de tipo VSI (“Voltage Source Inverter”) para el estudio y los análisis realizados.
- Se ha realizado un análisis de los diferentes dispositivos de potencia utilizados actualmente en la industria y más concretamente en la fabricación de inversores, escogiéndose para los modelos analizados el “IGBT” (“Insulated-Gate Bipolar Transistor” o “Transistor Bipolar de Puerta Aislada”), por su idoneidad, basada ésta en sus características técnicas y de funcionamiento.
- Se han enumerado los diferentes tipos de modulación comúnmente utilizadas en inversores trifásicos, escogiéndose la modulación en espacio vectorial por su versatilidad y facilidad en implementación en sistemas formados por inversores (además, es la modulación más comúnmente utilizada en la actualidad).
- Se ha implementado un inversor VSI trifásico con modulación SVPWM utilizando el programa de simulación PSIM. Dicho programa de simulación ha sido utilizado de base tanto para realizar dicha implementación como para la ejecución de todas las simulaciones.
- Se ha analizado el estado del arte en la conexión de inversores en paralelo que comparten el mismo link o entrada de continua.

- En un sistema formado por dos inversores que, compartiendo el mismo link o entrada de continua, están conectados en paralelo directamente y sin aislamiento galvánico hacia una carga trifásica equilibrada o hacia la red eléctrica, se han analizado los fenómenos internos de circulación de corrientes, así como sus características en cuanto contenido armónico. También se han analizado otros efectos, como el desequilibrio en el reparto de cargas entre las componentes fundamentales de las corrientes de salida homólogas de los inversores.
- Se han identificado y analizado los efectos que producen los dos tipos de desequilibrio estudiados que provocan corriente de circulación y desequilibrio en el reparto de cargas a frecuencia fundamental, tanto teórica como experimentalmente, (diferencia entre los tiempos muertos, diferencia entre los parámetros de vector nulo) entre los dos inversores que, compartiendo el mismo link o entrada de continua, están conectados a la salida en paralelo sin aislamiento galvánico. También se ha realizado un análisis de los dos desequilibrios cuando actúan de forma combinada o conjunta.
- A través de la diferencia entre las tensiones de salida homólogas de los inversores, se han implantado métodos que permite obtener, de forma empírica, el valor de los desequilibrios provocados por la diferencia entre los tiempos muertos y los parámetros de vector nulo, actuando de forma independiente o simultáneamente, y que permiten posteriormente la corrección de los desequilibrios.
- Mediante control “PI” (“Proporcional-Integral”) y el correspondiente bloque corrector, se ha conseguido corregir los desequilibrios hasta hacerlos desaparecer. Consecuentemente, se ha eliminado la corriente de circulación y se ha equilibrado el reparto de carga entre las componentes fundamentales de las corrientes de salida homólogas de los inversores, aumentando, por lo tanto, el rendimiento del sistema.
- Se ha probado con resultado positivo los métodos de control y corrección en un entorno ideal, y en un entorno real, teniendo en cuenta en éste último valores de tolerancias en los componentes y tiempos de procesamientos de DSPs (“Digital Signal Processor”) no despreciables.

- Se han probado con resultado positivo los métodos de control y corrección para el caso de conexión del sistema de forma directa y sin aislamiento galvánico hacia una carga trifásica equilibrada y hacia la red eléctrica.
- Se ha realizado un análisis del rendimiento obtenido para cada uno de los casos y se ha comparado con el sistema cuando se utilizan transformadores de acoplo con la salida, tanto para la alimentación en salida de una carga triásica equilibrada, como para la red eléctrica, verificándose que la solución de control y corrección propuestos proporcionan mayor rendimiento que en el caso de utilización de transformadores.
- Se ha demostrado que la conexión de inversores en paralelo sin aislamiento galvánico es viable mediante los métodos de detección, cuantificación, control y corrección propuestos, obteniéndose mayores rendimientos que en el caso de conexiones mediante transformadores para todos los casos analizados, entornos, y para todos los desequilibrios introducidos.
- Se ha verificado que el modelo de detección, cuantificación, control y corrección propuesto, para todos los desequilibrios analizados y para todos los entornos, permite escalabilidad en la conexión de más de dos inversores.
- Se han analizado las topologías específicas, como parte del estado del arte, que hacen posible la conexión en paralelo de inversores sin aislamiento galvánico, demostrándose además que las aportaciones de la presente Tesis Doctoral hacen viable dicha conexión bajo el punto de vista de la corrección de los efectos de la corriente de circulación.

10.2. Líneas de trabajo futuras.

A continuación se numeran las líneas de trabajo futuras a seguir, como continuación a los estudios realizado en la presente Tesis Doctoral:

- Introducir en los modelos propuestos la aparición de desequilibrios espurios en el sistema formado por los dos inversores en paralelo y analizar el efecto en el rendimiento y en comportamiento del sistema, preparando los sistemas de detección y control para la corrección de dichos espurios.
- Realizar el análisis relativo a la aparición de corrientes de circulación para el caso de inversores conectados en paralelo sin aislamiento galvánico de diferentes potencias.
- Demostrar la bondad de los métodos propuestos de detección y corrección de los desequilibrios en inversores conectados en paralelo directamente hacia una carga que utilizan otro tipo de modulación diferente a SVPWM.
- Demostrar la bondad de los métodos propuestos de detección y corrección de los desequilibrios para inversores en fuente de corriente (o “CSI”).
- Demostrar los resultados obtenidos en una planta real de laboratorio.

CAPÍTULO 11

REFERENCIAS.

- [1] International Standard IEEE Std 929-2000. IEEE recommended practice for utility interface of photovoltaic (PV) systems.
- [2] T. Markvart, L. Castafier, “Practical handbook of photovoltaic fundamentals and applications”, Ed. Prentice Hall, 2003.
- [3] Serie Ponencias, Fundamentos, CIEMAT “Fundamentos, dimensionado y aplicaciones de la energía solar fotovoltaica”. Madrid 2005.
- [4] Yu Chin Qin, Ned Mohan, Rick West, and Russell Bonn, “Status and needs of power electronics for photovoltaic inverters” SANDIA REPORT SAND2002-1535. Unlimited Release Printed, June 2002.
- [5] M.H.Rashid, “Electrónica de potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones” 3ª Edición, Pearson - Prentice Hall, 2004.
- [6] IDAE, “Plan de Energías Renovables 2005-2010”, Madrid 2005.
- [7] S. Linder, "Semiconductores de potencia, en el corazón de una revolución silenciosa", revista ABB 4/2003, pág. 27–31.
- [8] S. Eio, N.Y.A. Shammass, "IGBT tail current reduction by current injection technique", 43rd International Universities Power Engineering Conference, 2008, UPEC 2008, pp. 1-4
- [9] B.J. Baliga, M.S. Adler, R. Love, P.V. Gray, N. Zommer: The insulated transistor: A new three terminal MOS controlled bipolar power device. IEEE Transactions on electron devices, vol. ED-31, 1984. pp. 821–828.
- [10] Mohan, Undeland, Robbins, “Power electronics: converters, applications and design”, Ed. John Wiley & Sons, 2ª Ed, Nueva York, 1995.
- [11] J. A. Pomilio, “Eletrónica de potência”, Universidade Estadual de Campinas, SP - Brasil.
- [12] D. W. Hart, “Electrónica de potencia”, Valparaíso University, Valparaíso Indiana, Ed. Prentice Hall.
- [13] Y. Huijie, J.Lai, X. Li, Y. Luo, L. Fursin, J.H. Zhao, P. Alexandrov, B. Wright, M. Weiner, "An IGBT and MOSFET gated SiC bipolar junction transistor",

- 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference, 2002, Vol 4, pp. 2609-2613.
- [14] M. Avram, G. Brezeanu, D.P. Poenar, M. Simion, C. Voitincu, "Contributions to development of IGBT on SiC technologies", The 16th International Conference on Microelectronics, 2004, ICM 2004 Proceedings, pp: 368-371.
- [15] E. Ralph, "Solid-State power conversion handbook", New York, Ed. John Wiley & Sons, 1993.
- [16] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S.B. Kjaer, "Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems", IEEE Transactions on Power Electronics., 2004, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194.
- [17] A. Pressman, "Switching power supply design", EE.UU., Ed. McGraw Hill, 1998.
- [18] J.M. Fernández, "Guía completa de la energía solar fotovoltaica y termoeléctrica (adaptada al código técnico de edificación y al nuevo RITE)", AMV Ediciones, Madrid, 2008.
- [19] F. Schimpf, L. E. Norum, "Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverters", Nordic workshop on power and industrial electronics, June 9-11, 2008.
- [20] B. Soeren, B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaics modules", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 41, No 5, Sep 2005.
- [21] E. Gubía, P. Sanchís, A. Ursúa, J. López, L. Marroyo, "Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems", Progress in photovoltaics: research and applications, 2007, Vol 15., pp: 629–650.
- [22] T. Kerekes, R. Teodorescu, M. Liserre, "Common mode voltage in case of transformerless PV inverters connected to the grid", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008, ISIE 2008, pp. 2390-2395.
- [23] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, Vol. 1A-17(5).
- [24] J. Rodriguez, J. Lai, F. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls and applications", IEEE Transactions on Industry Applications. 2002, Vol. 49.
- [25] S. Busquets-Momge, J. Bordinau, D. Boroyevich, S. Somavilla, "The nearest three virtual space vector PWM - a modulation for the comprehensive neutral point balancing in the three-level NPC inverter". IEEE Power Electronics Letters, 2004, Vol 2.
- [26] M. Mohr, F.W. Fuchs, "Comparison of three phase current source inverters and

- voltage source inverters linked with DC to DC boost converters for fuel cell generation systems", 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, 10 pp. 10-P.10.
- [27] Lin Ma, T. Kerekes, R. Teodorescu, Xinmin Jin; D. Floricau, M. Liserre, "The high efficiency transformer-less PV inverter topologies derived from NPC topology", 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009, EPE '09, pp. 1-10.
- [28] H.R.N. Pouya, H. Mokhtari, "Control of parallel three-phase inverters using optimal control and SVPWM technique", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2009, ISIE 2009, pp. 1823-1828.
- [29] B.G. Shivaleelavathi, E.G. Shivakumar, "Optimal SVPWM signal generation for three level inverters", IEEE International Advance Computing Conference, 2009, IACC 2009, pp. 1362-1368.
- [30] C.K. Sao, P.W. Lehn, "Autonomous load sharing of voltage source converters", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, Issue 2, part 1, 2005, pp. 1009-1016.
- [31] L.N.Chee, O.Midtgard, L. Norum, T.O.Saetre, "Power loss analysis for single phase grid-connected PV inverters", 31st International Telecommunications Energy Conference, 2009, INTELEC 2009, pp. 1-5.
- [32] M.Kazerani, Y. Yang, "Comparative evaluation of three-phase PWM voltage- and current-source converter topologies in FACTS applications", 2002 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Vol.1, 2002, pp. 473-479.
- [33] M. Amiri, E. Afjei, "A novel Distributed FACTS controller based on combined two half-bridge inverter", IEEE Canada Electric Power Conference, 2008, EPEC 2008, pp. 1-4.
- [34] D.M. Brod, D.W. Novotny, "Current control of VSI-PWM inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, Issue 3, 1985, pp. 562-570.
- [35] L. Yong, F.C. Lee, "A generalized zero-current-transition concept to simplify three-phase soft-switching inverters", Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Vol. 2, 2001, pp. 991-998.
- [36] Y. Xue, L. Chang, S. B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, "Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview, IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, vol.19, Issue 5, pp. 1305-1314.
- [37] Fraunhofer Institute Publications, link: <http://www.fraunhofer.de/en/publications.html>
- [38] Ingeteam Inc, link <http://www.ingeteam.com/>

- [39] REFU Elektronik GmbH, link "<http://www.refu-elektronik.de>"
- [40] SMA Solar Technology AG, link <http://www.sma-iberica.com>
- [41] COENERGY S.C., link <http://www.coenergy.es>
- [42] A.A.Santander, A.J. Perin, I. Barbi, "A three-level push-pull inverter: analysis, design and experimentation", Ninth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994, APEC '94, Vol.2 pp 668-674.
- [43] L.Jun, Y.Yanguang, "A novel hysteresis current controlled dual buck half bridge inverter", 2003 IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, 2003, PESC '03, Vol. 4, pp 1615-1620.
- [44] K.Iwaya, I. Takahashi, "Novel multilevel PWM wave control method using series connected full bridge inverters", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003, IEMDC'03, Vol.3, pp: 1543-1548.
- [45] W.Wenshan, Z. Yongqiang, "The space vector PWM scheme for a novel three-level inverter with two parallel three-phase full-bridges", 2011 International Conference on Electrical and Control Engineering (ICECE), pp. 903-906.
- [46] K. Xing, F.C.Lee, Borojevic, D., Z. Ye, S. Mazumder, "Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, Issue 5, 1999, pp: 906-917.
- [47] R. Xiong, Y. Lee, J. Zhao, "Modeling and analysis of stability for parallel inverters operated with instantaneous maximum current control strategy", IMACS Multiconference on Computational Engineering in Systems Applications, Vol. 2, 2006, pp. 1701-1706.
- [48] D.J.López, G.A.Camacho, J.O. Díaz, C.A. Gaviria, "Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC", DEIC-FIET, 2007.
- [49] J. M. Guerrero, L. Hang, J. Uceda, "Control of distributed uninterruptible power supply systems", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.55, No.8, 2008, pp 2845-2859.
- [50] A. Mohd, E.Ortjohann, D. Morton, O. Omari, "Review of control techniques for inverter parallel operations", Electric Power Systems Research 80, 2010, pp. 1477-1487.
- [51] Xunbo Fu, Chunliang, E., Jianlin Li, Honghua Xu, "Modeling and simulation of parallel-operation grid-connected inverter", IEEE International Conference on Industrial Technology, 2008, pp: 1-6.
- [52]] M.P. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey", IEEE Transaction on

- Industrial Electronics, Vol. 45, No 5, pp. 691-703, Oct. 1998.
- [53] S. Ji, Y. Yong, Q. Chunqing, "Control of circulating current for direct parallel grid-connected inverters in photovoltaic power generation", International Conference on Mechatronics and Automation. Pp. 3805-3810, year 2009.
- [54] L. Chen, L. Xiao, C.Gong, Y. Yan, "Circulating current characteristics analysis and the control strategy of parallel system based on double close loop controlled VSI", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialist Conference 2004, , Vol 6, pp. 4791-4797, Year 2004.
- [55] Tsung-Po Chen, "Zero-sequence circulating current reduction method for parallel HEPWM inverters between AC bus and DC bus", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue 1, 2012, pp 290-300.
- [56] Liangliang Chen, Lan Xiao, Chunying Gong, Yangguang Yan, "Circulating current's characteristics analysis and the control strategy of parallel system based on double close-loop controlled VSI", 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004, PESC 04, pp. 4791-4797.
- [57] Chen, T, "Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters", Electric Power Applications, IEE Proceedings, Vol 153, Issue 2, 2006, pp 282-288.
- [58] Shi, Lvhua, Shan, Hongtao, Kang, Yong, "The novel digital control restraining circulating currents strategy based on tracing the transient average current in parallel inverter system", 2010 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010, pp: 329 – 332.
- [59] Ye, Z.M., Jain, P.K., Sen, P.C., "A new control scheme for circulating current minimization in high frequency AC power distribution architecture with multiple inverter modules operated in parallel", 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.
- [60] Zhongming Ye, Jain, P.K., Sen, P.C., "Circulating current minimization in high-frequency AC power distribution architecture with multiple inverter modules operated in parallel", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, Issue 5, 2007, pp 2673-2687.
- [61] Tongzhen Wei, Yaohua Li, Gang Hu, Haibin Zhu, "Modeling and control of circulating current in parallel three-phase PWM converters", The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. Vol.2, 2003, pp. 910-914.
- [62] Yu Zhang, Shanxu Duan, Yong Kang, Jian Chen, "The restrain of harmonic circulating currents between parallel inverters", CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. Vol.2, pp. 1-5.
- [63] X.Meng, L.Yaohua, C.Kun, W.Ping, S.Xiaosong, "A novel controller for

- parallel operation of inverters based on decomposing of output current", Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005, Fourtieth IAS Annual Meeting, Vol 3. pp. 1671-1676.
- [64] H. Ju, M.Ding, J.Su, Y.Du, L.Chang, "Communicationless parallel inverters based on inductor current feedback control", Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, pp. 1385-1389.
- [65] Z.Yu, J.Zhenhua, "Zero-sequence current dynamics in parallel-connected voltage source converters", IEEE Electric Ship Technologies Symposium, 2009, ESTS 2009, pp. 189-196.
- [66]] C. Tsai, J. Y. Chang, C.M. Lai, Y. L. Juan, Y. H. Liao, "Modeling of circulaing current for grid-connected paralell three-phase inverters", SICE Annual Conference, 2008, August 20.22, 2008, Pp. 1319-1322.
- [67] C.T. Pan, J.Y. Chang, C.M. Lai, Y.L. Juan, Y.H. Liao, "Modeling of circulating currents for grid connected parallel three phase inverters", SICE Annual Conference, 2008, pp. 1319-1322.
- [68] Y. Zhang, Y. Kang, J. Chen, "The zero-sequence circulating currents between parallel three-phase inverters with three-pole transformers and reactors", Applied Power Conference and Exposition 2006, 21st Annual IEEE.
- [69] M. Yu, Y. Kang, Y. Zhang, M. Yin, S. Duan, H. Shan, G. Chen, "A novel decoupled current-sharing scheme based on circulating-impedance in parallel multi-inverter system", 33rd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society 2007, , 2006, pp 1668-1672.
- [70] Z. Ye, P.K. Jain, P.C. Sen, "Circulating current minimization in high-frequency AC power distribution architecture with multiple inverter modules operated in parallel", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 54, N° 5, pp 2673-2687, Year 2007.
- [71] L. Chen, L. Xiao, C Gong, Y. Yan, "Circulating current's characteristics analysis and the control strategy of parallel system based on double close-loop controlled VSI",Power Electronics Specialists Conference, 2004, PESC 04, 2004 IEEE 35th Annual, Vol 6,pp 4791 – 4797.
- [72] Y. Zhihong, D.Boroyevich, C. Jae-Young, F.C.Lee, "Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, Issue 5, 2002, pp. 609-615.
- [73] Hengbing Zhao, Wu, Q.M.J., Kawamura, A., "An accurate approach of nonlinearity compensation for VSI inverter output voltage", IEEE Transactions onPower Electronics,, Vol. 19, Issue 4, 2004, pp: 1029-1035.
- [74] Z. Guo, F. Kurokawa, "Control and PWM modulation scheme for dead-time compensation of drives", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol 14, No. 4, pp 683-689, July 1999.

- [75] Zhongwei Guo, F.Kurokawa, "Control and PWM modulation scheme for dead-time compensation of CVCF inverters", 31st International Telecommunications Energy Conference, 2009, INTELEC 2009, pp. 1-6.
- [76] J. Kang, G. Xu, C. Zhou, "Study os compensation method on dead-time effects for VSI fed drive systems", in Proc IEEE PESC, pp. 548 -552 (2007).
- [77] H. Zhengyi, J. Xuewu, "A new inverter compensation strategy based on adjusting dead-time on-line", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008, pp 768-773.
- [78] A.R.Munoz, T.A. Lipo, "On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI CVCF inverters", Telcommunications Energy Conference, INTELEC 2009. 31st International. 2009, pp.1-6.
- [79] W. Mao-Gang, Z. Rong-Xian, T. Xin-Zhou, "Dead-time effects analysis and compensation of SPWM an SVPWM", Proceedings of the CSEE, Vol. 26, No 12, pp 101-105, Jun, 2006.
- [80] Y. Zhang, X. Chen, Y. Kang, J. Chen, "The restrain of the dead-time effects in paralell inverters", IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2005, pp 797-802.
- [81]] L. Cheng, F.Z. Peng, "Dead-time elimination for voltage source inverters", IEEE Transaction on Power Electronics, vol 23 No. 2, pp. 574-580, Mar. 2008.
- [82] G.L.Wang, D.G.Xu, Y. Yu, "A novel strategy of dead-time compensation for PWM voltage-source inverter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008, APEC 2008, 23th Annual IEEE, pp. 1779-1783.
- [83] T. Itkonen, J. Luukko, "Switching-function-based simulation model for three-phase voltage source inverter taking dead-time effects into account", Industrial Electronics, 2008, IECON 2008, 34th Annual Conference of IEEE, pp. 992-997.
- [84] T. Itkonen, J. Luukko, A. Sankala, T. Laakkonen, R. Pollanen, "Modeling and analysis of the dead-time effects in parallel PWM two-level three-phase voltage-source inverters", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol 24, N° 11, pp. 2446-2455, 2009.
- [85] Ahmed, S., Shen, Z., Mattavelli, P., Boroyevich, D., Jaksic, M., Karimi, K., Fu, J., "Small-signal model of a voltage source inverter (VSI) considering the dead-time effect and space vector modulation types", 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011, pp 685-690.
- [86] Trung-Kien Vu, Byung-Moon Han, Hanju Cha, "A new adaptive dead-time compensation for single-phase grid-connected PV inverter", 2011 Twenty-

- Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Vol. 2, 2011, pp. 923-930.
- [87] Jinhwan Jung, Kwanghee Nam, "A PI-type dead-time compensation method for vector-controlled GTO inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, Issue 3, 1998, pp. 452-457.
- [88] R.C Dodson, P.D.Evans, H.T. Yazdi, S.C. Harley., "Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms", Vol. 137, Issue 2, 1990, pp. 73-81.
- [89] N.Aizawa, M.Kikuchi, H.Kubota, I. Miki, K. Matsuse, "Dead-time effect and its compensation in common-mode voltage elimination of PWM inverter with auxiliary inverter", 2010 International Power Electronics Conference (IPEC), 2010, pp. 222-227.
- [90] Chen, Lihua, Peng, Z.Fang, "Elimination of dead-time in PWM controlled inverters", Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007, pp. 306-309.
- [91] M. Raghava Krishna, G. Narayanan, "A dead -time compensation circuit for voltage source inverters", Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Science, Bangalore 560012, INDIA.
- [92] Jung-Soo Choi, Ji-Yong Yoo, Seung-Won Lim, Young-Seok Kim, "A novel dead time minimization algorithm of the PWM inverter" Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Vol. 4, 1999, pp 2188-2193.
- [93] N. Urasaki, T.Senjyu, K.Uezato, T.Funabashi, "An adaptive dead-time compensation strategy for voltage source inverter fed motor drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, Issue 5, 2005, pp.1150-1160.
- [94] L. Ben-Brahim, "The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters", Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998, IECON '98, Vol. 2, pp 792-797.
- [95] T.M.Wolbank, M.A.Vogelsberger, M.Riepler, "Identification and compensation of inverter dead-time effect on zero speed sensorless control of AC machines based on voltage pulse injection", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008, pp. 2844-2849.
- [96] S. Ji, Y. Yong, Q. Chunqing, "Control of circulating current for direct parallel grid-connected inverters in photovoltaic power generation", ICMA 2009, International Conference on Mechatronics and Automation, pp: 3805-3810.
- [97] Weihao Hu, Yue Wang, Weizheng Yao, Hailong Zhang, Jinlong Wu, Zhaoan Wang, "Modeling and control of zero-sequence current in multiple grid connected converter", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. 2008, pp. 2064-2069.

- [98] Y. Zhang, Z. Jiang, "Zero-Sequence current dynamics in parallel-connected voltage source converters", IEEE Electric Ship Technologies Symposium, pp. 189-196, year 2009.
- [99] Y. Zhang, Z. Jiang, "Sliding mode based zero-sequence current mitigation of parallel-connected power converters", IEEE International Electric Machines and Drives Conference. Pp. 1658-1663, year 2009.
- [100] Y. Jiang, S. Xiong, S. D. Huang, K. Y. Huang, L. Xiao, "Control of circulating current in parallel three-phase inverter in MW wind power system", 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010, pp 133-136.
- [101] Hongtao Shan, Yu Zhang, Mi Yu, Yong Kang, Yongqiao Liu, Min Yin, Hongbo Li, "The novel strategy of restraining circulating currents in distributed-logical-control on parallel inverter system", International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009. ICEMS 2009, pp. 1-5.
- [102] L.Yong, F.C.Lee, "A generalized zero-current-transition concept to simplify three-phase soft-switching inverters", Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Vol. 2, 2001, pp. 991-998.
- [103] K. Ogata, "Ingeniería de control moderna", Ed. Prentice Hall, Edición. 4ª, 2003.
- [104] Microchip Technology Inc., "dsPIC33F/PIC24H Family Reference Manual", section 14, pp. 1-53.
- [105] F.A. Ramírez, M.A.Arjona, C. Hernandez, "Emulation of a single phase dsPIC based grid-connected wind energy conversion system", 2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2010, pp. 1-6.
- [106] "PSIM Tutorial", PowerSim Inc.
- [107] "PSIM User Manual", "PowerSim Inc."
- [108] "Matlab User Manual", The MathWorks, Inc."
- [109] Real Decreto 1663/2000, de 29 de septiembre, sobre conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión

ANEXOS

ANEXO I:

Bloque de programación para la simulación de la unidad de control SVPWM.

```

// UNIDAD DE CONTROL SVPWM

// Entradas:
// x1: theta del sistema dq0 en grados
// x2: Fs (frecuencia de muestreo)
// x3: Vmax del sistema dq0 (Valor de la tensión del sistema dq0)
// x4: Fr (50 Hz)
// x5: k (control de espacios-cero)
// x6: VDC (tensión de continua)

// Salidas:
// y1:SW1_u
// y2:SW2_u
// y3:SW3_u
// y4:SW1_l
// y5:SW2_l
// y6:SW3_l

#define PI 3.1415926535897932384626433832795
double Ta, Tb, Tc;
double sal_Ta,sal_Tb,sal_Tc;
double T0,T1,T2,T0_aux;
double r_Ta,r_Tb,r_Tc;
double M;

// Se define el valor del índice de modulación "M"
M=2*x3/x6;
if (x1>=360)
{
    x1=x1-360;
}

// se calcula el valor del ángulo del sistema dq0, en radianes
double theta=x1;

// Se define el valor del periodo fundamental de la señal modulada
double tz = 1/x2;
double aux1=(sqrt(3)*tz*M)/2;

int aux2 = theta/(2*PI);
double aux3 = theta-(2*PI*aux2);
int sector= 1+aux3/((PI/3));

//aux1, sector
T1=aux1*(sin((PI*sector)/3)*cos(theta)-cos((PI*sector)/3)*sin(theta));
T2=aux1*(cos(((sector-1)*PI)/3)*sin(theta)-sin(((sector-1)*PI)/3)*cos(theta));
T0_aux=tz-(T1+T2);
T0=x5*T0_aux;

// Validación de los valores máximos y mínimos de T1, T2 y Tz
if (T1>tz)
{
    T1=tz;
}

if (T2>tz)
{
    T2=tz;
}

if (T0<0)
{
    T0=0;
}

//T0, T2, T1, sector
switch (sector)
{

```

```

case 1:
    Ta=T1+T2+T0;
    Tb=T2+T0;
    Tc=T0;
    break;
case 2:
    Ta=T1+T0;
    Tb=T1+T2+T0;
    Tc=T0;
    break;
case 3:
    Ta=T0;
    Tb=T1+T2+T0;
    Tc=T2+T0;
    break;
case 4:
    Ta=T0;
    Tb=T1+T0;
    Tc=T1+T2+T0;
    break;
case 5:
    Ta=T2+T0;
    Tb=T0;
    Tc=T1+T2+T0;
    break;
case 6:
    Ta=T1+T2+T0;
    Tb=T0;
    Tc=T1+T0;
    break;
}

// Validación de valores máximos y mínimos de Ta, Tb y Tc

if (Ta>tz)
{
    Ta=tz;
}

if (Tb>tz)
{
    Tb=tz;
}

if (Tc>tz)
{
    Tc=tz;
}

if (Ta<0)
{
    Ta=0;
}

if (Tb<0)
{
    Tb=0;
}

if (Tc<0)
{
    Tc=0;
}

r_Ta=tz-Ta;
r_Tb=tz-Tb;
r_Tc=tz-Tc;

int aux4 = t/(tz);
double aux5 = t-(aux4*tz);

// Valores de las señales de control
if ((r_Ta-aux5)>0)
{
    y1=0;
}

```

```
        y4=25;
    }
else
    {
        y1=25;
        y4=0;
    }

if ((r_Tb-aux5)>0)
    {
        y2=0;
        y5=25;
    }
else
    {
        y2=25;
        y5=0;
    }

if ((r_Tc-aux5)>0)
    {
        y3=0;
        y6=25;
    }
else
    {
        y3=25;
        y6=0;
    }
// FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO II:

Bloque de programación que implementa el algoritmo utilizado para la inserción de los tiempos muertos a cada uno de los polos.

```
// ALGORITMO DE INSERCIÓN DEL TIEMPO MUERTO
```

```
// Entradas
```

```
//x1: señal de control de entrada a retrasar SW1
//x2: señal de control de entrada a retrasar SW2
//x3: señal de control de entrada a retrasar SW3
//x4: señal de control de entrada a retrasar SW4
//x5: señal de control de entrada a retrasar SW5
//x6: señal de control de entrada a retrasar SW6
//x7: Tc (tiempo del retardo)
```

```
// Salidas
```

```
//y1: salida retrasada Tc SW1_
//y2: salida retrasada Tc SW1_
//y3: salida retrasada Tc SW1_
//y4: salida retrasada Tc SW1_
//y5: salida retrasada Tc SW1_
//y6: salida retrasada Tc SW1_
```

```
// DECLARACIÓN DE VARIABLES
```

```
static int contador_1=0;
static int contador_2=0;
static int contador_3=0;
static int contador_4=0;
static int contador_5=0;
static int contador_6=0;
```

```
int cont_max_1=x7/delt;
int cont_max_2=x7/delt;
int cont_max_3=x7/delt;
int cont_max_4=x7/delt;
int cont_max_5=x7/delt;
int cont_max_6=x7/delt;
```

```
// PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL 1
```

```
if (x1==0)
{
    contador_1=0;
    y1=x1;
}
else
{
    if(contador_1<cont_max_1)
    {
        y1=0;
        contador_1=contador_1+1;
    }
    else
    {
        y1=x1;
        contador_1=contador_1+1;
    }
}
```

```
// PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL 2
```

```
if (x2==0)
{
    contador_2=0;
    y2=x2;
}
else
{
    if(contador_2<cont_max_2)
    {
```

```
        y2=0;
        contador_2=contador_2+1;
    }
    else
    {
        y2=x2;
        contador_2=contador_2+1;
    }
}

// PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL 3
if (x3==0)
{
    contador_3=0;
    y3=x3;
}
else
{
    if(contador_3<cont_max_3)
    {
        y3=0;
        contador_3=contador_3+1;
    }
    else
    {
        y3=x3;
        contador_3=contador_3+1;
    }
}

// PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL 4
if (x4==0)
{
    contador_4=0;
    y4=x4;
}
else
{
    if(contador_4<cont_max_4)
    {
        y4=0;
        contador_4=contador_4+1;
    }
    else
    {
        y4=x4;
        contador_4=contador_4+1;
    }
}

// PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL 5
if (x5==0)
{
    contador_5=0;
    y5=x5;
}
else
{
    if(contador_5<cont_max_5)
    {
        y5=0;
        contador_5=contador_5+1;
    }
    else
    {
        y5=x5;
        contador_5=contador_5+1;
    }
}

// PROCESAMIENTO DE LA SEÑAL 6
```

```
if (x6==0)
{
    contador_6=0;
    y6=x6;
}
else
{
    if(contador_6<cont_max_6)
    {
        y6=0;
        contador_6=contador_6+1;
    }
    else
    {
        y6=x6;
        contador_6=contador_6+1;
    }
}
//FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO III:

Bloque de programación realizado para implementar la unidad de cálculo del valor eficaz de la señal.

```
// ALGORITMO PARA EL CÁLCULO DEL VALOR EFICAZ DE UNA SEÑAL

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor eficaz

// Salidas
// y1: valor "rms" de la señal de entrada

// Definición de variables estáticas
// Se prepara un buffer con un valor mínimo de 20.000 entradas (muestras); en nuestro caso, 20010.

static int cont=0;
static double bufferx[20020];
static double VM;
static int iter=0;

// Definición de variables internas del algoritmo.
// Para 10 KHz, y un periodo de muestreo de 1 useg, y 50 Hz de señal moduladora => 20000 muestras.
double ent;
int N=20000;

// Algoritmo

// Se eleva la entrada al cuadrado
ent=x1*x1;

// Primera iteración (1º periodo de la señal de 50 Hz, primeras 20000 muestras)

if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}
// Resto de la simulación (siguientes periodos de la señal de 50 Hz)
else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// Control de posibles valores negativos en el inicio de ejecución del algoritmo
if (VM<=0)
{
    VM=0;
}

// Señal de salida (raiz cuadrada del valor medio de la señal al cuadrado)
y1=sqrt(VM);

// FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO IV:

Bloque de programación realizado para implementar la unidad de cálculo del valor de ΔT_d .

```
// ALGORITMO PARA EL CÁLCULO DE ATd=(Td1-Td2) SEGÚN ALGORITMO DISCRETO DEL VALOR MEDIO.

// Entradas y salidas
// x1: entrada (valor de la señal a calcular)
// x2: Primer armónico de la
// x3: Primer armónico de Va1-Va2

// Salidas:
// y1: ATc

// declaración de variables
static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM=0;
static int iter=0;
static double x2_ant=0;
static double x3_ant=0;
static double x2_actual=0;
static double x3_actual=0;
double Vdc,fp,x1_aux;
double Ax2,Ax3,C_signo;
static int signo=1;

//Inicialización de variables
Vdc=300;
fp=10000;
int N=20000;

// Cuadrado de la señal de entrada para el cálculo del valor eficaz
x1_aux=x1*x1;

// Cálculo del valor medio en el primer periodo.
if (iter==0)
{
    VM=VM+(x1_aux/N);
    bufferx[cont]=x1_aux;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}
// Cálculo del valor medio en el resto de periodos
else
{
    VM=VM+((x1_aux-bufferx[cont])/N);
    bufferx[cont]=x1_aux;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// Cálculo del valor de ATd, con signo.
x2_actual=x2;
x3_actual=x3;
Ax2=x2_actual-x2_ant;
Ax3=x3_actual-x3_ant;
C_signo=x2_actual*x2_ant;

if (t>0)
{
    if ((C_signo)<=0)
        // Cambio de signo de la señal de referencia=> paso por cero
}
```

```
{
    if (Ax2>0)
    {
        if (x3_actual>0)
        {
            signo=1;
        }
        else
        {
            signo=-1;
        }
    }
    else
    {
        if (x3_actual>0)
        {
            signo=-1;
        }
        else
        {
            signo=1;
        }
    }
}

y1=signo*(VM)/(Vdc*Vdc*fp);
}
else
{
    y1=0;
}
x2_ant=x2_actual;
x3_ant=x3_actual;
// FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO V:

Programación realizada para implementar el cálculo del valor medio de la señal diferencia de tensiones de salida homólogas de los dos inversores.

```
// ALGORITMO PARA EL CÁLCULO DEL VALOR MEDIO.

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor medio

// Salidas
// y1: valor medio de la señal de entrada

// Definición de variables estáticas
// Se prepara un buffer con un valor mínimo de 20.000 entradas (muestras); en nuestro caso, 20010.

static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM;
static int iter=0;

// Definición de variables internas del algoritmo.
// Para 10 KHz, y un periodo de muestreo de 1 useg, y 50 Hz de señal moduladora => 20000 muestras.

double ent;
int N=20000;

// Algoritmo

ent=x1;

// Primera iteración (1º periodo de la señal de 50 Hz, primeras 20000 muestras)

if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}

// Resto de la simulación (siguientes periodos de la señal de 50 Hz)
else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// Se muestra la salida en un tiempo especificado
if (t>=0)
{
    y1=VM;
}
else
{
    y1=0;
}

// FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO VI:

Programación realizada para implementar el cálculo del valor medio de la señal $d_0(t)$ proveniente del inversor “esclavo” (inversor 2).

```
// ALGORITMO DEL CÁLCULO DEL VALOR MEDIO DE  $d_0(t)$ 

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor medio ( $d_0(t)$ )

// Salidas
// y1: valor medio de la señal de entrada

// Definición de variables estáticas

static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM;
static int iter=0;

// Definición de variables internas del algoritmo.

double ent;
int N=20000;

// Algoritmo
ent=x1;

// Primera iteración (1º periodo de la señal de 50 Hz, primeras 20000 muestras)
if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}
// Resto de la simulación (siguientes periodos de la señal de 50 Hz)
else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// Se devuelve el resultado a la salida
y1=VM;

// FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO VII:

Bloque de programación realizada para implementar el cálculo de la diferencia $\Delta K = (K1-K2)$.

```
// ALGORITMO PARA EL CÁLCULO DE AK=(K1-K2)

// Entradas:
// x1: Valor medio de Vx=(Va1-Va2)
// x2: Valor medio de d0(t) de uno de los inversores

// Salidas:
// y1: AK

// Inicialización de variables
int Vdc;
Vdc=250;

// Cálculo del valor de ATd, con signo.

if (t<=0)
{
    y1=0;
    y2=0;
}
else
{
    y1=(x1)/(Vdc*x2);
}

// FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO VIII:

Bloque de programación realizada para implementar el cálculo de ΔT_d e ΔK .

(a) Para el valor medio del canal “D”:

```
// ALGORITMO DEL CÁLCULO DEL VALOR MEDIO DEL CANAL "D"

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor medio

// Salidas
// y1: valor medio de la señal de entrada

// Definición de variables estáticas

static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM;
static int iter=0;

// Definición de variables internas del algoritmo.

double ent;
int N=20000;

// Algoritmo

ent=x1;

// Primera iteración (1º periodo de la señal de 50 Hz, primeras 20000 muestras)

if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}

// Resto de la simulación (siguientes periodos de la señal de 50 Hz)
else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// Se devuelve a la salida el valor medio
y1=VM;

// FIN DEL ALGORITMO
```

(b) Para el valor medio del canal “Q”:

```
// ALGORITMO DEL CÁLCULO DEL VALOR MEDIO DEL CANAL "Q"

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor medio
```

```

// Salidas
// y1: valor medio de la señal de entrada

// Definición de variables estáticas

static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM;
static int iter=0;

// Definición de variables internas del algoritmo.

double ent;
int N=20000;

// Algoritmo

ent=x1;

// Primera iteración (1º periodo de la señal de 50 Hz, primeras 20000 muestras)

if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}

// Resto de la simulación (siguientes periodos de la señal de 50 Hz)
else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// Se devuelve a la salida el valor medio
y1=VM;

// FIN DEL ALGORITMO

```

(c) Para el valor medio de la señal “ $d_0(t)$ ”:

```

// ALGORITMO DEL CÁLCULO DEL VALOR MEDIO DE “ $d_0(t)$ ” DEL INVERSOR ESCLAVO

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor medio

// Salidas
// y1: valor medio de la señal de entrada

// Definición de variables estáticas

static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM;
static int iter=0;

// Definición de variables internas del algoritmo.

double ent;
int N=20000;

```

```

// Algoritmo
ent=x1;

// Primera iteración (1º periodo de la señal de 50 Hz, primeras 20000 muestras)
if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}

// Resto de la simulación (siguientes periodos de la señal de 50 Hz)
else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// Se devuelve a la salida el valor medio
y1=VM;

// FIN DEL ALGORITMO

```

- (d) Para el valor de $\Delta K=(K1-K2)$ a partir del valor medio de canal “0”, sobre el que luego se introduce el valor medio de “d0(t)”.

```

// ALGORITMO DEL CÁLCULO DEL AK

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor medio

// Salidas
// y1: valor medio de la señal de entrada

// Definición de variables estáticas
static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM;
static int iter=0;

// Definición de variables internas del algoritmo.
double ent;
int N=20000;

// Algoritmo
ent=x1;

// Primera iteración (1º periodo de la señal de 50 Hz, primeras 20000 muestras)
if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;

```

```

        if (cont==20001)
        {
            iter=iter+1;
            cont=1;
        }
    }

// Resto de la simulación (siguientes periodos de la señal de 50 Hz)
else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// Se devuelve le resultado, introduciendo el valor de "d0(t)"

if (x2==0)
{
    y1=0;
}

else
{
    y1=-VM/(250*x2);
}

// FIN DEL ALGORITMO

```

(e) Para el valor de $\Delta T_d=(T_{d1}-T_{d2})$:

```

// ALGORITMO PARA EL CÁLCULO DE ATd

// Entradas:
// x1: amplitud de la señal de referencia Vdq
// x2: theta (del sistema "dq0")

// Salidas:
// y1: ATd en usec.

// Algoritmo
if (t<0)
{
    y1=0;
}
else
{
    // Se verifica el valor del ángulo "theta" a partir de un valor que indica si Atd e positivo o negativo (theta_ref=180°)
    if(x2<180)
    {
        y1=x1*0.000001;
    }
    else
    {
        y1=-x1*0.000001;
    }
}

// FIN DEL ALGORITMO

```

ANEXO IX:

Bloque de programación que simula la unidad de control centralizada, para las dos operaciones que deben realizarse de forma concatenada (la primera dura 12 ciclos, la segunda 2 ciclos).

```
// ALGORITMO DE SIMULACIÓN DE UN DSPIC (40 MIPS), QUE DEFINE EL ORDEN DE DOS OPERACIONES
// Entradas:
// Ninguna
// Salidas:
// y1: control del dispositivo digital N°1, QUE PRECISA 2 CICLOS DE RELOJ
// y2: control del dispositivo digital N°2, QUE PRECISA 12 CICLOS DE RELOJ

// Declaración de variables
// Tiempos de ejecución de cada dispositivo en ciclos de reloj

int N1=2;
int N2=12;

// Contadores y "flags"
static int cont=0;
static int flag1,flag2=0;
cont++;

// Activación del primer dispositivo
if (cont<=N1)
{
    flag1=1;
    flag2=0;
}
// Activación del segundo dispositivo
else if (cont<=(N1+N2))
{
    flag1=0;
    flag2=1;
}
// Inicialización de contadores y "flags"
else
{
    cont=0;
    flag1=0;
    flag2=0;
}
// Activación de las Salidas
y1=flag1;
y2=flag2;
// FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO X:

Bloque de programación del módulo que simula el procesamiento de la operación, con una duración de 2 ciclos de reloj, una vez recibida la orden desde la unidad de control centralizada.

```
// ALGORITMO PARA LA SIMULACIÓN DEL PROCESAMIENTO DE OPERACIONES DIGITALES DURANTE UN
// NÚMERO DE CICLOS
// Entradas:
// x1: señal a procesar
// x2: activación de la unidad de control del DSPIC

// Salidas:
//y1: señal de salida, procesada durante el tiempo de procesamiento (2 ciclos de reloj).

// Declaración de variables
static double adq1=0;
static double contador=0;
double N=2;
static int token=0;
static double entrada_tran1=0;

if (x2==1)
{
    contador++;

// Carga de valores en el primer momento de la orden de activación del DSPIC
if (token==0)
{
    adq1=x1;
    token=1;
}

// Durante el tiempo de procesamiento, se da la señal anterior;
// cuando pasa dicho tiempo, se entrega a la salida el nuevo valor y
// se actualizan registros
if (contador<N)
{
    y1=entrada_tran1;
}
else
{
    entrada_tran1=adq1;
    y1=adq1;
    contador=0;
    token=0;
}
}
else
{
    y1=entrada_tran1;
}
// FIN DEL ALGORITMO
```

ANEXO XI:

Bloque de programación que simula los bloques “VM_Id” y “VM_Iq”.

(a) Algoritmo para el cálculo del valor medio de “Id”.

```

////////////////////////////////////
// ALGORITMO DEL CÁLCULO DEL VALOR MEDIO DE "Id"
////////////////////////////////////

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor medio

// Salidas
// y1: valor medio de la señal de entrada
// Definición de variables estáticas
// Se prepara un buffer con un valor mínimo de muestras;
static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM;
static int iter=0;

double ent;
int N=20000;

// Algoritmo

ent=x1;

// Primera iteración

if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}

else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// FIN DEL ALGORITMO

```

(b) Algoritmo para el cálculo del valor medio de "Iq".

```

/////////////////////////////////////////////////////////////////
// ALGORITMO DEL CÁLCULO DEL VALOR MEDIO DE "Iq"
/////////////////////////////////////////////////////////////////

// Entradas
// x1: señal de entrada sobre la que se calcula el valor medio

// Salidas
// y1: valor medio de la señal de entrada
// Definición de variables estáticas
// Se prepara un buffer con un valor mínimo de muestras;
static int cont=0;
static double bufferx[20010];
static double VM;
static int iter=0;

double ent;
int N=20000;

// Algoritmo

ent=x1;

// Primera iteración

if (iter==0)
{
    VM=VM+(ent/N);
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        iter=iter+1;
        cont=1;
    }
}

else
{
    VM=VM+(ent-bufferx[cont])/N;
    bufferx[cont]=ent;
    cont=cont+1;
    if (cont==20001)
    {
        cont=1;
    }
}

// FIN DEL ALGORITMO

```

PUBLICACIONES

Listado de publicaciones.

- “Circulating Current Produced in a System of Two Inverters Connected in Parallel”. International Journal of Electrical, Electronics and Computer Systems, 2013, Volume: 15, Issue: 2, pp 792-798

- “Circulating current produced in a system of two inverters connected in parallel due to a difference between the zero-vector parameters”. International Journal of Renewable Energy and Biofuels, Vol. 2013 (2013), ID 651616, 11 pp., DOI: 10.5171/2013.651616.

- “Analysis of the circulating current produced in a system of two inverters connected in parallel due to a difference between the dead times”. Australian Journal of Electrical & Electronics Engineering. Approved for publishing. December 1st, 2013.

Circulating Current Produced in a System of Two Inverters Connected in Parallel

Carlos Alonso Sanz, José Miguel Ruiz González, José Antonio Domínguez Vázquez.
Electronics Technology Department. University of Valladolid.
C/Paseo del Cauce, 59. 47011. Valladolid. Spain.

Abstract— This paper analyzes the imbalances that produce circulating current in a system of two three-phase Voltage Source Inverters (VSI) with Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) that, sharing the same DC link, is connected to a balanced three-phase load without galvanic isolation. This analysis has identified two principal imbalances: the difference between the dead times of the two inverters, and the difference between the zero-vector parameters of the two inverters. The first imbalance studied in this paper is generic and can occur in any system of parallel connected inverters. The second imbalance studied in this paper is specific to the space-vector modulation. The study proposes the correction of the imbalances by measurement algorithms and Proportional Integral Control (using the Ziegler Nichols method to tune the controller), in order to reduce or eliminate the circulation current and increase system performance, when the imbalances act independently. It provides a method that does not use an equivalent circuit or a model, determining the value of the imbalance directly and through a system output signal.

Keywords— Inverter, Voltage-Source Inverter (VSI), Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), Isolated-Gated Bipolar Transistor (IGBT), Circulating Current, Dead-Time, Zero-Vector Parameter, Proportional-Integral (PI), Digital Signal Processor (DSP).

I. INTRODUCTION

The performance improvement in energy conversion from renewable sources for domestic and industrial uses has focused the efforts of numerous research papers. [1-5]. The parallel connection of inverters allows the most efficient generation profile of each inverter throughout the day to be taken advantage of. The non-isolated connection to the grid or to a load is yet another of the more encouraging points to achieve such an improvement [6-9].

The simplest way to connect inverters in parallel is by using transformers whose outputs are connected together to a load or the electric grid [2]. But this type of connection has such disadvantages as the cost and size of the transformers. It also causes some losses. In order to avoid these drawbacks, the inverters are connected directly, without transformers [21].

When two parallel inverters are attached without galvanic isolation, an internal circulation current may appear [10]. This current means a loss in the system performance, the appearance of DC currents in the inverters and, consequently, a malfunction of the entire system. These phenomena appear when there are differences that cause imbalances between the homologous output voltages of the two inverters [23-31].

II. SYSTEM MODELING

The study has been carried out on a system consisting of two three-phase inverters sharing the same DC input link and connected in parallel to a balanced three-phase resistive load without galvanic isolation, as shown in Fig. 1. The inverters are VSI [2,17], with SVPWM modulation [9,15,21,28,32-33]. It is usually possible to connect different power inverters, so each one can operate at its maximum power performance. In our study, both inverters have the same power performance, and the output voltage of the system is regulated to a constant value.

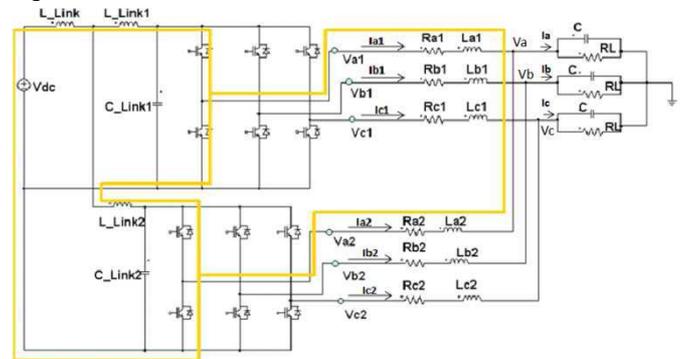


Fig.1 : System formed by two VSI inverters under study with SVPWM modulation.

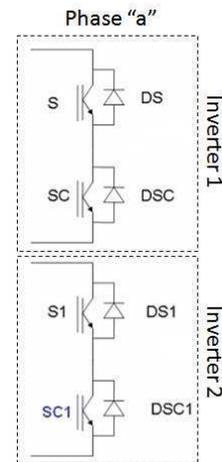


Fig.2 : Representation of IGBTs and antiparallel diodes of the phase "a".

Fig. 2 represents the IGBTs [35-36] and the corresponding antiparallel diodes for the phase "a" of the two inverters shown in Fig. 1. In Table I the characteristic analyzed variables are identified for the circuit of Fig. 1; and in Table II, the values of the magnitudes and the components used in the subsequent experimental analysis are specified.

TABLE I
CHARACTERISTIC ANALYZED VARIABLES IN THE STUDY

Magnitude (unit)	Description
Va1, Vb1, Vc1 (V)	Output voltages of phases "a", "b" and "c" of the inverter 1.
Va2, Vb2, Vc2 (V)	Output voltages of phases "a", "b" and "c" of the inverter 2.
Va, Vb, Vc (V)	Load voltages of the phases "a", "b" and "c"
Ia1, Ib1, Ic1 (A)	Output currents of phases "a", "b" and "c" of the inverter 1.
Ia2, Ib2, Ic2 (A)	Output currents of phases "a", "b" and "c" of the inverter 2.
Ia, Ib, Ic (A)	Load currents of phases "a", "b" and "c".
ICIR (A)	Circulating current of the system
Td1 (μ sec)	Dead-time applied to the inverter 1.
Td2 (μ sec)	Dead-time applied to the inverter 2.
ΔTd (μ sec)	Difference between dead-times (Td1-Td2)
K1	Zero-vector parameter of the inverter 1.
K2	Zero-vector parameter of the inverter 2.
ΔK	Difference between the zero-vector parameters (K1-K2)

TABLE II
VALUES OF THE MAGNITUDES AND COMPONENTS USED IN THE EXPERIMENTAL ANALYSIS

Magnitude	Description	Value (unit)
Vdc	DC-Link	250 V
L_Link	Common Input link inductance of the system	500 μ H
L_Link1	Link inductance of the inverter 1.	20 μ H
L_Link2	Link inductance of the inverter 2.	20 μ H
C_Link1	Link capacitor of the inverter 1.	600 μ F
C_Link2	Link capacitor of the inverter 2.	600 μ F
Ra1, Rb1, Rc1	Parasitic line resistor for phases "a", "b" and "c" of the inverter 1.	0.5 Ω
Ra2, Rb2, Rc2	Parasitic line resistor for phases "a", "b" and "c" of the inverter 2.	0.5 Ω
La1, Lb1, Lc1	Line inductance for phases "a", "b" and "c" of the inverter 1.	1.0 mH
La2, Lb2, Lc2	Line inductance for phases "a", "b" and "c" of the inverter 2.	1.0 mH
C	Output capacitor phases "a", "b" and "c".	25 μ F
RL	Load resistor for phases "a", "b" and "c".	2 Ω
VceSAT	IGBT collector-emitter saturation voltage	2.5 V
VthD	Threshold voltage of the antiparallel diodes	0.7 V
RON-IGBT	IGBT ON-Resistor	0.1 Ω
RON-D	Antiparallel diodes ON-Resistor	0.1 Ω
Fs	Carrier frequency	10 KHz
Ts	Period of the carrier component	10 ⁻⁴ sec
Fc	Fundamental frequency	50 Hz
Tc	Period of the fundamental component	2 x 10 ⁻² sec
V0_reg	RMS output voltage	65 V

III. ORIGIN OF THE CIRCULATING CURRENT

In Fig. 1, one of the paths of phase "a" that connects the output of the inverters with the input DC link is marked. Similarly, it is possible to identify all the paths of the circuit. These paths allow the circulation of internal currents, which supposes power losses in each of the inverters connected in parallel. These currents are defined as

"circulating currents" [10,23-29,31]. A difference between the voltages of the homologous outputs is also necessary to produce circulating current inside in the path of the current flow.

In the three-phase system of Fig. 1, the equation defining the circulating current is ICIR (1):

$$ICIR = \frac{(Ia_1 - Ia_2) + (Ib_1 - Ib_2) + (Ic_1 - Ic_2)}{2} \quad (1)$$

There are two ways to eliminate the circulation current. The first is by breaking the return paths, using, for example, transformers (which is not the case of the present study). The second is by eliminating the voltage differences between homologous outputs.

It has been examined two phenomena that cause imbalances between homologous outputs of the inverters, which in turn cause the appearance of circulating currents:

- The difference between the dead-times of the two inverters [11-20,37].
- The difference between the zero-vector parameters of the two inverters [26-28].

The first phenomenon affects every system consisting of two or more parallel connected inverters without galvanic isolation, regardless of the type of modulation used. The second one is specific to the SVPWM modulation. The study proposes methods to monitor and correct imbalances, and also to eliminate the caused circulating current.

IV. EFFECT OF THE DIFFERENCE BETWEEN THE DEAD-TIMES

The non-ideal nature of the power electronic devices, such as the IGBTs and the diodes, the poles of the inverters, need the presence of small delays in the activation of the control signals to prevent short circuits in the input DC link. These time delays applied on the rising edge of the control signals are defined as "dead-times" [11-20,37].

Generally, the difference between the dead-times of the two inverters connected in parallel without galvanic isolation is due mainly to the different power ratings which inverters operate with, so they both have different dead-time references. Even when the two inverters operate at the same nominal power, the lack of synchronization or manufacturing tolerances of the components causes differences in the dead-times of each inverter.

There are many studies and bibliography on the effects of the dead-times on the imbalances and distortions in the output currents for both single-phase and three-phase inverters, working independently or connected to another inverters [12, 14, 16, 18, 19].

The present paper provides a method that does not use an equivalent circuit or a model, and determines how to obtain the value of the current imbalance which causes circulation current directly and through a system output signal.

In order to study the system shown in Fig. 1, we suppose it has applied different dead-times, i.e.: Td1 \neq Td2. Analyzing one of the phases (phase "a"), and following the diagram of Fig. 2, in Fig. 3, and for the case of Td1 < Td2, the activation signals and the difference between the voltages "Va1" and "Va2", when the direction of the

current "Ia" is negative (Fig. 3-a) or positive (Fig. 3-b) has been represented. Similarly, Fig. 4 shows the same signals for the case of $Td1 > Td2$, when the direction of the current "Ia" is negative (Fig. 4-a) or positive (Fig. 4-b). In all figures, six "conduction zones" (numbered from 0 to 5) are identified. Table III identifies the corresponding devices that conduct current through each zone, for the case of $Td1 < Td2$. Table IV identifies the corresponding devices that conduct current through each zone, for the case of $Td1 > Td2$. For $Td1 < Td2$, as for $Td1 > Td2$, ($Va1-Va2$) are both a square pulse signal whose pulses are repeated "h" times in the period of the fundamental frequency ($Ts = 1/Fs$).

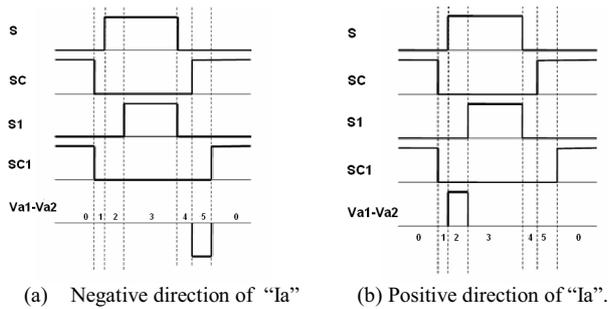


Fig.3 : Activation signal and difference (Va1-Va2) for $Td1 < Td2$.

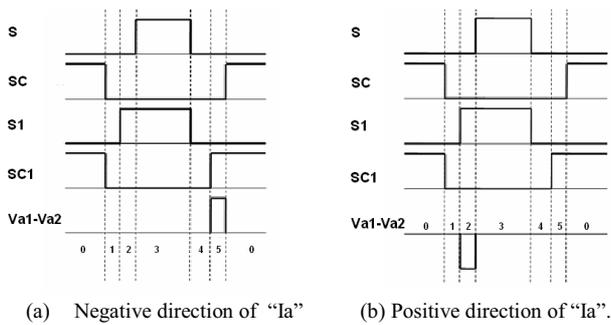


Fig.4 : Activation signal and difference (Va1-Va2) for $Td1 > Td2$.

TABLE III
DEVICES CONDUCTING THROUGH EACH ZONE FOR $Td1 < Td2$

Zone	Negative direction of "Ia"		Positive direction of "Ia"	
	Inverter 1	Inverter 2	Inverter 1	Inverter 2
0	SC	SC1	DSC	DSC1
1	DS	DS1	DSC	DSC1
2	DS	DS1	S	DSC1
3	DS	DS1	S	S1
4	DS	DS1	DSC	DSC1
5	SC	DS1	DSC	DSC1

TABLE IV
DEVICES CONDUCTING THROUGH EACH ZONE FOR $Td1 > Td2$

Zone	Negative direction of "Ia"		Positive direction of "Ia"	
	Inverter 1	Inverter 2	Inverter 1	Inverter 2
0	SC	SC1	DSC	DSC1
1	DS	DS1	DSC	DSC1
2	DS	DS1	DSC	S1
3	DS	DS1	S	S1
4	DS	DS1	DSC	DSC1
5	DS	SC1	DSC	DSC1

The pulses have an amplitude equal to "Vdc", so that, in one half cycle, they will have a sign, and, in the other half cycle, they will have the opposite sign. The value "h" is calculated according to (2):

$$h = F_s / F_c \tag{2}$$

The root-mean-square of ($Va1-Va2$) is (3):

$$\begin{aligned} rms(Va1(t) - Va2(t)) &= \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} [Va1(t) - Va2(t)]^2 dt} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_c} \left(\frac{F_s}{F_c} V_{dc}^2 |\Delta T_d| \right)} = \\ &= V_{dc} * \sqrt{F_s * |\Delta T_d|} \end{aligned} \tag{3}$$

where $\Delta T_d = (Td1 - Td2)$. Therefore, the value of $|\Delta T_d|$ is (4):

$$|\Delta T_d| = |Td1 - Td2| = \frac{[rms(Va1(t) - Va2(t))]^2}{V_{dc}^2 * F_s} \tag{4}$$

That is, if we calculate the RMS value of ($Va1-Va2$), it is possible to calculate the absolute value of the difference between the dead-times of the two inverters. Regarding the sign of the difference of the dead times, we can observe::

- For $Td1 < Td2$, the first harmonic of "Ia" is always delayed with respect to the first harmonic of the difference of the homologous output voltage.
- For $Td1 > Td2$, the first harmonic of "Ia" is always forwarded with respect to the first harmonic of the difference of the homologous output voltage.

To calculate the sign of ΔT_d and for the phase "a", the proposed method analyzes the difference between the first harmonic of "Ia" and the first harmonic of the difference between "Va1" and "Va2". "Ia" is considered to be the reference signal. When "Ia" passes through zero it analyzes, on the one hand, if its slope is positive or negative, and, on the other, if the value of ($Va1-Va2$) is above or below zero.

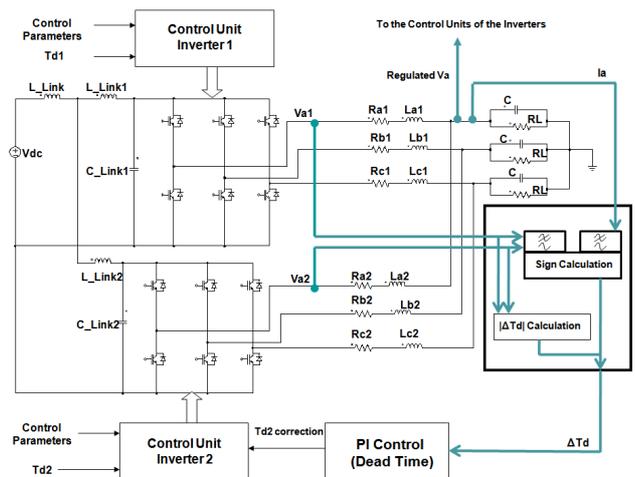


Fig. 5 : Block diagram and proposed control for a difference between of the dead-times of two inverters.

With this information, we can know if "Ia" is delayed or forwarded with reference to the signal (Va1-Va2), and consequently, the sign of ΔTd. Now we know the absolute value and the sign of ΔTd, the PI control is applied [22-23,25,37-38] acting on a module that establishes the dead-time value of the second inverter (Td2). Thus, the difference between the dead-times is eliminated, and consequently the imbalance which causes the appearance of the circulating current is also eliminated. Fig.5 shows the block diagram of the system analyzed.

V. EFFECT OF THE DIFFERENCE BETWEEN THE ZERO-VECTOR PARAMETERS

When SVPWM modulation is used for generating control signals in a three-phase inverter, it is a common practice to apply a factor or parameter that distributes the width of the zero vectors. This method, defined as "alternating zero-vectors", maintains the properties of the modulation and eliminates disturbances in SVPWM sequence generation. The parameter that allows the sequence of zero-vectors to be distributed is defined as "K" [21-22, 26-28,32-34].

Fig. 6 shows the diagram of control signals for the upper poles of the phases "a", "b" and "c" of an inverter with SVPWM modulation when the parameter "K" is applied.

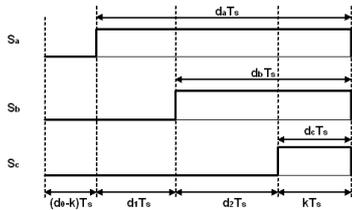


Fig. 6 : Sequence of control signals in the first sector, for an SVPWM inverter on implementing the action of the parameter "K".

The values of the parameters "d1", "d2", "d0" and "k" shown in Fig.6 are defined in (5), (6), (7) and (8).

$$d_1 = M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta(t)\right) \quad (5)$$

$$d_2 = M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta(t) - (n-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad (6)$$

$$d_0 = 1 - M \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta(t)\right) + \sin\left(\theta(t) - (n-1)\frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (7)$$

$$k = K * d_0 = K * \left\{ 1 - M \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta(t)\right) + \sin\left(\theta(t) - (n-1)\frac{\pi}{3}\right) \right] \right\} \quad (8)$$

where "K" is the zero-vector parameter (which varies between 0 and 1, and its typical value is 0.5), "n" represents the sector, "θ(t)" the angle that the modulating signal describes, and "M" the modulation index.

In the same way as in the previous case, the difference between the zero-vector parameters of two inverters connected in parallel without galvanic isolation is often due to the different nominal power of each inverter. Even when the two inverters operate at the same power rating, the overall impossible similarity between the two systems results in differences in effective K values of these inverters. There have been many studies on the effects of the zero-vector

parameter on the emergence of imbalances and the appearance of internal circulating current phenomena [26-28].

For the circuit of Fig. 1, we suppose that the zero-vector parameter K1 for the inverter 1, and the zero-vector parameter K2 for the inverter 2 are applied, where $K1 \neq K2$. Fig. 7 shows the activation signals and the difference voltage (Va1-Va2) for $K1 < K2$ (Fig. 7-a) and for $K1 > K2$ (Fig. 7-b). In these figures, we have identified three "conduction zones" (numbered from 0 to 2). Table V identifies the devices that conduct current for $K1 < K2$, with negative or positive direction of the load current, in each of the zones. Table VI identifies the devices that conduct current for $K1 > K2$, also with negative or positive direction of the load current, in each of the zones. For the case $K1 < K2$, and also for the case $K1 > K2$, the difference of voltages (Va1-Va2) is independent of the direction of the current "Ia", so (Va1-Va2) is a square pulse within the period of the carrier signal, with a width defined in (9):

$$\Delta w = |\Delta K * Ts * d_0| \quad (9)$$

where $\Delta K = (K1 - K2)$. Therefore, the signal (Va1-Va2) is a pulsed signal.

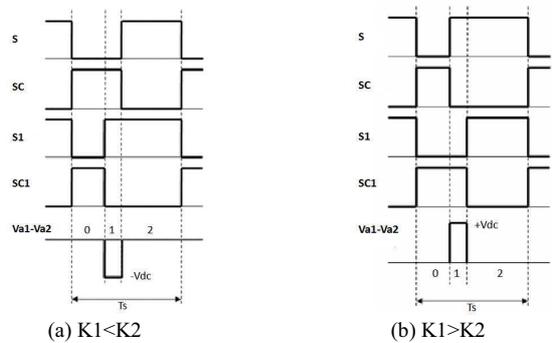


Fig. 7 : Activation signals and (Va1-Va2) with a difference between the zero-vector parameters of the two inverters.

The pulse height value is named "Vdc" and the width value is directly proportional to the signal d0 (7), which is not a constant value. However, if the approximation that d0 is constant and equal to its mean value (\bar{d}_0) is performed, we can accept that:

$$\overline{(Val(t) - Va2(t))} = \frac{1}{Tc} * Vdc * \Delta K * \frac{Tc}{Ts} * Ts * \bar{d}_0 = Vdc * \bar{d}_0 * \Delta K \quad (10)$$

Therefore, the value of ΔK is (11):

$$\Delta K = \frac{\overline{(Val(t) - Va2(t))}}{\bar{d}_0 * Vdc} \quad (11)$$

With this ΔK definition, and applying the PI control [22-23,25,38], the value of K2 can be corrected and, consequently, we can eliminate the imbalance which causes the appearance of the circulating current. Fig. 8 shows the analyzed circuit, with the applied PI control and the correction system over K2.

TABLE V
DEVICES CONDUCTING FOR EACH ZONE FOR $K_1 < K_2$

Zone	Negative direction of "Ia"		Positive direction of "Ia"	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	SC	SC1	DSC	DSC1
1	SC	DS1	DSC	S1
2	DS	DS1	S	S1

TABLE VI
DEVICES CONDUCTING FOR EACH ZONE FOR $K_1 > K_2$

Zone	Negative direction of "Ia"		Positive direction of "Ia"	
	Inversor 1	Inversor 2	Inversor 1	Inversor 2
0	SC	SC1	DSC	DSC1
1	DS	SC1	S	DSC1
2	DS	DS1	S	S1

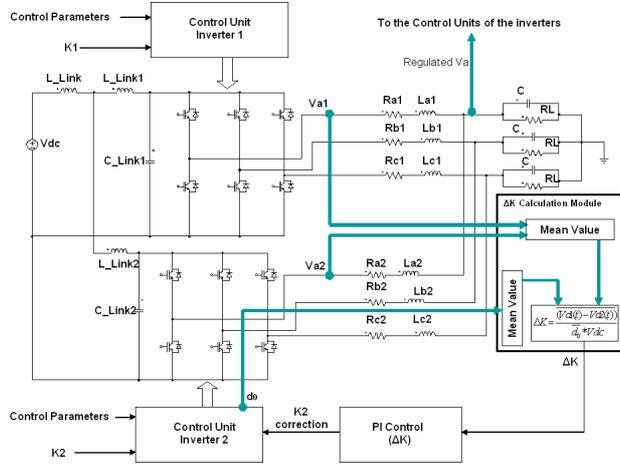


Fig. 8 : Block diagram and proposed control for the imbalance between the zero-vector parameters.

VI. SIMULATION RESULTS

We have performed the simulation using the formulation explained before. The models have been implemented in "PSIM" (Professional Version 9.0.3.400). Considerations included are that both inverters work ideally and simultaneously, and there are not tolerances in the passive components. The imbalances have been introduced in the inverter 2 so control signals have been fed into inverter 2. The output voltage of the system has been regulated ("V0_reg") and, in addition, we use this value as a reference of the SVPWM signal generation of the two inverters. The PI controller tuning has been performed using the Ziegler-Nichols method, verifying the system's stability with the corresponding Bode analysis. The simulation is performed in the sampling period of 1 μsec, with an analysis time horizon of 0.2 sec.

A. Experimental Results for the case "Difference Between Dead-Times"

The results displayed below have been obtained for two different cases: for $T_{d1} < T_{d2}$ (Fig. 9) and $T_{d1} > T_{d2}$ (Fig. 10). For the first case, the simulation was performed with $T_{d1} = 2 \mu\text{sec}$ and $T_{d2} = 6 \mu\text{sec}$

μsec. For the second case, the simulation was performed considering $T_{d1} = 4 \mu\text{sec}$ and $T_{d2} = 2 \mu\text{sec}$. Figs. 9-a, 9-b, 10-a, and 10-b show the graphs of "ICIR", "Ia1", and "Ia2", when the system works freely. Figs. 9-c, 9-d, 10-c, and 10-d show the same magnitudes when the proposed control and correction is applied.

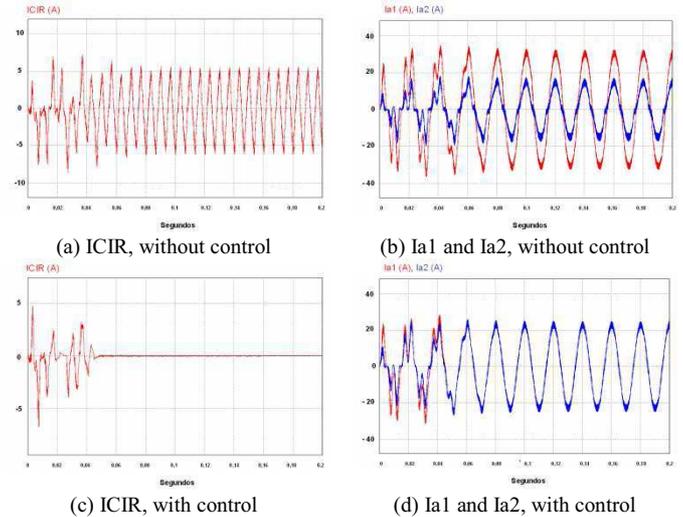


Fig. 9 : "ICIR", "Ia1" and "Ia2" for $T_{d1} = 2 \mu\text{sec}$ and $T_{d2} = 6 \mu\text{sec}$ without control (Figs. 9-a and 9-b) and with control (Fig. 9-c and 9-d).

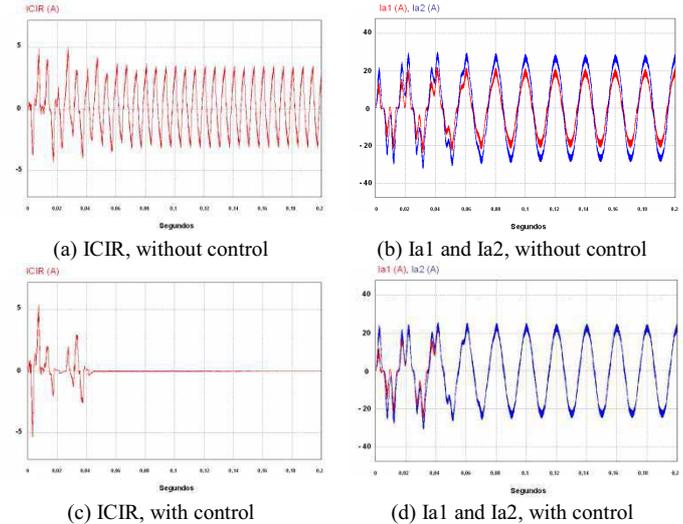


Fig. 10 : "ICIR", "Ia1" and "Ia2" for $T_{d1} = 4 \mu\text{sec}$ and $T_{d2} = 2 \mu\text{sec}$ without control (Figs. 10-a and 10-b) and with control (Fig. 10-c and 10-d).

The proposed method is effective and does not require complex calculations. It proposes the calculation of the ΔT_d of the system directly, not based on equivalent models. Moreover, it does not require specific external hardware.

Table VII collects the data input and the output power, and the performance of the system for the two cases analyzed. It should be noted that the reduction of the circulating current increases the system performance. For the first case, in which the initial difference between the dead-times was 4 μsec, a performance improvement of 1,94% has been obtained. For the second case, in which the difference between the dead-time was 2 μsec, a performance improvement of 0,34% has been obtained.

TABLE VII
POWER VALUES AND PERFORMANCE FOR THE CASES
ANALYZED IN SECTION VI.A

Parameters	Td1=2 μsec, Td2=6 μsec.		Td1=4 μsec, Td2=2 μsec.	
	Without control	With control	Without control	With control
Input Power (W)	7.561	7.388	7.419	7.389
Output Power (W)	6.250	6.250	6.250	6.250
Performance (%)	82,66	84,60	84,24	84,58

B. Experimental Results for the Case of a Difference Between the Zero-Vector Parameters.

The results displayed below have been obtained for two different cases: for $K1 > K2$ (Fig. 11) and $K1 < K2$ (Fig. 12). Specifically, for the first case, the simulation was performed with $K1=0.5$ and $K2=0.3$. For the second case, the simulation was performed for $K1=0.5$ and $K2=0.8$. Figs. 11-a, 11-b, 12-a, and 12-b show the graphs of "ICIR", "Ia1", and "Ia2", when the system works freely. Figs. 11-c, 11-d, 12-c, and 12-d show the same magnitudes when applying the proposed control and correction. The method proposed in the present paper obtains the imbalance directly from the system and through the difference of the homologous output voltages of the two inverters, without using an equivalent model. This is a simple method which requires little processing power and obtains controlled signals rapidly.

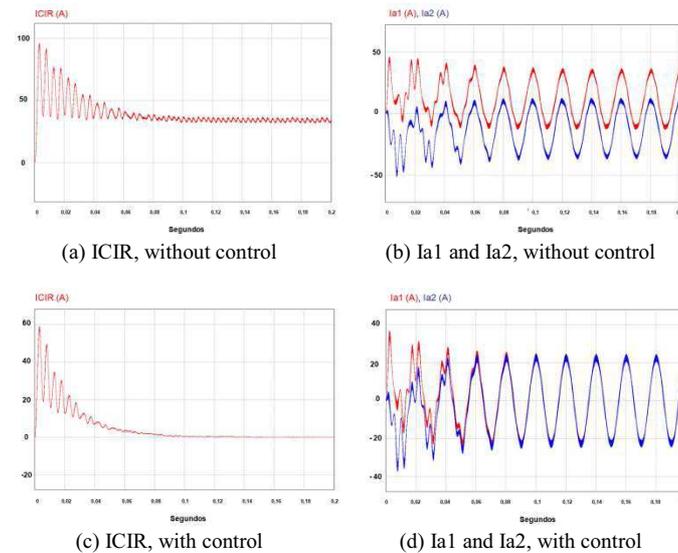


Fig. 11 : "ICIR", "Ia1" and "Ia2" for $K1=0.5$ and $K2=0.3$, without control (Figs. 11-a and 11-b) and with control (Fig. 11-c and 11-d).

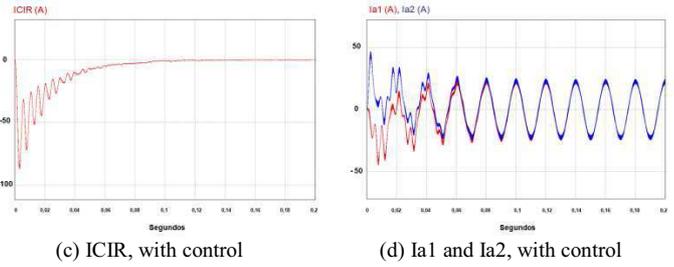
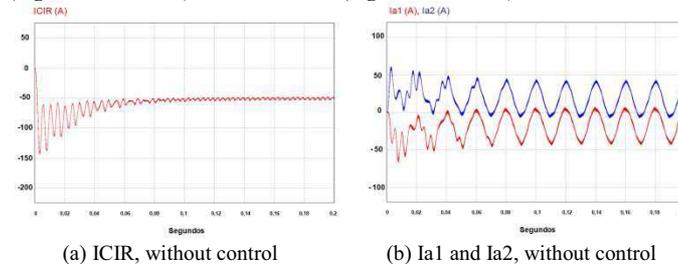


Fig. 12 : "ICIR", "Ia1" and "Ia2" for $K1=0.5$ and $K2=0.8$, without control (Figs. 12-a and 12-b) and with control (Fig. 12-c and 12-d).

Table VIII collects the data input and the output power, and the performance of the system, for the two cases analyzed. It should be noted that the reduction of the circulating current increases the system performance. For the first case, in which the initial difference between the zero-vector parameters was 0.2, a performance improvement of 5,36 % has been obtained. For the second case, in which the difference between the zero-vector parameters was 0.3, a performance improvement of 10,80 % has been obtained. These enhancement values are very significant because any slight variation between the zero vector parameters of both inverters generates not only harmonic components at multiples of the fundamental frequency, but also continuous components in the output currents and in the circulation current, with non-negligible values. The use of control eliminates them and substantially increases the performance.

TABLE VIII
POWER VALUES AND PERFORMANCE FOR THE CASES
ANALYZED IN SECTION VI.B

Parameters	K1=0.5, K2=0.3		K1=0.5, K2=0.8	
	Without control	With control	Without control	With control
Input Power (W)	7.891	7.391	8.470	7.384
Output Power (W)	6.250	6.250	6.250	6.250
Performance (%)	79,20	84,56	73,79	84,59

VII. CONCLUSION

This paper has proposed methods to allow a correction action on one inverter, connected in parallel to another, in order to eliminate the circulation current and thereby increase system performance to the maximum possible value, in case of an imbalance in the dead-times, or in the zero-vector parameters. The proposed procedures are not excessively complex and do not need a high processing capacity. The proposed methods have been validated by quasi-functional simulation, based on a simulator already validated with prototypes of previous inverters.

REFERENCES

- [1] F. Schimpf, L. E. Norum, "Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverters", Nordic workshop on power and industrial electronics, June 9-11, 2008.
- [2] B. Soeren, B. Kjaer, J. K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A review os single-phase grid-connected inverters for photovoltaics modules", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 41, No 5, Sep 2005.
- [3] E. Najafi, A.H.M. Yatim, "Design and implementation of a new multilevel inverter topology", IEEE Transactions on Industrial

- Electronics, Vol.: 59, Issue: 11, pp.: 4148 - 4154, 2012.
- [4] G.Petrone, G.Spagnuolo, M.Vitelli, "An analog technique for distributed MPPT PV applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 12, pp.: 4713 - 4722, 2012.
- [5] O.Lopez-Lapena, M.T. Penella, M. Gasulla, "A closed-loop Maximum power point tracker for subwatt photovoltaic panels", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 3, pp.: 1588 - 1596, 2012.
- [6] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, K. Mauch, "Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections", Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '97 Conference Proceedings, Vol 1, pp. 94-100, 1997
- [7] J.R.Massing, M.Stefanello, H.A.Grundling, H.Pinheiro, "Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 12, pp.: 4681 - 4693, 2012.
- [8] H.Xiao, S.Xie, Y.Chen, R.Huang, "An optimized transformerless photovoltaic grid-connected inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.58, Issue: 5, pp.: 1887 - 1895, 2011
- [9] Y.A.-R.I. Mohamed, "mitigation of dynamic, unbalanced, and harmonic voltage disturbances using grid-connected inverters with filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, Issue: 9, pp.: 3914 - 3924, 2011.
- [10] T.P. Chen, "Zero-sequence circulating current reduction method for parallel HEPWM inverters between AC bus and DC bus", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 1, pp.: 290 - 300, 2012.
- [11] Y. Wang, Q. Gao, X. Cai, "mixed PWM for dead-time elimination and compensation in a grid-tied inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.58, Issue: 10, pp.: 4797 - 4803, 2011.
- [12] Z. Guo, F. Kurokawa, "Control and PWM modulation scheme for dead-time compensation of CVCF inverters", Telecommunications Energy Conference, INTELEC 2009. 31st International. 2009, pp.1-6.
- [13] J. Kang, G. Xu, C. Zhou, "Study of compensation method on dead-time effects for VSI fed drive systems", in Proc IEEE PESC, pp. 548 - 552, 2007.
- [14] H. Zhengyi, J. Xuewu, "A new inverter compensation strategy based on adjusting dead-time on-line", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp 768-773, 2008.
- [15] W. Mao-Gang, Z. Rong-Xian, T. Xin-Zhou, "Dead-time effects analysis and compensation of SPWM and SVPWM", Proceedings of the CSEE, Vol. 26, No 12, pp 101-105, 2006.
- [16] Y. Zhang, X. Chen, Y. Kang, J. Chen, "The restrain of the dead-time effects in parallel inverters", IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp 797-802, 2005.
- [17] L. Cheng, F.Z. Peng, "Dead-time elimination for voltage source inverters", IEEE Transaction on Power Electronics, vol 23 No. 2, pp. 574-580, 2008.
- [18] G.L.Wang, D.G.Xu, Y. Yu, "A novel strategy of dead-time compensation for PWM voltage-source inverter", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008, APEC 2008, 23th Annual IEEE, pp. 1779-1783, 2008.
- [19] T. Itkonen, J. Luukko, "Switching-function-based simulation model for three-phase voltage source inverter taking dead-time effects into account", 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON 2008, pp. 992-997, 2008.
- [20] T. Litkonen, J. Luukko, A. Sankala, T. Laakkonen, R. Pollanen, "Modeling and analysis of the dead-time effects in parallel PWM two-level three-phase voltage-source inverters", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol 24, N° 11, pp. 2446-2455, 2009.
- [21] C. Tsai, J. Y. Chang, C.M. Lai, Y. L. Juan, Y. H. Liao, "Modeling of circulating current for grid-connected parallel three-phase inverters", SICE Annual Conference, 2008, August 20,22, pp. 1319-1322, 2008.
- [22] M.P. Kazmierkowski, L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 45, No 5, pp. 691-703, 1998.
- [23] M. Yu, Y. Kang, Y. Zhang, M. Yin, S. Duan, H. Shan, G. Chen, "A novel decoupled current-sharing scheme based on circulating-impedance in parallel multi-inverter system", 33rd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, pp 1668-1672, 2007.
- [24] Z. Ye, P.K. Jain, P.C. Sen, "Circulating current minimization in high-frequency AC power distribution architecture with multiple inverter modules operated in parallel", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 54, N° 5, pp 2673-2687, 2007.
- [25] L. Chen, L. Xiao, C.Gong, Y. Yan, "Circulating current characteristics analysis and the control strategy of parallel system based on double close loop controlled VSI", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialist Conference 2004, Vol 6, pp. 4791-4797, 2004.
- [26] Y. Zhang, Z. Jiang, "Zero-sequence current dynamics in parallel-connected voltage source converters", IEEE Electric Ship Technologies Symposium, pp. 189-196, 2009.
- [27] Y. Zhang, Z. Jiang, "Sliding mode based zero-sequence current mitigation of parallel-connected power converters", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 1658-1663, 2009.
- [28] S. Ji, Y. Yong, Q. Chunqing, "Control of circulating current for direct parallel grid-connected inverters in photovoltaic power generation", 38th International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 3805-3810 2009.
- [29] Chen, T, "Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters", Electric Power Applications, IEEE Proceedings, Vol 153, Issue 2, pp 282-288, 2006.
- [30] S. Deshang, D. Kai, G. Zhiqinag, L.Xiaozhong, "Control strategy for input-series-output-parallel high-frequency AC link inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 11, pp.:4101-4111, 2012.
- [31] H.Jinwei, W.L.Yun, M.S.Munir, "A flexible harmonic control approach through voltage-controlled DG-grid interfacing converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.59, Issue: 1, pp.: 444 - 455, 2012.
- [32] S.Hongwu, L.Hua, H. Bi, W. Xingwei, X.A.Limin, "Implementation of voltage-based commutation in space-vector-modulated matrix converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 1, pp.: 154-166, 2012.
- [33] A.R.Beig, "Synchronized SVPWM algorithm for the overmodulation region of a low switching frequency medium-voltage three-level VSI", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 59, Issue: 12, pp.: 4545 - 4554, 2012.
- [34] S.Das, G.Narayanan, "Novel switching sequences for a space-vector-modulated three-level inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 3, pp.: 1477 - 1487, 2012.
- [35] R. Kaplar, R. Brock, S. DasGupta, M. Marinella, A. Starbuck, A. Fresquez, S. Gonzalez, J. Granata, M. Quintana, M. Smith, S. Atcity, "PV inverter performance and reliability: What is the role of the IGBT?", 37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), pp. 1842-1847, 2011.
- [36] J.Ebrahimi, E.Babaei, G.B.Gharehpetian, "A new multilevel converter topology with reduced number of power electronic components", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 2, pp.: 655 - 667, 2012.
- [37] N. Hur, K. Nam, S. Won, "A two-degrees-of-freedom current control scheme for dead-time compensation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 47, No. 3, pp. 557-564, 2000.
- [38] S. Yang, Q.Lei, F.Z.Peng, Z. Qian, "A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, Issue: 1, pp.: 202 - 212, 2011.



Research Article

Circulating Current Produced in a System of two Inverters Connected in Parallel Due to a Difference between the Zero-Vector Parameters

Carlos Alonso Sanz, José Miguel Ruiz González and José Antonio Domínguez Vázquez

Electronics Technology Department. University of Valladolid.
C/Paseo del Cauce, Valladolid. Spain

Correspondence should be addressed to: Carlos Alonso Sanz; carlos.alonsosanz@yahoo.es

Received date: 29 July 2013; Accepted date: 23 September 2013; Published date: 6 December 2013

Academic Editor: Andreas Steimel

Copyright © 2013. Carlos Alonso Sanz, José Miguel Ruiz González and José Antonio Domínguez Vázquez. Distributed under Creative Commons CC-BY 3.0

Abstract

This paper analyzes the imbalances that produce circulating current in a system of two three-phase VSI with SVPWM modulation that, sharing the same DC link, is connected to a grid without galvanic isolation. This analysis has identified a principal imbalance: the difference between the zero-vector parameters of the two inverters. This imbalance is specific to the SVPWM modulation. The study proposes the correction of the imbalance by measurement algorithms and Proportional Integral Control (using the Ziegler Nichols method to tune the controller), in order to reduce or eliminate the circulation current and increase system performance. It provides a method that does not use an equivalent circuit or a model, determining the value of the imbalance directly and through a system output signal. It has been used PSIM simulation program (version "9.0.3.400"), and the simulations have been taken into account an "ideal" environment. For all simulated cases, this paper analyzes the principal magnitudes and, to obtain the conclusions, shows power data (input power, output power and system performance), in uncontrolled and controlled operation. The simulations allow verifying the goodness of the proposed methods to detect, quantify, control and correct the imbalance, and to improve the system performance.

Keywords: Circulating Current, Inverter, VSI, Zero-Vector parameter, SVPWM.

Index Terms

Inverter, Voltage-Source Inverter (VSI), Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), Isolated-Gated Bipolar Transistor (IGBT), Circulating Current, Zero-Vector Parameter, Proportional-

Integral (PI), Digital Signal Processor (DSP).

Introduction

Numerous research studies have been focused on improving performance in the

conversion of energy from renewable sources (Schimpf et al., 2008; Petrone et al., 2012; Lopez-Lapena et al., 2012), allowing the parallel connection of inverters the most efficient generation profile of each inverter throughout the day to be taken advantage of.

When two parallel inverters are attached without galvanic isolation (Tuladhar et al., 1997; Mohamed, 2011; Xiao et al., 2011; Massing et al., 2012), an internal circulation current may appear. This current means a loss in the system performance, the appearance of DC currents in the inverters and, consequently, a malfunction of the entire system. These phenomena appear when there are differences that cause imbalances between the homologous output voltages of the two inverters (Chen et al., 2004; Chen, 2006; Yu

et al., 2007; Ye et al., 2007; Zhang et al., 2009; Jiang et al., 2009; Ji et al., 2009; Deshang et al., 2012; Jinwei et al., 2012).

System Modeling

The study has been carried out on a system consisting of two three-phase inverters sharing the same DC input link and connected in parallel to a balanced three-phase grid without galvanic isolation, as shown in Fig. 1. The inverters are VSI, with SVPWM modulation (Tsai et al., 2008; Ji et al., 2009; Mohamed, 2011; Beig, 2012). It is usually possible to connect different power inverters, so each one can operate at its maximum power performance. In our study, both inverters have the same power performance, and the output voltage of the system is regulated to a constant value.

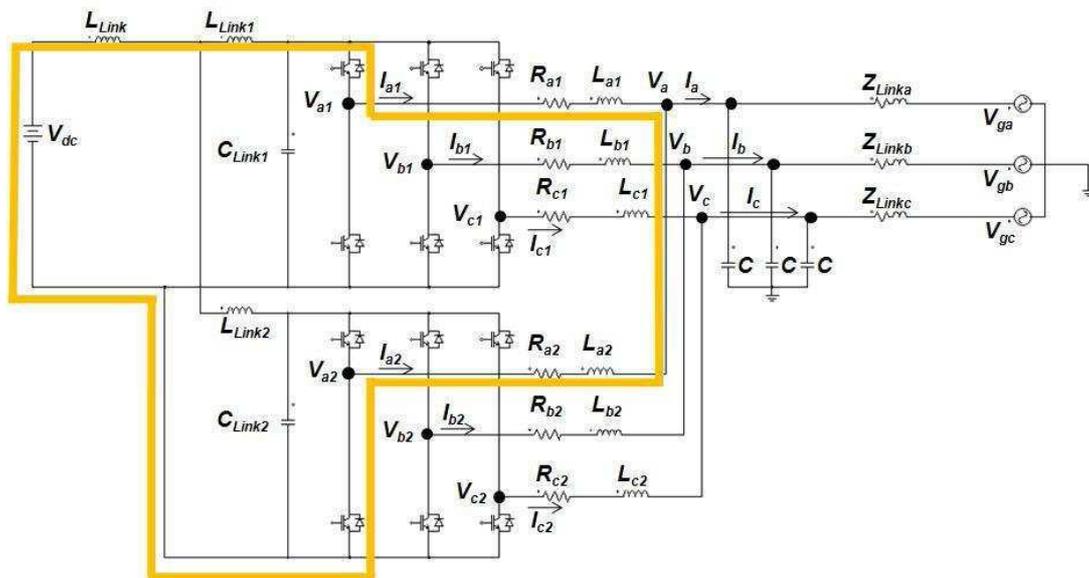


Fig.1: System Formed by two VSI Inverters Under Study with SVPWM Modulation.

Fig. 2 represents the IGBTs (Kaplar et al., 2011) and the corresponding anti-parallel diodes for the phase “a” of the two inverters shown in Fig. 1.

In Table I the characteristic analyzed variables are identified for the circuit of

Fig. 1; and in Table II, the values of the magnitudes and the components used in the subsequent experimental analysis are specified.

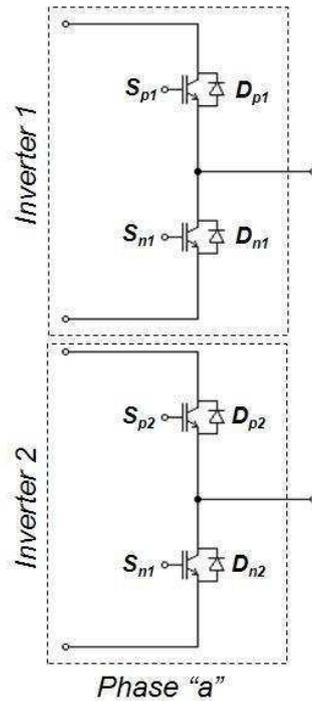


Fig.2: Representation of IGBTs and Anti-Parallel Diodes of the Phase "a".

Table I: Characteristic Analyzed Variables in the Study

Magnitude (unit)	Description
$V_{a1}, V_{b1}, V_{c1} (V)$	Output voltages of phases "a", "b" and "c" of the inverter 1.
$V_{a2}, V_{b2}, V_{c2} (V)$	Output voltages of phases "a", "b" and "c" of the inverter 2.
$V_a, V_b, V_c (V)$	Load voltages of the phases "a", "b" and "c"
$I_{a1}, I_{b1}, I_{c1} (A)$	Output currents of phases "a", "b" and "c" of the inverter 1.
$I_{a2}, I_{b2}, I_{c2} (A)$	Output currents of phases "a", "b" and "c" of the inverter 2.
$I_a, I_b, I_c (A)$	Load currents of phases "a", "b" and "c".
$I_{Cir} (A)$	Circulating current of the system
K_1	Zero-vector parameter of the inverter 1.
K_2	Zero-vector parameter of the inverter 2.
ΔK	Difference between the zero-vector parameters (K_1-K_2)

Table II: Values of the Magnitudes and Components Used in the Experimental Analysis

Magnitude	Description	Value (unit)
V_{dc}	DC-Link	250 V
L_{Link}	Common Input link inductance of the system	500 μ H
L_{Link1}	Link inductance of the inverter 1.	20 μ H
L_{Link2}	Link inductance of the inverter 2.	20 μ H
C_{Link1}	Link capacitor of the inverter 1.	600 μ F
C_{Link2}	Link capacitor of the inverter 2.	600 μ F
R_{a1}, R_{b1}, R_{c1}	Parasitic line resistor for phases "a", "b" and "c" of the inverter 1.	0.5 Ω
R_{a2}, R_{b2}, R_{c2}	Parasitic line resistor for phases "a", "b" and "c" of the inverter 2.	0.5 Ω

Magnitude	Description	Value (unit)
L_{a1}, L_{b1}, L_{c1}	Line inductance for phases "a", "b" and "c" of the inverter 1.	1.0 mH
L_{a2}, L_{b2}, L_{c2}	Line inductance for phases "a", "b" and "c" of the inverter 2.	1.0 mH
C	Output capacitor phases "a", "b" and "c".	25 μ F
$Z_{Linka}, Z_{Linkb}, Z_{Linkc}$	Link impedance to the grid for phases "a", "b" and "c".	0,0732 Ω , 300 μ H
V_{ga}, V_{gb}, V_{gc}	Grid voltages for phases "a", "b" and "c".	110 V (rms)
V_{ceSAT}	IGBT collector-emitter saturation voltage	2.5 V
V_{thD}	Threshold voltage of the anti-parallel diodes	0.7 V
$R_{ON-IGBT}$	IGBT ON-Resistor	0.1 Ω
R_{ON-D}	Anti-parallel diodes ON-Resistor	0.1 Ω
F_s	Carrier frequency	10 KHz
T_s	Period of the carrier component	10^{-4} sec
F_c	Fundamental frequency	50 Hz
T_c	Period of the fundamental component	2×10^{-2} sec

Origin of the Circulating Current

In Fig. 1, one of the paths of phase "a" that connects the output of the inverters with the input DC link is marked. Similarly, it is possible to identify all the paths of the circuit. These paths allow the circulation of internal currents, that flow over the source, which produced power losses in each of the inverters connected in parallel. These currents are defined as "circulating currents" (Chen et al., 2004; Chen, 2006; Yu et al., 2007; Ye et al., 2007; Zhang et al., 2009; Jiang et al., 2009; Ji et al., 2009; Chen, 2012; Jinwei et al., 2012). A difference between the voltages of the homologous outputs is also necessary to produce circulating current inside in the path of the current flow.

In the three-phase system of Fig. 1, the equation defining the circulating current is I_{Cir} (1):

$$I_{Cir} = \frac{(I_{a1} - I_{a2}) + (I_{b1} - I_{b2}) + (I_{c1} - I_{c2})}{2}$$

There are two ways to eliminate the circulation current. The first is by breaking the return paths, using, for example, transformers (which is not the case of the present study). The second is by eliminating the voltage differences between homologous outputs.

The present paper examines the difference between the zero-vector parameters of the two inverters (Zhang et al., 2009; Jiang et al., 2009; Ji et al., 2009) such as the phenomenon that causes imbalances between homologous outputs of the inverters, which in turn causes the appearance of circulating currents. This phenomenon is specific to the SVPWM modulation.

Effect of the Difference Between the Zero-Vector Parameters

When SVPWM modulation (Van der Broeck et al., 1988) is used for generating control signals in a three-phase inverter, it is a common practice to apply a factor or parameter that distributes the width of the zero vectors. This method, defined as "alternating zero-vectors", maintains the properties of the modulation and eliminates disturbances in SVPWM sequence generation. The parameter that allows the sequence of zero-vectors to be distributed is defined as "K" (Van der Boreck, 1988; Kazmierkowski et al., 1998; Tsai et al., 2008; Zhang et al., 2009; Jiang et al., 2009; Ji et al., 2009; Hongwu et al., 2012; Beig, 2012; Das et al., 2012).

Fig. 3 shows the diagram of control signals for the upper poles of the phases "a", "b" and "c" of an inverter with SVPWM modulation when the parameter "K" is applied.

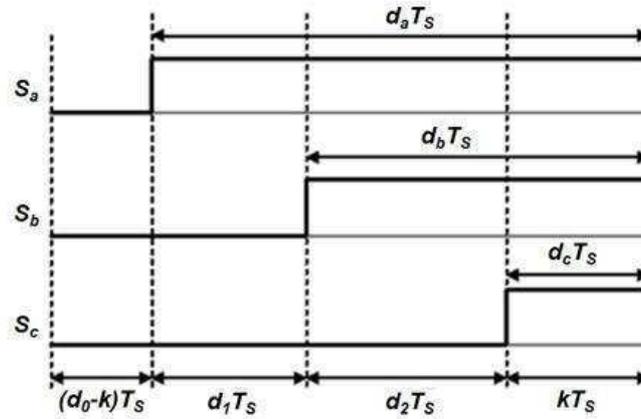


Fig. 3: Sequence of control signals, for an SVPWM inverter on implementing the action of the parameter "K".

The values of the parameters " d_1 ", " d_2 ", " d_0 " and " k " shown in Fig.3 are defined in (2), (3), (4) and (5).

$$d_1 = M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta(t)\right) \quad (2)$$

$$d_2 = M \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta(t) - (n-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad (3)$$

$$d_0 = 1 - M \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta(t)\right) + \sin\left(\theta(t) - (n-1)\frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (4)$$

$$k = K * d_0 = K * \left\{ 1 - M \frac{\sqrt{3}}{2} \left[\sin\left(\frac{n\pi}{3} - \theta(t)\right) + \sin\left(\theta(t) - (n-1)\frac{\pi}{3}\right) \right] \right\} \quad (5)$$

Where " K " is the zero-vector parameter (which varies between 0 and 1, and its typical value is 0.5), " n " represents the sector, " $\theta(t)$ " the angle that the modulating signal describes, and " M " the modulation index.

The difference between the zero-vector parameters of two inverters connected in parallel without galvanic isolation is often due to the different nominal power of each inverter. Even when the two inverters operate at the same power rating, the overall impossible similarity between the two systems results in differences in effective K values of these inverters. There have been many studies on the effects of the zero-vector parameter on the emergence of imbalances and the appearance of internal circulating current phenomena (Zhang et al., 2009; Jiang et al., 2009; Ji et al., 2009).

For the circuit of Fig. 1, we suppose that the zero-vector parameter K_1 for the inverter 1, and the zero-vector parameter K_2 for the inverter 2 are applied, where $K_1 \neq K_2$. Fig. 4 shows the activation signals and the difference voltage ($V_{a1}-V_{a2}$) for $K_1 < K_2$ (Fig. 4-a) and for $K_1 > K_2$ (Fig. 4-b). In these figures, we have identified three "conduction zones" (numbered from 0 to 2). Table III identifies the devices that conduct current for $K_1 < K_2$, with negative or positive direction of the load current, in each of the zones. Table IV identifies the devices that conduct current for $K_1 > K_2$, also with negative or positive direction of the load current, in each of the zones. For the case $K_1 < K_2$, and also for the case $K_1 > K_2$, the difference of voltages ($V_{a1}-V_{a2}$) is independent of the direction of the current " I_a ", so ($V_{a1}-V_{a2}$) is a square pulse within the period of the carrier signal, having a width defined in (6):

$$\Delta w = |\Delta K * T_s * d_0| \tag{6}$$

Where $\Delta K = (K_1 - K_2)$. Therefore, the signal $(V_{a1} - V_{a2})$ is a pulsed signal.

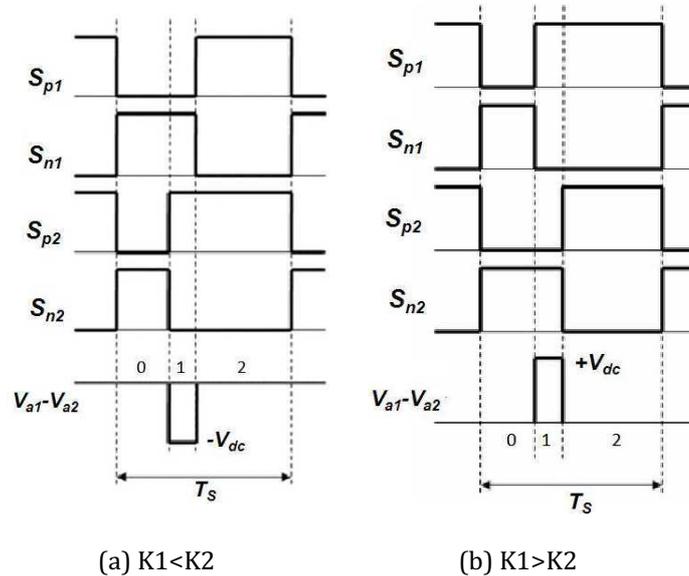


Fig. 4: Activation signals and $(V_{a1} - V_{a2})$ with a difference between the zero-vector parameters of the two inverters.

The pulse height value is “ V_{dc} ” and the width value is directly proportional to the signal d_0 (4), which is not a constant value. However, if the approximation that d_0 is

constant and equal to its mean value, (\bar{d}_0) , is performed, we can accept that:

$$\overline{(V_{a1}(t) - V_{a2}(t))} = \frac{1}{T_c} * V_{dc} * \Delta K * \frac{T_c}{T_s} * T_s * \bar{d}_0 = V_{dc} * \bar{d}_0 * \Delta K \tag{7}$$

Therefore, the value of ΔK is (8):

$$\Delta K = \frac{\overline{(V_{a1}(t) - V_{a2}(t))}}{\bar{d}_0 * V_{dc}} \tag{8}$$

With this ΔK definition, and applying the PI control (Kazmierkowski et al., 1998; Chen et al., 2004; Yu et al., 2007; Yang et al., 2011), the value of K_2 can be corrected and, consequently, we can eliminate the

imbalance which causes the appearance of the circulating current. Fig. 5 shows the analyzed circuit, with the applied PI control and the correction system over K_2 .

Table III: Devices Conducting for each Zone for $K_1 < K_2$

Zone	Negative direction of " I_a "		Positive direction of " I_a "	
	Inverter 1	Inverter 2	Inverter 1	Inverter 2
0	S_{n1}	S_{n2}	D_{n1}	D_{n2}
1	S_{n1}	D_{p2}	D_{n1}	S_{p2}
2	D_{p1}	D_{p2}	S_{p1}	S_{p2}

Table IV: Devices Conducting for each Zone for $K_1 > K_2$

Zone	Negative direction of " I_a "		Positive direction of " I_a "	
	Inverter 1	Inverter 2	Inverter 1	Inverter 2
0	S_{n1}	S_{n2}	D_{n1}	D_{n2}
1	D_{p1}	S_{n2}	S_{p1}	D_{n2}
2	D_{p1}	D_{p2}	S_{p1}	S_{p2}

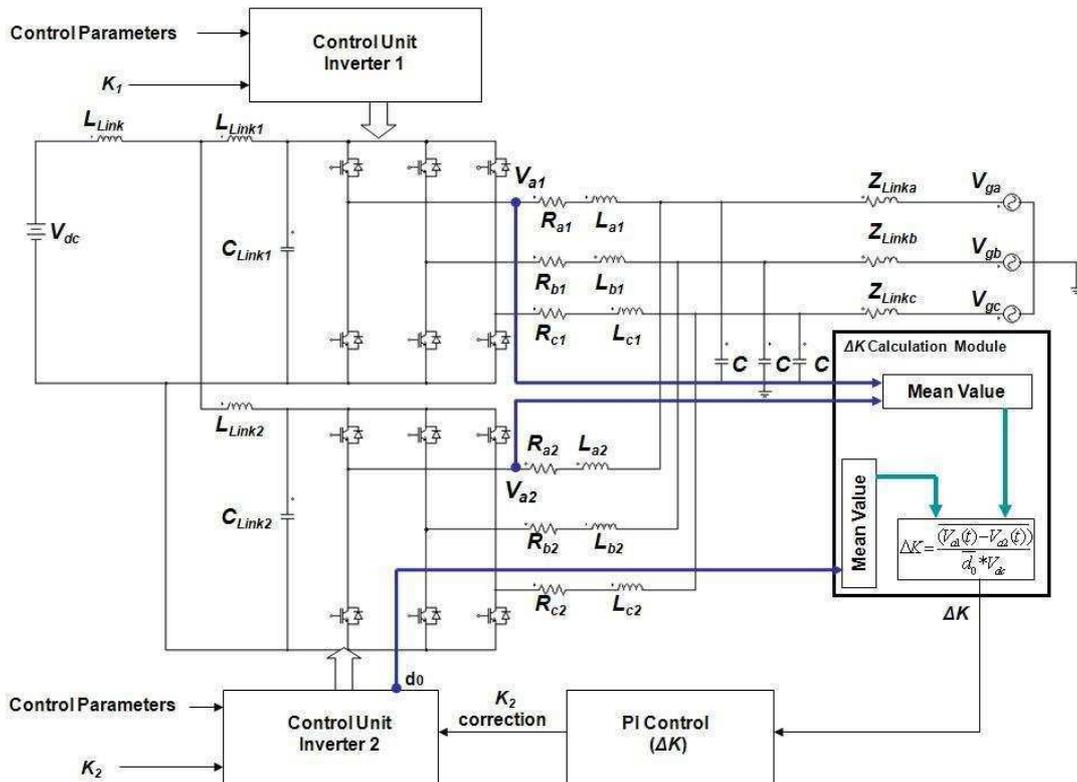


Fig. 5: Block diagram and proposed control for the imbalance between the zero-vector parameters.

Simulation Results

We have performed the simulation using the formulation explained before. The models have been implemented in "PSIM" (Professional Version 9.0.3.400).

Considerations included are that both inverters work ideally and simultaneously, and there are not tolerances in the passive components. The imbalances have been introduced in the inverter 2 so control signals have been fed into inverter 2. The

PI controller tuning has been performed using the Ziegler-Nichols method, verifying the system's stability with the corresponding Bode analysis. The simulation is performed in the sampling period of 1 μ sec, with an analysis time horizon of 0.2 sec.

The results displayed below have been obtained for two different cases: for $K_1 > K_2$ (Fig. 6) and $K_1 < K_2$ (Fig. 7). Specifically, for the first case, the simulation was performed with $K_1=0.5$ and $K_2=0.3$. For the

second case, the simulation was performed for $K_1=0.5$ and $K_2=0.8$.

Figs. 6-a, 6-b, 7-a, and 7-b show the graphs of " I_{cir} ", " I_{a1} ", and " I_{a2} ", when the system works freely. Figs. 6-c, 6-d, 7-c, and 7-d show the same magnitudes when applying the proposed control and correction.

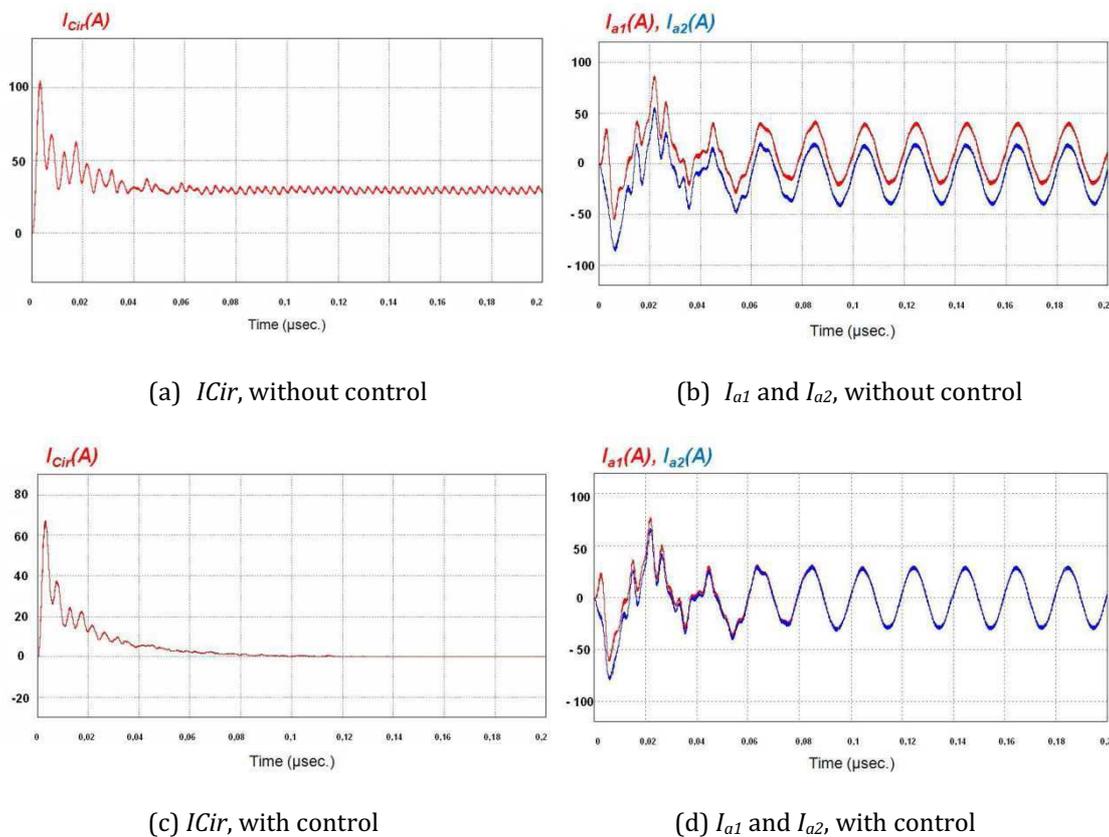


Fig. 6: " I_{Cir} ", " I_{a1} " and " I_{a2} " for $K_1=0.5$ and $K_2=0.3$, without control (Figs. 6-a and 6-b) and with control (Fig. 6-c and 6-d).

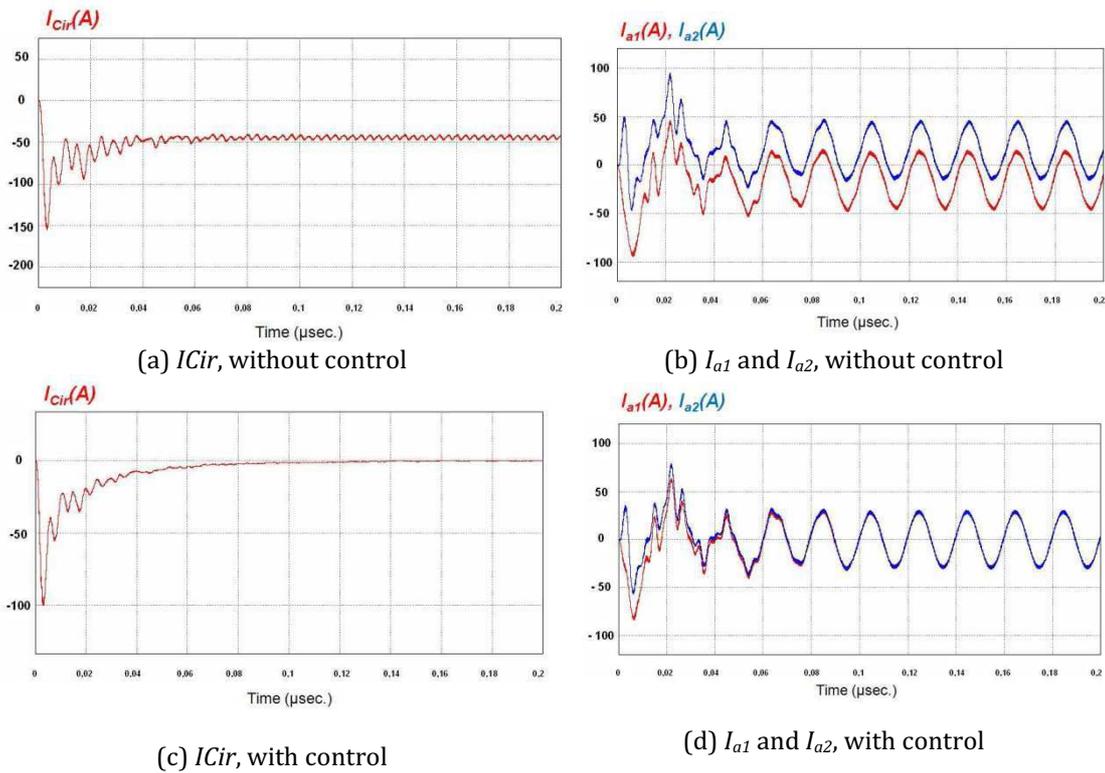


Fig. 7: “ I_{Cir} ”, “ I_{a1} ” and “ I_{a2} ” for $K_1=0.5$ and $K_2=0.8$, without control (Figs. 7-a and 7-b) and with control (Fig. 7-c and 7-d).

The method proposed in the present paper obtains the imbalance directly from the system and through the difference of the homologous output voltages of the two inverters, without using an equivalent model.

Table V collects the data input and the output power, and the performance of the system, for the two cases analyzed. It should be noted that the reduction of the circulating current increases the system performance. For the first case, in which the initial difference between the zero-vector parameters was 0.2, a performance

improvement of 2,96 % has been obtained. For the second case, in which the difference between the zero-vector parameters was 0.3, a performance improvement of 6,29 % has been obtained. These enhancement values are very significant because any slight variation between the zero vector parameters of both inverters generates not only harmonic components at multiples of the fundamental frequency, but also continuous components in the output currents and in the circulation current, with non-negligible values. The use of control eliminates them and substantially increases the performance.

Table V: Power Values and Performance for the Cases Analyzed in Section V.

Parameters	$K_1=0.5, K_2=0.3$		$K_1=0.5, K_2=0.8$	
	Without control	With control	Without control	With control
Input Power (W)	10.084	9.721	10.534	9.728
Output Power (W)	8.000	8.000	8.000	8.000
Performance (%)	79,33	82,29	75,94	82,23

Conclusion

This paper has proposed a method to allow a correction action on one inverter, connected in parallel to another, in order to eliminate the circulation current and thereby increase system performance to the maximum possible value, in case of an imbalance in the zero-vector parameters. The proposed procedure is not excessively complex and does not need a high processing capacity. The proposed method has been validated by quasi-functional simulation, based on a simulator already validated with prototypes of previous inverters.

References

- Beig, A.R. (2012) "Synchronized SVPWM algorithm for the overmodulation region of a low switching frequency medium-voltage three-level VSI", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 59, Issue: 12, pp.: 4545 – 4554.
- Chen, L., Xiao, L., Gong, C and Yan, Y. (2004) "Circulating current characteristics analysis and the control strategy of parallel system based on double close loop controlled VSI", IEEE 35th Annual Power Electronics Specialist Conference 2004, Vol 6, pp. 4791-4797.
- Chen, T, (2006) "Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters", Electric Power Applications, IEEE Proceedings, Vol 153, Issue 2, pp 282-288, 2006.
- Chen, T.P. (2012) "Zero-sequence circulating current reduction method for parallel HEPWM inverters between AC bus and DC bus", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 1, pp.: 290 – 300.
- Das, S. and Narayanan, G. (2012) "Novel switching sequences for a space-vector-modulated three-level inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 3, pp.: 1477 – 1487.
- Deshang, S., Kai, D., Zhiqinag, G. and Xiaozhong, L. (2012) "Control strategy for input-series-output-parallel high-frequency AC link inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 11, pp.:4101-4111.
- Jiang, Z. And Zhang, Y. (2009) "Sliding mode based zero-sequence current mitigation of parallel-connected power converters", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Pp. 1658-1663.
- Ji, S., Yong, Y. and Chunqing, Q. (2009) "Control of circulating current for direct parallel grid-connected inverters in photovoltaic power generation", International Conference on Mechatronics and Automation, pp. 3805-3810.
- Jinwei, H., Yun, W.L. and Munir, M.S. (2012) "A flexible harmonic control approach through voltage-controlled DG-grid interfacing converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.59, Issue: 1, pp.: 444 – 455.
- Kaplar, R., Brock, R., DasGupta, S., Marinella, M., Starbuck, A., Fresquez, A., Gonzalez, S., Granata, J., Quintana, M., Smith, M. and Atcity, S. (2011) "PV inverter performance and reliability: What is the role of the IGBT?", 37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC), pp. 1842-1847.
- Kazmierkowski, M.P. and Malesani, L. (1998) "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey", IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 45, No 5, pp. 691-703.
- Lopez-Lapena, O., Penella M.T. and Gasulla, M. (2012) "A closed-loop Maximum power point tracker for subwatt photovoltaic panels", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 3, pp.: 1588 – 1596.
- Massing, J.R., Stefanello, M., Grundling, H.A. and Pinheiro, H. (2012) "Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, Issue: 12, pp.: 4681 – 4693.

Mohamed , Y.A.-R.I. (2011) "Mitigation of dynamic, unbalanced, and harmonic voltage disturbances using grid-connected inverters with filter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, Issue: 9, pp.: 3914 – 3924.

Petrone, G., Spagnolo, G. and Vitelli, M. (2012) "An analog technique for distributed MPPT PV applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59 , Issue: 12, pp.: 4713 – 4722.

Schimpf, F. and Norum L. E. (2008) "Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverters", Nordic workshop on power and industrial electronics, June 9-11.

Tuladhar, A. Jin, H. Unger, T. and Mauch, K. (1997) "Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections", Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997, APEC '97 Conference Proceedings, Vol 1, pp. 94-100.

Tsai, C., Chang, J. Y., Lai, C.M., Juan, Y. L. and Liao, Y. H. (2008), "Modeling of circulating current for grid-connected parallel three-phase inverters", SICE Annual Conference, Pp. 1319-1322.

Van der Broeck, H. W.; Skudelny, H.- C.; Stanke, G. V. (1988). Analysis and Realisation of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors. IEEE Transactions on Industrial Application Vol.

24, No.1, pp. 142-150

Ye, Z. , Jain, P.K. and Sen, P.C. (2007) "Circulating current minimization in high-frequency AC power distribution architecture with multiple inverter modules operated in parallel", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 54, N° 5, pp 2673-2687.

Yu, M. , Kang, Y., Zhang, Y., Yin, M., Duan, S., Shan, H. and Chen, G. (2007) "A novel decoupled current-sharing scheme based on circulating-impedance in parallel multi-inverter system", 33rd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, pp 1668-1672.

Zhang, Y. and Jiang, Z. (2009)"Zero-sequence current dynamics in parallel-connected voltage source converters", IEEE Electric Ship Technologies Symposium, pp. 189-196.

Xiao, H., Xie, S., Chen, Y. and Huang R. (2011) "An optimized transformerless photovoltaic grid-connected inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.58 , Issue: 5, pp.: 1887 – 1895.

Yang, S., Lei, Q., Peng, F.Z. and Qian, Z. (2011) "A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58 , Issue: 1, pp.: 202 – 212.

Analysis of the Circulating Current Produced in a System of Two Inverters Connected in Parallel due to a Difference Between the Dead Times.

Carlos Alonso Sanz (Student), José Miguel Ruiz González (Full Professor), José Antonio Domínguez Vázquez (Full Professor).

Electronics Technology Department. University of Valladolid.

C/Paseo del Cauce, 59. 47011. Valladolid. Spain.

carlos.alonsosanz@yahoo.es

j_miguel@tele.uva.es

josdom@eii.uva.es

Abstract— This paper is an analysis of the circulating current produced as a result of a difference between the dead-times of two VSI inverters with SVPWM modulation, connected in parallel without galvanic isolation to a load. An algorithm has been identified that calculates the difference between the dead-times through the difference of the homologous output voltages of the inverters. The article proposes a correction of the dead-time imbalance, through Proportional Integral Control, in order to reduce the circulating current and increase the system's performance.

Keywords— Inverter, Voltage-Source Inverter (VSI), Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM), Isolated-Gated Bipolar Transistor (IGBT), Circulating Current (ICIR), Dead Time, Proportional-Integral (PI), Digital Signal Processor (DSP), Direct Current (DC)

I. INTRODUCTION

The performance improvement in energy conversion from renewable sources for domestic and industrial uses has focused the efforts of numerous research papers. [1-5]. The parallel connection of inverters allows the most efficient generation profile of each inverter.

The simplest way to connect inverters in parallel is by using transformers whose outputs are connected together to a load or the electric grid [2], but this type of connection has such disadvantages as the cost and size of the transformers. It also causes power losses. In order to avoid these drawbacks, the inverters are connected directly, without transformers [6-9,21]. When two parallel inverters are attached without galvanic isolation, an internal circulation current may appear [10].

The non-ideal nature of the power electronic devices, such as IGBTs and diodes, means that the poles of the inverters need the presence of small delays in the activation of the control signals to prevent short circuits in the input DC link. These time delays, applied on the rising edge of the control signals, are defined as "dead-times" [11-20,33]. Generally, the difference between the dead-times of the two inverters connected in parallel without galvanic isolation is due mainly to the different power ratings which inverters operate with, so they both have different dead-time references. Even when the two inverters operate at the same nominal power, the lack of synchronization or manufacturing tolerances of the components causes differences in the dead-times of each inverter. The difference between the real values of the dead-times of the two inverters connected in parallel is one of the principal causes of the internal circulation current.

There are many studies and bibliography on the effects of the dead-times on the imbalances and distortions in the output currents for single-phase and three-phase inverters, working independently or connected to other inverters. For example, in [14], a compensation method for the dead-time is proposed for a three-phase inverter through the individual adjustment of each of the dead-times of the phases. In [18], also for a three-phase inverter, a strategy is proposed to offset the harmful effects of dead-time by estimating the polarity of the current using reconstructive methods of the signals. In [12], the distortion caused by the dead-times in independent inverters is analysed using the equivalent field transformation of the inverter, and simplifying the effect of the dead-time to a value " ϵ ". For parallel connected inverters, there are studies in which a state space simplification [19] is used, or models of mean values [20] for the inverters and the effects of the dead-times. In [16], a field transformation model for inverters connected in parallel is used that proposes regulation through a PI controller. Most studies on individual inverters are not directly applicable to controlling the circulating currents in inverters connected in parallel; in the case of studies involving two or more parallel connected inverters, most are based on the simplification of inverters by equivalent circuits, and the approximation of the imbalance caused by the difference in the dead-time by a variable, commonly defined by " ϵ " [12]. This type of analysis, based on the approximation of the circuits, is not totally exhaustive and a model based on a real inverter without any equivalences is necessary.

This paper provides a method that does not use an equivalent circuit or a model, and determines how to obtain the value of the current imbalance which directly causes circulation current through the system output signal.

II. SYSTEM MODELLING

The study has been carried out on a system of two three-phase inverters sharing the same DC input link and connected in parallel to a balanced three-phase resistive load without galvanic isolation, as shown in Fig. 1. The inverters are VSI [2,17], with SVPWM modulation [9,15,21,29-30]. In the analysis, both inverters have the same power performance, and the output voltage of the system is regulated to a constant value. Fig. 2 represents the IGBTs [31-32] and the corresponding anti-parallel diodes for the phase "a" of the two inverters shown in Fig. 1. For this studied phase, "S" and "SC" are the activation signals for the IGBTs of Inverter 1. "S1" and "SC1" are the activation signals for Inverter 2.

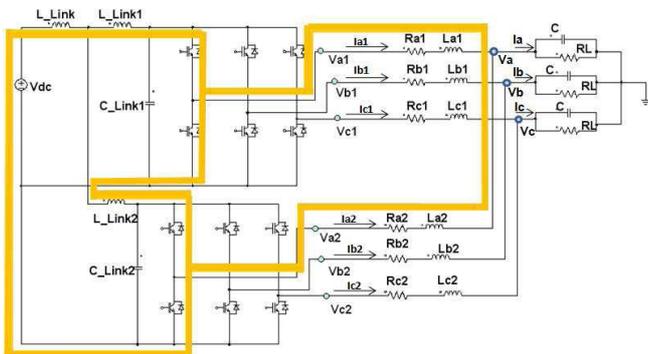


Fig.1. System formed by two VSI inverters under study with SVPWM modulation.

In Table I, the characteristic analysed variables are identified for the circuit of Fig. 1; while in Table II, the values of the magnitudes and the components used in the subsequent experimental analysis are specified.

TABLE I
CHARACTERISTIC ANALYSED VARIABLES IN THE STUDY

Magnitude (unit)	Description
Va1, Vb1, Vc1 (V)	Output voltages of phases "a", "b" and "c" of inverter 1.
Va2, Vb2, Vc2 (V)	Output voltages of phases "a", "b" and "c" of inverter 2.
Va, Vb, Vc (V)	Load voltages of the phases "a", "b" and "c"
Ia1, Ib1, Ic1 (A)	Output currents of phases "a", "b" and "c" of inverter 1.
Ia2, Ib2, Ic2 (A)	Output currents of phases "a", "b" and "c" of inverter 2.
Ia, Ib, Ic (A)	Load currents of phases "a", "b" and "c".
ICIR (A)	Circulating current of the system
Td1 (µsec)	Dead time applied to inverter 1.
Td2 (µsec)	Dead time applied to inverter 2.
ΔTd (µsec)	Difference between dead times (Td1-Td2)

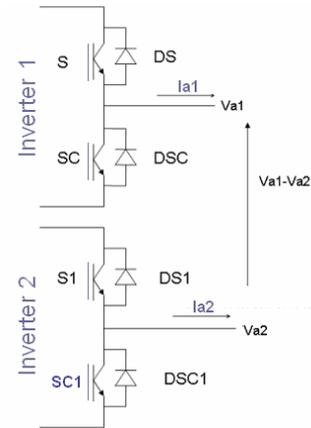


Fig.2. Representation of IGBTs and anti-parallel diodes of the phase "a".

TABLE II
VALUES OF THE MAGNITUDES AND COMPONENTS USED IN THE EXPERIMENTAL ANALYSIS

Magnitude	Description	Value (unit)
Vdc	DC-Link	250 V
L_Link	Common Input link inductance of the system	500 µH
L_Link1	Link inductance of inverter 1.	20 µH
L_Link2	Link inductance of inverter 2.	20 µH
C_Link1	Link capacitor of inverter 1.	600 µF
C_Link2	Link capacitor of inverter 2.	600 µF
Ra1	Parasitic line resistor for phase "a" of inverter 1.	0.5 Ω
Rb1	Parasitic line resistor for phase "b" of inverter 1.	0.5 + 1% Ω
Rc1	Parasitic line resistor for phase "c" of inverter 1.	0.5 - 1% Ω
Ra2	Parasitic line resistor for phase "a" of inverter 2.	0.5 + 1% Ω
Rb2	Parasitic line resistor for phase "b" of inverter 2.	0.5 - 1% Ω
Rc2	Parasitic line resistor for phase "c" of inverter 2.	0.5 Ω
La1	Line inductance for phase "a" of inverter 1.	1.0 mH
Lb1	Line inductance for phase "b" of inverter 1.	1.0 + 1% mH
Lc1	Line inductance for phase "c" of inverter 1.	1.0 - 1% mH
La2	Line inductance for phase "a" of inverter 2.	1.0 - 1% mH
Lb2	Line inductance for phase "b" of inverter 2.	1.0
Lc2	Line inductance for phase "c" of inverter 2.	1.0 + 1% mH
C	Output capacitor phases "a", "b" and "c".	25 µF
RL	Load resistor for phases "a", "b" and "c".	2 Ω
VceSAT	IGBT collector-emitter saturation voltage	2.5 V
VthD	Threshold voltage of the anti-parallel diodes	0.7 V
RON-IGBT	IGBT ON-Resistor	0.1 Ω
RON-D	Anti-parallel diodes ON-Resistor	0.1 Ω
Fs	Carrier frequency	10 KHz

Ts	Period of the carrier component	10 ⁻⁴ sec
Fc	Fundamental frequency	50 Hz
Tc	Period of the fundamental component	2 x 10 ⁻² sec
V0_reg	RMS output voltage	65 V

As shown in Table II for the experimental analysis, tolerances in the values of the parasitic line resistors and in the line inductances have been taken into account.

III. THEORETICAL ANALYSIS. APPEARANCE OF CIRCULATING CURRENTS DUE TO THE DIFFERENCE BETWEEN DEAD-TIMES.

In Fig. 1, one of the paths of phase "a" that connects the output of the inverters with the input DC link is marked. Similarly, it is possible to identify all the paths of the circuit. These paths allow the circulation of internal currents, which supposes power losses in each of the inverters connected in parallel. These currents are defined as "circulating currents" [10,23-28].

In the three-phase system of Fig. 1, the equation defining the circulating current is ICIR (1):

$$ICIR = \frac{(I_{a1} - I_{a2}) + (I_{b1} - I_{b2}) + (I_{c1} - I_{c2})}{2} \quad (1)$$

A difference between the voltages of the homologous outputs, i.e. (Va1-Va2), (Vb1-Vb2) and (Vc1-Vc2), is also necessary to produce circulating current inside the path of the current flow.

There are two ways to eliminate the circulation current. The first is by breaking the return paths, using, for example, transformers (which is not the case of the present study). The second is by eliminating the voltage differences between homologous outputs.

In order to study the system shown in Fig. 1, different dead-times have been applied to each inverter, i.e.: Td1≠Td2. Analysing one of the phases (phase "a"), and following the diagram of Fig. 2 for the case of Td1<Td2, Fig. 3 shows the activation signals "S", "SC", "S1" and "SC1" and the difference between the voltages "Va1" and "Va2", when the direction of the current "Ia" is negative (Fig. 3-a) or positive (Fig. 3-b). Similarly, Fig. 4 shows the same signals for the case of Td1>Td2, when the direction of the current "Ia" is negative (Fig. 4-a) or positive (Fig. 4-b). In all the figures, six "conduction zones" (numbered from 0 to 5) are identified.

Table III identifies the corresponding devices that conduct current through each zone, for the case of Td1<Td2. Table IV identifies the corresponding devices that conduct current through each zone, for the case of Td1>Td2.

For Td1< Td2, as for Td1>Td2, the signal (Va1-Va2) is a square pulse signal whose pulses are repeated "h" times in the period of the fundamental frequency (Tc = 1/Fc), and the width of each pulse, in the period of the carrier frequency, is always |ΔTd|, where ΔTd=(Td1-Td2).

The pulses have an amplitude equal to "Vdc", so that, in one half cycle, they will have a sign, and, in the other half cycle, they will have the opposite sign. The value "h" is calculated according to (2):

$$h = F_s / F_c \quad (2)$$

The root-mean-square of (Va1-Va2) is (3):

$$\begin{aligned} rms(Va1(t) - Va2(t)) &= \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} [Va1(t) - Va2(t)]^2 dt} = \\ &= \sqrt{\frac{1}{T_c} \left(\frac{F_s}{F_c} V_{dc}^2 |\Delta Td| \right)} = \\ &= V_{dc} * \sqrt{F_s * |\Delta Td|} \end{aligned} \quad (3)$$

Therefore, the value of |ΔTd| is (4):

$$|\Delta Td| = |Td1 - Td2| = \frac{[rms(Va1(t) - Va2(t))]^2}{V_{dc}^2 * F_s} \quad (4)$$

That is, obtaining the RMS value of (Va1-Va2), it is possible to calculate the absolute value of the difference between the dead-times of the two inverters. Regarding the sign of the difference of the dead times:

- For Td1<Td2, the first harmonic of the output current is always delayed with respect to the first harmonic of the difference of the homologous output voltage.
- For Td1>Td2, the first harmonic of the output current is always forwarded with respect to the first harmonic of the difference of the homologous output voltage.

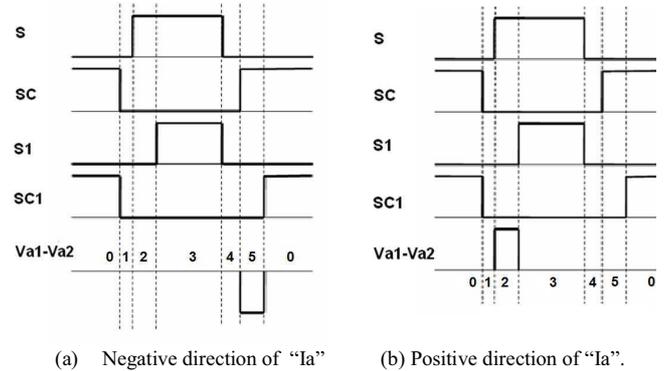


Fig.3. Activation signal and difference (Va1-Va2) for Td1<Td2.

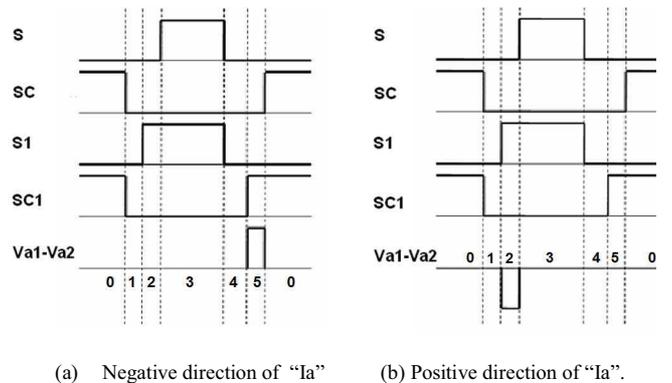


Fig.4. Activation signal and difference (Va1-Va2) for Td1>Td2.

TABLE III
DEVICES CONDUCTING THROUGH EACH ZONE FOR $T_{d1} < T_{d2}$

Zone	Negative direction of "Ia"		Positive direction of "Ia"	
	Inverter 1	Inverter 2	Inverter 1	Inverter 2
0	SC	SC1	DSC	DSC1
1	DS	DS1	DSC	DSC1
2	DS	DS1	S	DSC1
3	DS	DS1	S	S1
4	DS	DS1	DSC	DSC1
5	SC	DS1	DSC	DSC1

TABLE IV
DEVICES CONDUCTING THROUGH EACH ZONE FOR $T_{d1} > T_{d2}$

Zone	Negative direction of "Ia"		Positive direction of "Ia"	
	Inverter 1	Inverter 2	Inverter 1	Inverter 2
0	SC	SC1	DSC	DSC1
1	DS	DS1	DSC	DSC1
2	DS	DS1	DSC	S1
3	DS	DS1	S	S1
4	DS	DS1	DSC	DSC1
5	DS	SC1	DSC	DSC1

To calculate the sign of ΔT_d for the phase "a", the proposed method analyses the difference between the first harmonic of "Ia" and that of the difference between "Va1" and "Va2". "Ia" is considered to be the reference signal. When "Ia" passes through zero it analyses, on the one hand, whether its slope is positive or negative, and, on the other, if the value of (Va1-Va2) is greater or less than zero. With this information, it is possible to know if "Ia" is delayed or forwarded with reference to the signal (Va1-Va2) and, consequently, the sign of ΔT_d .

Knowing the absolute value and sign of ΔT_d , PI control is applied [22-23,25,33-34], acting on a module that establishes the dead-time value of the second inverter (T_{d2}). Thus, the difference between the dead-times is eliminated and, consequently, the imbalance which causes the appearance of the circulating current is also eliminated.

Fig. 5 shows the background on which the proposed algorithm for calculating the sign of ΔT_d is based. Fig.6 shows the block diagram of the system analysed.

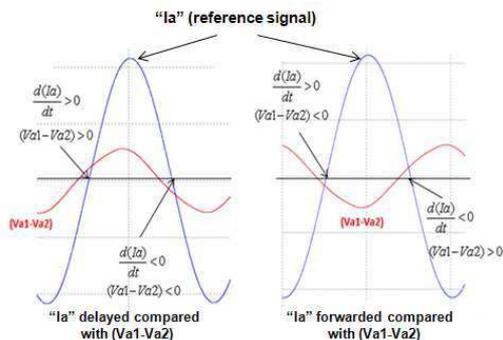


Fig. 5. Sign calculation algorithm of ΔT_d .

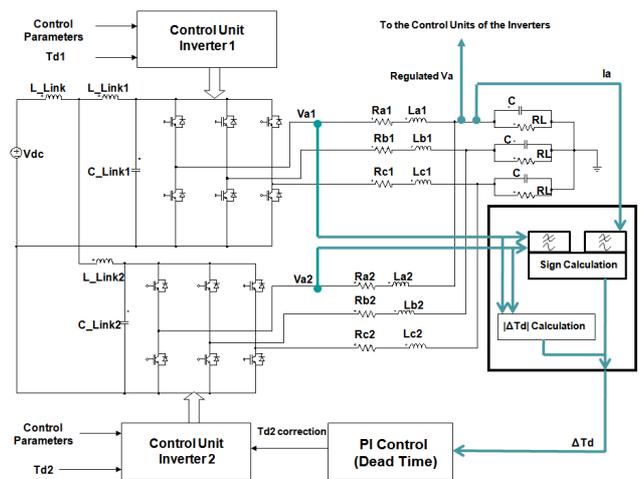


Fig. 6. Block diagram and proposed control for a difference between the dead-times of two inverters.

IV. SIMULATION RESULTS

The simulation has been performed using the formulation explained before. The models have been implemented in "PSIM" (Professional Version 9.0.3.400). Considerations included are that inverter 1 is working independently, with fixed values; so inverter 2 works in "slave mode". The imbalances have been introduced in this inverter; so control signals have been fed into inverter 2. The output voltage of the system has been regulated ("V0_reg") and, in addition, this value is used as a reference of the SVPWM signal generation of the two inverters. Further considerations are: the values of parasitic line resistors are centred on a value of 0.5 Ω with a tolerance of 1%, and the values of the line inductances are centred on a value of 1 mH with a tolerance of 1%. The PI controller tuning has been performed using the Ziegler-Nichols method, verifying the system's stability with the corresponding Bode analysis. The values of the PI controller are: $K_p = 0.5$ sec/sec; $T_i = 0.01$ sec.

In order to perform the most realistic simulation, it has been considered that the generation of the control signals and the rest of the computations need time to be processed. We have thus taken into account the following facts: That there is only one DSP per inverter and that they operate independently of each other; that the DSP of inverter 2, besides generating the pulses, also carries out the calculations of the control algorithm; and all the time that both DSPs need to perform the corresponding processing, with the logical order of operations, has been added to the simulation, leaving the rest of the system to work freely. As reference, a well-known DSP, the dsPIC33F family from Microchip, at a processing speed of 40 MIPS, has been considered. The simulation is performed in the sampling period of 1 μ sec, with an analysis time horizon of 0.2 sec.

The results displayed below have been obtained for two different cases: for $T_{d1} < T_{d2}$ (Fig. 7) and $T_{d1} > T_{d2}$ (Fig. 8). For the first case, the simulation was performed with $T_{d1} = 2$ μ sec and $T_{d2} = 6$ μ sec. For the second case, the simulation was performed considering $T_{d1} = 4$ μ sec and $T_{d2} = 2$ μ sec. Figs. 7-a, 7-b, 8-a, and 8-b show the graphs of "ICIR", "Ia1", and "Ia2", when the system works freely.

Figs. 7-c, 7-d, 8-c, and 8-d show the same magnitudes when the proposed control and correction is applied.

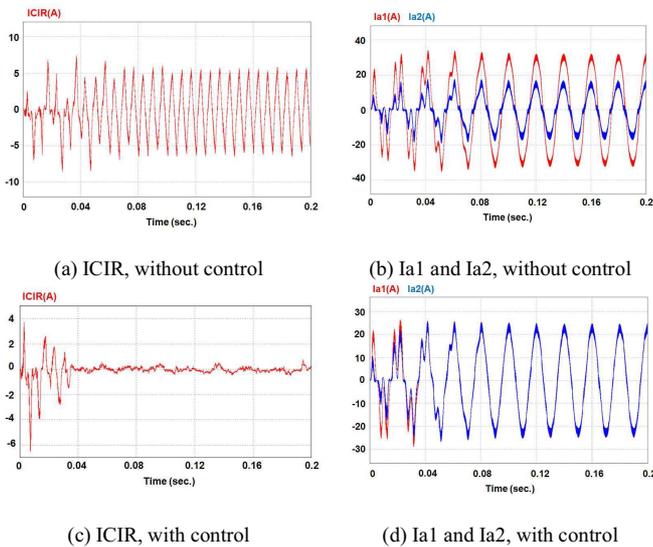


Fig. 7. “ICIR”, “Ia1” and “Ia2” for Td1=2µsec and Td2=6µsec without control (Figs. 7-a and 7-b) and with control (Fig. 7-c and 7-d).

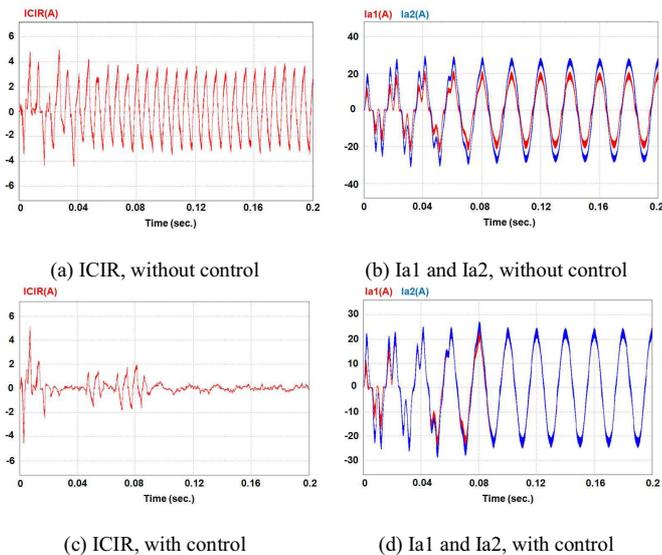


Fig. 8. “ICIR”, “Ia1” and “Ia2” for Td1=4µsec and Td2=2µsec without control (Figs. 8-a and 8-b) and with control (Fig. 8-c and 8-d).

Comparing the proposed method with respect to other studies that this paper has referred to; in [14], the introduction of additional circuitry door control (programmable timer) is required; in [18], the control algorithm requires a system for estimating the polarity of the expected load current that is needed for the complex processing; while in [19], and to generate unbalanced current, the value of the inductances of one inverter is double the value of the inductances of the other inverter (connected in parallel with the first inverter) and, in addition, the model results in different zero crossing currents for homologous inverters (with a difference in the zero crossing of about

4 µsec between homologous phase currents); in [16], and for different values of the power factor of the load, the DC component appears in the circulating current. None of these cases [12,14,16,18-20] took into account the fact that the inverters have tolerance values in parasitic resistors or line inductances at the output of the inverters; a condition which is taken into account in the proposed method of this paper.

Faced with these problems, the proposed method is effective and does not require complex calculations. It proposes the calculation of the ΔTd of the system directly, not based on equivalent models. Moreover, it does not require specific external hardware.

Table V collects the data input and the output power, and the performance of the system for the two cases analysed. It should be noted that the reduction of the circulating current increases the system performance. For the first case, in which the initial difference between the dead-times was 4 usec, a performance improvement of 1.42% has been obtained. For the second case, in which the difference between the dead-time was 2 usec, a performance improvement of 0.51% has been obtained.

V. CONCLUSION

This paper has proposed a method to allow a correction action on one inverter, connected in parallel to another, in order to eliminate the circulation current and thereby increase system performance to the maximum possible value, in the case of an imbalance in the dead-times. The proposed procedure is not excessively complex and does not need a high processing capacity. The proposed method has been validated by quasi-functional simulation, based on a simulator already validated with prototypes of previous inverters.

TABLE V
POWER VALUES AND PERFORMANCE FOR THE CASES ANALYSED IN SECTION IV

Parameters	Td1=2 µsec, Td2=6 µsec.		Td1=4 µsec, Td2=2 µsec.	
	Without control	With control	Without control	With control
Input Power (W)	7.519	7.393	7.442	7.397
Output Power (W)	6.250	6.250	6.250	6.250
Performance (%)	83.12	84.54	83.98	84.49

REFERENCES

- [1] Schimpf, F. and Norum L. E. (2008) “Grid connected converters for photovoltaic, state of the art, ideas for improvement of transformerless inverters”, Nordic workshop on power and industrial electronics, June 9-11.
- [2] Soeren, B., Kjaer, B., Pedersen J. K. and Blaabjerg, F. (2005) “A review os single-phase grid-connected inverters for photovoltaics modules”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 41, No 5.
- [3] Najafi, E. and Yatim, A.H.M. (2012), "Design and implementation of a new multilevel inverter topology", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.: 59 , Issue: 11, 4148 – 4154.
- [4] Petrone, G., Spagnolo, G. and Vitelli, M. (2012) "An analog technique for distributed MPPT PV applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59 , Issue: 12, 4713 –

- 4722.
- [5] Lopez-Lapena, O., Penella M.T. and Gasulla, M. (2012) "A closed-loop Maximum power point tracker for subwatt photovoltaic panels", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59 , Issue: 3, 1588 – 1596.
- [6] Tuladhar, A. Jin, H. Unger, T. and Mauch, K. (1997) "Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections", Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997, APEC '97 Conference Proceedings, Vol 1, 94-100.
- [7] Massing, J.R., Stefanello, M., Grundling, H.A. and Pinheiro, H. (2012) "Adaptive current control for grid-connected converters with LCL filter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59 , Issue: 12, 4681 - 4693.
- [8] Xiao, H., Xie, S., Chen, Y. and Huang R. (2011) "An optimized transformerless photovoltaic grid-connected inverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.58 , Issue: 5, 1887 – 1895.
- [9] Mohamed , Y.A.-R.I. (2011) "Mitigation of dynamic, unbalanced, and harmonic voltage disturbances using grid-connected inverters with filter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, Issue: 9, 3914 – 3924.
- [10] Chen, T.P. (2012) "Zero-sequence circulating current reduction method for parallel HEPWM inverters between AC bus and DC bus", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59 , Issue: 1, 290 – 300.
- [11] Wang, Y. , Gao, Q. and Cai, X. (2011) "Mixed PWM for dead-time elimination and compensation in a grid-tied iInverter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.58, Issue: 10, 4797 – 4803.
- [12] Guo, Z. and Kurokaw, F. (2009) "Control and PWM modulation scheme for dead-time compensation of CVCF inverters", *Telcommunications Energy Conference, INTELEC 2009. 31st International*, 1-6.
- [13] Kang, J., Xu, G. and Zhou, C. (2007), "Study os compensation method on dead-time effects for VSI fed drive systems", in *Proc IEEE PESC*, 548 -552.
- [14] Zhengyi, H. and Xuewu, J. (2008) "A new inverter compensation strategy based on adjusting dead-time on-line", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 768-773.
- [15] Mao-Gang, W., Rong-Xian, Z. and Xin-Zhou, T. (2006) "Dead-time effects analysis and compensation of SPWM an SVPWM", *Proceedings of the CSEE*, 2006, Vol. 26, No 12, 101-105.
- [16] Zhang, Y., Chen, X. Kang, Y. and Chen, J. (2005), "The restrain of the dead-time effects in parallell inverters", *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, 2005, pp 797-802.
- [17] Cheng, L. and Peng, F.Z. (2008) "Dead-time elimination for voltage source inverters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol 23 No. 2, 574-580.
- [18] Wang, G.L., Xu, D.G. and Yu, Y. (2008) "A novel strategy of dead-time compensation for PWM voltage-source inverter", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2008, 23th Annual IEEE*, 1779-1783.
- [19] Itonen, T. and Luukko, J. (2008) "Switching-function-based simulation model for three-phase voltage source inverter taking dead-time effects into account", *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, IECON 2008*, 992-997.
- [20] Itonen, T. , Luukko, J., Sankala, A., Laakkonen, T. and Pollanen, R. (2009), "Modeling and analysis of the dead-time effects in parallel PWM two-level three-phase voltage-source inverters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol 24, N° 11, 2446-2455.
- [21] Tsai, C., Chang, J. Y., Lai, C.M., Juan, Y. L. and Liao, Y. H. (2008), "Modeling of circulating current for grid-connected parallell three-phase inverters", *SICE Annual Conference*, 1319-1322.
- [22] Kazmierkowski, M.P. and Malesani, L. (1998), "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 45, No 5, 691-703.
- [23] Yu, M. , Kang, Y., Zhang, Y. , Yin, M., Duan, S., Shan, H. and Chen, G. (2007), "A novel decoupled current-sharing scheme based on circulating-impedance in parallel multi-inverter system", *33rd Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society* 2007, 1668-1672.
- [24] Ye, Z., Jain, P.K. and Sen, P.C. (2007), "Circulating current minimization in high-frequency AC power distribution architecture with multiple inverter modules operated in parallel", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 54, N° 5, 2673-2687.
- [25] Chen, L., Xiao, L., Gong, C. and Yan, Y. (2004), "Circulating current characteristics analysis and the control strategy of parallel system based on double close loop controlled VSI", *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialist Conference 2004*, Vol 6, 4791-4797.
- [26] Chen, T. (2006) "Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters", *Electric Power Applications, IEEE Proceedings*, Vol 153, Issue 2, 282-288.
- [27] Deshang, S., Kai, D., Zhiquinag, G. and Xiaozhong, L. (2012), "Control strategy for input-series-output-parallel high-frequency AC link inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59 , Issue: 11, 4101-4111.
- [28] Jinwei, H., Yun, W.L. and Munir, M.S. (2012), "A flexible harmonic control approach through voltage-controlled DG-grid interfacing converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.59 , Issue: 1, 444 – 455.
- [29] Hongwu, S., Hua, L., Bi, H., Xingwei, W. and Limin, X.A. (2012), "Implementation of voltage-based commutation in space-vector-modulated matrix converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59 , Issue: 1, 154-166.
- [30] Beig, A.R. (2012) "Synchronized SVPWM algorithm for the overmodulation region of a low switching frequency medium-voltage three-level VSI", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 59 , Issue: 12, 4545 – 4554.
- [31] Kaplar, R., Brock, R., DasGupta, S., Marinella, M. , Starbuck, A., Fresquez, A., Gonzalez, S., Granata, J., Quintana, M., Smith, M. and Atcitty, S. (2011) "PV inverter performance and reliability: What is the role of the IGBT?", *37th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, 1842-1847.
- [32] Ebrahimi, J., Babaei, E. and Gharehpetian, G.B. (2012) "A new multilevel converter topology with reduced number of power electronic components", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59 , Issue: 2, 655 – 667.
- [33] Hur, N. , Nam, K. and Won, S. (2000), "A two-degrees-of-freedom current control scheme for dea-dtime compensation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol 47, No. 3, 557-564.
- [34] Yang, S., Lei, Q., Peng, F.Z.and Qian, Z. (2011) "A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58 , Issue: 1, 202 – 212.

