

Resumen

Este proyecto se desarrolla en el ámbito de las energías renovables y la electrónica de potencia. En concreto, se centra en el estudio de un sistema de generación de energía eléctrica mediante paneles fotovoltaicos que cuenta con un convertidor estático trabajando como inversor para proporcionar una tensión alterna trifásica.

El convertidor empleado cuenta con una topología multinivel y el objetivo principal del estudio es comprobar que este tipo de convertidores permite obtener más potencia que los tradicionales de dos niveles cuando no todos los paneles trabajan en las mismas condiciones ambientales.

A tal fin, se lleva a cabo un análisis del control empleado y se realizan unas simulaciones. Los resultados del análisis y las simulaciones permiten diseñar un nuevo esquema de control. Tras las simulaciones se construye un prototipo y se validan los resultados experimentalmente.

Los resultados obtenidos en simulación dan una ventaja a este tipo de convertidores frente a los tradicionales en un amplio rango de operación, una ventaja que se incrementa y extiende a un mayor rango con el nuevo esquema de control diseñado. Las pruebas experimentales realizadas confirman la tendencia observada en simulación y demuestran que en un conjunto amplio de condiciones los convertidores multinivel consiguen extraer más potencia que los convertidores de dos niveles y que las prestaciones mejoran al emplear el nuevo control.





Índice

Resumen	1
Índice	3
Glosario	13
Prefacio	15
Introducción	17
1. Sistemas fotovoltaicos	19
1.1. Células fotovoltaicas	19
1.2. Paneles fotovoltaicos	21
1.3. Conexiones de paneles fotovoltaicos	21
2. Descripción del convertidor	25
2.1. Convertidores de dos niveles	25
2.2. Convertidores multinivel	26
2.3. Convertidor multinivel de enclavamiento activo	27
3. Control del convertidor	31
3.1. Modulación	31
3.2. Perturbación de la modulación	36
4. Simulación	39



4.1.	Funciones empleadas en el modelo del sistema	39
4.2.	Funciones auxiliares	40
4.3.	Modelo del sistema	41
4.4.	Condiciones de realización de las simulaciones	42
4.5.	Optimización del control	44
4.6.	Análisis de los resultados de simulación	45
5.	Modificación de la modulación	51
5.1.	Fundamento de la modificación	52
5.2.	Modulaciones equilibradoras de corriente	53
5.3.	Resultados de la modificación	57
6.	Construcción del convertidor	63
6.1.	Descripción del sistema fotovoltaico	63
6.2.	Montaje del convertidor	63
6.3.	Sistema de control del convertidor	66
6.4.	Pruebas de funcionamiento	68
7.	Pruebas experimentales	71
7.1.	Definición de las pruebas experimentales	71
7.2.	Conjunto de condiciones reproducidas	73
7.3.	Comparación de convertidores con cuatro y dos niveles	74
7.4.	Comparación de modulaciones	80
7.5.	Consideraciones prácticas	82
	Conclusiones	83
	Agradecimientos	85
	Bibliografía	87



Caracterización de un sistema fotovoltaico con convertidor multinivel	5
Anexo A. Modulación basada en vectores virtuales	89
A.1. Definición de los vectores virtuales	90
A.2. Expresión del vector de referencia	92
A.3. Cálculo de los <i>duty ratios</i>	92
A.4. Implementación de la modulación	96
Anexo B. Códigos MATLAB	99
B.1. Función <i>mtv2PSC</i>	99
B.2. Función <i>panellv5</i>	103
B.3. Función <i>PVarray</i>	105
B.4. Función <i>ivg</i>	106
B.5. Función <i>pvqMG</i>	106
B.6. Función <i>mppMG</i>	106
B.7. <i>Script calcR</i>	107
B.8. <i>Script start_PV_Rp</i>	107
B.9. <i>Script run_PV_RpMG</i>	108
B.10. <i>Función cbmtv2</i>	108
Anexo C. Modelo en Simulink	115
Anexo D. Resultados de simulación	119
Anexo E. Resultados experimentales	133
E.1. Resultados obtenidos con cuatro y dos niveles	134
E.2. Resultados obtenidos con distintas modulaciones	134
Anexo F. Coste del proyecto	145
F.1. Recursos humanos	145
F.2. Construcción del prototipo	146
F.3. Amortización del equipo	146



F.4. Costes generales y beneficios industriales	147
F.5. Coste total	148
Anexo G. Impacto ambiental	149
G.1. Potencia extraída por el convertidor	149
G.2. Implicaciones ambientales	150
G.3. Conclusiones	150



Índice de figuras

1.1. Gráfica de radiación solar durante un día	20
1.2. Curva característica de una célula fotovoltaica	20
1.3. Gráficas corriente-tensión de un <i>array</i> fotovoltaico	22
1.4. Gráficas potencia-tensión de un <i>array</i> fotovoltaico	23
2.1. Convertidor multinivel generalizado	27
2.2. Convertidor multinivel de enclavamiento activo	28
2.3. Conexiones en un convertidor de enclavamiento activo de cinco niveles	29
3.1. Espacio de estados de conmutación de un convertidor de cuatro niveles	33
4.1. Tensión de los condensadores en simulación con índice de modulación bajo	46
4.2. Tensión de los condensadores en simulación con índice de modulación alto	46
4.3. <i>Duty ratios</i> de la fase <i>a</i> en simulación con índice de modulación bajo	47
4.4. <i>Duty ratios</i> de la fase <i>a</i> en simulación con índice de modulación alto	48
4.5. Potencia extraída en simulación con índice de modulación bajo	49
4.6. Potencia extraída en simulación con índice de modulación alto	50
5.1. Esquema eléctrico con el balance de corriente de los <i>arrays</i>	52
5.2. Sextante del espacio de estados adaptado a las modulaciones equilibradoras	53
5.3. Vectores de las modulaciones equilibradoras en la región 1	54
5.4. Vectores de las modulaciones equilibradoras en la región 3	54



5.5.	Vectores de las modulaciones equilibradoras en la región 2	55
5.6.	Tensión de los condensadores en simulación con índice de modulación bajo con la modulación modificada	59
5.7.	Tensión de los condensadores en simulación con índice de modulación alto con la modulación modificada	59
5.8.	<i>Duty ratios</i> de la fase <i>a</i> en simulación con índice de modulación bajo con la modulación modificada	60
5.9.	<i>Duty ratios</i> de la fase <i>a</i> en simulación con índice de modulación alto con la modulación modificada	60
6.1.	Rama del convertidor con elementos auxiliares	64
6.2.	Vista inferior de una rama del convertidor	65
6.3.	Rama del convertidor con interruptores y disipadores	67
6.4.	Vista global del convertidor	69
7.1.	Equipo empleado en la realización de las pruebas experimentales	72
7.2.	Instalación fotovoltaica	73
7.3.	Tensión de los condensadores con índice de modulación medio	76
7.4.	Tensión de los condensadores con índice de modulación alto	76
7.5.	<i>Duty ratios</i> de la fase <i>a</i> con índice de modulación medio	77
7.6.	<i>Duty ratios</i> de la fase <i>a</i> con índice de modulación alto	77
7.7.	Tensiones de alterna y corriente de la fase <i>a</i> con índice de modulación medio	78
7.8.	Tensiones de alterna y corriente de la fase <i>a</i> con índice de modulación alto	79
7.9.	<i>Duty ratios</i> de la fase <i>a</i> con índice de modulación bajo con la modulación modificada	80
7.10.	Tensiones de alterna y corriente de la fase <i>a</i> con índice de modulación bajo con la modulación modificada	81
A.1.	Espacio de estados de conmutación de un convertidor de cuatro niveles	90
A.2.	Sextantes del espacio de estados con vectores virtuales	91
C.1.	Parte izquierda del modelo del sistema realizado con Simulink	115



C.2. Parte derecha del modelo del sistema realizado con Simulink 116

C.3. Estructura interna del subsistema *Balance Control* 116

C.4. Estructura interna del subsistema *4L VSI* 117

C.5. Estructura interna del subsistema *Model bus DC* 117

C.6. Estructura interna del subsistema *Model RL* 118





Índice de cuadros

3.1. Asignación de los <i>duty ratios</i> de cada fase	35
5.1. Vectores virtuales con corriente de los niveles intermedios	56
5.2. Índices de modulación máximos para una regulación de tensión óptima	58
5.3. Potencia extraída con un índice de modulación de 0,80	62
A.1. Asignación de los <i>duty ratios</i> de cada fase	97
D.1. Resultados de simulación con el <i>array</i> 1 en sombra	120
D.2. Resultados de simulación con el <i>array</i> 2 en sombra	121
D.3. Resultados de simulación con el <i>array</i> 3 en sombra	122
D.4. Resultados de simulación con los <i>arrays</i> 2 y 3 en sombra	123
D.5. Resultados de simulación con los <i>arrays</i> 1 y 3 en sombra	124
D.6. Resultados de simulación con los <i>arrays</i> 1 y 2 en sombra	125
D.7. Resultados de simulación con los <i>arrays</i> 2 y 3 en sombra y temperatura ambiente de 15° C	126
D.8. Resultados de simulación con los <i>arrays</i> 2 y 3 en sombra y temperatura ambiente de 35° C	127
D.9. Resultados de simulación con los <i>arrays</i> a diferentes temperaturas	128
D.10. Resultados de simulación con el <i>array</i> 2 parcialmente en sombra	129
D.11. Resultados de simulación con los <i>arrays</i> 1 y 2 parcialmente en sombra	130
D.12. Resultados de simulación con el <i>array</i> 1 en sombra y el <i>array</i> 2 parcialmente en sombra	131



E.1. Resultados experimentales con el <i>array</i> 1 en sombra y distinto número de niveles	135
E.2. Resultados experimentales con el <i>array</i> 2 en sombra y distinto número de niveles	136
E.3. Resultados experimentales con los <i>arrays</i> 1 y 3 en sombra y distinto número de niveles	137
E.4. Resultados experimentales con los <i>arrays</i> 1 y 2 en sombra y distinto número de niveles	138
E.5. Resultados experimentales con los <i>arrays</i> 1 y 2 parcialmente en sombra y distinto número de niveles	139
E.6. Resultados experimentales con el <i>array</i> 1 en sombra y el <i>array</i> 2 parcialmente en sombra y distinto número de niveles	140
E.7. Resultados experimentales con el <i>array</i> 1 en sombra y distintas modulaciones	141
E.8. Resultados experimentales con el <i>array</i> 2 en sombra y distintas modulaciones	142
E.9. Resultados experimentales con el <i>array</i> 1 en sombra y el <i>array</i> 2 parcialmente en sombra y distintas modulaciones	143
F.1. Coste de los recursos humanos	146
F.2. Coste de construcción del prototipo	146
F.3. Amortización de <i>hardware</i>	147
F.4. Amortización de <i>software</i>	147
F.5. Coste total del proyecto	148



Glosario

Símbolos

c_j	Variable de control del convertidor
C_k	Condensador conectado entre los niveles k y $k + 1$
f_p	Frecuencia del polo del compensador de equilibrio de tensiones
f_s	Frecuencia de conmutación
f_z	Frecuencia del cero del compensador de equilibrio de tensiones
G	Irradiancia
I	Intensidad media
I_f	Intensidad eficaz de línea
i_{PVAk}	Intensidad instantánea generada por el <i>array</i> k
i_k	Corriente instantánea extraída del nivel k
i_O	Corriente del sistema CC al sistema CA a través del convertidor
$i_r(t)$	Rizado de intensidad instantáneo
$i(t)$	Intensidad instantánea
K	Constante del compensador de equilibrio de tensiones
L	Inductancia
m	Índice de modulación
P	Potencia media extraída del convertidor
P_{MPP}	Máxima potencia
$P_{MPP\ 2n}$	Máxima potencia empleando un convertidor de dos niveles
P_{PV}	Potencia media extraída del sistema fotovoltaico
P_{Sol}	Potencia incidente sobre el sistema fotovoltaico
p_k	Parámetro de perturbación de los <i>duty ratios</i> correspondientes al nivel k
$p_r(t)$	Rizado de potencia instantáneo
$p(t)$	Potencia instantánea



R	Resistencia
r_{PV}	Relación de rendimiento del sistema fotovoltaico
T_a	Temperatura ambiente
T_s	Periodo de conmutación
V_{fn}	Tensión eficaz fase-neutro
V_{ll}	Tensión eficaz de línea
$V_{ll \text{ máx}}$	Tensión máxima de línea
V_{MPP}	Tensión del punto de máxima potencia
$V_{MPP \text{ 2n}}$	Tensión del punto de máxima potencia empleando un convertidor de dos niveles
V_C	Tensión media de los condensadores
V_C^*	Consigna de tensión de los condensadores
$V_{C \text{ 2n}}^*$	Consigna de tensión total de continua empleando un convertidor de dos niveles
$V_{C \text{ total}}$	Tensión total del <i>bus</i> de continua
v_{C_k}	Tensión del condensador conectado entre los niveles k y $k + 1$
v_f	Tensión instantánea de la fase f
v_{ji}	Diferencia de tensión entre los niveles i y j
\check{v}_{ji}	Diferencia media de tensión entre los niveles i y j
X_L	Reactancia inductiva
Z	Impedancia

Símbolos griegos

δP	Diferencia entre los valores máximo y mínimo de potencia instantánea extraída del convertidor
δV_C	Diferencia entre los valores máximo y mínimo de tensión de los condensadores
ΔV_C	Diferencia entre la tensión media y la consigna de tensión de los condensadores
θ	Ángulo de línea

Acrónimos

CA	Corriente alterna
CC	Corriente continua
MPP	Punto de máxima potencia
PWM	Modulación en anchura de pulsos



Prefacio

La producción de electricidad a partir de energía solar fotovoltaica está adquiriendo cada vez más relevancia en los últimos años. Este aumento de su importancia se debe en gran parte a las ventajas derivadas de ser una energía renovable y limpia, así como a las políticas que promueven precisamente el uso de este tipo de fuentes de energía y la reducción que se está produciendo en los costes de fabricación.

La electricidad de origen solar fotovoltaico se produce mediante paneles fotovoltaicos que trabajan en corriente continua. Teniendo en cuenta que la mayoría de dispositivos que consumen energía eléctrica están diseñados para alimentarse en corriente alterna procedente de la red eléctrica, surge la necesidad de una transformación entre estos sistemas de generación y los de consumo.

Esa transformación ha de realizarse de forma eficiente y con calidad, garantizando que la onda recibida por los consumos cumpla los requisitos de frecuencia y tensión exigidos. Para ello se emplean habitualmente convertidores electrónicos que funcionan como inversores.

En los últimos años, una buena parte de la investigación en convertidores electrónicos se centra en las topologías multinivel. Estas topologías permiten gestionar tensiones y corrientes elevadas con componentes sencillos, y esto hace posible tratar grandes potencias y obtener ondas de buena calidad. Un aspecto interesante de los convertidores contruídos a partir de topologías de este tipo es que pueden llegar a proporcionar más potencia que los tradicionales, tanto por una mejora de la eficiencia como por un aumento de las posibilidades de control que permite trabajar en mejores condiciones.

El *Grup de Recerca en Electrònica de Potència* (GREP) del *Departament d'Enginyeria Electrònica* (DEE) de la *Universitat Politècnica de Catalunya* (UPC) centra buena parte de su actividad en el diseño y análisis de convertidores multinivel y es en esta línea de investigación donde se enmarca este estudio, que también está relacionado con varios trabajos de investigación sobre convertidores multinivel.

Entre ellos destacan las referencias [1] y [2], artículos que describen los convertidores multinivel en general, y especialmente [3], donde se presenta la topología del convertidor empleado. El control del sistema se basa en el esquema definido en [4]. Por su parte, [5] explica los aspectos más importantes a la hora de implementar el modelo y recoge resultados de simulación y experimentales de un trabajo similar centrado en un convertidor con otra topología multinivel.





Introducción

En este proyecto se presenta un estudio de un sistema de generación de electricidad a partir de un conjunto de paneles fotovoltaicos controlado por un convertidor multinivel.

Objetivos

Los principales objetivos de este estudio son analizar el sistema formado por los paneles fotovoltaicos y el convertidor multinivel y valorar si ese convertidor permite un mejor aprovechamiento de la potencia eléctrica que se puede generar a partir de la instalación fotovoltaica cuando los distintos paneles que la forman están sometidos a diferentes condiciones ambientales.

Metodología

Para lograr los objetivos propuestos, en primer lugar es necesario conseguir una buena comprensión del comportamiento de los sistemas involucrados, principalmente de los paneles fotovoltaicos, del convertidor y de su control.

A continuación, se realizan simulaciones del sistema para estimar si es posible operar el convertidor multinivel en un amplio rango de condiciones y comprobar si se obtiene más potencia que con los convertidores tradicionales de dos niveles. De estas simulaciones también se recoge información suficiente para realizar un ajuste óptimo del control del convertidor.

Finalmente, se construye un prototipo del convertidor que se emplea para contrastar experimentalmente los resultados de las simulaciones.

Alcance

El alcance del proyecto queda determinado por varios factores.

Uno de ellos es que para su realización se emplean doce paneles fotovoltaicos que se encuentran en la azotea de la Escuela, que pueden generar una tensión máxima conjunta de alrededor de 250 V, por lo que se trabaja en baja tensión. Además, la operación de los paneles y el convertidor se realiza de forma aislada, sustituyendo la red eléctrica por una



carga trifásica constituida por una bobina de filtro y una resistencia que permite disipar la potencia generada.

Por su parte, los modelos y las simulaciones se centran en el sistema que se emplea en la práctica, trabajando también en baja tensión de manera aislada. Estos modelos se desarrollan a partir de un modelo de los paneles fotovoltaicos elaborado con anterioridad que queda fuera del alcance del proyecto.

Estructura del documento

Los dos primeros capítulos de esta memoria constituyen una introducción a los sistemas fotovoltaicos y los convertidores multinivel respectivamente. El tercer capítulo está dedicado a la definición del control empleado en este sistema. En el cuarto capítulo se recogen varios aspectos relacionados con la simulación, como la descripción del modelo, la definición de las condiciones de prueba y el análisis de los resultados obtenidos. El capítulo cinco trata sobre una modificación del control del convertidor motivada por los resultados de las simulaciones e incluye una comparación con el control original. El sexto capítulo contiene información sobre el prototipo elaborado y las pruebas de funcionamiento, mientras que en el séptimo se documentan las pruebas experimentales y se analizan sus resultados. Finalmente se presentan las conclusiones del estudio.



1

Sistemas fotovoltaicos

Los sistemas fotovoltaicos transforman la energía que reciben del Sol en forma de radiación en energía eléctrica. La magnitud que caracteriza el nivel de radiación que incide sobre un sistema fotovoltaico es la irradiancia, la potencia recibida por unidad de área, que se denota por G .

El valor típico de la irradiancia fuera de la atmósfera es 1367 W/m^2 [6, p. 10], mientras que en la superficie a unos 40° de latitud, como en Barcelona, su valor máximo ronda los 1000 W/m^2 [7].

El valor recibido va cambiando a lo largo del día en función de la posición relativa del Sol y puede verse disminuido por las nubes y otros fenómenos atmosféricos. Además, como la inclinación de la Tierra respecto al Sol y la duración de los días cambian con la estación del año, también hay una variación estacional de los niveles de irradiancia.

La forma típica de la curva de irradiancia en función de la hora, en un día soleado de verano, puede verse en la figura 1.1. Esta figura ha sido elaborada con datos de [7] de Barcelona para un plano fijo con una inclinación de 41° hacia el sur. En ella se observa que la irradiancia es máxima cuando los rayos procedentes del Sol inciden de forma perpendicular sobre la Tierra.

1.1. Células fotovoltaicas

La unidad más básica de estos sistemas se llama célula fotovoltaica y generalmente se fabrica de un material semiconductor como el silicio. Las células fotovoltaicas proporcionan una potencia que es función del nivel de radiación solar que reciben y la temperatura y tensión de trabajo, así como otros factores como la suciedad o el deterioro a causa del envejecimiento [6, p. 71-134].

Para valorar la potencia que puede proporcionar una célula habitualmente se recurre a su curva característica, es decir, la gráfica de la intensidad proporcionada por la célula en función de la tensión a la que trabaja, para unas condiciones de irradiancia y temperatura concretas. La forma típica de esa curva característica se puede ver en la figura 1.2.



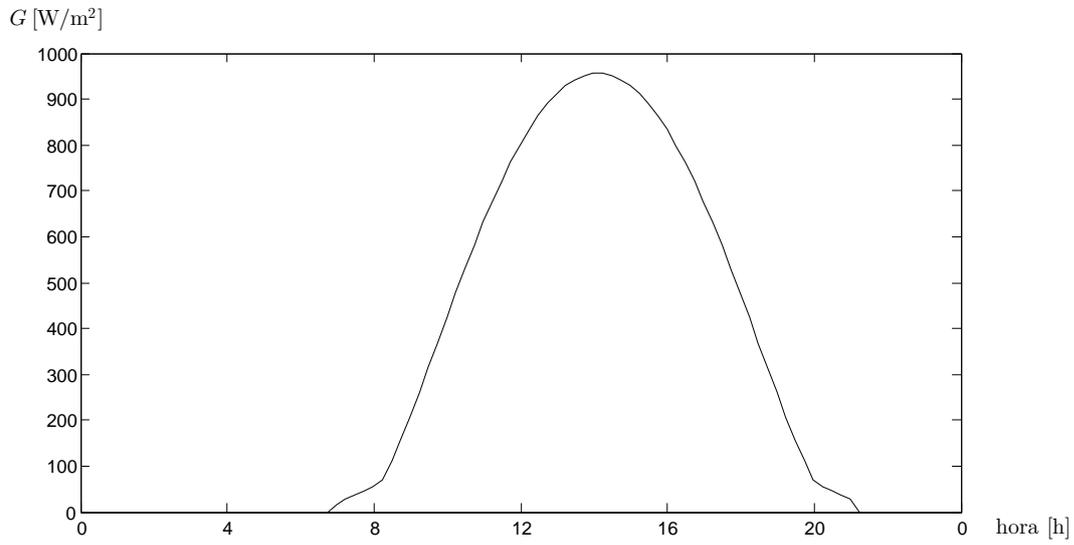


Figura 1.1: Gráfica de radiación solar durante un día soleado de verano en Barcelona para un plano fijo orientado hacia el sur con una inclinación igual a la latitud, 41°.

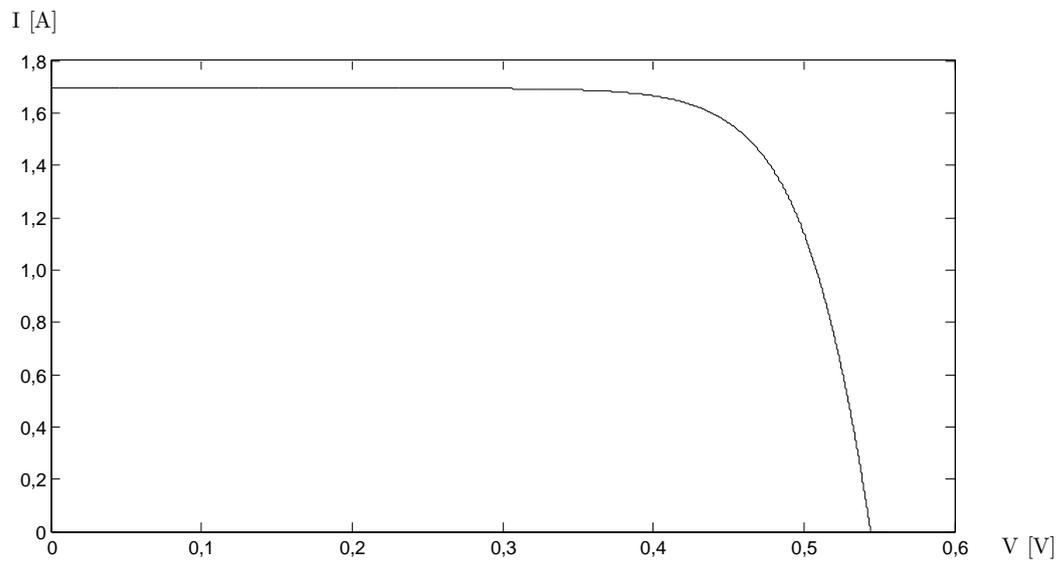


Figura 1.2: Curva característica de una célula fotovoltaica.



Las variaciones de temperatura modifican ligeramente la curva, de manera que al disminuir la temperatura la curva se desplaza hacia la derecha, aumentando la tensión de vacío y la potencia máxima. Por su parte, al aumentar la irradiancia la gráfica se traslada notablemente hacia arriba, con lo que se incrementa la máxima corriente que es capaz de proporcionar, llamada corriente de cortocircuito, y también la potencia máxima [8].

1.2. Paneles fotovoltaicos

Para conseguir elementos capaces de generar más potencia que una célula se construyen paneles, formados por la unión en paralelo de varias conexiones en serie del mismo número de células. Al tratarse de una conexión en serie, la corriente que circula por una rama es la misma para todas sus células y la tensión resultante es la suma de las tensiones en bornes de cada una de las células. De forma similar, debido a la conexión en paralelo, la tensión entre los extremos de cada rama es igual para todas y la corriente resultante del panel es la suma de las corrientes de cada rama.

Normalmente, los valores de la irradiancia y temperatura son muy similares en todo el panel, por lo que la curva característica de un panel tiene la misma forma que la de una célula pero reescalada, multiplicando la tensión por el número de células en serie en cada rama y la intensidad por el número de ramas.

En los sistemas fotovoltaicos, ya sean paneles o estructuras más complejas, habitualmente interesa trabajar en el punto de máxima potencia, conocido como MPP por su denominación inglesa, *maximum power point*. Para unas condiciones dadas de irradiancia y temperatura, el MPP se encuentra a una tensión determinada, por lo que interesa regular la tensión a la que trabaja el sistema para que se aproxime a ese punto. A tal efecto suelen emplearse condensadores en paralelo con el sistema.

1.3. Conexiones de paneles fotovoltaicos

Para conseguir tensiones y potencias mayores que las que proporciona un solo panel, del mismo modo que con las células, también se pueden conectar paneles en serie y en paralelo, formando lo que se conoce como *arrays*. En este caso, cabe la posibilidad de que algún panel trabaje en condiciones diferentes y es posible que se produzcan efectos no deseados.

Uno de esos efectos es que, en una conexión en serie, un panel reciba una radiación notablemente menor que la de otros, lo que puede provocar que la intensidad que circula por los paneles sea mayor que la máxima que puede proporcionar ese panel. En ese caso, acabará actuando como carga y, además de reducir la tensión en bornes del conjunto de paneles, deberá disipar una potencia que lo calentará, pudiendo llegar a destruirlo. Para evitarlo se conecta un diodo en antiparalelo con cada panel, conocido como diodo de *by-pass*, para proporcionar a la corriente un camino alternativo.

Otro problema puede ser que en una conexión en paralelo no todas las ramas proporcionen la misma tensión, lo que haría que circulase un flujo de corriente de donde hay más tensión a donde hay menos y alguna de las ramas recibiría corriente en lugar de proporcionarla. La solución es similar a la del primer problema, ya que se puede conectar un diodo en serie con cada rama y de esta manera hacer que la corriente solamente pueda circular en un sentido.



Debido a la presencia de paneles con diferentes irradiancias incidentes, la forma de la curva característica de un *array* puede diferir apreciablemente de la de un panel, como se muestra en la figura 1.3. En ella se muestran las curvas características de dos paneles cuya conexión en serie forma un *array* que se encuentra a una temperatura ambiente de 25°C. La irradiancia que recibe uno de ellos es de 500 W/m² (curva azul) y la que recibe el otro es de 250 W/m² (curva verde). La curva roja corresponde al *array*. Para intensidades inferiores a la de cortocircuito del panel a 250 W/m², la tensión del *array* es la suma de las tensiones de ambos paneles. Para intensidades superiores, la corriente circula por el diodo de *by-pass* de ese panel, por lo que la tensión es la del panel a 500 W/m² menos la caída de tensión en el diodo.

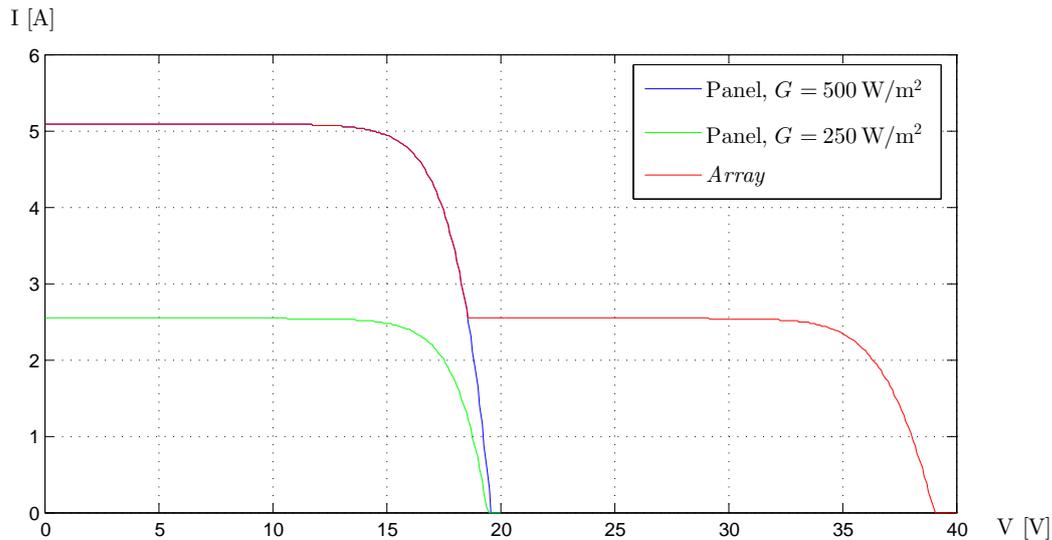


Figura 1.3: Gráficas corriente-tensión de un *array* fotovoltaico formado por la conexión en serie de dos paneles que reciben distinta irradiancia.

Estas variaciones también provocan cambios en la curva de potencia, que se muestra en la figura 1.4 para el mismo ejemplo. Además, se puede observar que la potencia máxima que pueden proporcionar por separado los paneles es 76,1 W + 38,3 W = 114,4 W, mientras que conectados en serie únicamente proporcionan 83,4 W.

Por tanto, al trabajar con paneles conectados en serie que se encuentran en distintas condiciones de radiación puede estar desperdiciándose una potencia que se podría aprovechar si se operaran individualmente o divididos en grupos más pequeños. Los convertidores multinivel, entre los que se encuentra el convertidor estudiado en este proyecto, permiten esa operación en conjuntos de menor tamaño que posibilita la extracción de más potencia.



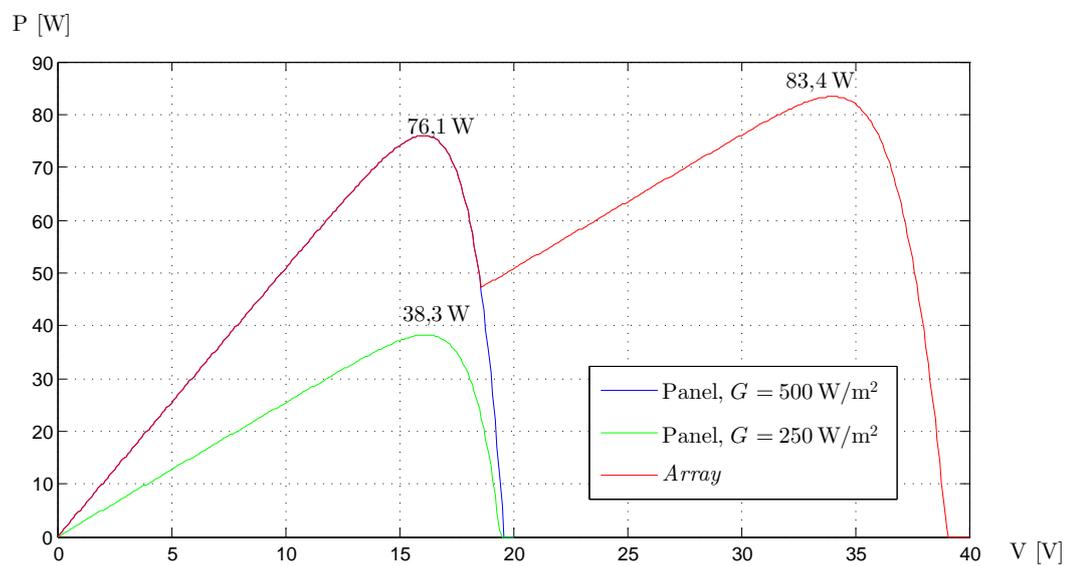


Figura 1.4: Gráficas potencia-tensión de un *array* fotovoltaico formado por la conexión en serie de dos paneles que reciben distinta irradiancia.





2

Descripción del convertidor

Los convertidores estáticos son dispositivos electrónicos que conectan dos sistemas eléctricos con diferentes características de frecuencia o tensión. En general, se dividen en tres grandes grupos dependiendo de si su corriente es continua (CC) o alterna (CA), es decir, se distingue entre convertidores CC/CC que transfieren energía entre dos sistemas de corriente continua, convertidores CA/CA diseñados para la conexión de dos sistemas de corriente alterna y convertidores CC/CA empleados entre un sistema de continua y otro de alterna.

Dentro de los convertidores CC/CA se pueden diferenciar aquellos en los que la potencia siempre fluye del sistema de corriente alterna al de continua, que se llaman rectificadores, de aquellos que actúan de forma opuesta y siempre transfieren energía del sistema de corriente continua al de alterna, que reciben el nombre de inversores. Sin embargo, también hay muchos que permiten un flujo bidireccional de potencia, entre los que se encuentra el convertidor estudiado en este proyecto. A partir de aquí se llamará convertidor únicamente a los de este tipo, es decir, a los convertidores CC/CA bidireccionales.

2.1. Convertidores de dos niveles

Los convertidores de dos niveles están presentes en multitud de aplicaciones debido a que son los más sencillos y se tiene un extenso conocimiento de ellos desde hace relativamente bastante tiempo. Estos convertidores disponen de dos terminales para conectar el sistema de corriente continua y un terminal para cada fase del sistema de alterna. Si es necesario, el neutro se conecta a un punto del convertidor que se encuentra a la tensión media de los terminales de continua.

En potencias bajas y medias es habitual encontrar convertidores de dos niveles de tensión, que son aquellos en los que el sistema que transfiere potencia a través del convertidor funciona como una fuente de tensión. Estos convertidores incluyen normalmente transistores que por su alta velocidad de conmutación permiten generar ondas con pocos armónicos. Por su parte, en altas potencias se emplean más los convertidores de corriente, en los que el sistema que alimenta al convertidor actúa como fuente de corriente. Suelen estar contruidos con tiristores, que tienen menor velocidad de conmutación que los transistores pero mayor capacidad para soportar grandes tensiones e intensidades.



2.2. Convertidores multinivel

Los convertidores multinivel surgen como convertidores de tensión capaces de trasvasar grandes potencias. Por tanto, son capaces de transferir potencias altas manteniendo una buena calidad de onda [1].

Su principio de funcionamiento es similar al de los convertidores de dos niveles, pero cuentan con más puntos del sistema de continua a los que conectar cada terminal de salida. Si el sistema de continua no proporciona por sí mismo suficientes puntos de conexión, para obtener tensiones intermedias puede emplearse un conjunto de condensadores que se conoce como *bus* de continua. Habitualmente se emplean condensadores de la misma capacidad para que la diferencia de tensión se reparta a partes iguales entre todos los puntos.

Al disponer de más puntos de conexión que los convertidores de dos niveles, estos convertidores emplean más interruptores, lo que supone un inconveniente. No obstante, en muchos casos en los que se puede aplicar un convertidor de dos niveles o uno multinivel, las tensiones que deben soportar los interruptores disminuyen al aumentar el número de niveles, por lo que se puede gestionar la misma potencia con interruptores más baratos y compensarlo ligeramente.

2.2.1. Topologías multinivel

Los convertidores multinivel pueden clasificarse según la topología del circuito en que están basados [1, 2].

Por un lado, si se dispone de varias fuentes de tensión independientes puede optarse por una topología en cascada. En esta topología, las fuentes forman parte de celdas que se conectan en serie y la fase y el neutro se conectan a los extremos del bloque de celdas. Cada celda dispone de interruptores que permiten que la tensión resultante de la celda sobre la conexión en serie cambie de polaridad o se anule, de forma que se pueda ir variando la tensión entre la fase y el neutro.

Por otro lado, a partir de una única fuente puede emplearse un *bus* de condensadores para tener varios puntos disponibles, como ya se ha mencionado. Los convertidores de enclavamiento por diodos utilizan estos componentes pasivos para garantizar que el terminal de salida se conecta a un punto concreto del *bus*. Los convertidores de condensadores flotantes emplean también una única fuente y disponen de varios *buses* de condensadores intermedios para permitir la circulación de corriente entre los terminales de continua y alterna y generar entre ellos la diferencia de tensión adecuada.

Estos dos últimos tipos de convertidores pueden considerarse casos particulares de una topología generalizada formada por celdas compuestas por dos interruptores y un condensador. Como se observa en la figura 2.1, estas celdas se conectan en forma piramidal, de manera que un convertidor de dos niveles necesita una única celda, uno de tres niveles añade dos más, conectadas a los terminales de la primera, uno de cuatro niveles añade tres más y así sucesivamente. Por tanto, un convertidor de m niveles consta de $\frac{m(m-1)}{2}$ celdas, es decir, $\frac{m(m-1)}{2}$ condensadores y $m(m-1)$ interruptores.



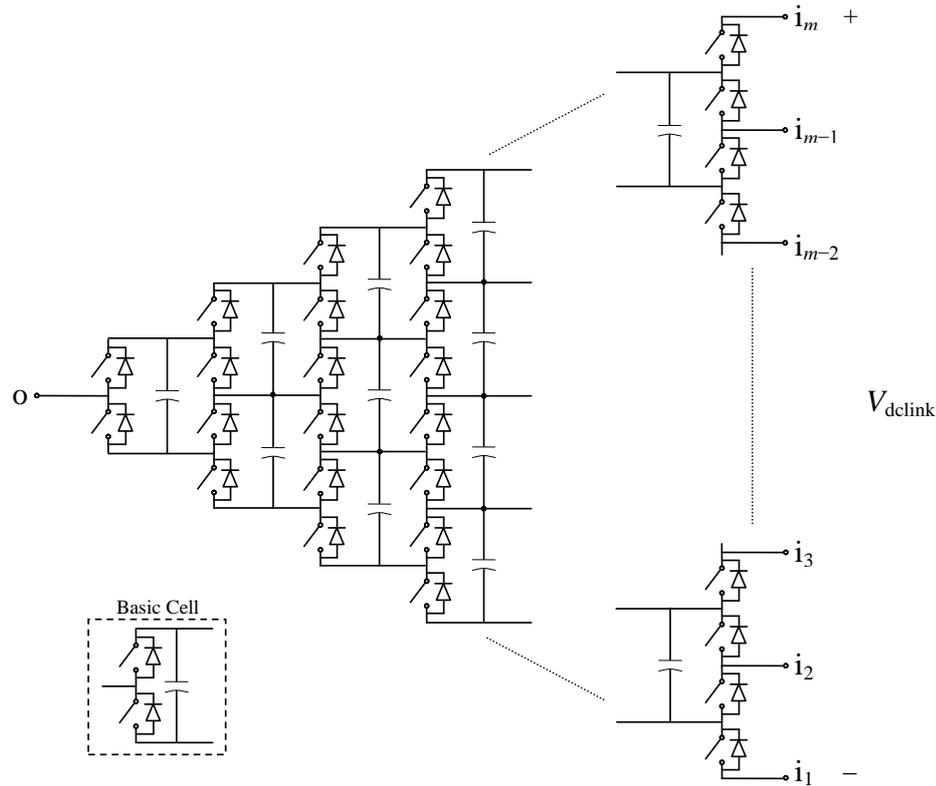


Figura 2.1: Topología de un convertidor multinivel generalizado de m niveles [3].

2.3. Convertidor multinivel de enclavamiento activo

La topología del convertidor empleado en este proyecto se deriva de la generalizada eliminando los condensadores de todas las celdas y se conoce como topología multinivel de enclavamiento activo. La figura 2.2 muestra su esquema.

Como en la topología generalizada, un convertidor de este tipo de m niveles necesita $m(m-1)$ interruptores. Sin embargo, no incluye ningún condensador, algo que podría permitir integrar el convertidor en una pieza de semiconductor.

2.3.1. Principio de funcionamiento

El funcionamiento de este convertidor se basa en conectar el terminal de alterna, llamado O en la figura 2.2, a los distintos niveles de continua. Para establecer la conexión del terminal O a un nivel determinado es necesario situar los interruptores en un estado de conmutación concreto. Para un convertidor de m niveles, esto requiere definir m estados de conmutación.

Estos estados se pueden definir a partir de $m-1$ variables de control independientes c_j , $j \in \{1, 2, \dots, m-1\}$, y sus complementarias. Como se observa en la figura 2.2, se asocia la variable c_j al interruptor inferior de la celda que se conecta entre los niveles j y $j+1$ y a toda la diagonal descendente desde él hacia la izquierda, mientras que su complementaria indica el estado del interruptor superior de esa celda y la diagonal ascendente hacia la izquierda.

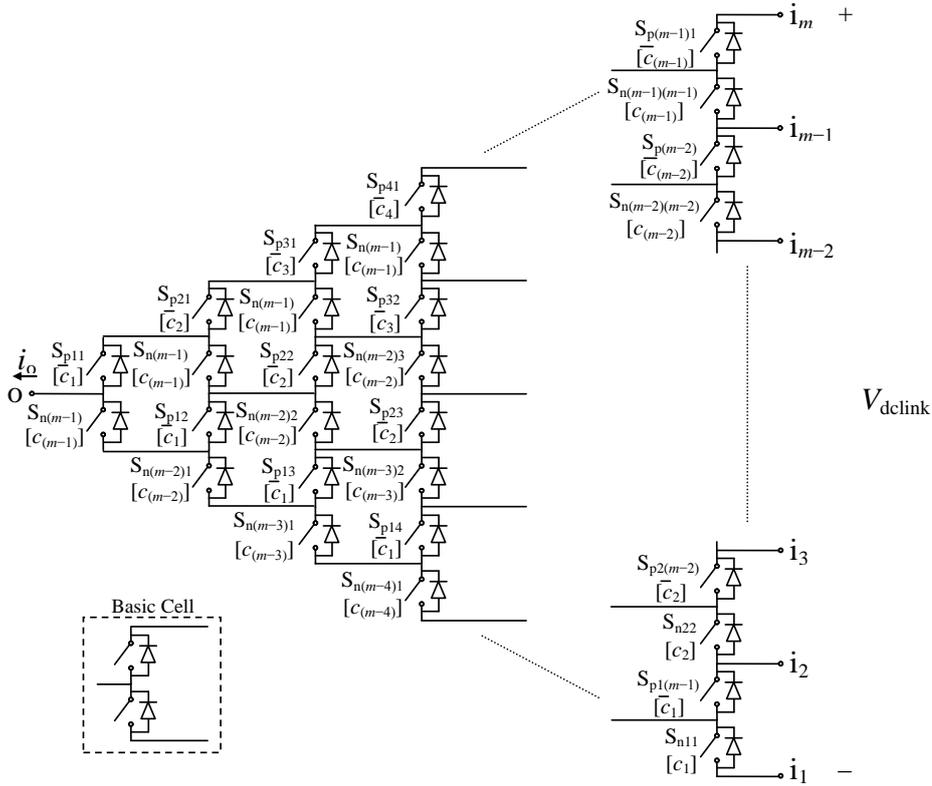


Figura 2.2: Topología de un convertidor multinivel de enclavamiento activo de m niveles [3].

Esta definición de las variables de control permite escribir de forma simple las condiciones que deben cumplir las variables para alcanzar un estado determinado. Así, las condiciones en que se produce la conexión del terminal O al nivel k son:

$$\begin{aligned} c_j &= 0 \text{ para } j < k \\ c_j &= 1 \text{ para } j \geq k \end{aligned} \quad (2.1)$$

De esta manera, en una transición entre niveles consecutivos únicamente cambian de estado los interruptores de una diagonal ascendente y una diagonal descendente, que en total son m . Además, una parte de las diagonales por las que no pasa la corriente que se transmite a través del convertidor también está en conducción. Este comportamiento puede verse para un convertidor de cinco niveles en la figura 2.3, donde las circunferencias de trazo continuo señalan los interruptores por los que puede circular la corriente entre el nivel de continua conectado y el terminal de alterna y las de trazo difuminado identifican los demás interruptores en conducción.

La presencia de diagonales de interruptores en conducción por las que no pasa la corriente del convertidor proporciona ventajas. Una de ellas es que permite reducir el número de conmutaciones a m en cada transición entre niveles consecutivos, en vez de las $2(m - 1)$ necesarias en el caso en que se ponen en conducción únicamente los interruptores que pueden conectar el terminal de alterna y uno de continua. Más importante aún es que estos interruptores en conducción garantizan que toda la diagonal esté a una misma tensión, que corresponde a uno de los niveles de continua, por lo que la tensión que tiene que bloquear un interruptor abierto es siempre la misma, la diferencia de tensión entre los dos niveles entre los que se encuentra. Esto es lo que permite prescindir de los condensadores.



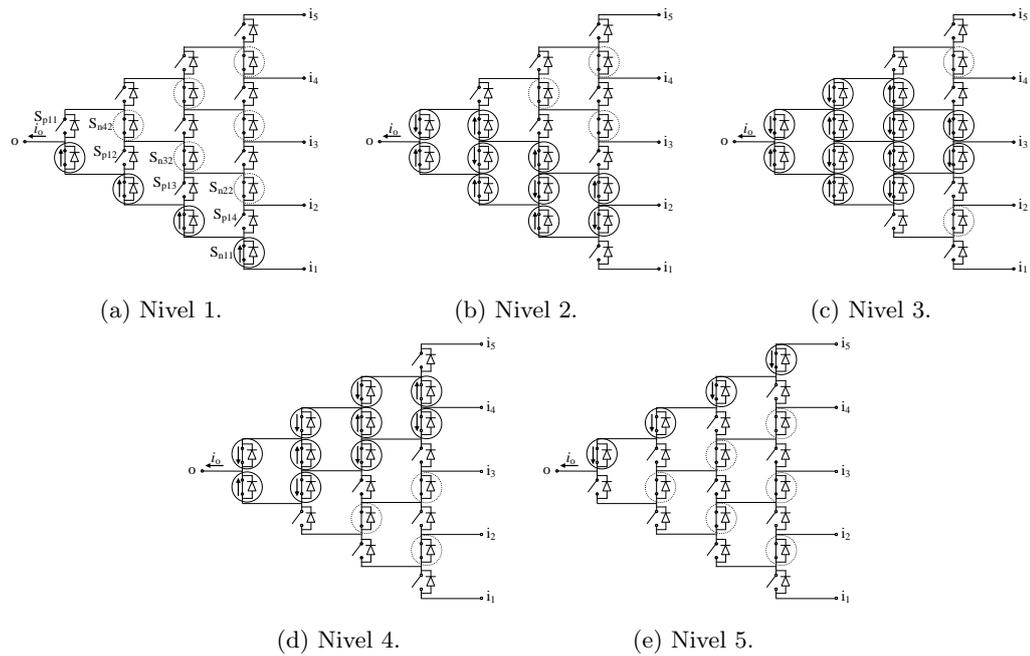


Figura 2.3: Conexiones en un convertidor de enclavamiento activo de cinco niveles [3].

Al realizar una conmutación es imprescindible abrir los interruptores que se encuentran en conducción y tienen que pasar a estar en corte un instante antes de cerrar los otros interruptores que conmutan para evitar cortocircuitos. Pero también es importante el orden en que se abren o cierran los interruptores, en concreto, qué interruptor se abre el último o se cierra el primero.

Considerando, como en la figura 2.3, i_O positiva si va del sistema de continua al sistema de alterna y negativa en caso contrario, en una transición del nivel k_i al nivel k_f , consecutivos, las pérdidas de conmutación se concentran en el primer interruptor que entra en conducción si $(k_f - k_i)i_O > 0$ y en el último en abrirse si $(k_f - k_i)i_O < 0$. Teniendo esto en cuenta, en algunas transiciones puede elegirse un interruptor para que concentre las pérdidas de conmutación, de modo que estas pérdidas se pueden repartir en sucesivas transiciones para que las pérdidas globales se distribuyan de forma similar entre todos los interruptores. Esto permite preservar los componentes del convertidor en buen estado y mejorar su funcionamiento.





3

Control del convertidor

El sistema estudiado en este proyecto está formado por tres *arrays* fotovoltaicos que se controlan independientemente a través de un convertidor de cuatro niveles. Cada *array* está formado por cuatro paneles conectados en serie y actúa como una fuente entre dos niveles consecutivos del convertidor, que trabaja como inversor para extraer la potencia de los *arrays* y transformarla en una señal alterna trifásica de la misma frecuencia que la proporcionada por la red eléctrica, 50 Hz. Esta tensión se aplica a una carga trifásica en estrella simétrica, que en cada fase cuenta con una bobina de filtro y una resistencia para disipar la potencia.

Para que el convertidor funcione como inversor es necesario conectar en cada instante el terminal de alterna a un nivel concreto de continua. Los algoritmos que calculan a qué nivel debe realizarse la conexión en cada momento se conocen como modulaciones. De estas modulaciones depende la forma de la señal de alterna, en particular, la presencia de armónicos. Por eso, estos algoritmos se seleccionan teniendo en cuenta la tecnología empleada en el convertidor y los requisitos que debe cumplir la señal obtenida.

Además, para controlar el funcionamiento de los *arrays* como una fuente es necesario conectarles condensadores en paralelo y regular su tensión para que se mantenga siempre en las proximidades de un valor que se toma como consigna, que habitualmente es la tensión que corresponde al MPP, punto de máxima potencia. La corrección de esta tensión se realiza mediante inyecciones o extracciones de carga de los condensadores a través de perturbaciones de la modulación utilizada.

A continuación se explican los algoritmos de modulación y perturbación empleados en el control del sistema estudiado.

3.1. Modulación

La estrategia de modulación empleada en este sistema es una modulación en anchura de pulsos, lo que en inglés se conoce como *pulse width modulation* (PWM), basada en vectores virtuales. Al contrario de lo que sucede con otros tipos de modulación, este esquema impide la descarga total del condensador situado entre los niveles centrales y permite operar el convertidor incluso cuando las tensiones de los *arrays* son diferentes, algo necesario en este caso



para obtener la máxima potencia de cada uno cuando se encuentran en condiciones diferentes [5, p. 2716]. Además, esta modulación puede emplearse para otros tipos de convertidores multinivel.

Las modulaciones PWM permiten sintetizar una tensión alterna a partir de una continua a base de conectar los terminales de alterna a diferentes niveles de continua durante intervalos de tiempo cortos en comparación con el periodo de la onda que se pretende sintetizar. Para ello, se define un periodo de conmutación T_s , al que le corresponde una frecuencia de conmutación f_s . Este periodo suele ser algún orden de magnitud inferior al de la onda buscada, ya que esto permite filtrar más fácilmente los armónicos que puedan generarse. En este caso, se emplea un periodo de conmutación 100 veces menor que el de la red y la frecuencia de conmutación es de 5 kHz.

El objetivo del algoritmo de modulación es determinar la duración de los intervalos de tiempo en que se debe conectar cada nivel a cada terminal de alterna en cada periodo de conmutación de los interruptores del convertidor a partir del índice de modulación m y el ángulo de línea θ . El cociente entre esos intervalos y el periodo de conmutación se conoce como *duty ratio* y se define uno para cada fase y nivel de continua. El *duty ratio* correspondiente a una fase genérica f y un nivel k se denota por d_{fk} .

3.1.1. Principio de funcionamiento

El control empleado en esta modulación es un control a partir de vectores del espacio de estados de conmutación del convertidor y su funcionamiento se explica a través del diagrama de ese espacio, que se puede ver en la figura 3.1. En este diagrama se representan las distintas conexiones que se pueden realizar de las fases de alterna a los niveles de continua a través del convertidor. Cada conexión se representa en el plano complejo por un vector proporcional a $v_a + av_b + a^2v_c$, siendo v_f la tensión a la que se conecta la fase f y $a = e^{i\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}i$, de manera que se tiene en cuenta el desfase entre las tres tensiones. El número complejo a cumple $1 + a + a^2 = 0$, por lo que hay varias conexiones que tienen la misma representación en el espacio de estados.

La señal que se pretende sintetizar también puede representarse de la misma forma sobre ese espacio de estados para obtener un vector de referencia V_{ref} como se ve en la figura 3.1. Tradicionalmente, las modulaciones que emplean vectores del espacio de estados se fundamentan en escribir en cada periodo de conmutación el vector de referencia como combinación lineal de los tres vectores más cercanos del espacio de estados. De esta manera, si se conectan las fases en las configuraciones indicadas por esos vectores en las proporciones correspondientes a la combinación lineal, los valores medios de las diferencias de tensión entre las fases en el periodo de conmutación coinciden con los valores representados por el vector de referencia.

Sin embargo, la aplicación directa de estos esquemas en convertidores multinivel presenta un grave inconveniente que no permite emplearlos, ya que no es posible controlar la tensión de los condensadores del *bus* de continua y se producen descargas inevitables que impiden que funcionen correctamente. Para solucionar este problema surge la modulación basada en vectores virtuales descrita en [4]. Los vectores virtuales son combinaciones lineales convexas, es decir, con coeficientes no negativos cuya suma es 1, de vectores del espacio de estados del convertidor, elegidos de tal forma que la corriente neta que circula desde los niveles intermedios del *bus* de continua es nula a lo largo de un periodo de conmutación.

Una vez definidos los vectores virtuales es necesario determinar las regiones en que el vector de referencia se escribe como combinación lineal de cada grupo de tres vectores, lo que



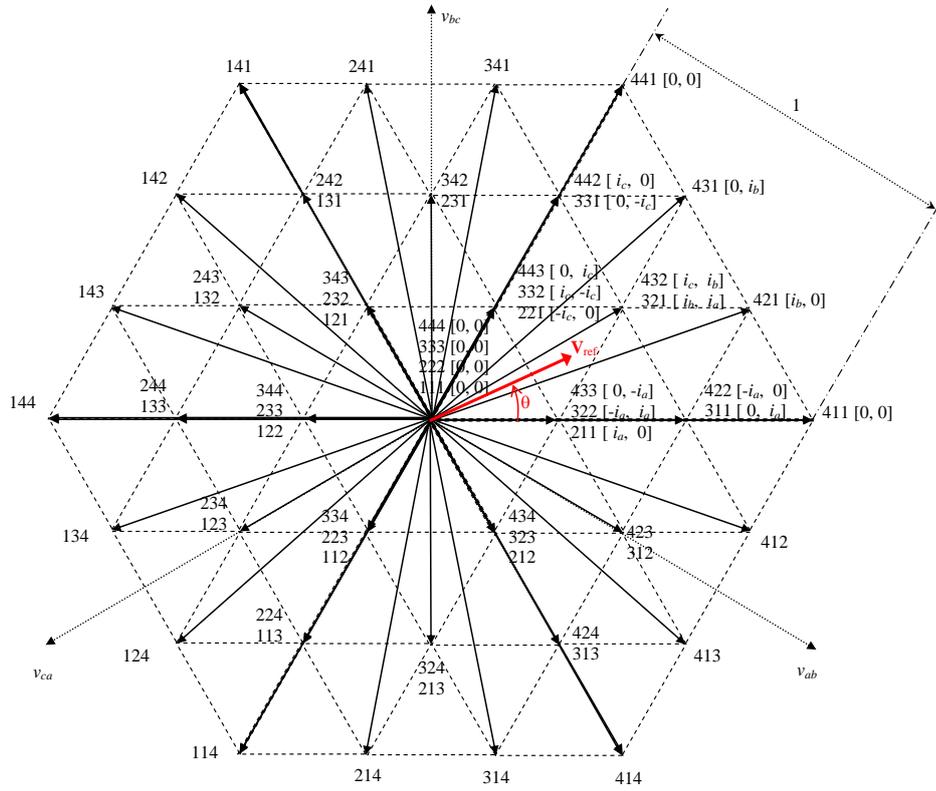


Figura 3.1: Espacio de estados de conmutación de un convertidor de cuatro niveles [4].

permite que las conexiones se determinen de manera análoga a como se hace en los esquemas tradicionales a partir de los coeficientes de la combinación lineal.

Para definir adecuadamente unos vectores virtuales con las propiedades deseadas, es conveniente anotar para cada vector del espacio de estados del convertidor la corriente que fluye por los niveles intermedios en función de las corrientes de fase. Esto se muestra como $[i_2, i_3]$, siendo i_k la corriente extraída del nivel k , en el primero de los sextantes en que se divide naturalmente la figura 3.1 comenzando desde el eje horizontal. Por ejemplo, a partir de esta información es fácil comprobar que el vector $\frac{1}{3}(211) + \frac{1}{3}(322) + \frac{1}{3}(433)$ es un vector virtual válido para realizar la conexión al punto que representa a los vectores (211), (322) y (433), que no tienen la característica buscada por separado.

Este esquema de control de la modulación presenta además otras propiedades que simplifican el cálculo de los *duty ratios*. A continuación se exponen los resultados más relevantes en cuanto a la implementación de la modulación, mientras que en el anexo A, a partir de la página 89, puede encontrarse una demostración detallada de estos resultados.

3.1.2. Determinación y transformación del vector de referencia

El índice de modulación m representa la relación entre la tensión máxima de línea y la tensión total de continua y se calcula a partir del filtrado del error de la tensión total de continua, mientras que el ángulo de línea θ queda determinado por la señal que se quiere sintetizar y la parte del ciclo correspondiente en cada instante.



El vector de referencia V_{ref} definido a partir de ellos es un vector de módulo m y ángulo θ en el espacio de estados de conmutación del convertidor con coordenadas:

$$V_{\text{ref}} = (V_{\text{ref } \alpha}, V_{\text{ref } \beta}) = (m \cos \theta, m \sin \theta) \quad (3.1)$$

El periodo de la señal trifásica, por su parte, puede dividirse en seis partes de la misma duración que tienen la misma forma y únicamente se diferencian en qué tensión es la más alta y cuál la más baja o por una simetría respecto a un eje vertical. Esta división se corresponde con la división en sextantes del espacio de estados.

Para simplificar los cálculos, es interesante calcular en qué sextante se encuentra el vector de referencia, llevarlo al primero y calcular los valores de los *duty ratios* siempre en un mismo sextante, para después asignarlos convenientemente según en cuál se encuentre el vector de referencia original.

Esta transformación al primer sextante puede realizarse de dos formas.

Una de ellas es utilizar directamente el ángulo de línea θ . El primer paso es escribir θ entre 0° y 360° , $0^\circ \leq \theta < 360^\circ$, ya que de esta forma puede calcularse la parte entera de la división de θ entre 60° , $\lfloor \frac{\theta}{60^\circ} \rfloor$, y a partir de este valor obtener el sextante en que se encuentra el vector y el ángulo correspondiente en el primero:

$$\text{sextante} = \left\lfloor \frac{\theta}{60^\circ} \right\rfloor + 1 \quad (3.2)$$

$$\theta' = \theta - \left\lfloor \frac{\theta}{60^\circ} \right\rfloor \cdot 60^\circ \quad (3.3)$$

La otra alternativa es girar el vector 60° en sentido negativo hasta que pertenezca al primer sextante, como se hace en [5, p. 2720]. Para comprobar si el vector se encuentra en el primer sextante hay que tener en cuenta que queda limitado por la recta $y = 0$ por debajo y la recta $y = \sqrt{3}x$ por encima. Por tanto, pueden realizarse giros con la matriz de giro

$$M_{-60^\circ} = \begin{pmatrix} \cos(-60^\circ) & -\sin(-60^\circ) \\ \sin(-60^\circ) & \cos(-60^\circ) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

mientras se tenga $V_{\text{ref } \beta} < 0$ o $V_{\text{ref } \beta} > \sqrt{3}V_{\text{ref } \alpha}$. El sextante en que se encuentra el vector original es el número de giros realizados más uno.

3.1.3. Cálculo de los *duty ratios*

El siguiente paso es calcular los *duty ratios* correspondientes al vector transformado. Para ello se calculan en primer lugar los parámetros d_1 , d_2 , d_3 y d_4 , que junto a 0 y $V_{\text{ref } \beta}$ serán los posibles valores de los *duty ratios*. Sus valores son los siguientes:

$$d_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{\text{ref } \alpha} - \frac{1}{2}V_{\text{ref } \beta} \quad (3.5a)$$

$$d_4 = \frac{\sqrt{3}}{2}V_{\text{ref } \alpha} + \frac{1}{2}V_{\text{ref } \beta} \quad (3.5b)$$

$$d_2 = d_3 = \frac{1 - d_4}{2} \quad (3.5c)$$



Esto hace que el esquema de modulación sea relativamente simple y ofrezca buena capacidad de control ya que los parámetros d_2 y d_3 , que se asignan a los niveles intermedios, no se anulan.

Estos parámetros cumplen las siguientes relaciones:

$$d_1 + V_{\text{ref}} \beta = d_4 \quad (3.6a)$$

$$d_2 + d_3 + d_4 = 1 \quad (3.6b)$$

3.1.4. Asignación de los *duty ratios*

Finalmente, teniendo en cuenta los posibles valores de los *duty ratios* calculados y el sextante en el que se encuentra el vector de referencia original se da a cada *duty ratio* el valor adecuado. La asignación de estos valores se muestra en el cuadro 3.1.

Sextante	<i>Duty ratios</i>		
	Fase <i>a</i>	Fase <i>b</i>	Fase <i>c</i>
1	$d_{a1} = 0$	$d_{b1} = d_1$	$d_{c1} = d_4$
	$d_{a2} = d_2$	$d_{b2} = d_2$	$d_{c2} = d_2$
	$d_{a3} = d_3$	$d_{b3} = d_3$	$d_{c3} = d_3$
	$d_{a4} = d_4$	$d_{b4} = V_{\text{ref}} \beta$	$d_{c4} = 0$
2	$d_{a1} = V_{\text{ref}} \beta$	$d_{b1} = 0$	$d_{c1} = d_4$
	$d_{a2} = d_3$	$d_{b2} = d_3$	$d_{c2} = d_3$
	$d_{a3} = d_2$	$d_{b3} = d_2$	$d_{c3} = d_2$
	$d_{a4} = d_1$	$d_{b4} = d_4$	$d_{c4} = 0$
3	$d_{a1} = d_4$	$d_{b1} = 0$	$d_{c1} = d_1$
	$d_{a2} = d_2$	$d_{b2} = d_2$	$d_{c2} = d_2$
	$d_{a3} = d_3$	$d_{b3} = d_3$	$d_{c3} = d_3$
	$d_{a4} = 0$	$d_{b4} = d_4$	$d_{c4} = V_{\text{ref}} \beta$
4	$d_{a1} = d_4$	$d_{b1} = V_{\text{ref}} \beta$	$d_{c1} = 0$
	$d_{a2} = d_3$	$d_{b2} = d_3$	$d_{c2} = d_3$
	$d_{a3} = d_2$	$d_{b3} = d_2$	$d_{c3} = d_2$
	$d_{a4} = 0$	$d_{b4} = d_1$	$d_{c4} = d_4$
5	$d_{a1} = d_1$	$d_{b1} = d_4$	$d_{c1} = 0$
	$d_{a2} = d_2$	$d_{b2} = d_2$	$d_{c2} = d_2$
	$d_{a3} = d_3$	$d_{b3} = d_3$	$d_{c3} = d_3$
	$d_{a4} = V_{\text{ref}} \beta$	$d_{b4} = 0$	$d_{c4} = d_4$
6	$d_{a1} = 0$	$d_{b1} = d_4$	$d_{c1} = V_{\text{ref}} \beta$
	$d_{a2} = d_3$	$d_{b2} = d_3$	$d_{c2} = d_3$
	$d_{a3} = d_2$	$d_{b3} = d_2$	$d_{c3} = d_2$
	$d_{a4} = d_4$	$d_{b4} = 0$	$d_{c4} = d_1$

Cuadro 3.1: Asignación de los *duty ratios* de cada fase.

A partir de las relaciones que cumplen d_1 , d_2 , d_3 , d_4 y $V_{\text{ref}} \beta$ es fácil comprobar que la suma de los *duty ratios* de cada fase es 1. Esto es necesario ya que cada terminal de alterna no puede conectarse a dos terminales de continua simultáneamente porque se provocaría un cortocircuito y no puede dejarse desconectado durante un intervalo apreciable porque en ese tiempo se perdería el control de la tensión. Por tanto, la suma de tiempos que pasa conectado a los terminales de continua tiene que ser igual al periodo de conmutación y la suma de *duty ratios* de cada fase tiene que ser 1.



3.2. Perturbación de la modulación

El objetivo de las perturbaciones de la modulación es corregir la tensión de los condensadores que determinan en qué punto operan los *arrays* cuando se desvían del deseado. Para ello, se modifica el tiempo que se conecta cada nivel a los terminales de alterna, de forma que se extrae menos corriente de los niveles que se encuentran en un nivel de carga por debajo del de referencia y más de los que están más cargados de lo que deberían, es decir, se crea un flujo secundario de corriente de los condensadores más cargados a los más descargados.

Esta modificación del tiempo de conexión supone variar los *duty ratios*, por lo que el algoritmo de perturbación recibe como entradas los *duty ratios* obtenidos por la modulación y las medidas de error de los condensadores y proporciona unos *duty ratios* corregidos.

El principio del algoritmo empleado en este caso se explica en las referencias [5, 9].

3.2.1. Medidas del error de tensión

La valoración del error de tensión de los condensadores requiere definir unos parámetros. Llamando C_k al condensador que se encuentra entre los niveles k y $k+1$ y v_{C_k} a la tensión en sus bornes se puede calcular fácilmente la tensión entre dos niveles $i < j$ como $v_{ji} = \sum_{k=i}^{j-1} v_{C_k}$.

A partir de estos valores puede calcularse la caída de tensión media en cada condensador entre los niveles $i < j$ como $\check{v}_{ji} = \frac{v_{ji}}{j-i}$. Estos valores se pueden emplear para determinar el error de tensión en los niveles intermedios. En concreto, se compara $\check{v}_{4k} - \check{v}_{k1}$, $k = 2, 3$, con los valores correspondientes a la consigna. Un valor mayor que el de la consigna para este parámetro indica que los condensadores por encima del nivel k están más cargados y los que se encuentran por debajo más descargados que en el estado de referencia.

Estos valores se filtran con un compensador, cuya función de transferencia tiene una constante proporcional, un integrador puro, un cero y un polo, para obtener los parámetros de perturbación p_2 y p_3 que se entregan al esquema de perturbación para modificar los *duty ratios*.

3.2.2. Esquema de perturbación

Un esquema de perturbación adecuado tiene que conseguir que los *duty ratios* corregidos sigan sumando 1 en total y que la tensión media varíe en la misma cantidad para los tres terminales de salida, ya que en otro caso se variaría la tensión de línea y el convertidor no proporcionaría la señal de alterna correcta.

Para llevar esto a cabo es necesario determinar en primer lugar el sentido en que fluye la potencia instantánea. Para ello, basta calcular dos tensiones y medir dos intensidades de línea, por ejemplo, v_{ac} y v_{bc} por un lado e i_a e i_b por otro. El cálculo de las tensiones de línea puede realizarse a partir de las tensiones de los condensadores y los *duty ratios*, tomando como referencia uno de los niveles de continua. Por ejemplo, refiriéndola al nivel 1, la tensión de la fase genérica f sería:

$$v_{f1} = v_{21}d_{f2} + v_{31}d_{f3} + v_{41}d_{f4} \quad (3.7)$$



Y a partir de v_{a1} , v_{b1} y v_{c1} se calculan $v_{ac} = v_{a1} - v_{c1}$ y $v_{bc} = v_{b1} - v_{c1}$. Con estas tensiones y las intensidades de línea medidas, la potencia instantánea es $pot = v_{ac}i_a + v_{bc}i_b$.

Una vez se ha calculado la potencia instantánea, se compara su signo con el del primer parámetro de perturbación, p_2 . Si ambos son iguales se disminuye todo lo posible d_{f1} para cada fase y se aumenta d_{f4} si es necesario. Con esto se consigue que se conecten más los terminales de alterna al nivel 4 que al nivel 1, con lo que si la potencia fluye del sistema de continua al de alterna ($pot > 0$) se descarga el bloque de condensadores superior, que está más cargado ($p_2 > 0$). En el caso en que la potencia fluye en sentido contrario se carga el bloque de condensadores superior, que está más descargado. Y en el caso en que los signos son distintos se actúa de forma contraria, es decir, se disminuye d_{f4} y se aumenta d_{f1} . A continuación se actualiza el valor de d_{f2} para que la suma $d_{f1} + d_{f2} + d_{f4}$ permanezca constante.

Tras esto se procede de forma análoga con p_3 y d_{f3} , obteniendo los *duty ratios* perturbados definitivos. El código que implementa esta función en MATLAB puede verse en el anexo B en la página 101 a partir de la línea 157 de la función *mtv2PSC*. En el código, además de estos cálculos también es necesario limitar el valor de p_k antes de modificar los *duty ratios* para poder transformar todas las fases con una misma cantidad sin tener *duty ratios* negativos.





4

Simulación

La simulación del funcionamiento del sistema permite comprobar de forma ideal si es posible extraer más potencia con un convertidor multinivel que con uno de dos niveles. Para llevar a cabo esta simulación se ha utilizado un modelo de Simulink junto a un conjunto de funciones de MATLAB.

Las funciones empleadas tienen distintos objetivos, como calcular la intensidad que se obtiene de un panel u obtener los *duty ratios* correspondientes en cada instante, y se emplean dentro del modelo para poder llevar a cabo la simulación. También se han creado para este proyecto otras funciones que permiten generalizar el modelo o que tienen un papel auxiliar para facilitar la definición de unas condiciones de trabajo. Además, estas funciones pueden emplearse en el estudio de otros sistemas.

En los siguientes apartados se comentan las características principales de estas funciones y del modelo, de los que se puede encontrar más información en los anexos B y C.

4.1. Funciones empleadas en el modelo del sistema

En el modelo se emplea la función *mtv2PSC*, que se encarga de la modulación y la perturbación de los *duty ratios*, siguiendo lo explicado en el capítulo 3 y en [5, p. 2720-2722]. Inicialmente calcula el vector de referencia a partir de los valores del índice de modulación m y el ángulo de línea θ , a continuación determina en qué sextante se encuentra el vector y lo transforma en el equivalente del primer sextante, tras esto calcula los parámetros d_1 , d_2 , d_3 y d_4 y asigna los *duty ratios* según el sextante del vector de referencia. Una vez hecho esto, que corresponde a la modulación, a partir de la línea 157 de código procede a perturbar los *duty ratios* tras calcular la potencia instantánea, primero realiza la perturbación en función del valor de p_2 y después teniendo en cuenta p_3 . Puede encontrarse su código completo, elaborado por los autores de [5] con anterioridad a este proyecto, en el anexo B en la página 99.

La función *panellv5*(Va, G, Ta) calcula la intensidad que proporciona un panel fotovoltaico como los del sistema cuando su tensión en bornes es Va y recibe una irradiancia G a una temperatura ambiente Ta . Para ello tiene definidas las características del panel y resuelve una ecuación por el método de Newton. Su código, elaborado también por uno de los autores



de [5] siguiendo el modelo descrito en [10], se encuentra en el anexo B en la página 103.

En la generalización del modelo que admite paneles con diferentes niveles de irradiancia dentro de un mismo *array* se utiliza la función $PVarray(V, G, Ta)$, programada durante la realización de este proyecto por el autor. Es una generalización de la anterior, *panellv5*, que calcula la intensidad proporcionada por un *array* con un número arbitrario de paneles conectados en serie. En este caso la variable G es una matriz con los valores de irradiancia de cada panel y su tamaño determina el número de paneles del *array*.

Esta función calcula la intensidad proporcionada por el *array* a partir de una búsqueda binaria en la que se aprovecha que la curva característica del *array* es biyectiva y todos sus paneles deben proporcionar la misma intensidad por estar conectados en serie. De este modo, supone un valor de intensidad y calcula para cada panel la tensión a la que debe estar para poder suministrar esa intensidad teniendo en cuenta las condiciones ambientales y evitando que el panel actúe como carga contemplando un diodo de *by-pass*. Para calcular esas tensiones es necesario realizar otra búsqueda binaria empleando la función *panellv5* en cada panel con la irradiancia correspondiente. El código íntegro se encuentra en el anexo B en la página 105.

Además de ser útil en el modelo cuando hay sombras parciales en un *array*, esta función también permite calcular la potencia máxima que puede proporcionar un convertidor de dos niveles que trabaja con los tres *arrays* en serie sometidos a distintas condiciones, algo que no se puede hacer con la función *panellv5* únicamente.

También se ha elaborado una ligera generalización de la función $PVarray$ para permitir que los paneles trabajen a distinta temperatura ambiente, algo que puede llegar a suceder cuando uno recibe una radiación intensa mientras otro está en sombra. El único cambio consiste en que la variable Ta es un vector del mismo tamaño que G y en la llamada a la función *panellv5* también se introduce el dato de temperatura concreto de cada panel.

4.2. Funciones auxiliares

Las funciones auxiliares elaboradas durante la realización de este proyecto son de distintos tipos.

Por un lado están las funciones basadas en *panellv5* y $PVarray$ que permiten obtener de forma sencilla una representación gráfica de la curva característica de un panel o un *array* formado por un número arbitrario de paneles conectados en serie. Este es el cometido de las funciones *ivgraph*, *ivg* y *ivgMG*, que para unas condiciones de irradiancia y temperatura ambiente calculan un vector con la intensidad proporcionada en función de la tensión e incluyen la posibilidad de mostrarlo en una gráfica. Como ejemplo, puede verse el código de *ivg* en el anexo B en la página 106. Las otras dos funciones tienen una estructura muy similar.

De manera análoga, también se han concebido unas funciones *pvggraph*, *pvg* y *pvgMG* para obtener la potencia generada en función de la tensión. En la página 106, en el anexo B, puede consultarse la función *pvgMG* que representa a este grupo.

Tomando este grupo como base es posible conseguir unas funciones que calculan el punto de máxima potencia de un panel o *array*. Su funcionamiento se basa en dividir el intervalo en diez partes y evaluar la potencia en los once puntos resultantes, algo que pueden hacer las



funciones pvg y $pvgMG$. Tras esto, se detecta cuál es el punto donde la potencia es máxima y se selecciona como nuevo intervalo el formado por los dos subintervalos que rodean al máximo. Con el nuevo intervalo se repite el proceso hasta que su tamaño es despreciable. La página 106 del anexo B recoge la función $mppMG(v1, v2, G, Ta)$ que se encarga de calcular el punto de máxima potencia de un *array* sometido a una irradiancia G a una temperatura ambiente Ta en el intervalo de tensiones entre $v1$ y $v2$. También se han escrito las funciones mpp y $mppMGMT$, que se ocupan del caso en que solamente hay un panel y el caso en que los paneles pueden estar a distinta temperatura ambiente respectivamente.

El conocimiento del MPP de los *arrays* fotovoltaicos involucrados es útil para optimizar la potencia extraída. Por eso, como en las simulaciones se pretende comprobar el máximo de potencia que se puede extraer con el convertidor suponiendo que su funcionamiento es ideal, estas funciones son de gran ayuda para determinar los valores de las consignas de tensión en la simulación.

También tiene una utilidad similar el *script calcR* que se muestra en el anexo B en la página 107. Este *script* calcula el valor de resistencia necesario para que el sistema trabaje en un índice de modulación mo una vez se han definido las condiciones en las que trabajan los *arrays*, la potencia máxima extraíble y la inductancia de filtro de la carga. Para ello también es necesario dar un valor previamente a la variable mo . No obstante, dadas unas condiciones existe un índice de modulación mínimo, de forma que no es posible alcanzar algunos índices de modulación demasiado bajos; en ese caso, el *script* indica cuál es el índice de modulación mínimo. También cabe destacar que este cálculo supone que es posible extraer toda la potencia, por lo que el valor de la resistencia es únicamente orientativo si por las condiciones ambientales el convertidor no consigue hacer que el sistema trabaje en el punto de máxima potencia.

Para definir todos los parámetros que se necesitan para iniciar una simulación es conveniente disponer de un *script* como *start_PV_Rp*, que se puede ver en el anexo B en la página 107. Al igual que *start_PV_RpMG* para el caso con sombras parciales, este *script* ha sido elaborado para introducir de forma rápida las condiciones ambientales, las características de la carga, el valor de los parámetros del compensador y el tiempo de simulación y a partir de estos datos calcular las consignas de tensión de los condensadores, su tensión inicial, la intensidad que circula inicialmente por cada fase y el índice de modulación inicial correspondiente a la extracción de la máxima potencia posible. Además de facilitar la introducción de datos al evitar tener que buscar en el modelo cada parámetro, ejecutar este *script* antes de una simulación permite reducir el tiempo que tarda el sistema en llegar al estado estacionario.

Finalmente, para ejecutar simulaciones y obtener los resultados más característicos por pantalla de forma automática se han elaborado los *scripts run_PV_Rp* y *run_PV_RpMG* que con el apoyo de los mencionados en el anterior párrafo agilizan la ejecución de simulaciones y la interpretación de resultados. Para ello emplean un sencillo *script* llamado *stats* que se encarga de calcular los valores medio, máximo y mínimo de una variable en una fracción concreta del intervalo simulado. El *script run_PV_RpMG* se muestra como ejemplo en el anexo B en la página 108.

4.3. Modelo del sistema

Las simulaciones se realizan sobre un modelo del sistema realizado en Simulink. Este modelo consiste en un diagrama de bloques que incorporan los distintos elementos. El sistema global puede verse en las páginas 115 y 116 en el anexo C.



En la parte superior izquierda del modelo se encuentra un conjunto de bloques que permite introducir y seleccionar una consigna de tensión para cada condensador. La tensión real de los condensadores se compara con esta en el subsistema llamado *Balance Control* y a partir de ahí se obtienen los parámetros de perturbación. En esa zona también se encuentra el compensador que regula el valor del índice de modulación m .

Dentro del subsistema *Balance Control*, que se puede ver en la página 116 en el anexo C, se selecciona el valor de los parámetros de control, que determinan la capacidad del convertidor para conseguir que las tensiones de los condensadores sigan la consigna y tengan pocas oscilaciones, por lo que son muy importantes para que el sistema trabaje en su punto de máxima potencia.

La zona inferior izquierda está ocupada por los bloques que representan los *arrays* fotovoltaicos. Se les introducen los valores de tensión de los condensadores, irradiancia y temperatura ambiente y se obtiene de ellos la intensidad que proporcionan. Es en esta parte en la que se diferencian las dos versiones del modelo. La versión original, *PV_Rp*, no tiene en cuenta la posibilidad de sombras parciales en un mismo *array*, por lo que esto se implementa con la función *panellv5* dividiendo previamente la tensión entre cuatro, el número de paneles de cada *array*, para obtener la intensidad que produce un panel, asumiendo que todos son iguales y operan en las mismas condiciones. La versión modificada para contemplar las sombras parciales, *PV_RpMG*, introduce directamente la tensión del *array* a un bloque cuyo funcionamiento interno se basa en la función *PVarray*. No obstante, emplear esta función ralentiza en exceso la simulación, por lo que se ha optado por incluir bloques de memoria con una discretización de la curva característica en las condiciones ambientales que se den en cada caso y actualizarlos si esas condiciones cambian.

En el área central está el bloque encargado de la modulación y la perturbación de los *duty ratios*, en el que se implementa la función *mtv2PSC*. Recibe los valores del índice de modulación, el ángulo de línea, los parámetros de perturbación, las intensidades de fase y las tensiones de los condensadores y tiene como salidas los *duty ratios* corregidos y dos variables relacionadas con los parámetros de perturbación que permiten comprobar el esfuerzo de regulación de las tensiones que tiene que hacer en cada momento el convertidor.

La parte derecha del modelo es la representación de un convertidor ideal de cuatro niveles y la carga y es en ella donde se introducen los valores de capacidad de los condensadores, resistencia e inductancia y en cada instante se calculan la tensión de cada fase, las intensidades de fase, la potencia extraída y las nuevas tensiones de los condensadores. Consta principalmente de un bloque con el subsistema *4L VSI* que puede verse en la página 117 del anexo C. En los subsistemas de este bloque se pueden introducir los valores iniciales de las intensidades de fase y las tensiones de los condensadores. Estos subsistemas pueden verse a continuación de *4L VSI* en el anexo C.

4.4. Condiciones de realización de las simulaciones

Para llevar a cabo las simulaciones es necesario definir previamente un conjunto significativo de condiciones que permita extraer suficiente información para conocer el funcionamiento del sistema.

En primer lugar se definen los valores de irradiancia de un panel al sol y a la sombra. Aunque el valor máximo de irradiancia que se puede esperar se encuentra alrededor de los 1000 W/m^2 , es conveniente realizar las pruebas con valores inferiores para evitar sobrecargar



el convertidor, por lo que para llevar a cabo simulaciones que sean comparables a las pruebas experimentales, los valores de irradiancia empleados también tienen que ser inferiores a los 1000 W/m^2 . Teniendo esto en cuenta, se otorga un valor de 500 W/m^2 de irradiancia a los paneles al sol y de 250 W/m^2 a los que se encuentran en sombra.

La temperatura ambiente, que no tiene una influencia sobre la curva característica de los paneles fotovoltaicos ni unas variaciones tan notorias como el nivel de irradiancia, se deja fija a 25°C en la mayoría de pruebas y se modifica únicamente en las pruebas específicas para valorar la influencia de la temperatura.

Para cada condensador conectado en bornes de un *arrays* se selecciona una capacidad de $570 \mu\text{F}$ y para la carga conectada en estrella se emplea en todas las fases una inductancia de filtro de 5 mH similar a la que se puede utilizar en la práctica y una resistencia cuyo valor se modifica para conseguir que el sistema trabaje con distintos índices de modulación.

A partir de aquí se define un primer conjunto base de seis condiciones de sombra a una temperatura ambiente de 25°C , que, llamando *array* k al que se conecta entre los niveles k y $k + 1$ del convertidor, está formado por las siguientes configuraciones:

- *Array* 1 en sombra, *arrays* 2 y 3 al sol.
- *Array* 2 en sombra, *arrays* 1 y 3 al sol.
- *Array* 3 en sombra, *arrays* 1 y 2 al sol.
- *Arrays* 2 y 3 en sombra, *array* 1 al sol.
- *Arrays* 1 y 3 en sombra, *array* 2 al sol.
- *Arrays* 1 y 2 en sombra, *array* 3 al sol.

A continuación se selecciona la configuración con los *arrays* 2 y 3 en sombra y el *array* 1 al sol para realizar unas pruebas similares pero a una temperatura diferente para observar su influencia. En concreto, se estudian los casos con temperatura ambiente de 15°C y 35°C .

Para concluir el análisis de las variaciones debidas a la temperatura, se lleva a cabo otro conjunto de pruebas con los tres *arrays* al sol, pero con uno de ellos a 23°C , otro a 25°C y otro a 27°C .

Para completar el estudio se definen tres condiciones de trabajo con sombras parciales con 25°C de temperatura ambiente:

- *Array* 2 parcialmente en sombra, *arrays* 1 y 3 al sol.
- *Arrays* 1 y 2 parcialmente en sombra, *array* 3 al sol.
- *Array* 1 en sombra, *array* 2 parcialmente en sombra, *array* 3 al sol.

En estos casos, los *arrays* que se encuentran parcialmente en sombra tienen dos paneles en sombra y dos paneles al sol.

En todas estas condiciones se realiza un barrido en el índice de modulación para comprobar el funcionamiento del sistema en cualquier condición de carga, teniendo en cuenta que su factor de potencia será cercano a la unidad en aplicaciones prácticas. Este barrido comienza en el



valor mínimo que puede tomar el índice de modulación. Ese valor mínimo puede calcularse de forma sencilla teniendo en cuenta la definición del índice de modulación como cociente entre la máxima tensión de línea y la tensión total de continua.

$$m = \frac{V_{ll\text{máx}}}{V_{C\text{total}}} = \frac{\sqrt{2}V_{ll}}{V_{C\text{total}}} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}V_{fn}}{V_{C\text{total}}} = \frac{\sqrt{6}I_f Z}{V_{C\text{total}}} = \frac{\sqrt{6}\sqrt{\frac{P}{3R}}Z}{V_{C\text{total}}} = \frac{\sqrt{2P}}{V_{C\text{total}}} \sqrt{\frac{R^2 + X_L^2}{R}} \quad (4.1)$$

Como $m > 0$, tiene un mínimo si y solo si m^2 lo tiene.

$$m^2 = \frac{2P}{V_{C\text{total}}^2} \frac{R^2 + X_L^2}{R} \quad (4.2)$$

Con $\frac{2P}{V_{C\text{total}}^2}$ constante para unas mismas condiciones ambientales y mayor que 0, m^2 tiene un mínimo si y solo si lo tiene $f(R) = R + \frac{X_L^2}{R}$.

$$f'(R) = 1 - \frac{X_L^2}{R^2} \quad (4.3a)$$

$$f''(R) = \frac{2X_L^2}{R^3} \quad (4.3b)$$

Y se cumple $f'(X_L) = 0$, $f''(X_L) = \frac{2}{X_L} > 0$, por lo que $f(R)$ tiene un mínimo para $R = X_L$. El otro extremo relativo se encuentra en $R = -X_L < 0$, que no es un valor válido para la resistencia. Entonces, con $R = X_L$,

$$m_{\text{mín}} = \frac{\sqrt{2P}}{V_{C\text{total}}} \sqrt{\frac{X_L^2 + X_L^2}{X_L}} = \frac{2\sqrt{PX_L}}{V_{C\text{total}}} \quad (4.4)$$

En las condiciones definidas, este valor se encuentra entre 0,3 y 0,4. El desfase entre tensión y corriente en ese valor mínimo es de 45° , por lo que le corresponde un factor de potencia aproximado de 0,71. Por tanto, son significativos los valores de R superiores al que proporciona el valor mínimo, ya que el factor de potencia se aleja en exceso de la unidad para valores inferiores.

4.5. Optimización del control

Unas primeras simulaciones del sistema dejan ver que cuando todos los *arrays* se encuentran en las mismas condiciones el convertidor es capaz de regular adecuadamente la tensión de los condensadores, ajustando su valor medio a la consigna y con oscilaciones despreciables. Sin embargo, cuando algún *array* se encuentra en condiciones diferentes respecto a los otros esto cambia. Dependiendo de los parámetros de control definidos en el módulo *Balance Control*, el convertidor requiere más o menos tiempo para alcanzar el régimen estacionario y en ese estado la tensión de los condensadores puede aproximarse en distinto grado a la consigna y tener oscilaciones.

Por tanto, es necesario otorgar a los parámetros unos valores adecuados que permitan que el convertidor controle la tensión de los condensadores de manera que presente pocas oscilaciones y su valor medio sea cercano al de la consigna. Un estudio teórico detallado del control del sistema para realizar una optimización de los parámetros requeriría realizar un modelo del convertidor y los *arrays* válido para aplicarle los procedimientos de la teoría de sistemas. Esto requiere un gran desarrollo que se aleja del objetivo de este proyecto y además está supeditado a las hipótesis y simplificaciones del modelo, por lo que es posible



que los resultados teóricos tengan que ser modificados en la práctica. Por tanto, se opta por realizar la optimización de los parámetros de forma empírica, observando cómo influye cada uno y estableciendo unos valores que cumplen unos requisitos mínimos.

El control de desequilibrio de las tensiones de los condensadores se realiza mediante sendos compensadores que actúan sobre $(\check{v}_{42} - \check{v}_{21}) - (\check{v}_{42}^* - \check{v}_{21}^*)$ para obtener el parámetro de perturbación p_2 y sobre $(\check{v}_{43} - \check{v}_{31}) - (\check{v}_{43}^* - \check{v}_{31}^*)$ para obtener p_3 . La función de transferencia de esos compensadores es:

$$G_c(s) = K \frac{1}{s} \frac{s + 2\pi f_z}{s + 2\pi f_p} = \frac{K f_z}{f_p} \frac{\frac{s}{2\pi f_z} + 1}{s \left(\frac{s}{2\pi f_p} + 1 \right)} \quad (4.5)$$

La frecuencia del polo, f_p , ve restringido su valor por el de la frecuencia de conmutación f_s , que es de 5 kHz, ya que es necesario que sea al menos una década inferior para filtrar las oscilaciones debidas a la conmutación de los interruptores. Por tanto, $f_p \leq 500$ Hz. Por su parte, es necesario que la frecuencia del cero, f_z , sea inferior a la del polo para que el compensador funcione correctamente. En cuanto a K , que en principio no sufre ninguna restricción, cabe destacar que es el parámetro encargado de regular la intensidad con la que actúa el compensador, de modo que un valor alto consigue mejorar el valor medio de la señal pero esto es posible a costa de un aumento de oscilaciones.

Las pruebas realizadas indican que es interesante mantener una frecuencia del cero cercana a la del polo, ya que al aumentar la frecuencia del cero aumenta la velocidad de respuesta y disminuye el error del valor medio. Estas pruebas establecen que los valores $K = 6$, $f_z = 1$ Hz y $f_p = 5$ Hz son adecuados, puesto que permiten la regulación de las tensiones en un amplio rango de índices de modulación para distintas condiciones de los *arrays*. Además, en aquellos casos en que estos parámetros no impiden que los valores medios de las tensiones se desvíen de la consigna, las pruebas realizadas con otras cifras en busca de mayor velocidad de respuesta y menor error tampoco son satisfactorias y el único efecto apreciable que producen es un aumento de las oscilaciones.

Por tanto, las simulaciones se realizan empleando esos valores: $K = 6$, $f_z = 1$ Hz, $f_p = 5$ Hz.

4.6. Análisis de los resultados de simulación

Los resultados de las simulaciones llevadas a cabo en las condiciones reflejadas en los dos anteriores apartados se recogen en varias tablas en el anexo D en la página 119. En ellas se pueden apreciar varias características del funcionamiento del convertidor, que se explican a continuación.

4.6.1. Regulación de tensión

La característica más destacada es la pérdida de regulación que se produce para índices de modulación altos cuando los *arrays* trabajan en condiciones diferentes. El convertidor es capaz de regular la tensión de los condensadores de forma adecuada, de manera que su valor medio es prácticamente igual a la consigna, desde el índice de modulación mínimo hasta un valor superior a 0,5, pero a partir de ahí los valores medios de las tensiones de al menos dos condensadores dejan de ajustarse correctamente.



Las diferencias en la regulación entre índices de modulación por debajo y por encima de ese límite a partir del cual se observa una pérdida de regulación pueden verse en las figuras 4.1 y 4.2, realizadas con los *arrays* 2 y 3 en sombra a 25°C con índices de modulación de 0,35 y 0,70 respectivamente.

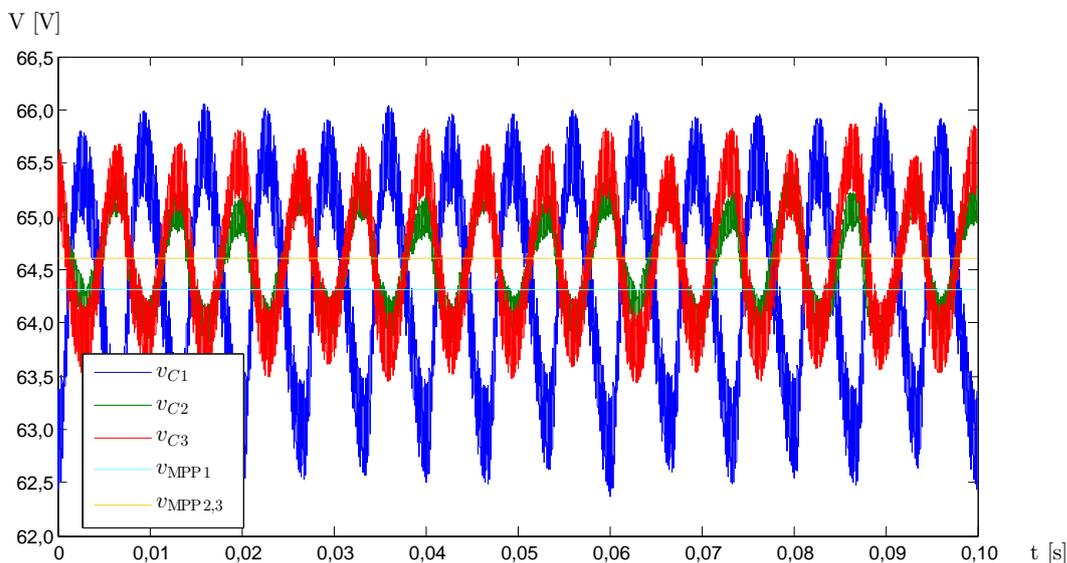


Figura 4.1: Gráfica de tensión de los condensadores obtenida en simulación con índice de modulación de 0,35.

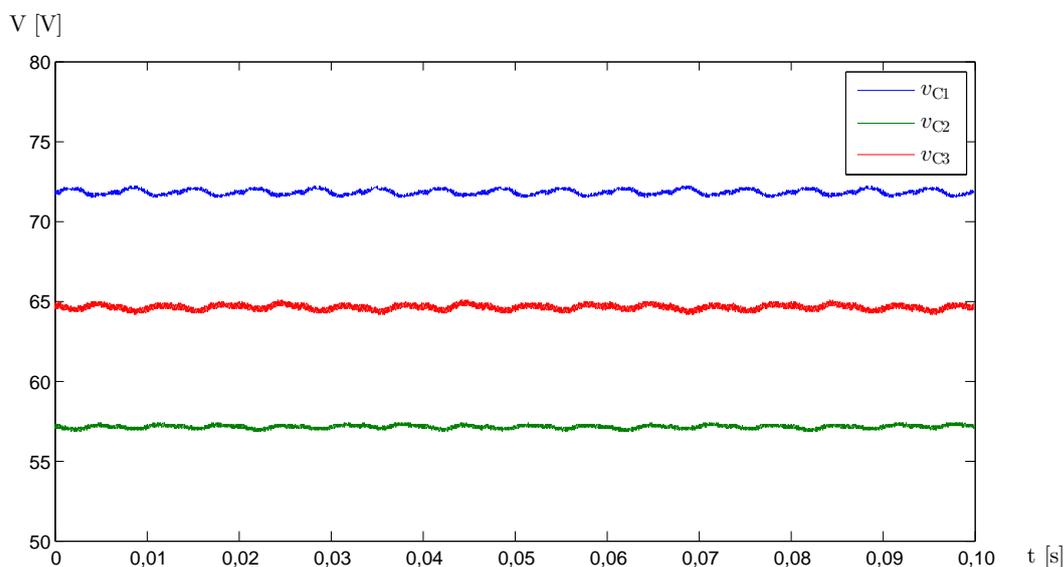


Figura 4.2: Gráfica de tensión de los condensadores obtenida en simulación con índice de modulación de 0,70.

También se observa que ese índice de modulación límite es diferente en función de las condiciones, siendo apreciablemente menor cuando el *array* 2, situado entre los niveles intermedios, recibe una irradiancia menor que alguno de los otros paneles. En una aplicación práctica en la que fuese imprescindible trabajar a índices de modulación relativamente altos, podría diseñarse un conexionado que permitiese cambiar el orden en que los *arrays* se conectan a los paneles. Con el control y los accionamientos adecuados, podría conectarse siempre el *array*



con mayor irradiancia a los niveles intermedios para optimizar la regulación de tensión.

Por otro lado, también se puede apreciar que la tensión total del bus de continua, que es la suma de las tres tensiones de los condensadores, tiene en todas las condiciones el valor correspondiente a la consigna. Esto significa que los niveles 1 y 4 se ajustan bien, pero no los niveles 2 y 3, los intermedios. La regulación de los niveles 1 y 4 se realiza directamente a través de la modulación, ya que el índice m , que se encarga de medir el error de la tensión total de continua respecto a la consigna, se emplea directamente para obtener los *duty ratios*. Sin embargo, la regulación de los niveles 2 y 3 se realiza mediante una perturbación de esa modulación y actúa de forma más indirecta, teniendo varias limitaciones, que se ven acentuadas al aumentar el índice de modulación.

En primer lugar, la perturbación se basa en modificar los valores de los *duty ratios* y esto debe hacerse de forma que ninguno de ellos tome un valor negativo. Al aumentar el índice de modulación, se incrementa el valor máximo de los *duty ratios* d_{f1} y d_{f4} , lo que reduce los valores de d_{f2} y d_{f3} y por tanto el margen disponible para aplicar la perturbación. Esto puede observarse en las figuras 4.3 y 4.4, que muestran los *duty ratios* de una de las fases obtenidos en la simulación con los *arrays* 2 y 3 en sombra a 25°C con índices de modulación de 0,35 y 0,70. En ellas se ve que para índices de modulación bajos los *duty ratios* d_{a2} y d_{a3} no son nulos en ningún momento, pero esto deja de ser cierto con índices de modulación altos.

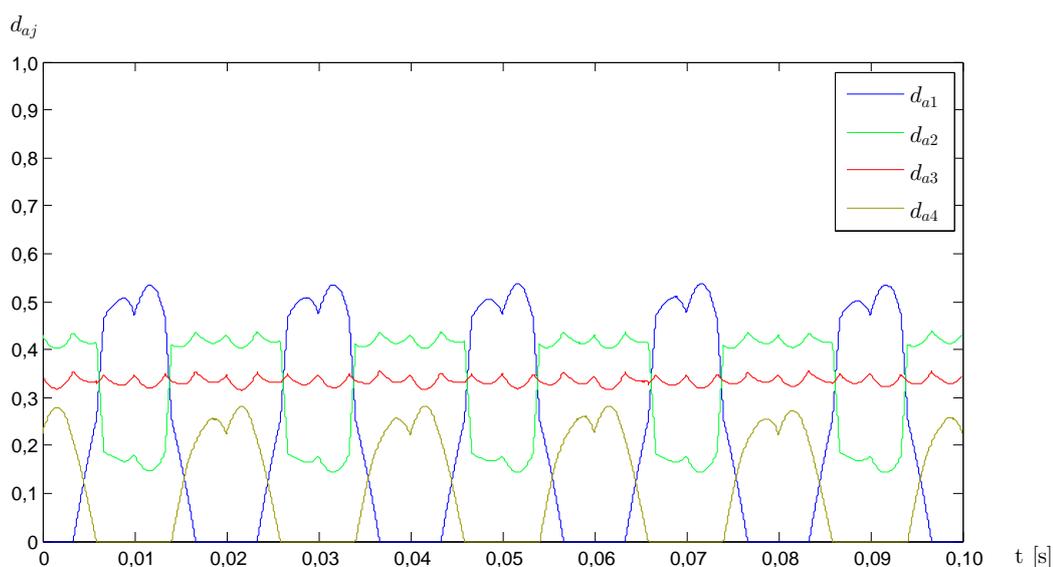


Figura 4.3: *Duty ratios* de la fase a obtenidos en simulación con índice de modulación de 0,35.

Como la tensión total de los condensadores no varía al modificar el índice de modulación para una misma configuración, ya que se ajusta al valor de consigna y este es el mismo para todos los índices de modulación, aumentar el índice de modulación es equivalente a hacer mayor la tensión de salida. Además, de forma ideal la potencia extraída es la máxima, por lo que permanece constante si únicamente se modifica el índice de modulación. Teniendo en cuenta estos dos hechos, la intensidad que maneja el convertidor disminuye al aumentar el índice de modulación y con ella la capacidad de transferir carga de unos condensadores a otros, lo que dificulta la regulación de su tensión.

Además, cuando el *array* 2 recibe menos irradiancia que alguno de los otros paneles pro-



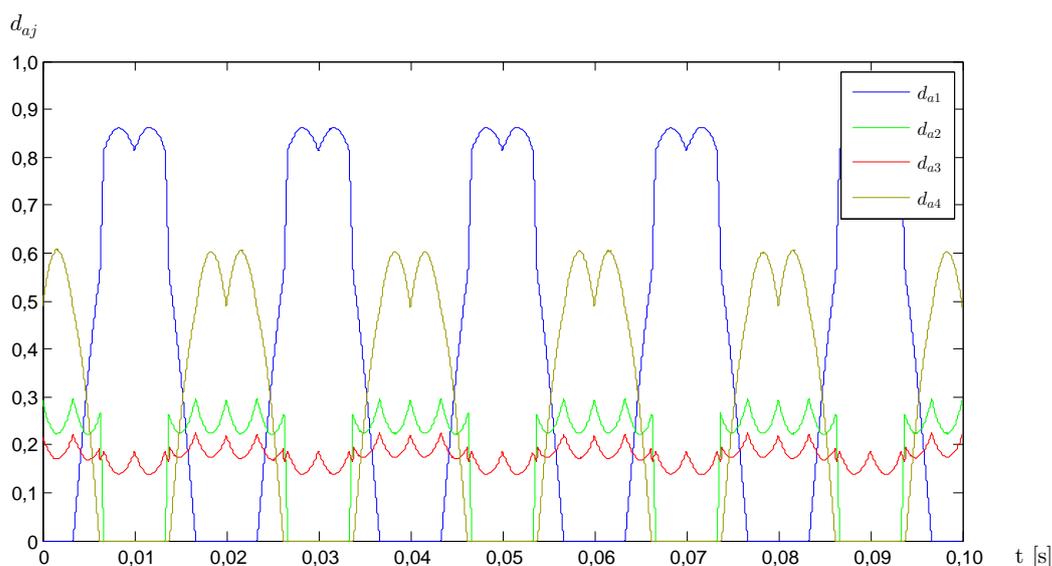


Figura 4.4: *Duty ratios* de la fase *a* obtenidos en simulación con índice de modulación de 0,70.

proporciona una intensidad apreciablemente menor, por lo que el condensador situado entre los niveles intermedios dispone de menos corriente con la que cargarse. Evidentemente, esto agrava las dificultades de regulación de tensión de los niveles intermedios y explica que el índice de modulación máximo al que el convertidor consigue regular adecuadamente las tensiones sea menor que en los casos en que el *array* 2 proporciona más potencia.

4.6.2. Oscilaciones de tensión

También destacan las oscilaciones que se pueden apreciar en la tensión de los condensadores en las figuras 4.1 y 4.2. Además del rizado a la frecuencia de conmutación se producen unas oscilaciones de mayor amplitud con una frecuencia tres veces superior a la de la onda sintetizada. Es notable que estas oscilaciones disminuyen al aumentar el índice de modulación en todas las configuraciones.

Estas oscilaciones son el resultado de la conexión de los tres terminales de alterna a los condensadores y el intercambio de corriente que se produce. En efecto, en unos casos el terminal de alterna conectado requiere más corriente de la que en ese momento puede proporcionar el *array* correspondiente, por lo que toma energía del condensador, que se descarga; cuando la corriente es inferior, el condensador vuelve a cargarse. Y al haber tres fases desfasadas 120° , esta tendencia general se repite tres veces por ciclo, lo que da lugar a las oscilaciones observadas.

El aumento del índice de modulación provoca una disminución de la intensidad que transfiere el convertidor a los terminales de alterna, es decir, un menor intercambio de corriente entre los terminales de continua y los de alterna. Por esta razón, disminuye la cantidad de energía extraída de los condensadores, con lo que su tensión varía menos y por consiguiente las oscilaciones disminuyen.



4.6.3. Potencia extraída

La potencia extraída es la variable más interesante de las que se miden, ya que el objetivo del convertidor no es otro que obtener la máxima potencia posible. Como no podía ser de otra manera al estudiar un convertidor ideal, la potencia extraída es muy próxima en muchos casos a la máxima, salvo en aquellos en que el convertidor no es capaz de regular las tensiones, en los que disminuye claramente. De todas formas, el convertidor ideal del modelo proporciona más potencia que la máxima que se puede producir empleando un convertidor de dos niveles.

Los valores de potencia se mantienen cerca del máximo para los índices de modulación para los que el convertidor regula bien las tensiones de los condensadores, puesto que esto hace que trabajen cerca de su punto de máxima potencia. Para índices de modulación bajos se aprecia un ligero aumento de potencia al aumentar el índice de modulación, que se debe a la disminución de las oscilaciones, lo que permite que los *arrays* trabajen durante más tiempo en valores más próximos al de máxima potencia.

Sin embargo, para índices de modulación excesivamente altos se pierde capacidad de regulación y los valores medios de tensión de los condensadores se alejan del punto de máxima potencia, lo que unido a las pequeñas oscilaciones hace que la tensión a la que trabaja el *array* se encuentre en todo momento distanciada de la del punto de máxima potencia. Esto se agrava al aumentar el índice de modulación, puesto que se incrementa la distancia al punto de máxima potencia, y por eso se observa una fuerte disminución de potencia para índices de modulación muy elevados.

Otro aspecto destacable de los resultados obtenidos sobre la potencia es su rizado, que aumenta con el índice de modulación, como puede verse en las figuras 4.5 y 4.6, realizadas con los *arrays* 2 y 3 en sombra a 25°C con índices de modulación de 0,35 y 0,70 respectivamente. Este efecto puede ser causado porque disminuye el valor eficaz de la corriente mientras que su rizado se mantiene aproximadamente constante al variar el índice de modulación, algo que se puede asumir si no se varía la inductancia de filtro de la carga.

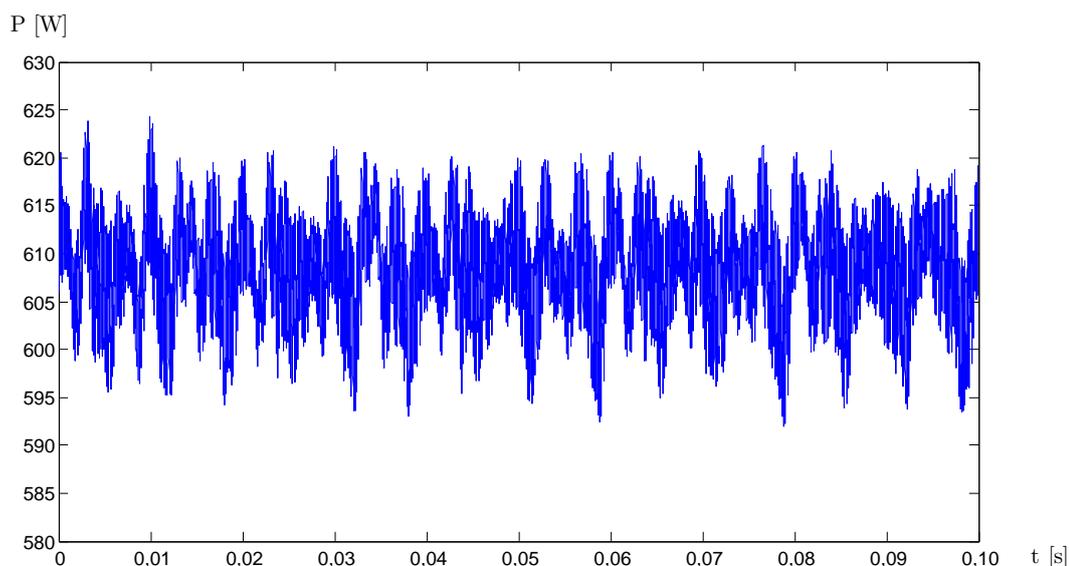


Figura 4.5: Potencia extraída en simulación con índice de modulación de 0,35.

De hecho, en un periodo de conmutación, que es donde se aprecian los efectos del rizado, para



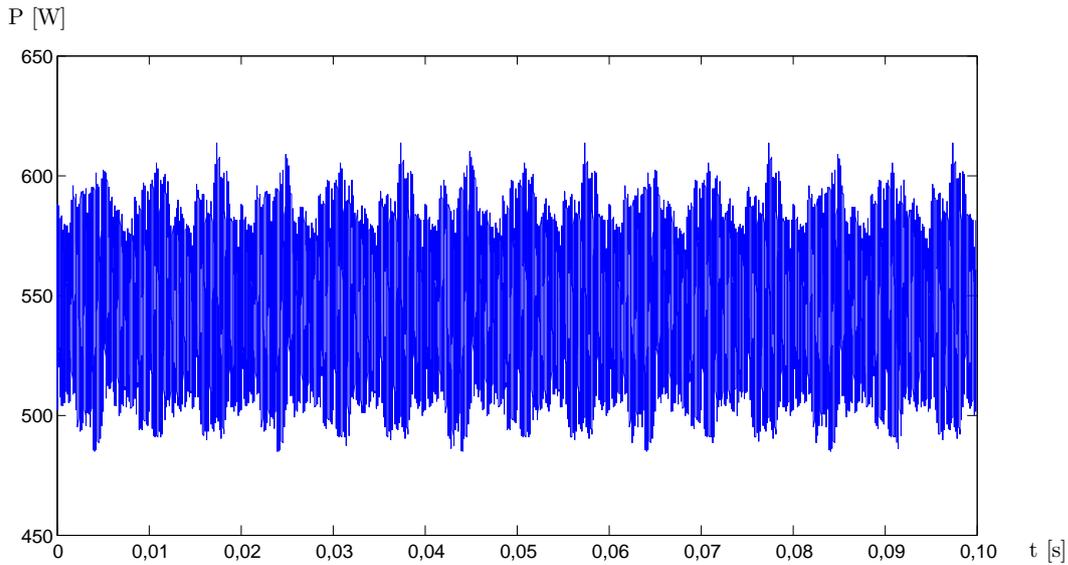


Figura 4.6: Potencia extraída en simulación con índice de modulación de 0,70.

una de las fases se puede expresar la intensidad como una intensidad media más el rizado $i(t) = I + i_r(t)$ y la potencia como $p(t) = Ri(t)^2 = R[I + i_r(t)]^2 = R[I^2 + 2Ii_r(t) + i_r(t)^2]$. Despreciando el cuadrado del rizado de corriente, $p(t) = R[I^2 + 2Ii_r(t)] = RI^2 + 2RIi_r(t)$, de manera que la potencia media es $P = RI^2$ y su rizado se debe al término $p_r(t) = 2RIi_r(t)$. Por tanto, al aumentar R en un factor f^2 , para que se mantenga constante la potencia media es necesario disminuir I en un factor f , por lo que el rizado de potencia pasa a valer $p_r(t) = 2f^2R\frac{I}{f}i_r(t) = f2RIi_r(t)$ y, si el rizado de corriente no varía apreciablemente, el rizado de potencia aumenta en un factor f .

La corriente que circula a través de la carga, por su parte, tiene una forma de onda adecuada para cualquier índice de modulación. Además del rizado que, como se ha comentado, aumenta en importancia relativa al aumentar el índice de modulación, no se observan perturbaciones de otro tipo. En particular, los armónicos de baja frecuencia, cuya presencia complicaría el filtrado de la onda obtenida, son despreciables.

4.6.4. Variaciones de la carga

En algunas configuraciones se han realizado pruebas con índices de modulación de 0,3, para lo que ha sido necesario disminuir el valor de la inductancia de filtro de la carga. Con índices de modulación más elevados, que se pueden alcanzar con la inductancia de 5 mH empleada en la mayoría de simulaciones, los resultados obtenidos son muy similares variando la inductancia a igualdad de índice de modulación en un rango de entre 1 mH y 10 mH, que son los valores que suelen usarse en la práctica.

En concreto, aumentar la inductancia hace que aumenten ligeramente las oscilaciones de las tensiones de los condensadores y disminuya el rizado de la potencia y para los índices de modulación a los que el convertidor regula bien las tensiones no se aprecian diferencias en la distancia a la consigna. Para índices de modulación superiores sí que se observa una mejora de la regulación con inductancias grandes, pero de forma muy ligera.



5

Modificación de la modulación

Uno de los resultados obtenidos en simulación más llamativos es la presencia de oscilaciones de 150 Hz en la tensión de los condensadores del *bus* de continua. Estas oscilaciones tienen una influencia sobre la potencia extraída a través del convertidor, ya que provocan que los *arrays* se alejen de su punto de máxima potencia. Por eso, resultaría interesante reducir las.

En el estudio de la modulación empleada, recogido en el apartado 3.1 y en más detalle en el anexo A, queda patente que la base de su funcionamiento es que el balance de corriente extraída de los niveles intermedios es nulo. En muchos casos, como cuando se alimenta todo el *bus* de continua con una única fuente o cuando entre los distintos niveles se emplean distintas fuentes de tensión, sean o no reguladas, de las que se puede extraer cualquier intensidad, este método regula la tensión de los condensadores de forma adecuada.

Sin embargo, los *arrays* fotovoltaicos no tienen tanta flexibilidad como las fuentes de tensión a la hora de proporcionar una corriente y fijar una tensión conlleva fijar una corriente. Por tanto, cuando los *arrays* están sometidos a condiciones ambientales diferentes, en su punto de máxima potencia generan distintas corrientes, de manera que el convertidor debe extraer o introducir corriente en los niveles intermedios, algo que no se tiene en cuenta al usar esta modulación.

La modulación empleada, no obstante, consigue evitar que alguno de los condensadores se descargue totalmente y permite el funcionamiento del convertidor, al contrario de lo que sucede con otras modulaciones. El equilibrio se consigue gracias al efecto de la perturbación, que altera el tiempo que se conecta el terminal de alterna a los niveles de continua y permite el tránsito de corriente, pero esto tiene una dinámica relativamente lenta y por eso se aprecian las oscilaciones de 150 Hz de frecuencia debidas a la onda trifásica.

Para evitar estas oscilaciones, o reducir las en la medida de lo posible, una solución puede ser diseñar una modulación o alterar la existente para que el convertidor pueda extraer en cada periodo de conmutación la intensidad adecuada de cada nivel intermedio.



5.1. Fundamento de la modificación

Para realizar una modificación que realmente permita equilibrar la corriente extraída de los niveles intermedios sin que eso suponga un deterioro de la onda sintetizada es necesario estudiar el espacio de estados de conmutación del convertidor, cuyo diagrama se puede ver en la figura 3.1 en la página 33, ya que contiene información clave para la modulación.

La modulación original emplea combinaciones lineales de los vectores del espacio de estados de conmutación del convertidor, llamadas vectores virtuales, de manera que la corriente extraída de los puntos intermedios es $[i_2, i_3] = [0, 0]$, mientras que lo que se plantea con la modificación es obtener $[i_2, i_3] = [i_{PVA1} - i_{PVA2}, i_{PVA2} - i_{PVA3}]$, siendo i_{PVAk} la corriente instantánea generada por el *array* k , para compensar las diferencias de corrientes entre los *arrays*, que se pueden observar en la figura 5.1.

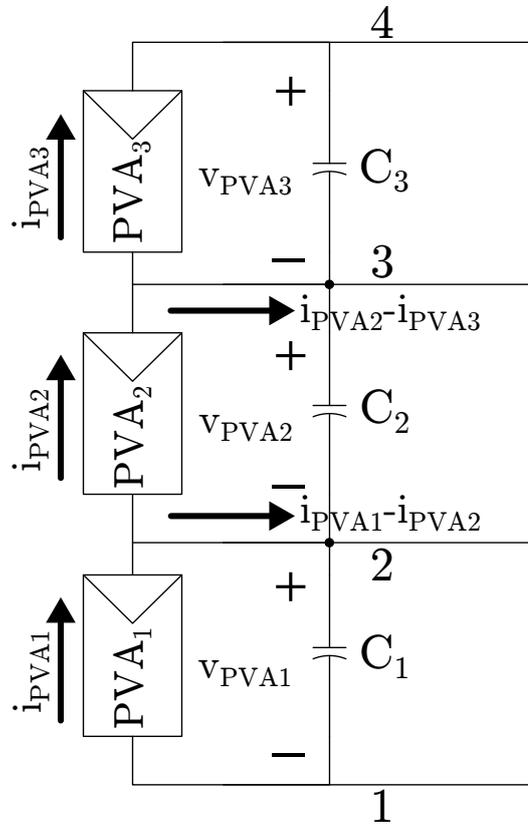


Figura 5.1: Esquema eléctrico con el balance de corriente de los *arrays* conectados al convertidor.

Para ello, pueden definirse dos nuevas modulaciones, una con vectores virtuales cuyo balance de corriente sea $[i_2, i_3] = [i_2, 0]$ y otra con un balance $[i_2, i_3] = [0, i_3]$. En cada periodo de conmutación, cada una de estas dos modulaciones nuevas puede emplearse durante el tiempo necesario para que la corriente media extraída en todo el periodo del nivel correspondiente sea la correcta, dejando el tiempo sobrante para la modulación original, de manera que el resultado de aplicar las tres modulaciones permita obtener la onda trifásica y el balance de corriente de los niveles intermedios buscados.

Para diferenciar correctamente las distintas modulaciones, se llamará *modulación equili-*



bradora de corriente del nivel 2 a la que tiene un balance de corriente $[i_2, 0]$, *modulación equilibradora de corriente del nivel 3* a la de balance $[0, i_3]$ y *modulación neutra* a la original.

5.2. Modulaciones equilibradoras de corriente

Debido a las simetrías del espacio de estados del convertidor, resulta provechoso trasladar el vector de referencia de un sextante al anterior mediante simetrías respecto al lado común de los triángulos equiláteros que componen cada sextante para llevarlo al primero, conservando la información del sextante original. Esto se debe a que fijando el primer sextante pueden realizarse los cálculos siempre de la misma forma, sin importar dónde se encuentra realmente el vector de referencia, y después asignar los valores correctos de los *duty ratios* a cada fase según el sextante del vector de referencia inicial.

Otra transformación que permite simplificar los cálculos, en el primer sextante, es escribir los vectores en la base $u_1 = \left(\frac{2}{3\sqrt{3}}, 0\right)$, $u_2 = \left(\frac{1}{3\sqrt{3}}, \frac{1}{3}\right)$, vectores que en el diagrama del espacio de estados de la figura 3.1 corresponden a dos lados del triángulo equilátero pequeño que tiene al origen como uno de sus vértices.

En ambas modulaciones se definen los cuatro vectores virtuales que se muestran en la figura 5.2, que en la base u_1, u_2 son $V_1 = (1, 0)$, $V_2 = (0, 1)$, $V_3 = (2, 0)$ y $V_4 = (0, 2)$, junto a las distintas regiones en que se divide el sextante según los vectores virtuales empleados para representar el vector de referencia. Los conjuntos de conexiones que definen estos vectores virtuales y sus propiedades son diferentes según si la modulación equilibra la corriente del nivel 2 o el 3, como se explica en apartados posteriores, pero una vez fijados esos conjuntos de conexiones ambas modulaciones equilibradoras actúan de forma análoga.

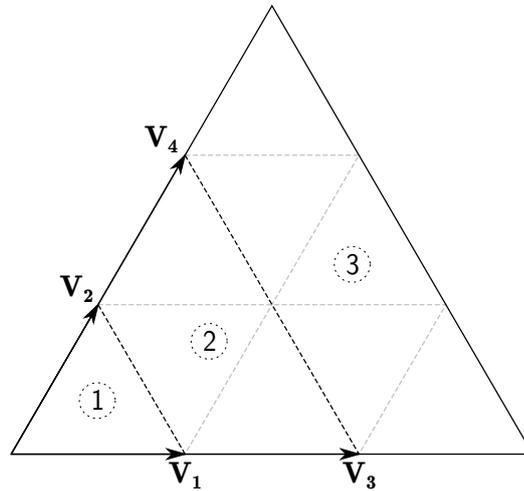


Figura 5.2: Primer sextante del espacio de estados de conmutación del convertidor adaptado a las modulaciones equilibradoras.

Un vector de referencia V_{ref} en la región 1 se aproxima por el vector del segmento que constituye la frontera entre las regiones 1 y 2 con su mismo ángulo, V_{eq} . Como se puede ver en la figura 5.3, al ser mayor su módulo, es necesario que el vector sintetizado por la modulación neutra, V_{neut} , tenga un módulo inferior al de referencia, cuyo valor dependerá del tiempo que se otorga a las modulaciones equilibradoras. Con las transformaciones realizadas, el cálculo



del V_{eq} correspondiente a un vector de referencia $V_{ref} = (v_x, v_y)$ en base u_1, u_2 resulta muy sencillo:

$$V_{eq} = \frac{v_x}{v_x + v_y} V_1 + \frac{v_y}{v_x + v_y} V_2 \quad (5.1)$$

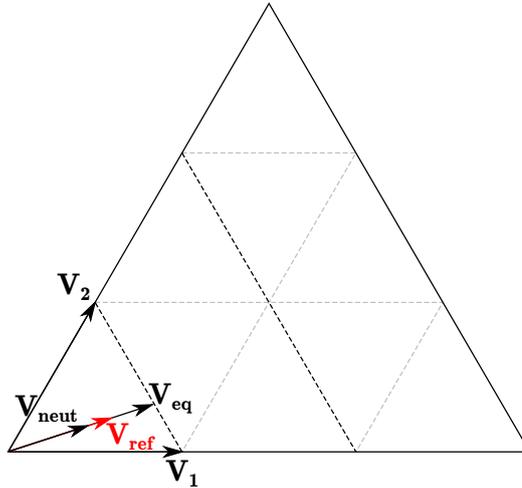


Figura 5.3: Vectores de las modulaciones equilibradoras en la región 1.

En la región 3 se procede de una manera similar. El vector V_{ref} se aproxima por el vector V_{eq} del segmento límite entre las zonas 2 y 3 con su mismo ángulo y la modulación neutra tiene que generar un vector V_{neut} con ese mismo ángulo y un módulo mayor para que el resultado sea exactamente el vector de referencia, como se muestra en la figura 5.4. La expresión de V_{eq} es muy parecida a la anterior:

$$V_{eq} = \frac{v_x}{v_x + v_y} V_3 + \frac{v_y}{v_x + v_y} V_4 \quad (5.2)$$

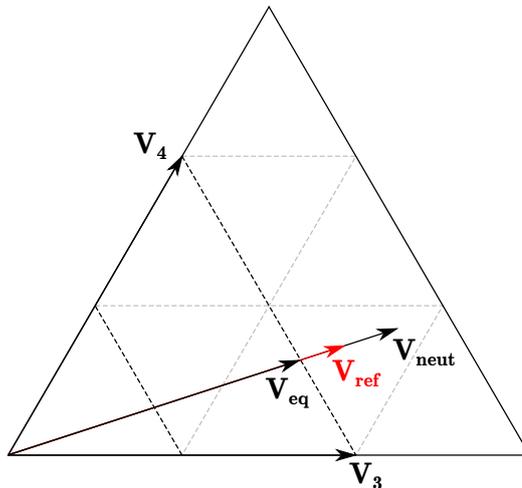


Figura 5.4: Vectores de las modulaciones equilibradoras en la región 3.

Los vectores de referencia se reproducen exactamente en la región 2 a partir de los cuatro vectores virtuales. Una forma sencilla de realizarlo es generar un vector V_{eq12} de la frontera



con la región 1 y un vector V_{eq23} de la frontera con la región 3 con su mismo ángulo, como en la figura 5.5, e interpolar linealmente teniendo en cuenta la longitud del vector de referencia:

$$V_{eq} = (2-v_x-v_y) \left(\frac{v_x}{v_x+v_y} V_1 + \frac{v_y}{v_x+v_y} V_2 \right) + (v_x+v_y-1) \left(\frac{v_x}{v_x+v_y} V_3 + \frac{v_y}{v_x+v_y} V_4 \right) \quad (5.3)$$

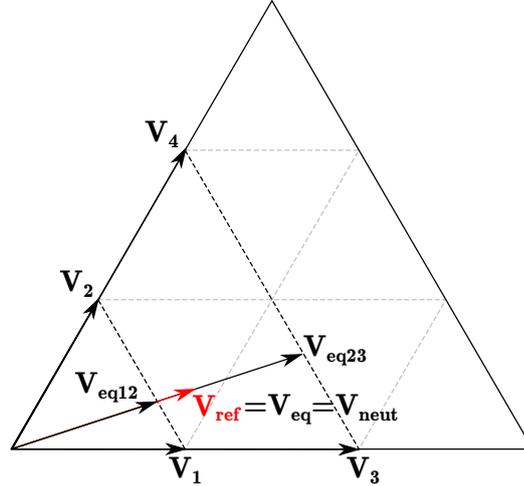


Figura 5.5: Vectores de las modulaciones equilibradoras en la región 2.

Como en otras modulaciones con un control por vectores del espacio de estados, una vez se ha descrito un vector en función de los que representan los distintos conjuntos de conexiones, se puede determinar el tiempo que se conecta cada fase a cada nivel para obtener ese vector, que en las modulaciones equilibradoras es V_{eq} . Sin embargo, en este caso también es necesario calcular el tiempo que se aplica cada una de las modulaciones, en función de las corrientes que tienen que ser equilibradas y las que se emplean para equilibrarlas, que dependen de la definición de los vectores virtuales de cada modulación equilibradora.

5.2.1. Definición de vectores virtuales en la modulación equilibradora de corriente del nivel 2

Para la definición de los vectores virtuales es necesario estudiar con detalle, a partir del diagrama de la figura 3.1, las conexiones posibles y sus balances de corriente, buscando combinaciones lineales cuyo balance sea $[i_2, 0]$.

Por ejemplo, la suma de los vectores correspondientes a las conexiones 322 y 433 da una corriente $-i_a$ en el nivel 2 y 0 en el nivel 3, por lo que esta combinación lineal presenta un candidato a vector virtual para la modulación equilibradora de corriente del nivel 2. Teniendo en cuenta que las combinaciones lineales que se pueden emplear para generar vectores virtuales tienen que ser convexas, es decir, sus coeficientes no pueden ser negativos y tienen que sumar 1, el candidato es $\frac{1}{2}(322) + \frac{1}{2}(433)$, que coincide con V_1 y tiene un balance de corriente $[-\frac{i_a}{2}, 0]$.

Haciendo operaciones similares pueden encontrarse dos combinaciones lineales para cada uno de los vectores V_1 , V_2 , V_3 y V_4 , que se muestran en la parte izquierda del cuadro 5.1. La corriente involucrada en los vectores V_1 y V_3 es i_a , mientras que en los otros dos vectores



Vector	Nivel 2		Nivel 3	
	Combinación	Corriente	Combinación	Corriente
V_1	(211)	$[i_a, 0]$	$\frac{1}{2}(211) + \frac{1}{2}(322)$	$[0, \frac{i_a}{2}]$
	$\frac{1}{2}(322) + \frac{1}{2}(433)$	$[-\frac{i_a}{2}, 0]$	(433)	$[0, -i_a]$
V_2	$\frac{1}{2}(332) + \frac{1}{2}(443)$	$[\frac{i_c}{2}, 0]$	(443)	$[0, i_c]$
	(221)	$[-i_c, 0]$	$\frac{1}{2}(221) + \frac{1}{2}(332)$	$[0, -\frac{i_c}{2}]$
V_3	$\frac{1}{2}(211) + \frac{1}{2}(411)$	$[\frac{i_a}{2}, 0]$	(311)	$[0, i_a]$
	(422)	$[-i_a, 0]$	$\frac{1}{2}(411) + \frac{1}{2}(433)$	$[0, -\frac{i_a}{2}]$
V_4	(442)	$[i_c, 0]$	$\frac{1}{2}(441) + \frac{1}{2}(443)$	$[0, \frac{i_c}{2}]$
	$\frac{1}{2}(221) + \frac{1}{2}(441)$	$[-\frac{i_c}{2}, 0]$	(331)	$[0, -i_c]$

Cuadro 5.1: Vectores virtuales con corriente de los niveles intermedios.

interviene i_c . Es destacable que las dos combinaciones lineales se diferencian en el balance de corriente en un factor de $\frac{1}{2}$ y especialmente en el signo.

Esto permite elegir la conexión más conveniente en función del sentido de la corriente que hay que equilibrar. La elección es la combinación con balance $[i_2, 0]$ tal que $i_{PV12}i_2 > 0$, con $i_{PV12} = i_{PVA1} - i_{PVA2}$. Por ejemplo, si $i_a > 0$, $i_c < 0$ y hay que extraer corriente del nivel intermedio, es decir, $i_{PV12} > 0$, para un vector de referencia $V_{ref} = (v_x, v_y)$ en la región 1 se escoge la representación $\frac{v_x}{v_x+v_y}(211) + \frac{v_y}{v_x+v_y}(221)$, que aporta una corriente $[\frac{v_x i_a - v_y i_c}{v_x+v_y}, 0]$.

5.2.2. Definición de vectores virtuales en la modulación equilibradora de corriente del nivel 3

En este caso, los vectores virtuales deben tener un balance de corriente $[0, i_3]$. En la parte derecha del cuadro 5.1 se resumen las combinaciones lineales que dan los vectores virtuales para esta modulación. Como en el nivel 2, la corriente involucrada en los vectores V_1 y V_3 es i_a , mientras que para los otros dos vectores es i_c y se observan las mismas diferencias en el signo y el factor de $\frac{1}{2}$. En este caso la intensidad que hay que tener en cuenta es $i_{PV23} = i_{PVA2} - i_{PVA3}$ y la condición se transforma en $i_{PV23}i_3 > 0$.

5.2.3. Tiempo de funcionamiento de las modulaciones equilibradoras de corriente

La modulación equilibradora de corriente del nivel 2 tendrá que trabajar durante una fracción del periodo de conmutación tal que la corriente extraída media sea igual a i_{PV12} . Si la corriente que puede extraer es i_2 , esa fracción es $d_{n2} = \frac{i_{PV12}}{i_2}$. Por su parte, para el nivel 3 será necesario que la modulación correspondiente trabaje $d_{n3} = \frac{i_{PV23}}{i_3}$ partes del periodo de conmutación.

Cuando el vector de referencia no se encuentra en la región 2, el módulo de los vectores obtenidos por estas modulaciones m' será diferente del módulo del vector de referencia m , por lo que la modulación neutra deberá sintetizar un vector con módulo m_{neut} tal que



$m = (d_{n2} + d_{n3})m' + (1 - d_{n2} - d_{n3})m_{neut}$, es decir, ese módulo tendrá que ser:

$$m_{neut} = \frac{m - (d_{n2} + d_{n3})m'}{1 - d_{n2} - d_{n3}} \quad (5.4)$$

Sin embargo, cuando las intensidades de fase son demasiado bajas en comparación con las diferencias de corriente de los *arrays*, las fracciones d_{n2} y d_{n3} pueden ser excesivamente elevadas, llegando a sumar más de 1 o algún valor que haga que m_{neut} sea negativo o mayor que 1, con lo que la modulación no funcionaría correctamente.

Esto se evita comprobando que $d_{n2} + d_{n3} \leq \frac{m}{m'}$ y $d_{n2} + d_{n3} \leq \frac{1-m}{1-m'}$, ya que la primera condición asegura $m_{neut} \geq 0$ y la segunda implica que $m_{neut} \leq 1$, y, sea cual sea el valor de m y m' entre 0 y 1, al menos una de las cotas es menor o igual que 1.

Si se detecta que una de esas condiciones no se cumple puede optarse por varias estrategias, como intentar que uno de los valores d_{n2} , d_{n3} tenga su valor a costa del otro o modificar su valores proporcionalmente, que es la opción más sencilla, ya que basta con dividir los valores calculados por $d_{n2} + d_{n3}$ y multiplicarlos por el máximo que pueden alcanzar. En cualquier caso, cuando esto sucede la modulación pierde su efectividad en la regulación al no poder extraer de cada nivel la corriente necesaria.

5.2.4. Asignación de valores a los *duty ratios*

Una vez calculado el tiempo que tiene que funcionar cada modulación se asignan los *duty ratios* resultantes para todas las fases, para lo que hay que tener en cuenta el sextante en que se encuentra el vector de referencia y ese tiempo de funcionamiento de cada modulación.

Los detalles de las elecciones de vectores virtuales y los cálculos realizados pueden verse en el código que implementa esta modulación, a partir de la página 108 en el anexo B.

Estos *duty ratios* pueden modificarse mediante la misma perturbación que la empleada con la modulación original, explicada en el apartado 3.2. Así, la modulación tiene como objetivo, además de proporcionar la onda de tensión correcta, mantener la tensión de los condensadores del *bus* de continua y la perturbación se encarga de llevar las tensiones a los valores adecuados.

5.3. Resultados de la modificación

La utilización de esta modificación de la modulación representa una gran mejora en el funcionamiento del convertidor, manteniendo la calidad de las ondas de tensión y corriente generadas por el convertidor.

En primer lugar, los parámetros de control deben cambiarse porque el papel de la perturbación cambia. En la nueva situación, la perturbación se encarga únicamente de variar la tensión cuando hay un cambio en la consigna, puesto que la modulación se ocupa de mantener constante la tensión de los condensadores, al menos en valor medio, durante un periodo de conmutación. Después de realizar una serie de simulaciones se llega a la conclusión de que los valores $K = 100$, $f_z = 0,01$ y $f_p = 100$ permiten equilibrar las tensiones de manera rápida y suave.



5.3.1. Regulación de tensión

Las simulaciones realizadas empleando esta modificación de la modulación en las condiciones descritas en el apartado 4.4 a partir de la página 42 permiten observar varias mejoras con respecto a la modulación original. Una de las más destacadas es la que se produce en la regulación de tensión de los condensadores.

Esta modificación consigue ajustar el valor adecuado de las tensiones en todo el rango de índices de modulación en que lo hace la modulación original e incluso en un rango notablemente más extenso en la mayoría de las condiciones estudiadas. En el cuadro 5.2 se recogen los intervalos en que se empieza a observar la pérdida de regulación con las dos modulaciones en distintas condiciones. Estas condiciones, en las que se ha mantenido fijo el valor de temperatura en 25°C , se representan por una cadena $c_1c_2c_3$, donde c_k representa el estado del *array* k y es l si se encuentra al sol por completo, s si se encuentra totalmente a la sombra y p si tiene sombras parciales. Cabe recordar que se ha considerado que un panel al sol recibe una irradiancia de 500 W/m^2 , que a la sombra se reduce a 250 W/m^2 y que un *array* parcialmente en sombra tiene dos paneles al sol y dos en sombra.

Condiciones	Modulación original	Modulación modificada
<i>sl</i>	0,75 – 0,80	0,85 – 0,90
<i>sl</i>	0,55 – 0,60	0,55 – 0,60
<i>lls</i>	0,75 – 0,80	0,85 – 0,90
<i>lss</i>	0,50 – 0,55	0,65 – 0,70
<i>sls</i>	0,70 – 0,75	0,70 – 0,75
<i>ssl</i>	0,50 – 0,55	0,65 – 0,70
<i>lpl</i>	0,55 – 0,60	0,55 – 0,60
<i>ppl</i>	0,50 – 0,55	0,70 – 0,75
<i>spl</i>	0,50 – 0,55	0,70 – 0,75

Cuadro 5.2: Índices de modulación máximos para una regulación de tensión óptima.

En las condiciones expuestas en el cuadro 5.2, la modificación no consigue aumentar el rango respecto a la modulación original cuando el *array* 2 es el que más o el que menos energía recibe. Esto es esperable ya que en esos casos la corriente generada por ese *array* puede ser muy diferente a las generadas por los otros dos, haciendo que las corrientes que se tienen que equilibrar en los niveles intermedios sean elevadas, lo que a su vez puede provocar que las modulaciones equilibradoras no tengan tiempo suficiente durante un periodo de conmutación para cumplir totalmente con su función.

Las figuras 5.6 y 5.7 muestran las gráficas de la tensión de los condensadores cuando los *arrays* 2 y 3 están en sombra a 25°C con índices de modulación de 0,35 y 0,70 respectivamente. En la primera de ellas se puede ver cómo se ajustan esas tensiones al valor de consigna, que es de $64,3\text{ V}$ para el *array* 1 y de $64,6\text{ V}$ para los otros dos. En la segunda, el índice de modulación es demasiado alto y el convertidor no es capaz de regular correctamente las tensiones, pero se observa una gran diferencia respecto a la modulación original, que, como se puede observar en la figura 4.2 en la página 46, deja las tensiones más lejos de la consigna en las mismas condiciones.

Estas diferencias pueden explicarse a través de los *duty ratios*. Con índices de modulación bajos se observan variaciones en su forma, pero los cambios principales se producen cuando el índice de modulación es alto. En ese caso, el valor máximo de uno de los *duty ratios* de los niveles extremos se aproxima mucho a 1 y uno de los *duty ratios* asociados a los niveles intermedios tiene un valor cercano a 0 en todo momento.



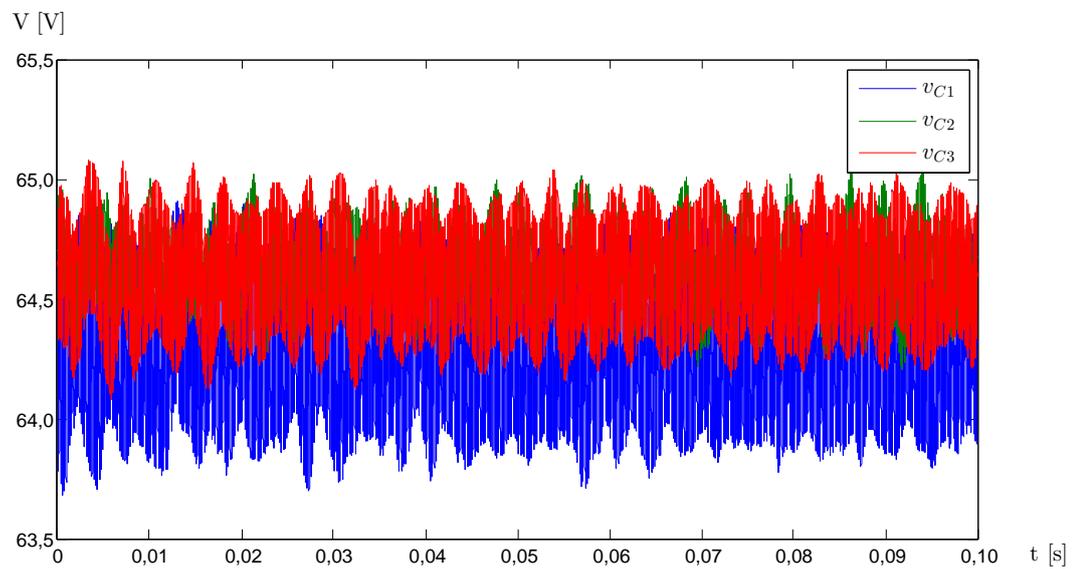


Figura 5.6: Gráfica de tensión de los condensadores obtenida en simulación con la modulación modificada con índice de modulación de 0,35.

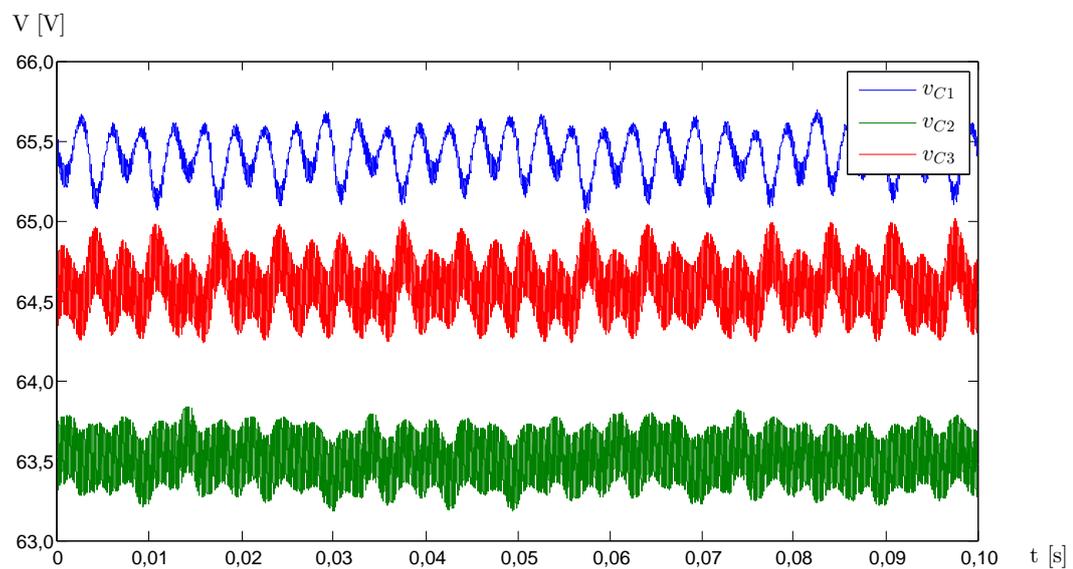


Figura 5.7: Gráfica de tensión de los condensadores obtenida en simulación con la modulación modificada con índice de modulación de 0,70.



Esta circunstancia se puede observar en las figuras 5.8 y 5.9, que muestran los *duty ratios* que se obtienen para la fase *a* cuando los *arrays* 2 y 3 están en sombra y la temperatura ambiente es de 25°C. La figura 5.8 corresponde a un índice de modulación $m = 0,35$ y puede compararse con la figura 4.3, que se encuentra en la página 47, realizada en las mismas condiciones. La figura 5.9 se obtiene con un índice de modulación $m = 0,70$. Se puede ver que el *duty ratio* del nivel 1 alcanza valores muy cercanos a la unidad y el del nivel 3 es siempre muy bajo, algo que no sucede aplicando la modulación original. Con ella, como se puede ver en la figura 4.4 en la página 48, obtenida también en las mismas condiciones, el *duty ratio* correspondiente al nivel 1 no supera 0,90 y el del nivel 3 nunca es inferior a 0,10.

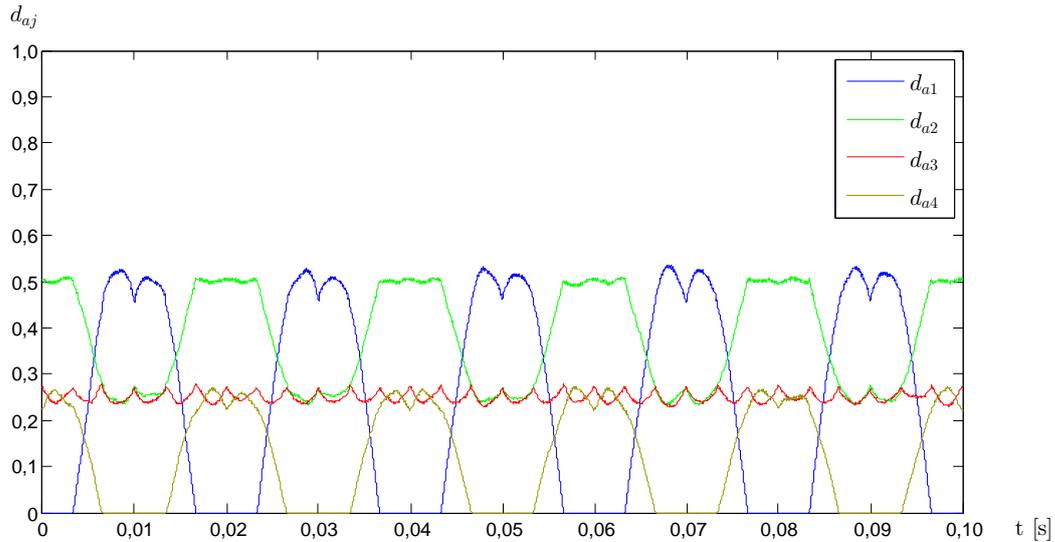


Figura 5.8: *Duty ratios* de la fase *a* obtenidos en simulación con la modulación modificada con índice de modulación de 0,35.

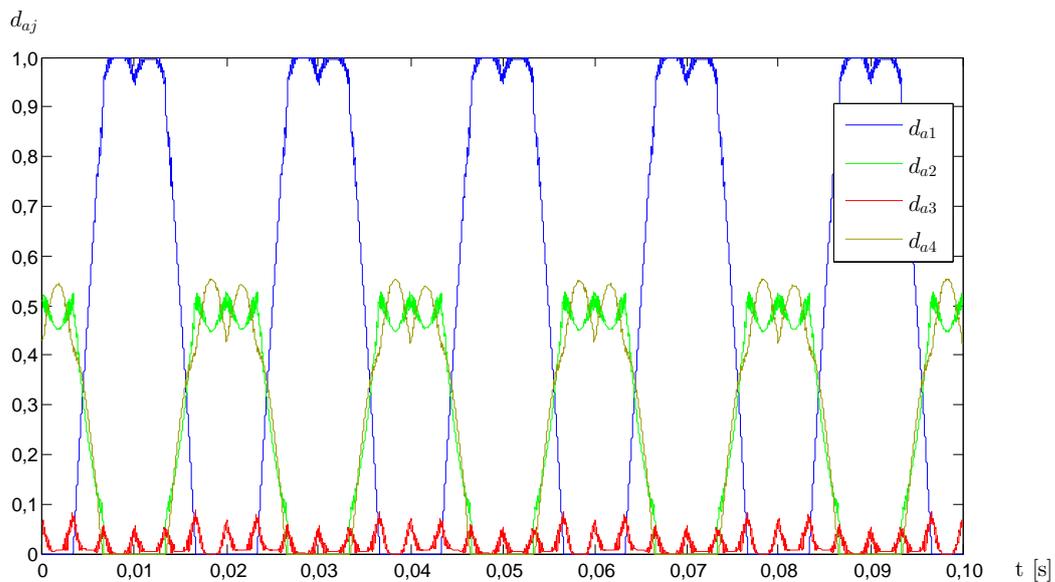


Figura 5.9: *Duty ratios* de la fase *a* obtenidos en simulación con la modulación modificada con índice de modulación de 0,70.



5.3.2. Oscilaciones de tensión

Las oscilaciones en las tensiones de los condensadores se reducen en gran medida, como se puede comprobar en la figura 5.6. Con la modificación, a índices de modulación bajos, la amplitud de las oscilaciones es menor que el propio rizado de la tensión causado por la corta duración de las conexiones.

Cuando el índice de modulación aumenta y alguno de los *duty ratios* toma valores muy cercanos a 0 o 1 comienzan a aparecer pequeñas oscilaciones, similares a las que se pueden ver para un índice de modulación de 0,70 en la figura 5.7, a la que corresponden los *duty ratios* que se muestran en 5.9. Este comportamiento es diferente al observado con la modulación original, ya que con ella cuando uno de los *duty ratios* alcanza valores extremos lo que se produce es la pérdida de regulación, también con oscilaciones pequeñas. Con la modificación esto se produce con índices de modulación algo mayores, lo que permite aumentar el índice de modulación máximo al que se consigue una buena regulación.

Otro aspecto que llama la atención sobre las oscilaciones es que con la modulación original tienen una frecuencia de 150 Hz y las que se observan con la modificación rondan los 300 Hz. Esto se debe en parte a que en cada sextante se emplean las corrientes de fase con el signo que más interesa para equilibrar las corrientes, lo que permite disponer de seis máximos a lo largo de un ciclo de la tensión sintetizada.

5.3.3. Potencia extraída

La reducción de las oscilaciones con índices de modulación bajos permite extraer más potencia de los *arrays*, ya que trabajan más tiempo más cerca del punto de máxima potencia. Sin embargo, las diferencias son mínimas puesto que la modulación original ya permite extraer una potencia muy próxima a la máxima teórica.

Debido a que el índice de modulación a partir del cual se produce la pérdida de regulación es, en general, superior con la modificación de la modulación, con índices de modulación altos se puede ver cómo la modificación es capaz de extraer una potencia casi igual a la máxima cuando la modulación original empieza a perder eficiencia.

Para índices de modulación mayores, para los que la modificación tampoco es capaz de asegurar las tensiones de los condensadores, se observa una disminución de la potencia generada a través del convertidor con la modulación modificada, pero aún así se mantiene por encima de la extraída con la modulación original.

En el cuadro 5.3 puede verse la potencia extraída en las condiciones ambientales anteriores cuando el índice de modulación es 0,80 para las dos modulaciones, junto a los valores máximos teóricos para un convertidor de cuatro niveles y uno de dos niveles. En concreto, se representa por P_{orig} la potencia extraída con la modulación original, P_{mod} la obtenida con la modificación, P_{MPP} la máxima para un convertidor de cuatro niveles y $P_{\text{MPP}_{2n}}$ la correspondiente a uno de dos niveles.

Teniendo en cuenta los datos del cuadro 5.3, en todos los casos se obtiene mayor potencia empleando la modulación modificada. Como con la regulación de la tensión, en las condiciones en que el *array* 2 es el que más o el que menos energía recibe, las diferencias son muy pequeñas. Sin embargo, en otros casos puede observarse cómo la modulación modificada puede proporcionar prácticamente la máxima potencia cuando la original ya no es capaz de



Condiciones	P_{orig} (W)	P_{mod} (W)	P_{MPP} (W)	$P_{MPP 2n}$ (W)
<i>sll</i>	740,4	760,2	761,4	608,4
<i>lsl</i>	583,2	588,8	761,4	608,4
<i>lls</i>	741,3	760,2	761,4	608,4
<i>lss</i>	518,2	557,0	610,3	485,1
<i>sls</i>	566,2	569,1	610,3	485,1
<i>ssl</i>	519,0	560,9	610,3	485,1
<i>lpl</i>	587,4	596,4	775,1	760,5
<i>ppl</i>	545,8	587,7	637,6	608,4
<i>spl</i>	530,1	571,0	624,0	500,1

Cuadro 5.3: Potencia extraída con un índice de modulación de 0,80.

hacerlo o que en condiciones peores para ambas modulaciones consigue extraer un 8% más de potencia.

También destaca que para este índice de modulación tan elevado la potencia extraída por el convertidor de cuatro niveles en las simulaciones es inferior a la máxima potencia teórica que puede proporcionar un convertidor de dos niveles. A simple vista puede parecer una desventaja de este convertidor, pero en la práctica esto puede solucionarse desconectando las conexiones de los *arrays* a los niveles intermedios del convertidor, de manera que el sistema de continua pasa a ser la conexión en serie de los tres *arrays*, que alimentan a todo el *bus* de continua. Con los tres condensadores se permite el acceso a los dos niveles intermedios y el convertidor puede trabajar alimentado por una única fuente cuya tensión puede regular correctamente con la modulación original, puesto que la corriente neta desde los niveles intermedios tiene que ser 0.



6

Construcción del convertidor

6.1. Descripción del sistema fotovoltaico

El sistema fotovoltaico empleado en el proyecto está formado por tres *arrays* fotovoltaicos cada uno de los cuales está compuesto por cuatro paneles conectados en serie. La tensión nominal de cada panel es de 12 V, su punto de máxima potencia en condiciones de funcionamiento estándar, es decir, con una irradiancia de 1000 W/m^2 y una temperatura ambiente de 25°C , se encuentra a 17,4 V y la máxima tensión que pueden llegar a proporcionar ronda los 22 V en esas mismas condiciones. Por tanto, la tensión nominal de un *array* es de 48 V, su punto de máxima potencia se encuentra habitualmente en las cercanías de los 69,6 V y su tensión máxima es aproximadamente 88 V. La máxima intensidad que puede suministrar un panel tiene un valor aproximado de 10 A.

Durante el funcionamiento del convertidor se busca que el sistema trabaje cerca de su punto de máxima potencia, que supone una tensión total de 208,8 V, lo que determina algunas de las características de los componentes empleados en su construcción. También es importante el dato de máxima corriente que pueden generar los tres *arrays*, igual a los 10 A de cada panel, para valorar las peores condiciones en las que trabajarán los componentes.

6.2. Montaje del convertidor

El convertidor está formado por tres ramas, cada una de las cuales permite conectar una fase del sistema trifásico de salida y dispone de las conexiones para los cuatro niveles de continua, de manera que se puede conectar el *array* 1 entre los niveles 1 y 2, el *array* 2 entre los niveles 2 y 3 y el *array* 3 entre los niveles 3 y 4.

La base de cada una de estas ramas la constituye una placa de circuito impreso a la que se sueldan, además de los interruptores que forman esencialmente el convertidor, otros elementos necesarios para hacer posible su funcionamiento. La situación y el papel que tienen estos componentes en el convertidor se explica en los siguientes apartados.



6.2.1. *Bus de continua*

El *bus* de continua ocupa el lateral derecho de la placa según se ve en la figura 6.1. Como se puede apreciar consta de los cuatro puntos de conexión correspondientes a los niveles de continua, siendo el nivel 1 el de la parte inferior de la imagen.

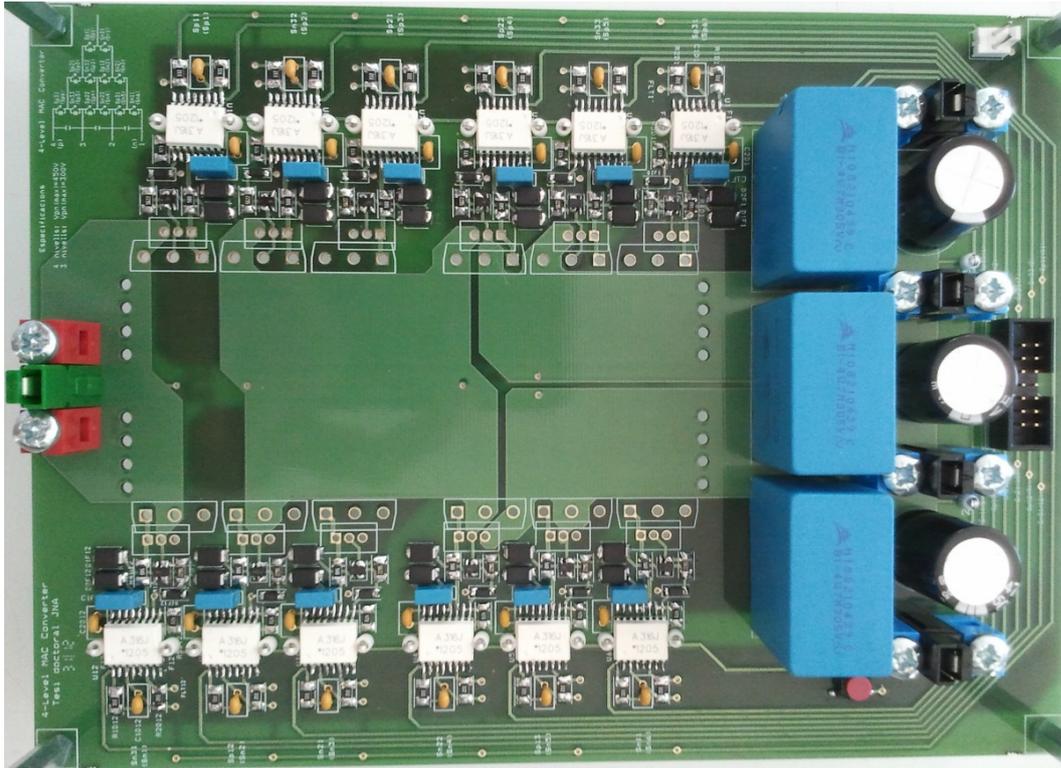


Figura 6.1: Rama del convertidor con elementos auxiliares sobre la placa de circuito impreso.

Entre los distintos niveles hay dos condensadores que permiten mantener controlada la tensión entre los niveles. Uno de ellos es electrolítico, tiene una capacidad de $47 \mu\text{F}$ y se encarga de las variaciones de tensión a baja frecuencia, mientras que el otro, un condensador MKP de $4,7 \mu\text{F}$, soporta mejor los cambios de alta frecuencia. Teniendo en cuenta que hay tres ramas, la capacidad total conectada entre dos niveles consecutivos del convertidor es de $155,1 \mu\text{F}$.

En paralelo con los condensadores también se conectan en las tres ramas unas resistencias de $33 \text{k}\Omega$ que permiten la descarga de los condensadores cuando se deja de alimentar el convertidor y ayudan a equilibrar las tensiones de los distintos niveles cuando el convertidor se alimenta con una única fuente entre los dos extremos del *bus*.

Junto a estos elementos se encuentra el conector que permite transferir las señales de control de los interruptores desde el procesador de control, dos terminales que permiten conectar una fuente de tensión de 5V para alimentar a algunos elementos auxiliares y un pulsador para enviar órdenes a esos elementos.



6.2.2. Circuitos auxiliares

En la figura 6.1 también se pueden apreciar los circuitos que se encargan de transformar la señal recibida del ordenador en una tensión entre los terminales del interruptor correspondiente para controlar su estado. Hay doce circuitos iguales, uno para cada interruptor de la rama.

El elemento principal es un circuito integrado HCPL-316J, el *gate driver* o controlador de puerta, que es el encargado de procesar la señal y, a través de una conexión con una resistencia, forzar la tensión de puerta del interruptor para que entre en conducción. Pueden producirse sobrecorrientes peligrosas en el interruptor que es necesario evitar, para lo que se dispone de un circuito de desaturación, conectado al controlador de puerta y formado por una resistencia, un condensador y un diodo. De esta manera, cuando recibe la señal procedente de este circuito, el controlador de puerta se para e impide que el interruptor se dañe. Una vez pasado el problema, puede ponerse el controlador de puerta en funcionamiento de nuevo a través del pulsador situado junto al *bus* de continua.

El resto de elementos tiene la misión de mantener una tensión adecuada en el controlador para que funcione correctamente y, tal como se explica en [11], su funcionamiento se basa en almacenar en un condensador la energía que se perdería al abrir el interruptor asociado y en un último extremo extraerla del *bus* de continua. De esta forma, se puede prescindir de otros circuitos auxiliares externos para la alimentación del controlador de puerta. Algunos de los elementos empleados se sitúan sobre la parte inferior de la placa, como se puede ver en la figura 6.2.

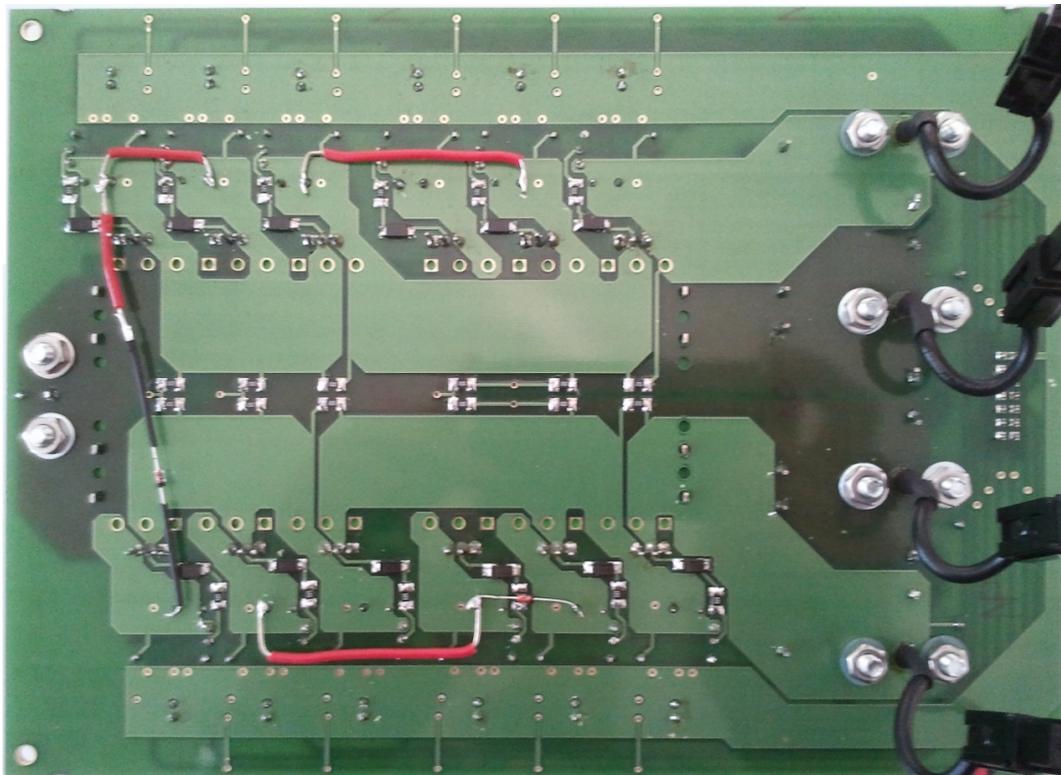


Figura 6.2: Vista inferior de una rama del convertidor con los elementos soldados a la parte inferior de la placa de circuito impreso.

En esta figura destacan especialmente unas conexiones, dos de ellas a través de un diodo, entre los circuitos auxiliares de distintos interruptores. Su objetivo es impedir la descarga de los condensadores de apoyo de los controladores de algunos interruptores, que por el funcionamiento del convertidor se encuentran en conducción durante un tercio de cada ciclo. Para ello, se conectan a otros condensadores cuyos interruptores no pasan tanto tiempo cerrados y por tanto no sufren descargas tan profundas, como se expone en [11].

En la parte inferior de la placa también se pueden ver algunas resistencias que enlazan los bloques superior e inferior. Su cometido es equilibrar las tensiones en bornes de todos los interruptores cuando todos están abiertos y el convertidor sigue alimentado por el sistema de continua a pesar de estar en modo de reposo. Una de las múltiples soluciones posibles se muestra en [11], donde se deja un grado de libertad en la elección de las resistencias, que es un factor de proporcionalidad. Un valor alto asegurará una corriente baja a través de ellas y por tanto pocas pérdidas, pero en la práctica tiene el inconveniente de que el equilibrio de las tensiones es más difícil de conseguir.

6.2.3. Interruptores

El papel de interruptores lo desempeñan unos MOSFET STP20NF20 con 200 V de tensión de ruptura, una corriente continuada máxima de 18 A y un pico de corriente máximo de 72 A. La tensión total que pueden llegar a dar los *arrays* en las condiciones de trabajo es aproximadamente de 210 V, por lo que si un interruptor tuviera que soportarla solo podría estropearse.

Para evitar posibles daños es necesario programar una secuencia de encendido y apagado del convertidor que garantice que cada interruptor soporte en el peor de los casos la diferencia de tensión entre dos niveles consecutivos, es decir, un máximo de unos 90 V. Durante el funcionamiento normal no se excede nunca esa tensión, ya que la diferencia entre dos niveles se encuentra alrededor de 70 V, e incluso se dispone de un margen de seguridad si por algún error un interruptor debe soportar la diferencia de tensión correspondiente a dos saltos entre niveles consecutivos.

Como en otras aplicaciones, los interruptores están expuestos a la potencia de las pérdidas en conmutación y conducción, que provoca su calentamiento. Para que su temperatura no sea excesiva es necesario emplear unos disipadores. En la figura 6.3 se pueden ver los interruptores ensamblados en grupos de tres a sus disipadores tumbados sobre la posición que ocupan en la placa. Los disipadores son metálicos, por lo que debe situarse una película aislante de la electricidad entre ellos y los interruptores, ya que la parte posterior de los transistores empleados está en tensión. Para permitir un buen rendimiento de los disipadores es necesario que esta película tenga una conducción del calor aceptable.

6.3. Sistema de control del convertidor

Durante su funcionamiento, el convertidor tiene que recibir las señales de control de los interruptores para conmutarlos adecuadamente según los resultados obtenidos en cada periodo de conmutación por la modulación y la perturbación que se aplica posteriormente a los *duty ratios*. Esas señales son generadas por un sistema de *hardware* de control de dSPACE, que consta de una placa procesadora, una placa de entradas analógicas y tres placas de salidas digitales montadas en una caja de expansión con capacidad para 20 placas.



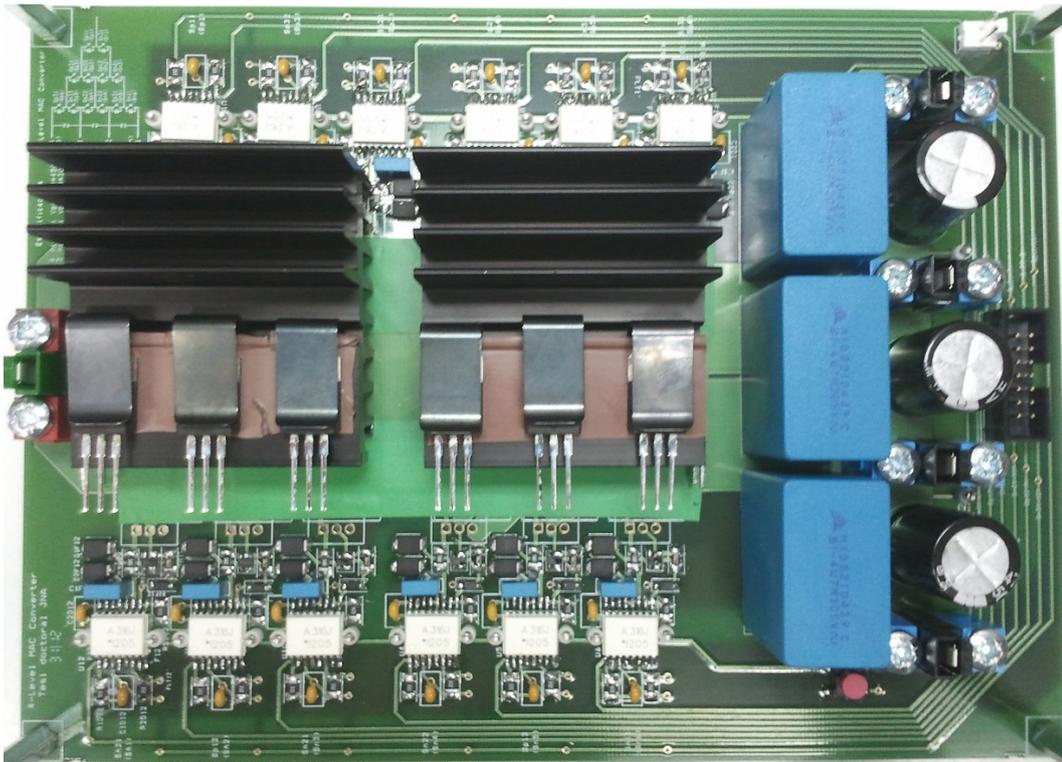


Figura 6.3: Rama del convertidor con seis interruptores unidos a sus disipadores y preparados para ser soldados a la placa de circuito impreso.

La placa procesadora empleada es la DS1006, aprovechando uno de sus cuatro núcleos. Esta placa se encarga de gestionar las señales de control, pero previamente es necesario programar en ella la modulación y la perturbación. Para ello, se emplea un modelo de Simulink en el que se implementan la modulación y la perturbación de los *duty ratios* junto a varios bloques propios de la placa. Este modelo se compila en MATLAB y a partir de él se define un experimento de ControlDesk, la aplicación proporcionada por dSPACE para interactuar con la máquina, donde se puede cargar el modelo compilado al procesador, modificar algunas variables y monitorizar otras.

La placa de conversión de señales analógicas a digitales DS2004 se emplea para obtener las señales de entrada de la medición de tensión de los condensadores del *bus* de continua, las corrientes de fase y las corrientes de entrada a los niveles intermedios del convertidor, puesto que estos datos son necesarios para la perturbación de los *duty ratios* o la modificación de la modulación, mientras que las placas de salidas digitales DS5101 están sincronizadas para enviar los pulsos de control al convertidor y generar una señal trifásica de forma correcta.

En otro tipo de aplicaciones en las que no se emplee el convertidor para evaluar su comportamiento dentro de un sistema, sino para realizar siempre una misma función de forma habitual, pueden utilizarse otros dispositivos programables diseñados específicamente para su control, de manera que su tamaño, sus necesidades de energía y mantenimiento y su coste se ajusten más a esa tarea.

6.4. Pruebas de funcionamiento

6.4.1. Pruebas individuales de las tres ramas

Tras el montaje de las ramas es conveniente probarlas de forma individual.

Para ello se conectan tres fuentes de alimentación que proporcionan 60 V entre cada uno de los niveles y se sintetiza una onda de tensión escalonada con una forma sencilla que facilita la detección de errores, fijando unos *duty ratios* de $\frac{1}{4}$ para todos los niveles. Se comprueba la tensión en el terminal de alterna y las tensiones de puerta de los interruptores.

Las pruebas se realizan a través de ControlDesk mediante un modelo de Simulink más sencillo que consta únicamente de los elementos necesarios para transmitir unos *duty ratios* constantes sin necesidad de una modulación y mucho menos de la perturbación empleada en el funcionamiento normal del convertidor. Esta prueba se realiza en primer lugar sin conectar ninguna carga a la rama y, una vez se ha superado, conectando en primer lugar una resistencia de $66\ \Omega$ y posteriormente una de $33\ \Omega$.

6.4.2. Prueba trifásica del convertidor

Una vez que las tres ramas han superado las pruebas individuales se procede a su instalación en los soportes del convertidor trifásico y la conexión de los puntos eléctricos comunes, como son los del *bus* de continua y los terminales de alimentación de los circuitos integrados. La estructura resultante se muestra en la figura 6.4. El convertidor ensamblado debe ser probado para observar su funcionamiento y su capacidad para sintetizar una tensión trifásica.

En primer lugar se comprueba que las señales enviadas por el sistema de *hardware* de control a las tres ramas son las mismas con el desfase de ángulo $\frac{2\pi}{3}$ correspondiente para corroborar que no hay ningún fallo de conexión. A continuación, se calibran las sondas de tensión que se emplean para que el sistema de *hardware* de control reciba los valores de tensión de los condensadores a través de la placa de conversión de señal analógica a digital.

Una vez hecho esto se comienza a probar el convertidor propiamente dicho, mediante un proceso que se repite para las dos modulaciones presentadas. En primer lugar se realizan tres pruebas similares a las efectuadas individualmente a las tres ramas. Se conectan tres fuentes de alimentación a 60 V entre los distintos niveles de continua y se examina el comportamiento del convertidor en distintas condiciones: en la primera se prueba el convertidor en vacío, en la segunda se conecta una carga trifásica compuesta por una resistencia en estrella de $66\ \Omega$ en cada fase y en la tercera se emplea una resistencia de $33\ \Omega$. En ellas se comprueba que las tensiones de alterna sintetizadas sean correctas, es decir, que el terminal de alterna de cada fase se conecte a todos los niveles de continua y lo haga en el momento adecuado, teniendo en cuenta además el desfase que debe haber entre las tres fases.

A continuación se repiten estas pruebas, pero alimentando todo el *bus* de continua con una única fuente para comprobar si el convertidor es capaz de regular las tensiones de los condensadores. Para realizar estas comprobaciones, así como durante el funcionamiento posterior del convertidor, se incluyen en el modelo del sistema unas protecciones que desconectan el convertidor cuando la tensión en los condensadores es inadecuada, tanto por ser muy baja como por ser excesiva. De esta forma, se evita dañar los elementos del convertidor o los instrumentos de medida si el comportamiento del sistema no es el previsto. La modulación



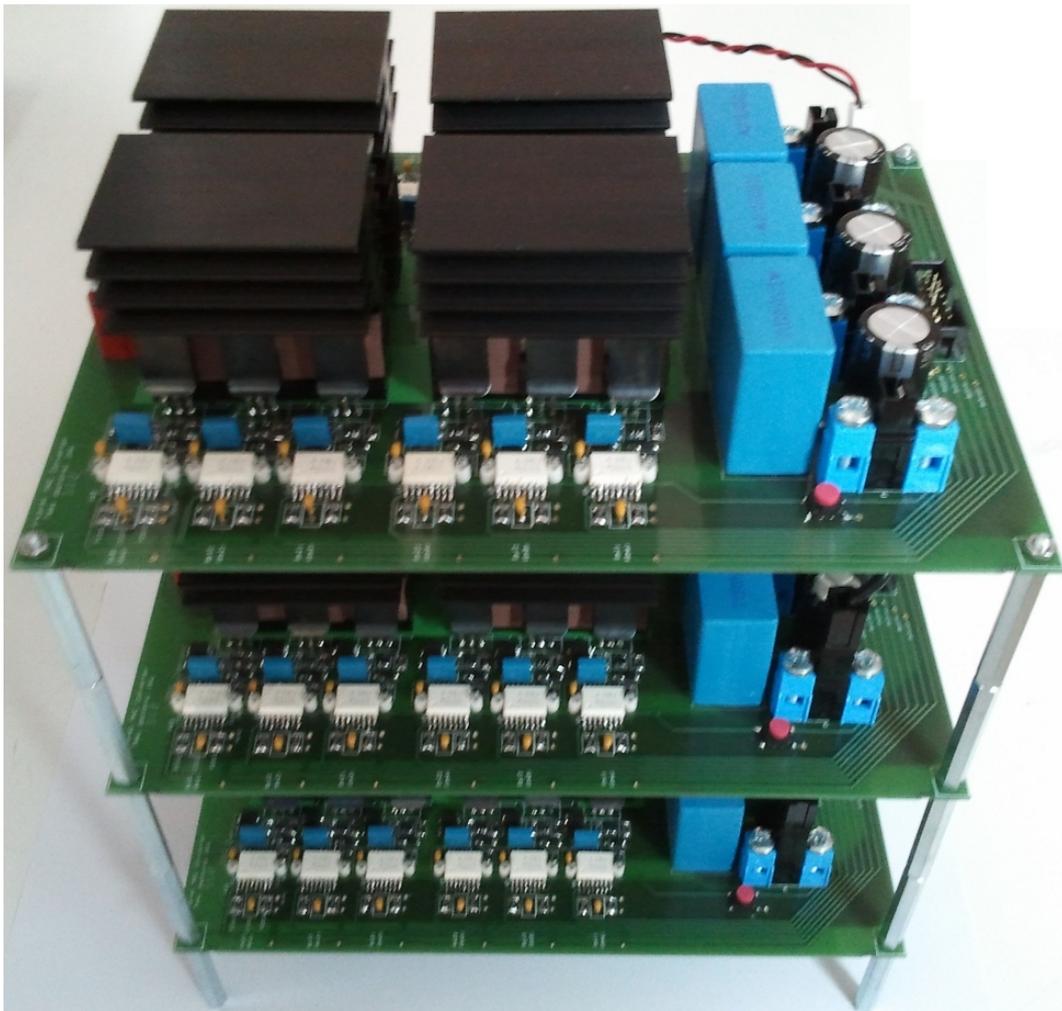


Figura 6.4: Vista global del convertidor.

modificada, al medir también corrientes, necesita la inclusión de protecciones adicionales contra intensidades muy elevadas y para evitar que el ruido en las medidas provoque un funcionamiento peligroso del convertidor.



7

Pruebas experimentales

La realización de pruebas experimentales permite corroborar las tendencias observadas en las simulaciones y caracterizar el comportamiento real del sistema. Para poder llevarlas a cabo, es necesario definir unas condiciones que se puedan reproducir con los paneles fotovoltaicos y el equipo de laboratorio de los que se dispone. También hace falta fijar las variables que se miden y las referencias empleadas para extraer conclusiones.

7.1. Definición de las pruebas experimentales

En estas pruebas se emplean tres *arrays* fotovoltaicos formados por cuatro paneles conectados en serie, que se encuentran en la azotea de la Escuela. En uno de los laboratorios del *Departament d'Enginyeria Electrònica* está instalada una caja de conexiones que permite acceder a los extremos de cada *array* con las protecciones adecuadas, para conectar los *arrays* entre los distintos niveles del convertidor. El convertidor, la carga, el sistema de control y los instrumentos de medida se sitúan en ese laboratorio, que se puede ver en la imagen 7.1.

Los parámetros que se pueden variar en los experimentos son la resistencia de la carga, la consigna de tensión de los condensadores y parcialmente la irradiancia recibida por los *arrays*. La resistencia de la carga, que se puede elegir de un conjunto discreto de valores, se modifica para hacer que el sistema trabaje con distintos índices de modulación, mientras que con la consigna de tensión se busca que el punto de operación sea el de máxima potencia del sistema fotovoltaico. La irradiancia incidente puede alterarse empleando unos plásticos translúcidos para crear diferencias entre los distintos *arrays*, pero su magnitud depende fundamentalmente del estado atmosférico.

Otros parámetros que influyen sobre el comportamiento del sistema son la temperatura ambiente, que no se puede controlar, la inductancia de la bobina de filtro, que se fija en unos 10 mH en cada fase, y los parámetros del compensador de desequilibrio de la tensión de los condensadores. Estos tienen en todas las pruebas unos valores de $f_z = 0,01$ Hz, $f_p = 100$ Hz y $K \in [1, 20]$, con valores altos al comienzo y bajos al aproximarse al estado estacionario. Esta elección se debe a que en las pruebas no se necesita una respuesta en décimas de segundo, que es lo que se puede simular en un tiempo razonable, sino que se puede esperar durante unos segundos para alcanzar el régimen estacionario.





Figura 7.1: Equipo empleado en la realización de las pruebas experimentales.



Se realizan dos conjuntos de pruebas. En el primero se lleva a cabo una comparación del convertidor de cuatro niveles en el que cada *array* se conecta entre dos niveles con un convertidor de dos niveles en el que los tres *arrays* se conectan en serie y alimentan todo el *bus* de continua. En estas pruebas se emplea la modulación original y para mejorar la estabilidad del sistema se conectan unos condensadores de $470\ \mu\text{F}$ en bornes de cada *array*, por lo que la capacidad total entre dos niveles es de $625,1\ \mu\text{F}$.

El otro conjunto está formado por pruebas en las que se compara el funcionamiento de las dos modulaciones. En estas pruebas, para evitar un funcionamiento inestable, se conecta una capacidad de $940\ \mu\text{F}$ en paralelo con todo el *bus* de continua además de los $155,1\ \mu\text{F}$ por salto de nivel con los que cuenta el convertidor.

Las variables que se observan pueden clasificarse en dos tipos. Por un lado, están las que permiten comprobar que el convertidor funciona correctamente, es decir, que regula bien las tensiones para trabajar en el punto adecuado y que produce una onda de alterna adecuada. En este grupo están las tensiones de los condensadores, la forma de los *duty ratios*, las tensiones de alterna sintetizadas y las corrientes de fase.

Por otro lado, se encuentran las variables que permiten valorar el rendimiento del convertidor y su idoneidad para este tipo de aplicación. Estas son fundamentalmente la potencia disipada en la resistencia, la potencia perdida en la bobina, la potencia que llega al convertidor producida por el sistema fotovoltaico y la potencia recibida en forma de radiación solar por los paneles, que se estima a partir de la irradiancia.

7.2. Conjunto de condiciones reproducidas

Como se ha explicado con anterioridad, las diferentes condiciones se reproducen disminuyendo la irradiancia que reciben algunos paneles mediante el uso de unos plásticos translúcidos, como se puede ver en la figura 7.2.



Figura 7.2: Instalación fotovoltaica.

El número de capas permite conseguir diferentes variaciones de la irradiancia. En concreto, en las pruebas se han empleado cuatro capas, lo que permite reducciones de irradiancia recibida de entre el 33 % y el 50 %. Como en las simulaciones, se considera que un *array* está a la sombra cuando todos sus paneles están cubiertos y que está parcialmente en sombra cuando están cubiertos dos de sus paneles.

Las condiciones de sombra en las que se realizan las pruebas se seleccionan teniendo en cuenta las configuraciones más significativas según los resultados obtenidos en simulación y son las siguientes:

- *Array* 1 en sombra, *arrays* 2 y 3 al sol.
- *Array* 2 en sombra, *arrays* 1 y 3 al sol.
- *Arrays* 1 y 3 en sombra, *array* 2 al sol.
- *Arrays* 1 y 2 en sombra, *array* 3 al sol.
- *Arrays* 1 y 2 parcialmente en sombra, *array* 3 al sol.
- *Array* 1 en sombra, *array* 2 parcialmente en sombra, *array* 3 al sol.

En cada una de estas condiciones se realizan pruebas con diferentes índices de modulación variando la resistencia de carga. Cada fase de la carga resistiva está formada por varias ramas de resistencias conectadas en paralelo, que se pueden conectar y desconectar simultáneamente con las ramas correspondientes de las otras fases. Esto permite obtener unos valores de resistencia en cada fase de 6,7 Ω , 11,3 Ω , 16,5 Ω , 22,0 Ω , 33,0 Ω y 66,0 Ω entre otros.

7.3. Comparación de convertidores con cuatro y dos niveles

7.3.1. Criterios de valoración de los resultados

Con estas pruebas se pretende verificar que un convertidor de cuatro niveles en el que los *arrays* se conectan entre niveles consecutivos extrae más potencia del sistema que un convertidor tradicional de dos niveles que se conecta entre los extremos de la conexión en serie de los tres *arrays* cuando estos se encuentran en diferentes condiciones ambientales.

La ventaja teórica, observada también en simulación, de este tipo de convertidores reside en su capacidad para operar cada *array* en su punto de máxima potencia, en lugar de trabajar en el punto de máxima potencia de la conexión en serie, que puede ser menor en función de las condiciones.

Para poder realizar esta comparación sin tener que utilizar un segundo convertidor trabajando en las mismas condiciones puede emplearse el convertidor multinivel en el mismo punto de trabajo que lo haría uno de dos niveles. Para ello, basta con desconectar los puntos intermedios del *bus* de continua de los extremos de los *arrays* correspondientes. De esta forma, la conexión en serie de los tres *arrays* pasa a alimentar todo el *bus* de continua, que proporciona los niveles intermedios a través de los condensadores.



Al hacer esto, hay que tener en cuenta que en realidad el convertidor trabaja como un convertidor de cuatro niveles, por lo que a pesar de que los paneles trabajen en el mismo punto que para uno de dos niveles, puede haber diferencias de rendimiento. Si el rendimiento del convertidor de cuatro niveles fuera menor que el de uno de dos niveles, al realizar así la comparación no se detectaría esta pérdida de potencia y se estaría sobrevalorando la capacidad del convertidor estudiado.

Sin embargo, las investigaciones sobre la eficiencia de los convertidores multinivel indican que pueden tener mayor eficiencia que los de dos niveles, a pesar de tener más dispositivos y realizar más transiciones. Por un lado, las pérdidas en conducción se reducen principalmente por dos razones: la resistencia en conducción de los dispositivos es proporcional a una potencia mayor que 2 de su tensión nominal, que se divide entre el número de niveles menos 1, y la corriente que circula entre los sistemas de continua y alterna dispone de más caminos paralelos, lo que reduce la resistencia equivalente [3].

Por otro lado, las pérdidas en conmutación correspondientes a la variación de corriente a través de un dispositivo mientras bloquea entre sus terminales aproximadamente la tensión entre dos niveles son similares en ambas topologías, ya que el nivel de corriente es similar y esa tensión disminuye en un factor $m - 1$, siendo m el número de niveles, pero el número de transiciones aumenta en ese mismo factor. A su vez, las pérdidas debidas a la variación de tensión cuando a través del dispositivo está pasando la corriente que lo atraviesa en conducción se reducen en el caso multinivel. En este caso también influye el aumento de las transiciones pero la potencia disipada en cada una es proporcional al cuadrado de la tensión que bloquea el dispositivo, reducida en el factor $m - 1$. Teniendo esto en cuenta, esta fracción de las pérdidas de conmutación del convertidor de m niveles son las del de dos niveles multiplicadas por $\frac{(m-1)}{(m-1)^2} = \frac{1}{m-1}$ [12].

Además, para tener una idea de la ganancia de potencia que se produce por el cambio de punto de trabajo, sin tener en cuenta los efectos de la eficiencia del convertidor, se puede evaluar la potencia que llega al convertidor procedente del sistema fotovoltaico, y su relación con la potencia total de la radiación que llega a los *arrays*, que se estima teniendo en cuenta que un panel tiene unas dimensiones de 1,310 m de largo y 0,969 m de ancho.

7.3.2. Resultados experimentales

Los resultados de estas pruebas se presentan en varias tablas en el anexo E, a partir de la página 135. En los siguientes subapartados se explican los rasgos más destacados de esos resultados.

7.3.3. Tensiones del *bus* de continua

En las pruebas realizadas se observan unos resultados similares a los de simulación en lo que a la regulación de la tensión de los condensadores se refiere. Para índices de modulación bajos, el convertidor consigue regular siempre su tensión adecuadamente, mientras que con índices altos se observan deficiencias en la regulación, cuya importancia varía en función de las condiciones ambientales de los paneles.

Esto puede verse en las figuras 7.3 y 7.4. En ellas se muestra la tensión de los condensadores cuando los *arrays* 1 y 2 reciben una irradiancia de unos 240 W/m² y el *array* 3, 380 W/m². En la figura 7.3 el índice de modulación es de 0,58, mientras que en la figura 7.4 se aumenta



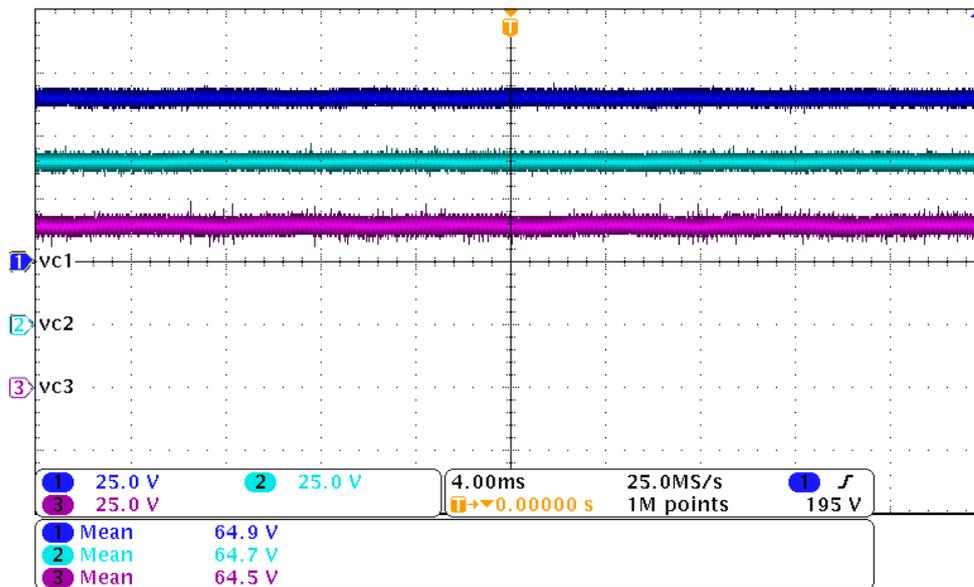


Figura 7.3: Gráfica de tensión de los condensadores obtenida experimentalmente con índice de modulación de 0,58. Las divisiones de la cuadrícula son de 25 V en el eje vertical y 4 ms en el horizontal. En la parte izquierda se indica el nivel de 0 V de cada tensión.

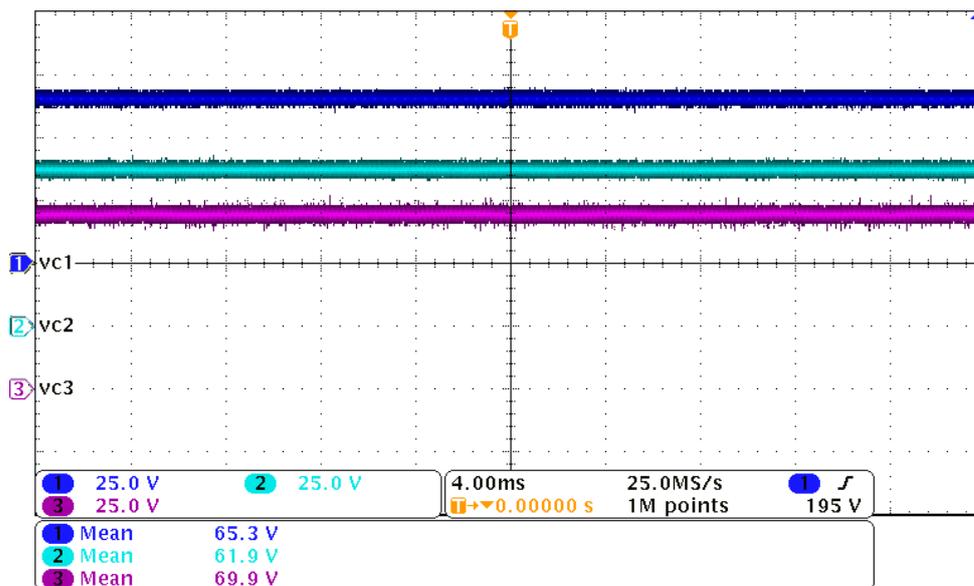


Figura 7.4: Gráfica de tensión de los condensadores obtenida experimentalmente con índice de modulación de 0,83. Las divisiones de la cuadrícula son de 25 V en el eje vertical y 4 ms en el horizontal. En la parte izquierda se indica el nivel de 0 V de cada tensión.

hasta 0,83, lo que permite ver una desviación importante respecto a la consigna, que se encuentra alrededor de 64,5 V para los tres *arrays*.

Como en las simulaciones, se obtienen peores resultados cuando el *array* central está en sombra y en todos los casos se observa que la regulación de la tensión total de continua es aceptable. Sin embargo, las oscilaciones en las tensiones de los condensadores que aparecen en simulación no se aprecian en los experimentos, como se puede ver en las figuras 7.3 y 7.4.



Esto se debe a la elección de unos parámetros de control de desequilibrio más suaves, que hacen que el sistema tenga una respuesta más lenta pero mayor estabilidad.

En las figuras 7.5 y 7.6 pueden observarse los *duty ratios* de la fase *a* correspondientes a esas situaciones. En el primer caso, en el que se tiene una buena regulación de la tensión, los *duty ratios* de los niveles intermedios no son 0 en ningún momento, al contrario de lo que sucede en el segundo. Este comportamiento es análogo al que se produce en las simulaciones.

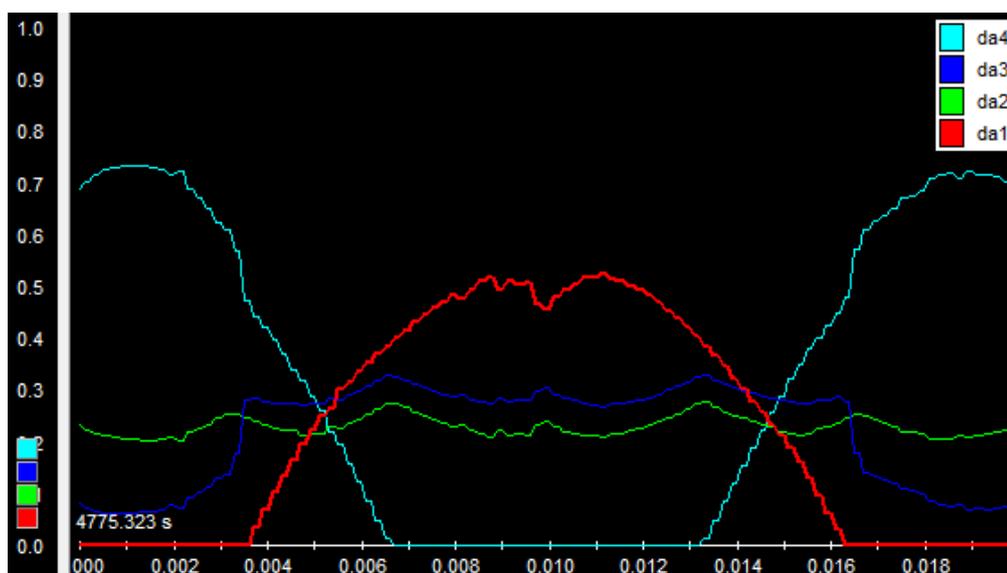


Figura 7.5: *Duty ratios* de la fase *a* obtenidos experimentalmente con índice de modulación de 0,58. La magnitud del eje vertical es adimensional y la del eje horizontal es tiempo medido en segundos.

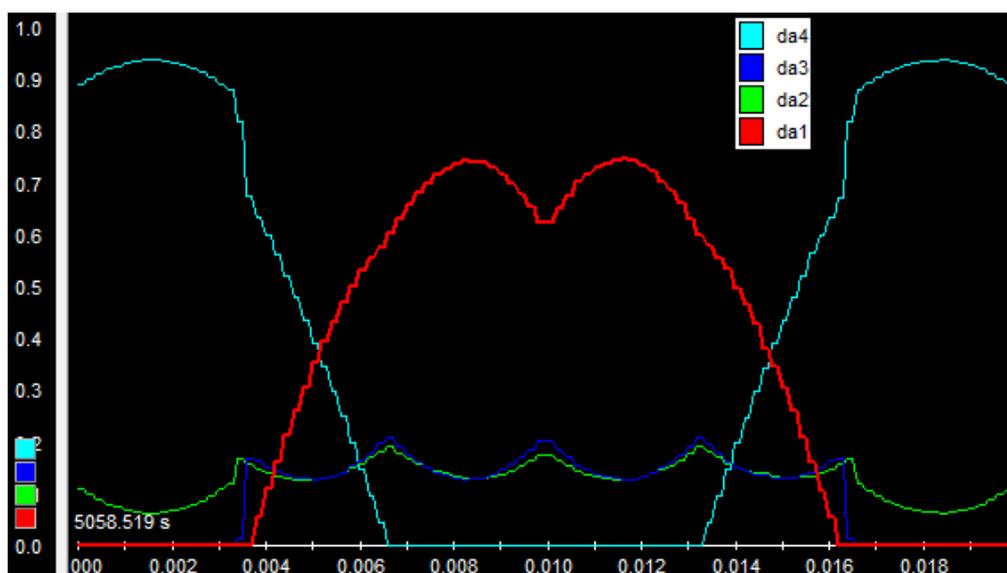


Figura 7.6: *Duty ratios* de la fase *a* obtenidos experimentalmente con índice de modulación de 0,83. La magnitud del eje vertical es adimensional y la del eje horizontal es tiempo medido en segundos.



7.3.4. Tensiones y corrientes de salida

Las tensiones proporcionadas por el convertidor tienen una característica típica de las obtenidas a través de una modulación PWM, ya que están compuestas por varios tramos de tensión constante con una duración diferente en cada periodo de conmutación.

Al contrario de lo que sucede en los convertidores tradicionales, en los que solamente se dispone de un nivel alto y otro bajo para conectarse, en los convertidores multinivel el número de niveles diferentes a los que se conecta el terminal de alterna en cada periodo de conmutación cambia en función del ángulo de fase. Esto da a la onda una forma diferente, que permite intuir en mayor medida cómo es la componente fundamental.

En las figuras 7.7 y 7.8 pueden verse las ondas de tensión de las tres fases respecto al nivel 1 y la corriente de la fase *a* en las condiciones de las anteriores figuras. La corriente, gracias a la inductancia de filtro, tiene una forma mucho más sinusoidal que las tensiones. La forma de estas ondas demuestra que el convertidor funciona correctamente, es decir, que proporciona de forma estable unas señales de salida como las requeridas.

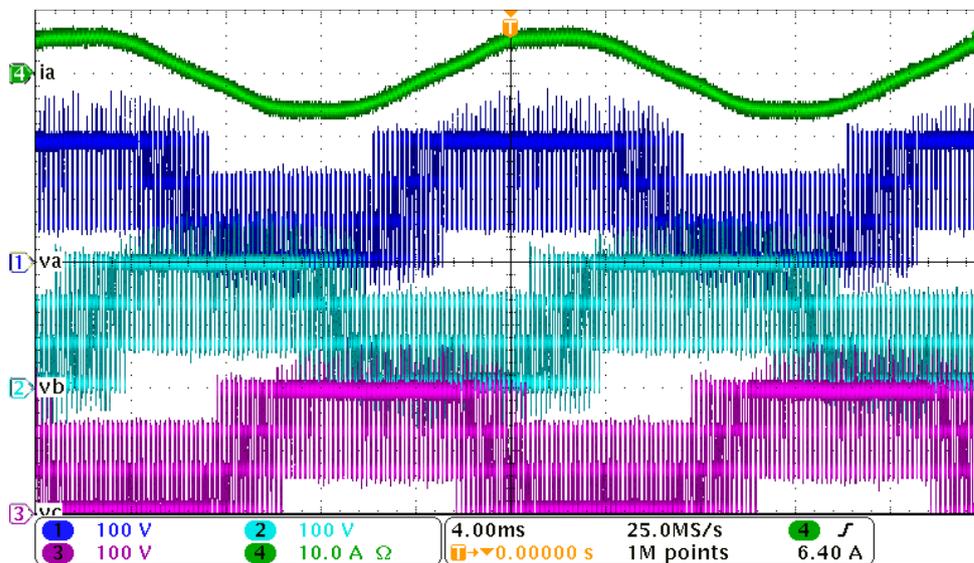


Figura 7.7: Gráfica de tensión de las tres fases y de la corriente de la fase *a* obtenida experimentalmente con índice de modulación de 0,58. Las divisiones de la cuadrícula son de 100 V para las tensiones y 10 A para la corriente y 4 ms en el eje horizontal. En la parte izquierda se indica el nivel 0 de cada señal.

7.3.5. Potencia extraída

La mayor parte de la potencia extraída por el convertidor se disipa en la carga resistiva, pero también se pierde una parte importante en la inductancia de filtro, que tiene una pequeña componente resistiva. Por tanto, para obtener el total de potencia extraída del convertidor es necesario calcular la potencia que se disipa en la resistencia, para lo que es suficiente conocer la intensidad que circula por ella, y medir la potencia perdida en la bobina, que supone alrededor de un 15%.



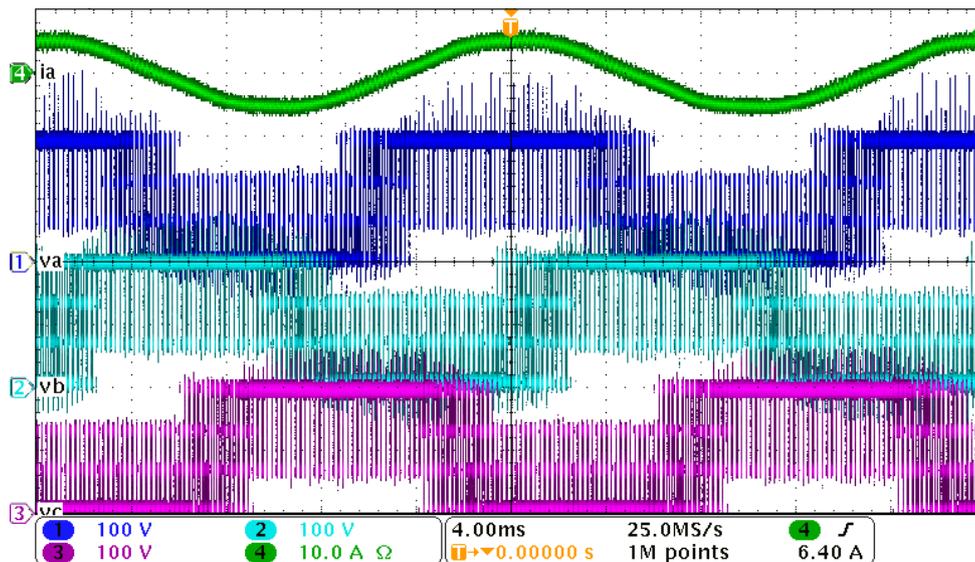


Figura 7.8: Gráfica de tensión de las tres fases y de la corriente de la fase *a* obtenida experimentalmente con índice de modulación de 0,83. Las divisiones de la cuadrícula son de 100 V para las tensiones y 10 A para la corriente y 4 ms en el eje horizontal. En la parte izquierda se indica el nivel 0 de cada señal.

Teniendo en cuenta toda la potencia que se extrae de él y la potencia que recibe del sistema fotovoltaico, se puede observar que el convertidor tiene un rendimiento muy elevado, superior en muchos casos al 85 % e incluso al 90 %. Es llamativo que esta eficiencia disminuye cuando baja la irradiancia recibida.

Esto se debe a que un descenso en la potencia recibida del Sol por los paneles provoca que disminuya la corriente que circula por la carga y las fuentes de alimentación de los controladores de puerta deben cargarse utilizando más el *bus* de continua que aprovechando las corrientes residuales de los interruptores. Esto provoca que estos controladores consuman más potencia cuanto menor es la irradiancia, lo que hace que la proporción de potencia que consumen aumente bastante. En cualquier caso, en condiciones de irradiancia muy baja, la eficiencia no se aleja apreciablemente del 70 %.

Para comparar los resultados obtenidos por el convertidor cuando aprovecha todas las propiedades de la topología de cuatro niveles y cuando trabaja en el punto en que lo haría un convertidor tradicional, se calcula la potencia que recibe de los paneles fotovoltaicos y se estima la que estos reciben del Sol teniendo en cuenta la irradiancia y su área. Esto permite calcular un rendimiento del sistema fotovoltaico, que en todos los casos ronda el 10 %.

Al disponer de pruebas en condiciones similares de irradiancia y carga para ambos tipos de funcionamiento, puede definirse un parámetro que determina en cuál de ellos funciona mejor el sistema fotovoltaico. Para ello, basta con hacer el cociente del rendimiento en el caso con conexión de los niveles intermedios entre el rendimiento que se obtiene sin conectarlos. De esta forma, si el valor de este parámetro es superior a 1, la conexión a los niveles intermedios permite un mejor funcionamiento del sistema.

Es destacable que, en todas las pruebas realizadas, este valor es efectivamente superior a 1, corroborando los desarrollos teóricos y los resultados de simulación. De hecho, el convertidor de cuatro niveles es capaz de proporcionar en muchos casos del orden de un 10 % más de

potencia que uno de dos niveles y en situaciones concretas puede alcanzar el 20%. Los mejores resultados se obtienen cuando la diferencia de irradiancia en términos relativos entre los paneles a la sombra y los paneles al sol es mayor, mientras que los peores son resultado de un índice de modulación demasiado elevado que impide una regulación correcta.

7.4. Comparación de modulaciones

Los resultados de las pruebas experimentales en las que se compara el funcionamiento de la modulación original y la modificación efectuada se recogen en varios cuadros a partir de la página 141 en el anexo E.

7.4.1. Tensiones del *bus* de continua

Las pruebas experimentales realizadas permiten corroborar la mejora que se produce en la regulación de las tensiones de los condensadores del *bus* de continua al emplear la modulación modificada. Con los mismos parámetros del compensador de desequilibrio la modificación de la modulación tiene una respuesta más rápida que la modulación original y es capaz de mantener una buena regulación con índices de modulación más altos. También se observa una ligera mejora en las pequeñas oscilaciones que aparecen en estas tensiones al reducir la capacidad conectada entre cada nivel.

La forma que toman los *duty ratios* al emplear la modulación modificada, que influye sobre el comportamiento de estas tensiones, también tiene en la práctica un gran parecido con la simulación, como se puede ver en la figura 7.9, donde se muestran los *duty ratios* generados por la modulación modificada cuando el *array* 1 está en sombra y el 2 tiene sombras parciales con un índice de modulación de 0,40.

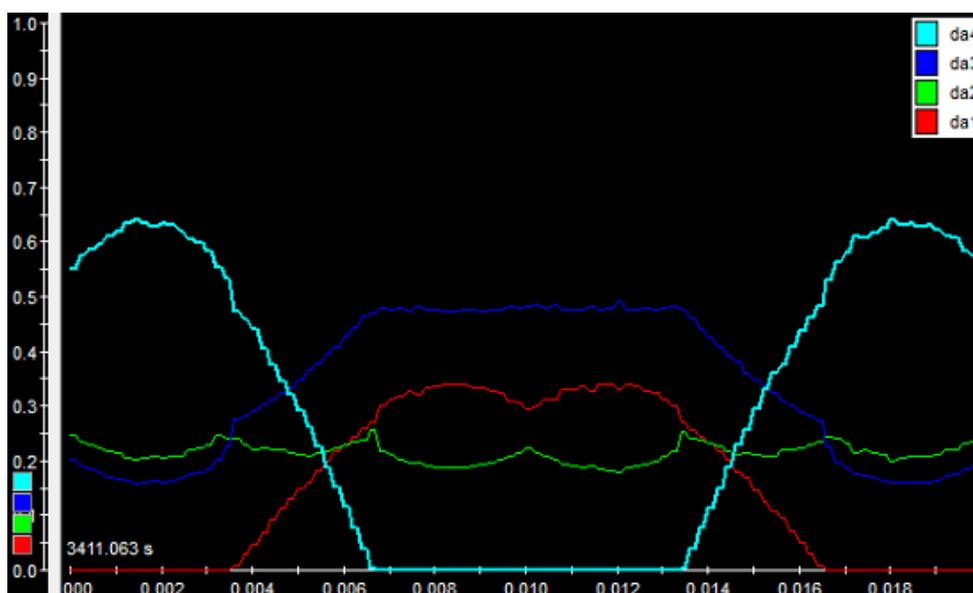


Figura 7.9: *Duty ratios* de la fase *a* obtenidos experimentalmente con índice de modulación de 0,40. La magnitud del eje vertical es adimensional y la del eje horizontal es tiempo medido en segundos.



7.4.2. Tensiones y corrientes de salida

Las tensiones y corrientes de alterna generadas con la nueva modulación también tienen todas las características requeridas de frecuencia, desfase, amplitud y forma, con una presencia despreciable de armónicos de baja frecuencia. Esto puede verse en la figura 7.10, que es una imagen de las tensiones de alterna referidas al nivel 1 y la corriente de la fase *a* para un índice de modulación de 0,40 cuando el *array* 1 está en sombra y el 2 tiene sombras parciales.

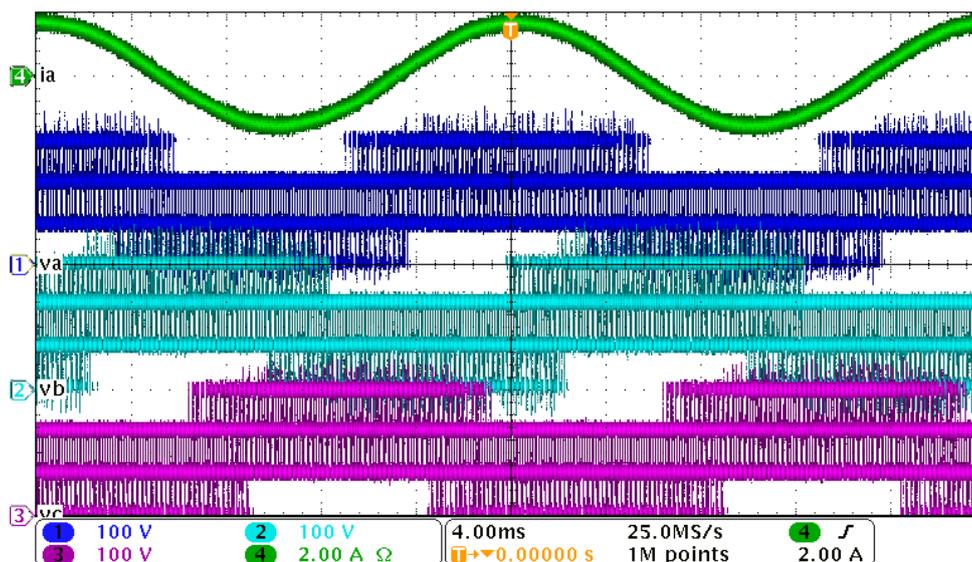


Figura 7.10: Gráfica de tensión de las tres fases y de la corriente de la fase *a* obtenida experimentalmente con índice de modulación de 0,40. Las divisiones de la cuadrícula son de 100 V para las tensiones y 2 A para la corriente y 4 ms en el eje horizontal. En la parte izquierda se indica el nivel 0 de cada señal.

7.4.3. Potencia extraída

La comparación de potencia extraída según la modulación utilizada se realiza de una forma similar a la seguida en la comparación del convertidor con uno de dos niveles.

Para obtener resultados independientes de las variaciones puntuales de irradiancia, se calcula un rendimiento del sistema fotovoltaico, que en todos los casos se encuentra también alrededor del 10%, y se hace el cociente entre el correspondiente a la modulación modificada y el de la original.

En los resultados experimentales no se aprecian grandes diferencias de potencia ya que en los casos estudiados el convertidor consigue regular las tensiones de forma aceptable con ambas modulaciones. No obstante, la tendencia general es ligeramente favorable a la modulación modificada. Esto concuerda con los resultados de las simulaciones.



7.5. Consideraciones prácticas

Los resultados experimentales confirman las tendencias observadas en la simulación del sistema, en particular, que un convertidor de cuatro niveles es capaz de trabajar en puntos más óptimos para el sistema fotovoltaico y extraer más potencia de una misma instalación.

También se aprecian las diferencias que se producen según si el *array* central se encuentra en sombra o no y, con la modificación de la modulación, si es el que más o el que menos energía recibe de los tres. Para reducir los problemas de regulación que pueden surgir en algunos de estos casos, puede disponerse de unos circuitos de conexión que permitan decidir entre qué niveles del convertidor se conecta cada *array* o que tengan la posibilidad de desconectar los niveles intermedios y dejar todos los paneles conectados en serie.

De esta manera, un convertidor de este tipo puede trabajar siempre en un punto de funcionamiento igual o mejor que el de un convertidor de dos niveles, lo que permite obtener la misma o más potencia, siempre que su eficiencia, como indican las investigaciones al respecto, no sea menor.



Conclusiones

El estudio realizado ha permitido caracterizar el funcionamiento de un sistema de generación de energía eléctrica mediante paneles fotovoltaicos en un amplio rango de condiciones y ha demostrado la utilidad de un convertidor multinivel de enclavamiento activo en la transformación de la energía extraída de corriente continua a alterna.

Las simulaciones llevadas a cabo prueban que mediante el convertidor multinivel se puede extraer una potencia máxima superior a la que se obtiene utilizando un convertidor tradicional de dos niveles. Esto se debe a que la topología multinivel permite dividir el conjunto de paneles en otros más pequeños, cada uno de los cuales puede trabajar en su punto óptimo, cuya suma es mejor que el punto óptimo global cuando alguno de esos conjuntos está en condiciones diferentes a los otros.

Para cada conjunto de condiciones, se ha estudiado el intervalo de índices de modulación, o tensiones máximas de salida, en que el convertidor consigue una regulación adecuada de la tensión a la que trabajan los paneles y se ha valorado en qué casos es más favorable.

El análisis de los resultados obtenidos en simulación ha permitido diseñar una modificación de la modulación para controlar el convertidor de manera que la regulación de tensiones es más precisa, más estable y tiene una respuesta más rápida, además de un intervalo de índices de modulación donde funciona bien más amplio y con límites más fáciles de predecir, como corroboran los resultados de simulación obtenidos empleando este control.

Los resultados positivos de las simulaciones justifican la construcción de un prototipo del convertidor multinivel de enclavamiento activo de cuatro niveles, para operar tres conjuntos de cuatro paneles fotovoltaicos conectados en serie, y la realización de pruebas experimentales.

Las pruebas experimentales realizadas con el control original también dan un resultado favorable a este tipo de convertidor en su comparación frente a uno de dos niveles, puesto que se ha observado que las ondas sintetizadas por el convertidor son correctas y se ha obtenido un incremento medio de la eficiencia del conjunto de paneles fotovoltaicos del orden del 10 %, superando en algunos casos el 20 %, gracias a la posibilidad de elegir un mejor punto de trabajo.

Los ensayos realizados con la modificación de la modulación que controla el convertidor son igualmente positivos y confirman los resultados de las simulaciones. Respecto al control original, la modificación da una respuesta más rápida, tiene un conjunto más extenso de situaciones en las que regula correctamente las tensiones de trabajo del sistema fotovoltaico y reduce las oscilaciones en estas tensiones. Esto permite conseguir, en general, un ligero incremento de la potencia extraída de los paneles.



Además, se ha probado que el convertidor puede funcionar perfectamente en el mismo punto de trabajo que uno de dos niveles si se desconectan los niveles intermedios, por lo que en el peor de los casos la potencia extraída de los paneles es igual a la que extrae un convertidor tradicional, pero nunca inferior.

Recomendaciones

El trabajo futuro relacionado con este estudio puede encaminarse por varias vías.

Por un lado, conviene investigar en profundidad la eficiencia de este tipo de convertidores en busca de una confirmación de los estudios teóricos que le dan resultados favorables frente a los tradicionales.

Por otro, de cara a una utilización práctica de este convertidor, hay dos aspectos interesantes en los que trabajar. Estos son la integración del convertidor en una pieza de semiconductor y el diseño de conexiones que permitan elegir cómo se conectan los conjuntos de paneles al convertidor para trabajar siempre en el punto óptimo.



Agradecimientos

Quiero agradecer a mis directores de proyecto, Sergio Busquets y Joan Nicolás, la oportunidad de realizar este proyecto en el que he profundizado en mis conocimientos de electrónica de potencia, la orientación y el esfuerzo que han invertido en que se pudiera llevar a cabo, especialmente en la parte experimental. También doy las gracias al resto de miembros del *Grup de Recerca en Electrònica de Potència* que han colaborado en la construcción del prototipo y la preparación de la instalación fotovoltaica para las pruebas experimentales y me han transmitido su experiencia en la realización del Proyecto de Fin de Carrera.

Del mismo modo, agradezco al *Centre de Formació Interdisciplinària Superior* el apoyo mostrado, las gestiones realizadas y las ayudas concedidas, que han hecho posible que completara no solo este proyecto sino toda la carrera de la mejor forma posible, permitiéndome centrarme plenamente en la tarea de estudiar.

Finalmente, me gustaría agradecer especialmente a mi familia y amigos el apoyo recibido durante tantos años y en particular los consejos sobre algunos aspectos de esta memoria.

Muchas gracias a todos.





Bibliografía

- [1] J. Rodríguez [et al.]. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, 97(11):1786–1817, noviembre 2009. 15, 26
- [2] J. Rodríguez, J. S. Lai, F. Z. Peng. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4):724–738, agosto 2002. 15, 26
- [3] S. Busquets Monge, J. Nicolás Apruzzese. A multilevel active-clamped converter topology—operating principle. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(9):3868–3878, septiembre 2011. 15, 27, 28, 29, 75
- [4] S. Busquets Monge, J. Bordonau, J. Rocabert. A virtual-vector pulsewidth modulation for the four-level diode-clamped dc-ac converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(4):1964–1972, julio 2008. 15, 32, 33, 90
- [5] S. Busquets Monge [et al.]. Multilevel diode-clamped converter for photovoltaic generators with independent voltage control for each solar array. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(7):2713–2723, julio 2008. 15, 32, 34, 36, 39, 40
- [6] L. Castañer, T. Markvart. *Practical Handbook of Photovoltaics*. Elsevier Advanced Technology, Nueva York, 2003. 19
- [7] Institute for Energy and Transport. Joint Research Centre. European Commission. *Photovoltaic Geographical Information System (PVGIS)*. Base de datos en la página web *JRC's Institute for Energy and Transport - PVGIS - European Commission* (<http://re.jrc.ec.europa.eu/pvgis/>). 19
- [8] Y. Tsuno, Y. Hishikawa, K. Kurokawa. Temperature and irradiance dependence of the i-v curves of various kinds of solar cells. *15th International Photovoltaic Science and Engineering Conference (PVSEC-15)*, 2005. 21
- [9] S. Busquets Monge [et al.]. Voltage balancing control of diode-clamped multilevel converters with passive front-ends. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(4):1751–1758, julio 2008. Fe de erratas en [13]. 36
- [10] F. M. González-Longatt. Model of photovoltaic module in matlab. *II Congreso Iberoamericano de Estudiantes de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación (II CIBELEC 2006)*, abril 2006. 40
- [11] J. Nicolás Apruzzese, S. Busquets Monge, J. Bordonau. Design issues of the multilevel active-clamped converter. *Proceedings of the 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, noviembre 2011. 65, 66



- [12] S. Busquets Monge [et al.]. Pulsewidth modulations for the comprehensive capacitor voltage balance of n-level three-leg diode-clamped converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(5):1364–1375, mayo 2009. [75](#)
- [13] S. Busquets Monge [et al.]. Erratum to “Voltage balancing control of diode-clamped multilevel converters with passive front-ends”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(6):1666, junio 2009. [87](#)



Anexo A

Modulación basada en vectores virtuales

La modulación empleada en este proyecto es una modulación en anchura de pulsos con control por vectores del espacio de estados de conmutación del convertidor. El espacio de estados de conmutación es una representación en el plano complejo de las posibles combinaciones de tensión trifásica que puede proporcionar el convertidor. En este espacio, cada conjunto de conexiones de las fases de alterna a los niveles de continua se representa por un vector proporcional a $v_a + av_b + a^2v_c$, siendo v_f la tensión a la que se conecta la fase f y $a = e^{i\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}i$, para tener en cuenta el desfase entre las tres tensiones.

Las modulaciones en anchura de pulsos que utilizan vectores del espacio de estados aprovechan que cualquier onda de tensión trifásica tiene por su parte una representación en el espacio de estados, un vector de referencia que se puede obtener como combinación lineal de los vectores del espacio que representan las posibles conexiones del convertidor. Basan su funcionamiento en establecer unas zonas del espacio con forma de triángulo equilátero, en cada una de las cuales el vector de referencia se escribe como combinación lineal de los tres vectores del espacio de estados del convertidor más cercanos.

En la figura A.1 puede verse el diagrama del espacio de estados correspondiente a un convertidor de cuatro niveles, junto al vector de referencia que permite sintetizar la onda deseada, $V_{\text{ref}} = me^{i\theta}$. Los estados se nombran con tres números del 1 al 4, que indican de izquierda a derecha a qué nivel se conectan las fases a , b y c , por lo que en algunos casos distintas combinaciones de niveles dan las mismas diferencias de tensión y por tanto corresponden a un mismo estado. En el primer sextante se ha representado también la intensidad que se extrae de los niveles 2 y 3 en el formato $[i_2, i_3]$, lo que permite comprobar que muchas de estas combinaciones son conexiones en las que se produce un flujo de corriente desde los niveles intermedios y con ello una variación de carga en los condensadores y de la tensión de los niveles intermedios.

Si la variación de carga en los condensadores se produce de forma descontrolada, pueden alcanzarse niveles excesivamente bajos en unos condensadores y demasiado elevados en otros, de forma que el convertidor trabaja en unas condiciones que no son óptimas o incluso que no son adecuadas, pudiendo producirse fallos de funcionamiento y el deterioro de algún componente. Por esta razón, no es recomendable aplicar de esta forma este tipo de modulaciones en convertidores multinivel.



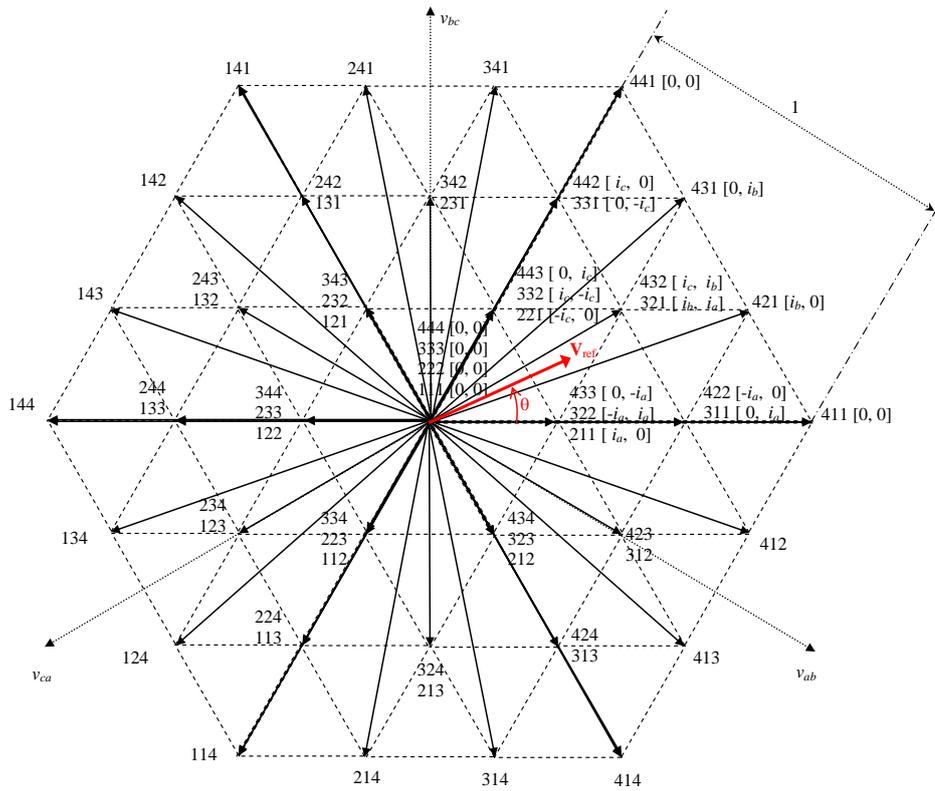


Figura A.1: Espacio de estados de conmutación de un convertidor de cuatro niveles [4].

Para controlar la carga de los condensadores y evitar que la tensión entre niveles cambie, como se explica en [4], pueden definirse unos vectores virtuales, que son combinaciones lineales de los vectores del espacio de estados tales que la corriente neta transferida desde los niveles 2 y 3 es 0. Una vez se han definido estos vectores virtuales, pueden establecerse unas nuevas zonas en las que el vector de referencia se escribe como combinación lineal de tres de los vectores virtuales.

A.1. Definición de los vectores virtuales

En la figura A.2 se muestran los vectores virtuales que se emplean en los dos primeros sextantes, cada uno de los cuales es un triángulo equilátero con altura 1, así como las áreas en las que se dividen estos dos sextantes del espacio de estados del convertidor para escribir cualquier vector de referencia como combinación lineal de los vectores virtuales. Los vectores virtuales del segundo sextante se definen como los simétricos de los del primero respecto a la recta que separa ambos sextantes, mientras que los del primero quedan definidos a partir



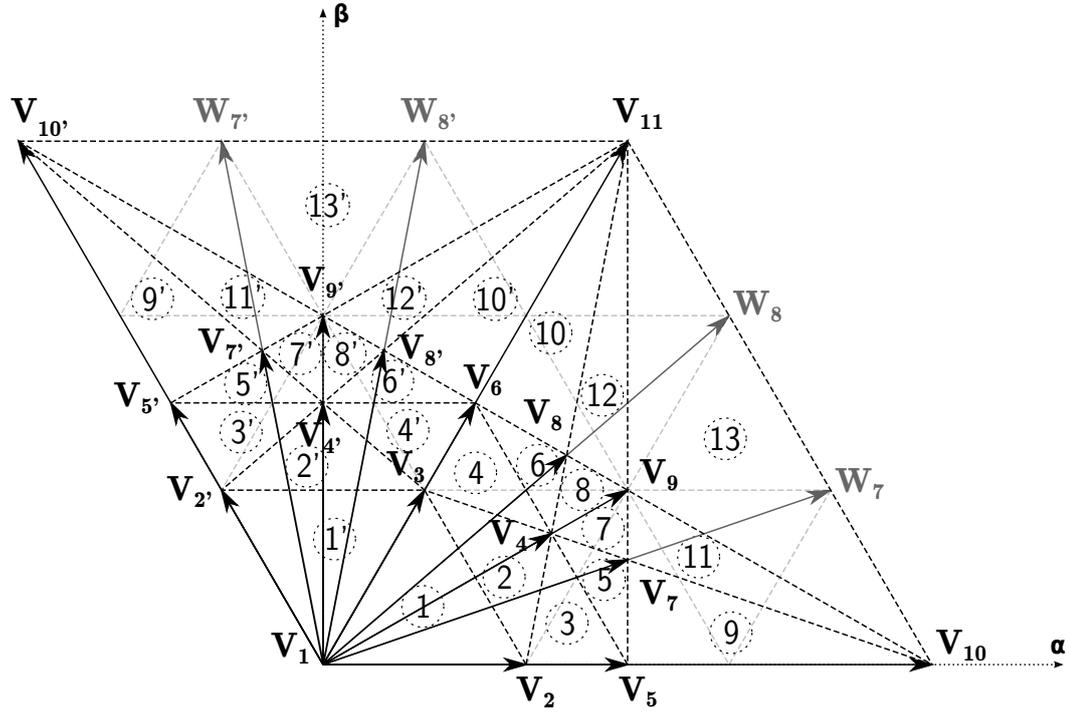


Figura A.2: Dos primeros sextantes del espacio de estados de conmutación de un convertidor de cuatro niveles con vectores virtuales.

de los estados del convertidor por las siguientes expresiones:

$$V_1 = \frac{1}{2}(333) + \frac{1}{2}(222) = (0, 0) \quad (\text{A.1})$$

$$V_2 = \frac{1}{3}(433) + \frac{1}{3}(322) + \frac{1}{3}(211) = \left(\frac{2}{3\sqrt{3}}, 0 \right) \quad (\text{A.2})$$

$$V_3 = \frac{1}{3}(443) + \frac{1}{3}(332) + \frac{1}{3}(221) = \left(\frac{1}{3\sqrt{3}}, \frac{1}{3} \right) \quad (\text{A.3})$$

$$V_4 = \frac{1}{4}(443) + \frac{1}{4}(432) + \frac{1}{4}(321) + \frac{1}{4}(211) = \left(\frac{\sqrt{3}}{4}, \frac{1}{4} \right) \quad (\text{A.4})$$

$$V_5(x_5) = \frac{x_5}{2}(422) + \frac{x_5}{2}(211) + \frac{1-x_5}{2}(433) + \frac{1-x_5}{2}(311) = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}, 0 \right) \quad (\text{A.5})$$

$$V_6(x_6) = \frac{x_6}{2}(442) + \frac{x_6}{2}(221) + \frac{1-x_6}{2}(443) + \frac{1-x_6}{2}(331) = \left(\frac{1}{2\sqrt{3}}, \frac{1}{2} \right) \quad (\text{A.6})$$

$$V_7 = \frac{1}{5}(443) + \frac{1}{5}(432) + \frac{1}{5}(421) + \frac{1}{5}(311) + \frac{1}{5}(211) = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}, \frac{1}{5} \right) \quad (\text{A.7})$$

$$V_8 = \frac{1}{5}(443) + \frac{1}{5}(442) + \frac{1}{5}(431) + \frac{1}{5}(321) + \frac{1}{5}(211) = \left(\frac{4}{5\sqrt{3}}, \frac{2}{5} \right) \quad (\text{A.8})$$

$$\begin{aligned} V_9(x_9) &= \frac{x_9}{3}(442) + \frac{x_9}{3}(421) + \frac{x_9}{3}(211) + \frac{1-x_9}{3}(443) + \frac{1-x_9}{3}(431) + \frac{1-x_9}{3}(311) = \\ &= \left(\frac{1}{\sqrt{3}}, \frac{1}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

$$V_{10} = (411) = \left(\frac{2}{\sqrt{3}}, 0 \right) \quad (\text{A.10})$$



$$V_{11} = (441) = \left(\frac{1}{\sqrt{3}}, 1 \right) \quad (\text{A.11})$$

Los vectores virtuales V_5 , V_6 y V_9 pueden realizarse como distintas combinaciones lineales que se pueden escribir como familias en función de los parámetros x_5 , x_6 y x_9 respectivamente.

A.2. Expresión del vector de referencia

En esta modulación, el vector de referencia se escribe como combinación lineal de los tres vectores virtuales que forman los vértices de la zona donde se encuentra ese vector de referencia. De manera más general, puede escribirse como combinación lineal de todos los vectores virtuales del sextante en el que se encuentre, teniendo en cuenta que los coeficientes correspondientes a vectores virtuales de otras zonas son 0. Así, en el primer sextante podrá escribirse $V_{\text{ref}} = \sum_{k=1}^{11} d_{V_k} V_k$, con $0 \leq d_{V_k} \leq 1$ y $\sum_{k=1}^{11} d_{V_k} = 1$. Para adaptar esta expresión a otro sextante basta con cambiar los subíndices por los correspondientes a ese sextante.

A.3. Cálculo de los *duty ratios*

Los coeficientes de la combinación lineal d_{V_k} representan los *duty ratios* de conexión a cada vector V_k . A partir de ellos, teniendo en cuenta la forma en que se obtienen estos vectores, pueden obtenerse los *duty ratios* de conexión a cada combinación de tensiones que se muestran a continuación para el primer sextante.

$$\begin{aligned}
d_{444} &= d_{111} = 0 & d_{333} &= d_{222} = \frac{1}{2}d_{V_1} \\
d_{433} &= \frac{1}{3}d_{V_2} + \frac{1-x_5}{2}d_{V_5} & d_{322} &= \frac{1}{3}d_{V_2} \\
d_{211} &= \frac{1}{3}d_{V_2} + \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{x_5}{2}d_{V_5} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{x_9}{3}d_{V_9} & d_{422} &= \frac{x_5}{2}d_{V_5} \\
d_{311} &= \frac{1-x_5}{2}d_{V_5} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_9} & d_{411} &= d_{V_{10}} \\
d_{443} &= \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{1-x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_9} & d_{332} &= \frac{1}{3}d_{V_3} \\
d_{221} &= \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{x_6}{2}d_{V_6} & d_{432} &= \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{1}{5}d_{V_7} \\
d_{321} &= \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{1}{5}d_{V_8} & d_{421} &= \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{x_9}{3}d_{V_9} \\
d_{442} &= \frac{x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{x_9}{3}d_{V_9} & d_{331} &= \frac{1-x_6}{2}d_{V_6} \\
d_{431} &= \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_9} & d_{441} &= d_{V_{11}}
\end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Para calcular los *duty ratios* de la conexión de cada fase a cada nivel, que son el objetivo de la modulación, se suman todos los de las posibles combinaciones en que la fase se conecta al nivel correspondiente. En concreto, a continuación se muestran los *duty ratios* de la fase a en el primer sextante.

$$d_{a4} = d_{444} + d_{433} + d_{422} + d_{411} + d_{443} + d_{432} + d_{421} + d_{442} + d_{431} + d_{441} \quad (\text{A.13a})$$

$$d_{a3} = d_{333} + d_{322} + d_{311} + d_{332} + d_{321} + d_{331} \quad (\text{A.13b})$$

$$d_{a2} = d_{222} + d_{211} + d_{221} \quad (\text{A.13c})$$

$$d_{a1} = d_{111} \quad (\text{A.13d})$$



Los cálculos se reducen si se aprovechan las simetrías del espacio de estados. Por ejemplo, las fases van desfasadas $\frac{2\pi}{3}$, por lo que si se calculan los *duty ratios* de la fase a para todo el ciclo se obtienen también los de las otras dos fases. Además, como se aprecia en el diagrama, hay una simetría central entre las conexiones al nivel 4 y al nivel 1, por lo que si se conoce d_{a4} en todo el ciclo basta desfasarlo medio ciclo para obtener d_{a1} . Y el valor de d_{a4} en los tres sextantes inferiores queda determinado una vez que se ha calculado en los tres superiores puesto que las conexiones de a a 4 tienen una simetría respecto al eje horizontal.

A.3.1. Conexión de la fase a a los niveles extremos

En el primer sextante:

$$\begin{aligned}
 d_{a4} &= d_{444} + d_{433} + d_{422} + d_{411} + d_{443} + d_{432} + d_{421} + d_{442} + d_{431} + d_{441} = 0 + \frac{1}{3}d_{V_2} + \\
 &+ \frac{1-x_5}{2}d_{V_5} + \frac{x_5}{2}d_{V_5} + d_{V_{10}} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{1-x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_9} + \\
 &+ \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{x_9}{3}d_{V_9} + \frac{x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{x_9}{3}d_{V_9} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_9} + d_{V_{11}} = \\
 &= 0d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_2} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{2}d_{V_4} + \frac{1}{2}d_{V_5} + \frac{1}{2}d_{V_6} + \frac{3}{5}d_{V_7} + \frac{3}{5}d_{V_8} + \frac{2}{3}d_{V_9} + d_{V_{10}} + d_{V_{11}}
 \end{aligned} \tag{A.14}$$

Ahora bien, llamando $u = e^{i\frac{\pi}{6}}$ se tiene que los coeficientes que acompañan a los *duty ratios* de los vectores V_k son los resultados de hacer el producto escalar de los V_k por u , es decir, sus proyecciones sobre la recta que pasa por el origen y tiene vector director u . En efecto, teniendo en cuenta que la altura del triángulo grande es 1, la proyección de V_1 es 0, las de V_2 y V_3 son $\frac{1}{3}$ puesto que su proyección se encuentra a una altura pequeña del origen y hay tres alturas pequeñas en una grande, las de V_4 , V_5 y V_6 son $\frac{1}{2}$ porque la proyección se encuentra sobre el punto medio de la altura por ser V_5 y V_6 puntos medios de los lados, la de V_9 es $\frac{2}{3}$ al estar a dos alturas pequeñas del origen y las de V_{10} y V_{11} son 1 por estar en el lado opuesto al origen.

Requiere más trabajo calcular las proyecciones de V_7 y V_8 . Para ello, es conveniente definir los vectores auxiliares $W_7 = \left(\frac{5}{3\sqrt{3}}, \frac{1}{3}\right) = \frac{5}{3}V_7$ y $W_8 = \left(\frac{4}{3\sqrt{3}}, \frac{2}{3}\right) = \frac{5}{3}V_8$, que están sobre el lado opuesto al origen como se puede ver en la figura A.2. Por eso, su proyección es 1 y, debido a la linealidad del producto escalar, la de V_7 y V_8 es $\frac{3}{5}$.

Empleando la linealidad del producto escalar, esto significa que d_{a4} es el producto escalar de V_{ref} por u :

$$d_{a4} = \sum_{k=1}^{11} d_{V_k} \langle V_k, u \rangle = \left\langle \sum_{k=1}^{11} d_{V_k} V_k, u \right\rangle = \langle V_{\text{ref}}, u \rangle \tag{A.15}$$

Expresándolo como producto de módulos por el coseno del ángulo comprendido y teniendo en cuenta que $V_{\text{ref}} = me^{i\theta}$ y $u = e^{i\frac{\pi}{6}}$ se llega a $d_{a4} = m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$ en el primer sextante.

En el segundo sextante los cálculos se realizan a partir de los vectores virtuales simétricos a los del primero respecto al lado común, que se denotan por $'$. Teniendo en cuenta las posibles



conexiones de la fase a al nivel 4 se ve que la expresión de d_{a4} es más sencilla:

$$\begin{aligned}
d_{a4} &= d_{444} + d_{443} + d_{442} + d_{441} = 0 + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_{4'}} + \frac{1-x_6}{2}d_{V_6} + \\
&+ \frac{1}{5}d_{V_{7'}} + \frac{1}{5}d_{V_{8'}} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_{9'}} + \frac{x_6}{2}d_{V_{6'}} + \frac{1}{5}d_{V_{8'}} + \frac{x_9}{3}d_{V_{9'}} + d_{V_{11}} = \\
&= 0d_{V_1} + 0d_{V_{2'}} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_{4'}} + 0d_{V_{5'}} + \frac{1}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_{7'}} + \frac{2}{5}d_{V_{8'}} + \frac{1}{3}d_{V_{9'}} + 0d_{V_{10'}} + d_{V_{11}}
\end{aligned} \tag{A.16}$$

Como con d_{V_k} , el coeficiente que acompaña a $d_{V_{k'}}$, es su proyección sobre la recta definida por u . $V_{2'}$, $V_{5'}$ y $V_{10'}$ tienen coeficiente 0 porque su proyección está sobre el origen. $V_{4'}$ y $V_{9'}$ se encuentran sobre el eje vertical, por lo que sus proyecciones pueden calcularse rápidamente conociendo su ordenada, que es precisamente la proyección de V_4 y V_9 calculadas anteriormente, y el ángulo que forman con la recta, que es $\frac{\pi}{3}$ y tiene coseno $\frac{1}{2}$; por tanto sus proyecciones son la mitad que las de sus simétricos, es decir, $\frac{1}{4}$ para $V_{4'}$ y $\frac{1}{3}$ para $V_{9'}$. $V_{7'}$ se encuentra sobre una recta perpendicular a la de u que dista una altura pequeña del origen, por lo que la proyección de $V_{7'}$ es $\frac{3}{5}\frac{1}{3} = \frac{1}{5}$. De manera similar, la proyección de $V_{8'}$ es $\frac{2}{5}$ porque hay dos alturas pequeñas de distancia, por lo que la de $V_{8'}$ es $\frac{2}{5}$.

Por tanto, en el segundo sextante, como en el primero, se tiene $d_{a4} = m \cos(\theta - \frac{\pi}{6})$.

En el tercer sextante no se produce ninguna conexión de la fase a al nivel 4, por lo que $d_{a4} = 0$. Finalmente, teniendo en cuenta la simetría existente, d_{a4} verifica:

$$d_{a4} = \begin{cases} m \cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & 0 \leq \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 0 & \frac{2\pi}{3} \leq \theta < \frac{4\pi}{3} \\ m \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) & \frac{4\pi}{3} \leq \theta < 2\pi \end{cases} \tag{A.17}$$

Donde se ha tenido en cuenta que en los dos últimos sextantes d_{a4} se proyecta sobre la recta simétrica a la de vector director u y por tanto tiene un ángulo de $-\frac{\pi}{6}$.

A partir de esto, puede escribirse fácilmente la función que sigue d_{a1} :

$$d_{a1} = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \\ m \cos(\theta - \frac{5\pi}{6}) & \frac{\pi}{3} \leq \theta < \pi \\ m \cos(\theta + \frac{5\pi}{6}) & \pi \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 0 & \frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi \end{cases} \tag{A.18}$$

A.3.2. Conexión de la fase a a los niveles intermedios

A continuación se calculan los *duty ratios* d_{a2} y d_{a3} en los tres primeros sextantes, para después obtener sus valores en los tres últimos aprovechando la simetría respecto al eje horizontal que tiene el espacio de estados para la fase a .

En el primer sextante:

$$\begin{aligned}
d_{a2} &= d_{222} + d_{211} + d_{221} = \\
&= \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_2} + \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{x_5}{2}d_{V_5} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{x_9}{3}d_{V_9} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{x_6}{2}d_{V_6} = \\
&= \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_2} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{x_5}{2}d_{V_5} + \frac{x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{x_9}{3}d_{V_9}
\end{aligned} \tag{A.19}$$



$$\begin{aligned}
d_{a3} &= d_{333} + d_{322} + d_{311} + d_{332} + d_{321} + d_{331} = \frac{1}{2}d_{V_1} + \\
&+ \frac{1}{3}d_{V_2} + \frac{1-x_5}{2}d_{V_5} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_9} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{1-x_6}{2}d_{V_6} = \\
&= \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_2} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_4} + \frac{1-x_5}{2}d_{V_5} + \frac{1-x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_7} + \frac{1}{5}d_{V_8} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_9}
\end{aligned} \tag{A.20}$$

En el segundo sextante, empleando los vectores simétricos señalados con '':

$$\begin{aligned}
d_{a2} &= d_{222} + d_{232} + d_{221} + d_{242} + d_{231} + d_{241} = \\
&= d_{222} + d_{322'} + d_{221} + d_{422'} + d_{321'} + d_{421'} = \\
&= \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_{2'}} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{x_6}{2}d_{V_6} + \frac{x_5}{2}d_{V_{5'}} + \frac{1}{4}d_{V_{4'}} + \frac{1}{5}d_{V_{8'}} + \frac{1}{5}d_{V_{7'}} + \frac{x_9}{3}d_{V_{9'}} = \\
&= \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_{2'}} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_{4'}} + \frac{x_5}{2}d_{V_{5'}} + \frac{x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_{7'}} + \frac{1}{5}d_{V_{8'}} + \frac{x_9}{3}d_{V_{9'}}
\end{aligned} \tag{A.21}$$

$$\begin{aligned}
d_{a3} &= d_{333} + d_{343} + d_{332} + d_{342} + d_{331} + d_{341} = \\
&= d_{333} + d_{433'} + d_{332} + d_{432'} + d_{331} + d_{431'} = \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_{2'}} + \\
&+ \frac{1-x_5}{2}d_{V_{5'}} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_{4'}} + \frac{1}{5}d_{V_{7'}} + \frac{1-x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_{8'}} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_{9'}} = \frac{1}{2}d_{V_1} + \\
&+ \frac{1}{3}d_{V_{2'}} + \frac{1}{3}d_{V_3} + \frac{1}{4}d_{V_{4'}} + \frac{1-x_5}{2}d_{V_{5'}} + \frac{1-x_6}{2}d_{V_6} + \frac{1}{5}d_{V_{7'}} + \frac{1}{5}d_{V_{8'}} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_{9'}}
\end{aligned} \tag{A.22}$$

En el tercer sextante, utilizando vectores simétricos a los del segundo respecto al lado común, que por tanto tienen un representante también en el primero cuya relación se denota por ''':

$$\begin{aligned}
d_{a2} &= d_{244} + d_{233} + d_{222} + d_{243} + d_{232} + d_{242} = \\
&= d_{442''} + d_{332''} + d_{222} + d_{432''} + d_{322''} + d_{422''} = \\
&= \frac{x_6}{2}d_{V_{6''}} + \frac{1}{5}d_{V_{8''}} + \frac{x_9}{3}d_{V_{9''}} + \frac{1}{3}d_{V_{3''}} + \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{4}d_{V_{4''}} + \frac{1}{5}d_{V_{7''}} + \frac{1}{3}d_{V_{2''}} + \frac{x_5}{2}d_{V_{5''}} = \\
&= \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_{2''}} + \frac{1}{3}d_{V_{3''}} + \frac{1}{4}d_{V_{4''}} + \frac{x_5}{2}d_{V_{5''}} + \frac{x_6}{2}d_{V_{6''}} + \frac{1}{5}d_{V_{7''}} + \frac{1}{5}d_{V_{8''}} + \frac{x_9}{3}d_{V_{9''}}
\end{aligned} \tag{A.23}$$

$$\begin{aligned}
d_{a3} &= d_{344} + d_{333} + d_{343} = d_{443''} + d_{333} + d_{433''} = \frac{1}{3}d_{V_{3''}} + \frac{1}{4}d_{V_{4''}} + \\
&+ \frac{1-x_6}{2}d_{V_{6''}} + \frac{1}{5}d_{V_{7''}} + \frac{1}{5}d_{V_{8''}} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_{9''}} + \frac{1}{2}d_{V_1} + \frac{1}{3}d_{V_{2''}} + \frac{1-x_5}{2}d_{V_{5''}} = \frac{1}{2}d_{V_1} + \\
&+ \frac{1}{3}d_{V_{2''}} + \frac{1}{3}d_{V_{3''}} + \frac{1}{4}d_{V_{4''}} + \frac{1-x_5}{2}d_{V_{5''}} + \frac{1-x_6}{2}d_{V_{6''}} + \frac{1}{5}d_{V_{7''}} + \frac{1}{5}d_{V_{8''}} + \frac{1-x_9}{3}d_{V_{9''}}
\end{aligned} \tag{A.24}$$

Usando estos vectores simétricos, la expresión es la misma en todos los sextantes, incluyendo los tres inferiores a causa de la simetría que tienen las conexiones de la fase a respecto al eje horizontal. Además, eligiendo la modulación con x_5 , x_6 y x_9 iguales a $\frac{1}{2}$ se obtiene $d_{a2} = d_{a3}$.

Como en todos estos casos se cumple $\sum_{k=1}^4 d_{ak} = \sum_{k=1}^{11} d_{V_k} = 1$, la expresión de los *duty ratios* resulta muy simple con esa elección de los parámetros x_5 , x_6 y x_9 , ya que se pueden calcular previamente d_{a1} y d_{a4} para después obtener $d_{a2} = d_{a3} = \frac{1-d_{a1}-d_{a4}}{2}$.



A.4. Implementación de la modulación

A.4.1. Asignación de los *duty ratios* de los niveles extremos

El desfase de ángulo $\frac{2\pi}{3}$ entre las fases y π entre d_{f1} y d_{f4} para cada una de ellas, hace que para cada valor del vector de referencia el cálculo de estos seis *duty ratios* sea análogo al cálculo de d_{a4} para seis vectores obtenidos a partir de giros de ángulo $\frac{\pi}{3}$ del vector de referencia, de manera que hay uno en cada sextante y todos se encuentran en una posición equivalente.

Los valores de d_{a4} para un vector de referencia en el sextante 1 y otro vector de referencia en el sextante 6 resultado de aplicarle al otro un giro de ángulo $\frac{\pi}{3}$ son iguales puesto que

$$\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) = \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) \quad (\text{A.25})$$

Y en los sextantes 3 y 4 d_{a4} siempre vale 0. Por tanto, el número de valores diferentes se reduce a 4, de los que solamente es necesario calcular 3 ya que uno de ellos es 0.

Una estrategia conveniente es realizar estos cálculos en función del vector desplazado al primer sextante y asignar los valores posteriormente según el sextante en que se encuentre el vector de referencia original. Por tanto, es interesante calcular en primer lugar este sextante y trabajar con el vector equivalente en el primer sextante como nuevo vector de referencia $V_{\text{ref}} = me^{i\theta}$.

Para este vector, el valor correspondiente a d_{a4} puede calcularse como:

$$d_4 = m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) = m \left(\cos\theta \cos\frac{\pi}{6} + \sin\theta \sin\frac{\pi}{6} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\text{ref}\alpha} + \frac{1}{2} V_{\text{ref}\beta} \quad (\text{A.26})$$

El valor de d_{a4} asociado al vector $me^{i(\theta+\frac{\pi}{3})}$, producto de su giro al segundo sextante, es:

$$\begin{aligned} d_1 &= m \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) = m \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) = m \left(\cos\theta \cos\frac{\pi}{6} - \sin\theta \sin\frac{\pi}{6} \right) = \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\text{ref}\alpha} - \frac{1}{2} V_{\text{ref}\beta} \end{aligned} \quad (\text{A.27})$$

Y en el quinto sextante al vector $me^{i(\theta-\frac{2\pi}{3})}$ le corresponde:

$$m \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right) = m \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) = m \left(\cos\theta \cos\frac{\pi}{2} + \sin\theta \sin\frac{\pi}{2} \right) = m \sin\theta = V_{\text{ref}\beta} \quad (\text{A.28})$$

Por tanto, para asignar a los *duty ratios* d_{f1} y d_{f4} los valores obtenidos por la modulación basta con calcular d_4 , d_1 y $V_{\text{ref}\beta}$ para el vector de referencia girado al primer sextante y dar a d_{a4} , d_{b1} , d_{c4} , d_{a1} , d_{b4} , d_{c1} , por este orden, de forma cíclica los valores d_4 , d_1 , 0, 0, $V_{\text{ref}\beta}$, d_4 empezando por el s -ésimo de estos valores, si el vector de referencia original se encuentra en el sextante s , como se puede ver en el cuadro A.1.

Además, estos cálculos permiten observar que $d_{a1} + d_{a4} = d_{b1} + d_{b4} = d_{c1} + d_{c4}$ en cualquier sextante, ya que el valor de dos de estas sumas es $d_4 + 0 = d_4$ y el resultado de la otra es $d_1 + V_{\text{ref}\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\text{ref}\alpha} - \frac{1}{2} V_{\text{ref}\beta} + V_{\text{ref}\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{\text{ref}\alpha} + \frac{1}{2} V_{\text{ref}\beta} = d_4$. Esta simetría entre fases permite simplificar otros cálculos.



Sextante	<i>Duty ratios</i>		
	Fase a	Fase b	Fase c
1	$d_{a1} = 0$	$d_{b1} = d_1$	$d_{c1} = d_4$
	$d_{a2} = d_2$	$d_{b2} = d_2$	$d_{c2} = d_2$
	$d_{a3} = d_3$	$d_{b3} = d_3$	$d_{c3} = d_3$
	$d_{a4} = d_4$	$d_{b4} = V_{\text{ref}} \beta$	$d_{c4} = 0$
2	$d_{a1} = V_{\text{ref}} \beta$	$d_{b1} = 0$	$d_{c1} = d_4$
	$d_{a2} = d_3$	$d_{b2} = d_3$	$d_{c2} = d_3$
	$d_{a3} = d_2$	$d_{b3} = d_2$	$d_{c3} = d_2$
	$d_{a4} = d_1$	$d_{b4} = d_4$	$d_{c4} = 0$
3	$d_{a1} = d_4$	$d_{b1} = 0$	$d_{c1} = d_1$
	$d_{a2} = d_2$	$d_{b2} = d_2$	$d_{c2} = d_2$
	$d_{a3} = d_3$	$d_{b3} = d_3$	$d_{c3} = d_3$
	$d_{a4} = 0$	$d_{b4} = d_4$	$d_{c4} = V_{\text{ref}} \beta$
4	$d_{a1} = d_4$	$d_{b1} = V_{\text{ref}} \beta$	$d_{c1} = 0$
	$d_{a2} = d_3$	$d_{b2} = d_3$	$d_{c2} = d_3$
	$d_{a3} = d_2$	$d_{b3} = d_2$	$d_{c3} = d_2$
	$d_{a4} = 0$	$d_{b4} = d_1$	$d_{c4} = d_4$
5	$d_{a1} = d_1$	$d_{b1} = d_4$	$d_{c1} = 0$
	$d_{a2} = d_2$	$d_{b2} = d_2$	$d_{c2} = d_2$
	$d_{a3} = d_3$	$d_{b3} = d_3$	$d_{c3} = d_3$
	$d_{a4} = V_{\text{ref}} \beta$	$d_{b4} = 0$	$d_{c4} = d_4$
6	$d_{a1} = 0$	$d_{b1} = d_4$	$d_{c1} = V_{\text{ref}} \beta$
	$d_{a2} = d_3$	$d_{b2} = d_3$	$d_{c2} = d_3$
	$d_{a3} = d_2$	$d_{b3} = d_2$	$d_{c3} = d_2$
	$d_{a4} = d_4$	$d_{b4} = 0$	$d_{c4} = d_1$

Cuadro A.1: Asignación de los *duty ratios* de cada fase.

A.4.2. Asignación de los *duty ratios* de los niveles intermedios

El cálculo teórico de las expresiones de d_{a2} y d_{a3} se realiza a través de simetrías, mientras que para la asignación de los *duty ratios* de los niveles extremos los vectores se desplazan a través de giros. Los cálculos realizados a partir de los giros pueden aprovecharse también para los niveles intermedios teniendo en cuenta que hay que intercambiar los valores de d_{a2} y d_{a3} entre sextantes contiguos. Esto se muestra también en el cuadro A.1, donde se emplea d_2 y d_3 para denotar los *duty ratios* correspondientes a d_{a2} y d_{a3} respectivamente cuando el vector de referencia original se encuentra en el primer sextante.

De todas formas, al emplear los valores x_5 , x_6 y x_9 iguales a $\frac{1}{2}$, $d_2 = d_3$. Aprovechando también que $d_{a1} + d_{a4} = d_{b1} + d_{b4} = d_{c1} + d_{c4}$ en todos los sextantes, basta con calcular $d_2 = d_3 = \frac{1-d_4}{2}$ y asignarlo a d_{a2} , d_{a3} , d_{b2} , d_{b3} , d_{c2} y d_{c3} .





Anexo B

Códigos MATLAB

B.1. Función *mtv2PSC*

```
1 % Modulación simple y perturbación de duty ratios.
2 function [sys,x0,str,ts] = mtv2PSC(t,x,u,flag)
3
4 switch flag,
5
6     case 0
7         [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes;
8
9     case 3
10        sys=mdlOutputs(t,x,u);
11
12     case { 1, 2, 4, 9 }
13        sys=[];
14
15     otherwise
16        error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);
17
18 end
19
20
21 function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes()
22
23 sizes = simsizes;
24 sizes.NumContStates = 0;
25 sizes.NumDiscStates = 0;
26 sizes.NumOutputs = 14;
27 sizes.NumInputs = 10;
28 sizes.DirFeedthrough = 1;
29 sizes.NumSampleTimes = 1;
30
31 sys = simsizes(sizes);
32 str = [];
33 x0 = [];
34 ts = [-1 0]; % Tiempo de muestreo heredado.
35
36
37 function sys = mdlOutputs(t,x,u)
38
39 % Señales de entrada.
40 m = u(1);
```



```

41 theta = u(2);
42 p2 = u(3);
43 p3 = u(4);
44 ia = u(5);
45 ib = u(6);
46 ic = u(7);
47 vC1 = u(8);
48 vC2 = u(9);
49 vC3 = u(10);
50
51 % Modulación simple.
52 % No requiere sensado de corrientes de fase.
53 Vrefa = u(1)*cos(u(2)*(pi/180));
54 Vrefb = u(1)*sin(u(2)*(pi/180));
55
56 % Detección de sextante y transformacion de Vref en su vector equivalente del
    primer sextante.
57 sext = 1;
58 while ((Vrefb<0)|(Vrefb>(sqrt(3)*Vrefa)))
59     sext = sext + 1;
60     Vrefaold = Vrefa;
61     Vrefbold = Vrefb;
62     Vrefa = 0.5*Vrefaold+(sqrt(3)/2)*Vrefbold;
63     Vrefb = -(sqrt(3)/2)*Vrefaold+0.5*Vrefbold;
64 end
65
66 % Cálculo de parámetros d1, d2, d3 y d4.
67 d1 = (sqrt(3)/2)*Vrefa - 0.5*Vrefb;
68 d4 = (sqrt(3)/2)*Vrefa + 0.5*Vrefb;
69 d2 = (1-d4)/2;
70 d3 = d2;
71
72 % Cálculo de duty ratios de fase.
73 switch sext
74     case 1
75         da(1)=0;
76         da(2)=d2;
77         da(3)=d3;
78         da(4)=d4;
79         db(1)=d1;
80         db(2)=d2;
81         db(3)=d3;
82         db(4)=Vrefb;
83         dc(1)=d4;
84         dc(2)=d2;
85         dc(3)=d3;
86         dc(4)=0;
87     case 2
88         da(1)=Vrefb;
89         da(2)=d3;
90         da(3)=d2;
91         da(4)=d1;
92         db(1)=0;
93         db(2)=d3;
94         db(3)=d2;
95         db(4)=d4;
96         dc(1)=d4;
97         dc(2)=d3;
98         dc(3)=d2;
99         dc(4)=0;
100    case 3
101        da(1)=d4;
102        da(2)=d2;
103        da(3)=d3;
104        da(4)=0;
105        db(1)=0;
106        db(2)=d2;

```



```

107         db (3) =d3;
108         db (4) =d4;
109         dc (1) =d1;
110         dc (2) =d2;
111         dc (3) =d3;
112         dc (4) =Vrefb;
113     case 4
114         da (1) =d4;
115         da (2) =d3;
116         da (3) =d2;
117         da (4) =0;
118         db (1) =Vrefb;
119         db (2) =d3;
120         db (3) =d2;
121         db (4) =d1;
122         dc (1) =0;
123         dc (2) =d3;
124         dc (3) =d2;
125         dc (4) =d4;
126     case 5
127         da (1) =d1;
128         da (2) =d2;
129         da (3) =d3;
130         da (4) =Vrefb;
131         db (1) =d4;
132         db (2) =d2;
133         db (3) =d3;
134         db (4) =0;
135         dc (1) =0;
136         dc (2) =d2;
137         dc (3) =d3;
138         dc (4) =d4;
139     case 6
140         da (1) =0;
141         da (2) =d3;
142         da (3) =d2;
143         da (4) =d4;
144         db (1) =d4;
145         db (2) =d3;
146         db (3) =d2;
147         db (4) =0;
148         dc (1) =Vrefb;
149         dc (2) =d3;
150         dc (3) =d2;
151         dc (4) =d1;
152     otherwise
153         disp('Error al detectar sextante');
154 end
155
156
157 % Perturbación de duty ratios.
158 % Requiere conocer la tensión de los condensadores y las corrientes de fase.
159
160 val=vC1*da (2) + (vC1+vC2) *da (3) + (vC1+vC2+vC3) *da (4) ;
161 vb1=vC1*db (2) + (vC1+vC2) *db (3) + (vC1+vC2+vC3) *db (4) ;
162 vc1=vC1*dc (2) + (vC1+vC2) *dc (3) + (vC1+vC2+vC3) *dc (4) ;
163 vac=val-vc1;
164 vbc=vb1-vc1;
165 powout=ia*vac+ib*vbc;
166
167 suma (1) =da (1) +da (2) +da (4) ;
168 sumb (1) =db (1) +db (2) +db (4) ;
169 sumc (1) =dc (1) +dc (2) +dc (4) ;
170
171 if (p2*powout>= 0)
172     labsp2=min ([abs (p2) 3*da (1) +2*da (2) 3*db (1) +2*db (2) 3*dc (1) +2*dc (2) ] ) ;
173     lp2=sign (p2) *labsp2;

```



```

174
175     if (da(1)>=labsp2)
176         da(1)=da(1)-labsp2;
177     else
178         da(4)=da(4)+(labsp2-da(1))/2;
179         da(1)=0.0;
180     end
181
182     if (db(1)>=labsp2)
183         db(1)=db(1)-labsp2;
184     else
185         db(4)=db(4)+(labsp2-db(1))/2;
186         db(1)=0.0;
187     end
188
189     if (dc(1)>=labsp2)
190         dc(1)=dc(1)-labsp2;
191     else
192         dc(4)=dc(4)+(labsp2-dc(1))/2;
193         dc(1)=0.0;
194     end
195
196 elseif (p2*powout<0)
197     labsp2=min([abs(p2) 3*da(4)+da(2) 3*db(4)+db(2) 3*dc(4)+dc(2)]);
198     lp2=sign(p2)*labsp2;
199
200     if (da(4)>=labsp2/2)
201         da(4)=da(4)-labsp2/2;
202     else
203         da(1)=da(1)+2*(labsp2/2-da(4));
204         da(4)=0.0;
205     end
206
207     if (db(4)>=labsp2/2)
208         db(4)=db(4)-labsp2/2;
209     else
210         db(1)=db(1)+2*(labsp2/2-db(4));
211         db(4)=0.0;
212     end
213
214     if (dc(4)>=labsp2/2)
215         dc(4)=dc(4)-labsp2/2;
216     else
217         dc(1)=dc(1)+2*(labsp2/2-dc(4));
218         dc(4)=0.0;
219     end
220
221 end
222
223 da(2)=suma(1)-da(1)-da(4);
224 db(2)=sumb(1)-db(1)-db(4);
225 dc(2)=sumc(1)-dc(1)-dc(4);
226
227 suma(2)=da(1)+da(3)+da(4);
228 sumb(2)=db(1)+db(3)+db(4);
229 sumc(2)=dc(1)+dc(3)+dc(4);
230
231 if (p3*powout >= 0)
232     labsp3=min([abs(p3) 3*da(1)+da(3) 3*db(1)+db(3) 3*dc(1)+dc(3)]);
233     lp3=sign(p3)*labsp3;
234
235     if (da(1)>=labsp3/2)
236         da(1)=da(1)-labsp3/2;
237     else
238         da(4)=da(4)+2*(labsp3/2-da(1));
239         da(1)=0.0;
240     end

```



```

241
242     if (db(1)>=labsp3/2)
243         db(1)=db(1)-labsp3/2;
244     else
245         db(4)=db(4)+2*(labsp3/2-db(1));
246         db(1)=0.0;
247     end
248
249     if (dc(1)>=labsp3/2)
250         dc(1)=dc(1)-labsp3/2;
251     else
252         dc(4)=dc(4)+2*(labsp3/2-dc(1));
253         dc(1)=0.0;
254     end
255
256 elseif (p3*powout<0)
257     labsp3=min([abs(p3) 3*da(4)+2*da(3) 3*db(4)+2*db(3) 3*dc(4)+2*dc(3)]);
258     lp3=sign(p3)*labsp3;
259
260     if (da(4)>=labsp3)
261         da(4)=da(4)-labsp3;
262     else
263         da(1)=da(1)+(labsp3-da(4))/2;
264         da(4)=0.0;
265     end
266
267     if (db(4)>=labsp3)
268         db(4)=db(4)-labsp3;
269     else
270         db(1)=db(1)+(labsp3-db(4))/2;
271         db(4)=0.0;
272     end
273
274     if (dc(4)>=labsp3)
275         dc(4)=dc(4)-labsp3;
276     else
277         dc(1)=dc(1)+(labsp3-dc(4))/2;
278         dc(4)=0.0;
279     end
280
281 end
282
283 da(3)=suma(2)-da(1)-da(4);
284 db(3)=sumb(2)-db(1)-db(4);
285 dc(3)=sumc(2)-dc(1)-dc(4);
286
287 % Señales de salida.
288 sys(1:4) = da;
289 sys(5:8) = db;
290 sys(9:12) = dc;
291 sys(13) = lp2;
292 sys(14) = lp3;

```

B.2. Función *panellv5*

```

1 function Ipv = panellv5(Va,G,Ta)
2
3 % Modelo de panel fotovoltaico.
4 % Necesita la tensión en bornes del panel fotovoltaico, el nivel de irradiancia
   incidente en el plano del panel y la temperatura ambiente.
5 % Incluye características del panel.
6
7 % Joan Rocabert Delgado - Septiembre 2007
8

```



```

9  % Entrada de constantes físicas
10 k = 1.38e-23;           % Constante de Boltzman
11 Vg = 1.12;             % Gap del silicio
12 q = 1.6021e-19;       % Carga del electrón
13 m = 1.2;               % Factor de calidad del diodo: cristalino=2 amorfo<2
14 Ns=36;                 % Número de células en serie
15 Np=3;                  % Número de células en paralelo
16 NOCT=47+273;          % Temperatura nominal de trabajo de las células
17 a-st=(1.649e-3);      % Coeficiente de variación de la corriente de cortocircuito
    con la temperatura
18 b-st=(2.22e-3);       % Coeficiente de variación de la tensión de circuito
    abierto con la temperatura
19
20 % Imp, Vmp, Pmm, Isc, Voc, alpha0, beta0
21 % Entrada de datos para el panel ISOFOTON I-165
22 % st = condiciones estándar: 1000 W/m2, 25°C, AM1.5
23 Imp-st=9.48;          % Corriente en MPP
24 Vmp-st=17.4;          % Tensión en MPP
25 Pmp-st=164.952;       % Potencia en MPP
26 Imsc-st=10.14;        % Corriente de cortocircuito
27 Iml-st=10.14;         % igual a Imsc-st
28 Vmoc-st=21.6;         % Tensión de circuito abierto, 21.6 V
29 Tc-st=25+273;
30 G-st=1000;
31
32 T1=Ta+273;            % Temperatura ambiente
33 T2=273+75;
34
35 Voc.T1 = Vmoc-st /Ns; % Tensión de circuito abierto por célula a temperatura T1
36 Isc.T1 = Imsc-st/Np; % Corriente de cortocircuito por célula a temperatura T1
37 Voc.T2 = 21.48 /Ns;  % Tensión de circuito abierto por célula a temperatura T2
38 Isc.T2 = 10.22/Np;   % Corriente de cortocircuito por célula a temperatura T2
39
40 Vt.T1 = k * T1 / q;   % = m * kT/q
41 a = (Isc.T2 - Isc.T1)/Isc.T1 * 1/(T2 - T1);
42 Ir.T1 = Isc.T1 / (exp(Voc.T1/(m*Vt.T1))-1);
43 Ir.T2 = Isc.T2 / (exp(Voc.T2/(m*Vt.T1))-1);
44 b = Vg * q/(m*k);
45
46 % Determinación de la temperatura de trabajo
47 TaK=T1+(G*(NOCT-(20+273)))/800;
48 TrK = 273 + 25; % Temperatura de referencia
49
50 Iph.T1 = Isc.T1 * (G/G-st);
51 Iph = Iph.T1 * (1 + a*(TaK - T1));
52 Ir=Ir.T1*(TaK/T1)^(3/m)* exp(-b*(1/TaK - 1/T1));
53 X2v = Ir.T1/(m*Vt.T1) * exp(Voc.T1/(m*Vt.T1));
54 dVdI.Voc = - 1.15/Ns / 2; % dV/dI en circuito abierto por célula según gráfica
    del fabricante
55 Rs = - dVdI.Voc - 1/X2v; % Resistencia en serie por célula
56
57 Vt.Ta = m * 1.38e-23 * TaK / 1.60e-19; % = m * kT/q
58 % Ial = Iph - Ir.*( exp((Vc+Ia.*Rs)/Vt.Ta) -1);
59 % Resolver para Ia: f(Ia) = Iph - Ia - Ir.*( exp((Vc+Ia.*Rs)/Vt.Ta) -1) = 0;
60 % Método de Newton: Ia2 = Ial - f(Ia1)/f'(Ia1)
61
62 Vc = Va/Ns;
63 Ia = zeros(size(Vc));
64
65 % Iav = Ia;
66 t=1;
67 while t<=5;
68     Ia = Ia - (Iph - Ia - Ir*( exp((Vc+Ia.*Rs)/Vt.Ta)-1))/(-1 - (Ir*( ...
        exp((Vc+Ia.*Rs)/Vt.Ta) -1))*Rs/Vt.Ta);
69 %     Iav = [Iav;Ia]; % Para observar la convergencia
70     t=t+1;
71 end

```



```

72
73 if Ia<0           % Limpia los valores negativos
74     Ipv=0;
75 else
76     Ipv=Ia*Np;
77 end

```

B.3. Función *PVarray*

```

1  function Ipv = PVarray(V,G,Ta)
2
3  %PVarray calcula la intensidad que proporciona un array fotovoltaico formado por
4  %varios paneles en serie.
5  %Los paneles pueden recibir distinta radiación y su número está determinado por el
6  %tamaño de la matriz G.
7
8  %Datos:
9  %V Tensión en bornes del panel.
10 %G Lista de valores de irradiancia de cada panel.
11 %Ta Temperatura ambiente.
12
13 %Parámetros:
14 VD=0; %Caída de tensión del diodo.
15 eps=1e-6; %Tolerancia.
16
17 %La intensidad se calcula a partir de una búsqueda binaria.
18 %Para cada nivel de intensidad se calcula la tensión a la que tiene que trabajar
19 %cada panel para producir esa intensidad. La suma de las tensiones de cada
20 %panel se compara con el dato de tensión para decidir en qué parte del
21 %intervalo de intensidades está la solución.
22
23 %La tensión de cada panel se calcula también a partir de una búsqueda binaria.
24 %Para cada tensión se calcula la intensidad producida en las condiciones de
25 %radiación y temperatura de ese panel a partir de la función panellv5(V,G,Ta) y
26 %se compara con la intensidad que tiene que producir el panel para seleccionar
27 %la parte adecuada del intervalo de tensiones.
28
29 Ipv=0;
30 Im=20; %Intensidad superior a la máxima.
31 if (V<eps)
32     V=eps;
33 end %Evita errores en V=0.
34 n=size(G,1)*size(G,2);
35 while (Im-Ipv>eps)
36     I=(Ipv+Im)/2;
37     v=0;
38     for i=1:n
39         if (panellv5(0,G(i),Ta)<I)
40             v=v-VD;
41         else
42             vil=0;
43             vi=20;
44             while (viu-vil>eps)
45                 vi=(vil+viu)/2;
46                 if (panellv5(vi,G(i),Ta)<I)
47                     viu=vi;
48                 else
49                     vil=vi;
50                 end
51             end
52             v=v+viu;
53         end
54     end
55     if (v<V)
56         Im=I;
57     else

```



```

48     Ipv=I;
49     end
50 end

```

B.4. Función *ivg*

```

1 function viv = ivg(v1,v2,div,G,Ta,print)
2 % Calcula la intensidad proporcionada por un panel que recibe una irradiancia G a
  una temperatura ambiente Ta.
3
4 % [v1,v2] intervalo de tensión en que se calcula la intensidad.
5 % div     número de subintervalos en que se discretiza el intervalo [v1,v2].
6 % print   variable que permite imprimir la gráfica de la función obtenida.
7
8 v=v1:(v2-v1)/div:v2;
9 iv=zeros(1,div+1);
10 for i=1:size(v,2)
11     iv(i)=panellv5(v(i),G,Ta);
12 end
13 viv=[v;iv];
14 if (print>0)
15     plot(v,iv);
16     xlabel('V (V)');
17     ylabel('I (A)');
18     grid;
19 end

```

B.5. Función *pvgMG*

```

1 function vpv = pvgMG(v1,v2,div,G,Ta,print)
2 % Calcula la potencia producida por un array que recibe una irradiancia G a una
  temperatura ambiente Ta.
3
4 % [v1,v2] intervalo de tensión en que se calcula la potencia.
5 % div     número de subintervalos en que se discretiza el intervalo [v1,v2].
6 % G       lista de valores de irradiancia, uno por cada panel en el array.
7 % print   variable que permite imprimir la gráfica de la función obtenida.
8
9 v=v1:(v2-v1)/div:v2;
10 pv=zeros(1,div+1);
11 for i=1:size(v,2)
12     pv(i)=v(i)*Pvarray(v(i),G,Ta);
13 end
14 vpv=[v;pv];
15 if (print>0)
16     plot(v,ppv);
17     xlabel('V (V)');
18     ylabel('P (W)');
19     grid;
20 end

```

B.6. Función *mppMG*

```

1 function v1 = mppMG(v1,v2,G,Ta)
2 % Calcula el punto de máxima potencia de un array que recibe una irradiancia G a
  una temperatura ambiente Ta.
3

```



```

4 % [v1,v2]   intervalo de tensión en que se busca el máximo.
5 %           v1=0, v2=30*size(G,1)*size(G,2) permiten hallarlo en cualquier caso.
6 % G         lista de valores de irradiancia, uno por cada panel en el array.
7
8 while (v2-v1>1/1000)
9     vpv=pvgMG(v1,v2,10,G,Ta,0);
10    [p,i]=max(vpv(2,2:10)); %i índice del máximo en vpv(2,2:10), i+1 en vpv.
11    v1=vpv(1,i);           %Extremo inferior del intervalo anterior al máximo.
12    v2=vpv(1,i+2);        %Extremo superior del intervalo posterior al máximo.
13 end

```

B.7. *Script calcR*

```

1 % calcR
2 % Calcula R tal que el índice de modulación inicial es mo si el convertidor
   extrae la máxima potencia.
3 % Es necesario introducir previamente los valores del índice de modulación
   objetivo mo, la potencia máxima extraída de los arrays Pmax, la reactancia
   inductiva XL y la tensión total de continua inicial vC0total.
4
5 minm=2*sqrt(Pmax*XL)/vC0total;
6 if (mo<minm)
7     minm
8 else
9     fo=(mo*vC0total)^2/2/Pmax; %=(XL^2/R+R)
10    R=(fo+sqrt(fo^2-4*XL^2))/2 %Solución con menor I.
11 end

```

B.8. *Script start_PV_Rp*

```

1 % start_PV_Rp
2
3 % Condiciones ambientales:
4 G=[ 250
5     500
6     250 ];
7 Ta=25;
8
9 % Características de la carga:
10 R=9.01;
11 L=5e-3;
12 %f=0.57e-3; %Capacidad elemental.
13 f=50; %Frecuencia.
14 XL=2*pi*f*L;
15 Z=sqrt(R*R+XL*XL);
16
17 % Parámetros del compensador de desequilibrio:
18 BC_K=6; %Ganancia.
19 BC_fz=1; %Frecuencia del cero.
20 BC_fp=5; %Frecuencia del polo.
21
22 % Tiempo de simulación:
23 tsim=0.3;
24
25 % Puntos de máxima potencia:
26 vMPP=4*[ mpp(0,20,G(1,:),Ta)
27          mpp(0,20,G(2,:),Ta)
28          mpp(0,20,G(3,:),Ta) ];
29
30 % Potencia extraída:

```



```

31 Pmax=[panellv5(vMPP(1)/4,G(1,:),Ta) panellv5(vMPP(2)/4,G(2,:),Ta) ...
    panellv5(vMPP(3)/4,G(3,:),Ta)]*vMPP;
32
33 % Potencia extraída con un convertidor de dos niveles:
34 vMPP2n=mppMG(0,3*4*20,[G G G],Ta);
35 Pmax2n=vMPP2n*PVarray(vMPP2n,[G G G],Ta);
36
37 % Consigna de tensión en condensadores:
38 vCx=vMPP;
39
40 % Tensión inicial en condensadores:
41 vC0=vMPP;
42 vC0total=ones(1,3)*vC0;
43
44 % Intensidad inicial en la carga:
45 Irms=sqrt(Pmax/3/R);
46 phi=-atan(XL/R);
47 Iload=sqrt(2)*Irms*[ cos(phi)
48                      cos(phi-2/3*pi)
49                      cos(phi+2/3*pi) ];
50
51 % Índice de modulación inicial:
52 m0=sqrt(2)*sqrt(3)*Irms*Z/vC0total

```

B.9. Script *run_PV_RpMG*

```

1 % run_PV_RpMG
2 % Prepara y ejecuta una simulación del modelo PV_RpMG y analiza los resultados.
3 % Es necesario introducir los datos correctos en el script start_PV_RpMG.m.
4
5 format long;
6 start_PV_RpMG;
7 sim('PV_RpMG');
8 frac=0.3;
9 SvC=stats(vC,frac);
10 Spot=stats(pot,frac);
11 vMPP %Tensión del MPP de cada array.
12 Pmax %Máxima potencia extraíble con un convertidor de cuatro
    niveles.
13 vMPP2n %Tensión del MPP de la conexión en serie de los arrays.
14 Pmax2n %Máxima potencia extraíble con un convertidor de dos
    niveles.
15 vCx %Consigna de tensión de los condensadores.
16 vCmed=SvC(:,1) %Valor medio de tensión de los condensadores.
17 DvC=SvC(:,1)-vCx %Distancia del valor medio a la consigna de tensión de los
    condensadores.
18 P=Spot(1) %Potencia extraída.
19 dvC=SvC(:,3)-SvC(:,2) %Oscilaciones de tensión de los condensadores.
20 dP=Spot(3)-Spot(2) %Oscilaciones de potencia.

```

B.10. Función *cbmtv2*

```

1 function dr = cbmtv2(u)
2
3 % Datos.
4 m = u(1);
5 theta = u(2);
6 ia = u(3);
7 ib = u(4);
8 ic = u(5);

```



```

9  ipv12 = u(6);
10 ipv23 = u(7);
11
12 % Modulaciones equilibradoras (de corriente de los niveles intermedios).
13 % Son dos modulaciones diferentes, pero tienen cosas comunes que interesa calcular
    al mismo tiempo.
14 % El sextante se divide en tres regiones.
15 % Región 1: vectores con proyección menor que 1/3 sobre la bisectriz, se aproximan
    por un vector con su mismo ángulo y proyección 1/3.
16 % Región 2: vectores con proyección mayor o igual que 1/3 y menor o igual que 2/3
    sobre la bisectriz, se reproducen de forma exacta.
17 % Región 3: vectores con proyección mayor que 2/3 sobre la bisectriz, se aproximan
    por un vector con su mismo ángulo y proyección 2/3.
18 % 1-2: frontera entre las regiones 1 y 2.
19 % 2-3: frontera entre las regiones 2 y 3.
20
21 % Movimiento al primer sextante a través de simetrías entre sextantes contiguos.
    Dos simetrías equivalen a un giro de 120 grados.
22 theta=theta-floor(theta/360)*360; % Ajusta theta, en grados, a [0,360).
23 turn=floor(theta/120);
24 theta=theta-turn*120; % Giro al primer tercio de circunferencia.
25 sext=2*turn+1;
26 if (theta>60) % Simetría del segundo sextante al primero en caso necesario.
27     theta=120-theta; % Simetría respecto a la recta y=sqrt(3)*x.
28     sext=sext+1;
29 end
30 theta=theta*pi/180; % En radianes.
31
32 % Cálculo del vector de referencia en el primer sextante en base
    (2/(3*sqrt(3)),0), (1/(3*sqrt(3)),1/3).
33 Vrefa=m*cos(theta);
34 Vrefb=m*sin(theta);
35 vx=1.5*(sqrt(3)*Vrefa-Vrefb);
36 vy=3*Vrefb;
37
38 % Determinación de los coeficientes de la combinación lineal.
39 vxy=vx+vy;
40 if (vxy>0)
41     vx=vx/vxy;
42     vy=vy/vxy;
43 else
44     vx=0.5;
45     vy=0.5;
46 end % Evita divisiones entre 0.
47 p=vxy;
48 if (vxy<1) % Región 1.
49     p=1; % Aproxima por un vector de 1-2.
50     if (vxy>0)
51         m=m/vxy; % Para compensar con la modulación neutra.
52     else
53         m=1/3;
54     end % Evita divisiones entre 0.
55 elseif (vxy>2) % Región 3.
56     p=2; % Aproxima por un vector de 2-3.
57     m=2*m/vxy; % Para compensar con la modulación neutra.
58 end
59
60 % Corrientes de fase empleadas según el sextante.
61 % j,k,l son nombres genéricos de las fases.
62 switch sext
63     case 1
64         ij=ia;
65         %     ik=ib;
66         il=ic;
67     case 2
68         ij=ib;
69         %     ik=ia;

```



```

70     il=ic;
71     case 3
72         ij=ib;
73     %         ik=ic;
74         il=ia;
75     case 4
76         ij=ic;
77     %         ik=ib;
78         il=ia;
79     case 5
80         ij=ic;
81     %         ik=ia;
82         il=ib;
83     case 6
84         ij=ia;
85     %         ik=ic;
86         il=ib;
87     end
88
89     % Modulación equilibradora de corriente del nivel 2.
90     % Duty ratios.
91     dj2=zeros(1,4);
92     dk2=zeros(1,4);
93     dl2=zeros(1,4);
94     % Corriente.
95     i2=0;
96     if (ipv12*ij>0) % Conexión a (211) en 1-2 y 0.5*(211)+0.5*(411) en 2-3.
97         dj2(2)=vx*(2-p)+0.5*vx*(p-1);
98         dj2(4)=0.5*vx*(p-1);
99         dk2(1)=vx;
100        dl2(1)=vx;
101        i2=vx*ij*(2-p)+0.5*vx*ij*(p-1);
102    else % Conexión a 0.5*(322)+0.5*(433) en 1-2 y (422) en 2-3.
103        dj2(3)=0.5*vx*(2-p);
104        dj2(4)=0.5*vx*(2-p)+vx*(p-1);
105        dk2(2)=0.5*vx*(2-p)+vx*(p-1);
106        dk2(3)=0.5*vx*(2-p);
107        dl2(2)=0.5*vx*(2-p)+vx*(p-1);
108        dl2(3)=0.5*vx*(2-p);
109        i2=-0.5*vx*ij*(2-p)-vx*ij*(p-1);
110    end
111    if (ipv12*il>0) % Conexión a 0.5*(332)+0.5*(443) en 1-2 y (442) en 2-3.
112        dj2(3)=dj2(3)+0.5*vy*(2-p);
113        dj2(4)=dj2(4)+0.5*vy*(2-p)+vy*(p-1);
114        dk2(3)=dk2(3)+0.5*vy*(2-p);
115        dk2(4)=dk2(4)+0.5*vy*(2-p)+vy*(p-1);
116        dl2(2)=dl2(2)+0.5*vy*(2-p)+vy*(p-1);
117        dl2(3)=dl2(3)+0.5*vy*(2-p);
118        i2=i2+0.5*vy*il*(2-p)+vy*il*(p-1);
119    else % Conexión a (221) en 1-2 y 0.5*(221)+0.5*(441) en 2-3.
120        dj2(2)=dj2(2)+vy*(2-p)+0.5*vy*(p-1);
121        dj2(4)=dj2(4)+0.5*vy*(p-1);
122        dk2(2)=dk2(2)+vy*(2-p)+0.5*vy*(p-1);
123        dk2(4)=dk2(4)+0.5*vy*(p-1);
124        dl2(1)=dl2(1)+vy;
125        i2=i2-vy*il*(2-p)-0.5*vy*il*(p-1);
126    end
127
128     % Modulación equilibradora de corriente del nivel 3.
129     % Duty ratios.
130     dj3=zeros(1,4);
131     dk3=zeros(1,4);
132     dl3=zeros(1,4);
133     % Corriente.
134     i3=0;
135     if (ipv23*ij>0) % Conexión a 0.5*(211)+0.5*(322) en 1-2 y (311) en 2-3.
136         dj3(2)=0.5*vx*(2-p);

```



```

137     dj3(3)=0.5*vx*(2-p)+vx*(p-1);
138     dk3(1)=0.5*vx*(2-p)+vx*(p-1);
139     dk3(2)=0.5*vx*(2-p);
140     dl3(1)=0.5*vx*(2-p)+vx*(p-1);
141     dl3(2)=0.5*vx*(2-p);
142     i3=0.5*vx*ij*(2-p)+vx*ij*(p-1);
143 else % Conexión a (433) en 1-2 y 0.5*(411)+0.5*(433) en 2-3.
144     dj3(4)=vx;
145     dk3(1)=0.5*vx*(p-1);
146     dk3(3)=vx*(2-p)+0.5*vx*(p-1);
147     dl3(1)=0.5*vx*(p-1);
148     dl3(3)=vx*(2-p)+0.5*vx*(p-1);
149     i3=-vx*ij*(2-p)-0.5*vx*ij*(p-1);
150 end
151 if (ipv23*il>0) % Conexión a (443) en 1-2 y 0.5*(441)+0.5*(443) en 2-3.
152     dj3(4)=dj3(4)+vy;
153     dk3(4)=dk3(4)+vy;
154     dl3(1)=dl3(1)+0.5*vy*(p-1);
155     dl3(3)=dl3(3)+vy*(2-p)+0.5*vy*(p-1);
156     i3=i3+vy*il*(2-p)+0.5*vy*il*(p-1);
157 else % Conexión a 0.5*(221)+0.5*(332) en 1-2 y (331) en 2-3.
158     dj3(2)=dj3(2)+0.5*vy*(2-p);
159     dj3(3)=dj3(3)+0.5*vy*(2-p)+vy*(p-1);
160     dk3(2)=dk3(2)+0.5*vy*(2-p);
161     dk3(3)=dk3(3)+0.5*vy*(2-p)+vy*(p-1);
162     dl3(1)=dl3(1)+0.5*vy*(2-p)+vy*(p-1);
163     dl3(2)=dl3(2)+0.5*vy*(2-p);
164     i3=i3-0.5*vy*il*(2-p)-vy*il*(p-1);
165 end
166
167 % Duty ratios de las modulaciones equilibradoras.
168 dn2=0;
169 if (abs(i2)>abs(ipv12)/3)
170     dn2=ipv12/i2;
171 end % Evita valores excesivos de dn2 cuando no se puede equilibrar ipv12.
172 dn3=0;
173 if (abs(i3)>abs(ipv23)/3)
174     dn3=ipv23/i3;
175 end % Evita valores excesivos de dn3 cuando no se puede equilibrar ipv23.
176 dn=dn2+dn3;
177 if (dn*m>u(1))
178     dn2=dn2/dn*u(1)/m;
179     dn3=dn3/dn*u(1)/m;
180     dn=dn2+dn3;
181 end % Impide que la modulación neutra reciba u(1)<0.
182 if (dn*(1-m)>1-u(1))
183     dn2=dn2/dn*(1-u(1))/(1-m);
184     dn3=dn3/dn*(1-u(1))/(1-m);
185 end % Impide que la modulación neutra reciba u(1)>1.
186
187 % Duty ratios de fase de las modulaciones equilibradoras.
188 switch sext
189     case 1
190         dai=dn2*dj2+dn3*dj3;
191         dbi=dn2*dk2+dn3*dk3;
192         dci=dn2*dl2+dn3*dl3;
193     case 2
194         dai=dn2*dk2+dn3*dk3;
195         dbi=dn2*dj2+dn3*dj3;
196         dci=dn2*dl2+dn3*dl3;
197     case 3
198         dai=dn2*dl2+dn3*dl3;
199         dbi=dn2*dj2+dn3*dj3;
200         dci=dn2*dk2+dn3*dk3;
201     case 4
202         dai=dn2*dl2+dn3*dl3;
203         dbi=dn2*dk2+dn3*dk3;

```



```

204     dci=dn2*dj2+dn3*dj3;
205     case 5
206         dai=dn2*dk2+dn3*dk3;
207         dbi=dn2*d12+dn3*d13;
208         dci=dn2*dj2+dn3*dj3;
209     case 6
210         dai=dn2*dj2+dn3*dj3;
211         dbi=dn2*d12+dn3*d13;
212         dci=dn2*dk2+dn3*dk3;
213 end
214
215 % Ajuste del índice de modulación para la modulación neutra.
216 if (vxy<1 || vxy>2)
217     u(1)=(u(1)-m*(dn2+dn3))/(1-dn2-dn3);
218 end % En caso contrario, m=u(1) y u(1) no cambia.
219
220
221 % Modulación neutra.
222
223 Vrefa = u(1)*cos(u(2)*(pi/180));
224 Vrefb = u(1)*sin(u(2)*(pi/180));
225
226 % Detección de sextante y transformación de Vref en su vector equivalente del
227     primer sextante.
228 sext = 1;
229 while ((Vrefb<0) || (Vrefb>(sqrt(3)*Vrefa)))
230     sext = sext + 1;
231     Vrefaold = Vrefa;
232     Vrefbold = Vrefb;
233     Vrefa = 0.5*Vrefaold+(sqrt(3)/2)*Vrefbold;
234     Vrefb = -(sqrt(3)/2)*Vrefaold+0.5*Vrefbold;
235 end
236
237 % Cálculo de parámetros d1, d2, d3 y d4.
238 d1 = (sqrt(3)/2)*Vrefa - 0.5*Vrefb;
239 d4 = (sqrt(3)/2)*Vrefa + 0.5*Vrefb;
240 d2 = (1-d4)/2;
241 d3 = d2;
242
243 % Cálculo de duty ratios de fase.
244 switch sext
245     case 1
246         da(1)=0;
247         da(2)=d2;
248         da(3)=d3;
249         da(4)=d4;
250         db(1)=d1;
251         db(2)=d2;
252         db(3)=d3;
253         db(4)=Vrefb;
254         dc(1)=d4;
255         dc(2)=d2;
256         dc(3)=d3;
257         dc(4)=0;
258     case 2
259         da(1)=Vrefb;
260         da(2)=d3;
261         da(3)=d2;
262         da(4)=d1;
263         db(1)=0;
264         db(2)=d3;
265         db(3)=d2;
266         db(4)=d4;
267         dc(1)=d4;
268         dc(2)=d3;
269         dc(3)=d2;
270         dc(4)=0;

```



```

270     case 3
271         da(1)=d4;
272         da(2)=d2;
273         da(3)=d3;
274         da(4)=0;
275         db(1)=0;
276         db(2)=d2;
277         db(3)=d3;
278         db(4)=d4;
279         dc(1)=d1;
280         dc(2)=d2;
281         dc(3)=d3;
282         dc(4)=Vrefb;
283     case 4
284         da(1)=d4;
285         da(2)=d3;
286         da(3)=d2;
287         da(4)=0;
288         db(1)=Vrefb;
289         db(2)=d3;
290         db(3)=d2;
291         db(4)=d1;
292         dc(1)=0;
293         dc(2)=d3;
294         dc(3)=d2;
295         dc(4)=d4;
296     case 5
297         da(1)=d1;
298         da(2)=d2;
299         da(3)=d3;
300         da(4)=Vrefb;
301         db(1)=d4;
302         db(2)=d2;
303         db(3)=d3;
304         db(4)=0;
305         dc(1)=0;
306         dc(2)=d2;
307         dc(3)=d3;
308         dc(4)=d4;
309     case 6
310         da(1)=0;
311         da(2)=d3;
312         da(3)=d2;
313         da(4)=d4;
314         db(1)=d4;
315         db(2)=d3;
316         db(3)=d2;
317         db(4)=0;
318         dc(1)=Vrefb;
319         dc(2)=d3;
320         dc(3)=d2;
321         dc(4)=d1;
322     otherwise
323         disp('Error al detectar sextante');
324 end
325
326 % Duty ratios resultantes de las modulaciones.
327 dr(1:4)=(1-dn2-dn3)*da+dai; % dai=dn2*da2+dn3*da3
328 dr(5:8)=(1-dn2-dn3)*db+dbi; % dbi=dn2*db2+dn3*db3
329 dr(9:12)=(1-dn2-dn3)*dc+dci; % dci=dn2*dc2+dn3*dc3

```





Anexo C

Modelo en Simulink

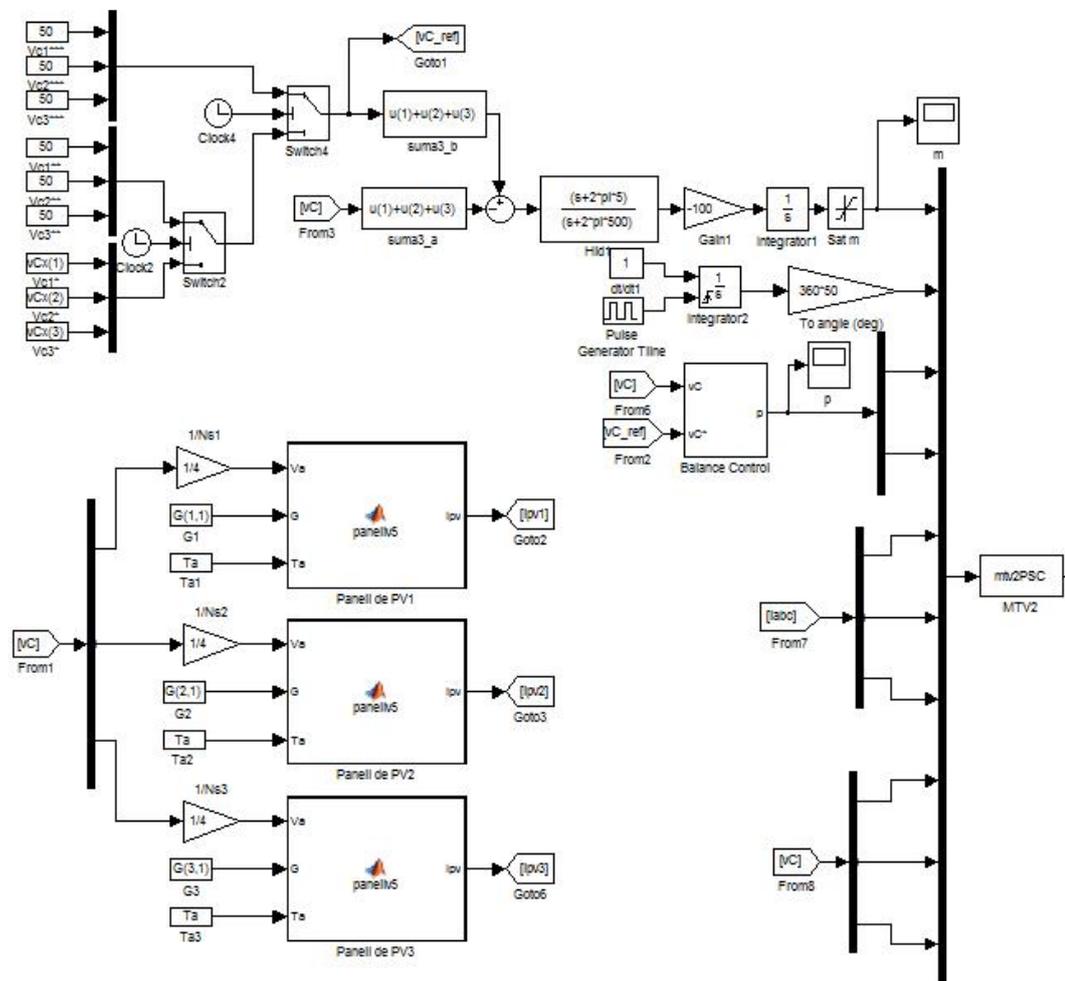


Figura C.1: Parte izquierda del modelo del sistema realizado con Simulink.



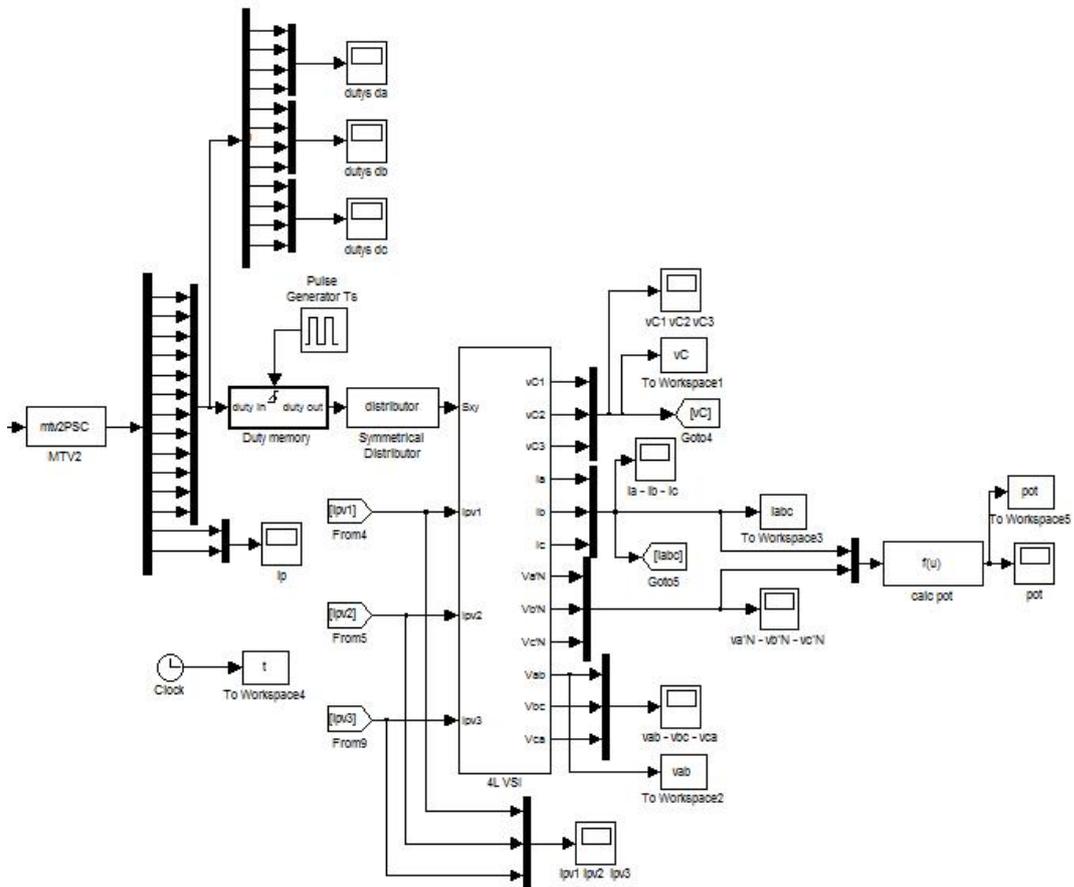


Figura C.2: Parte derecha del modelo del sistema realizado con Simulink.

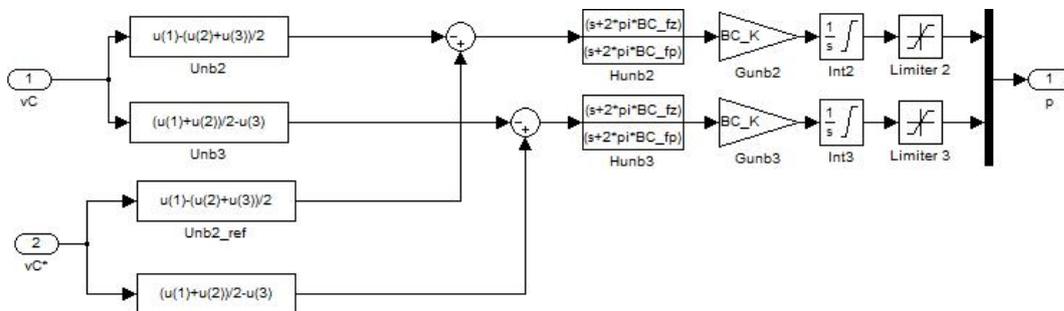


Figura C.3: Estructura interna del subsistema *Balance Control*.



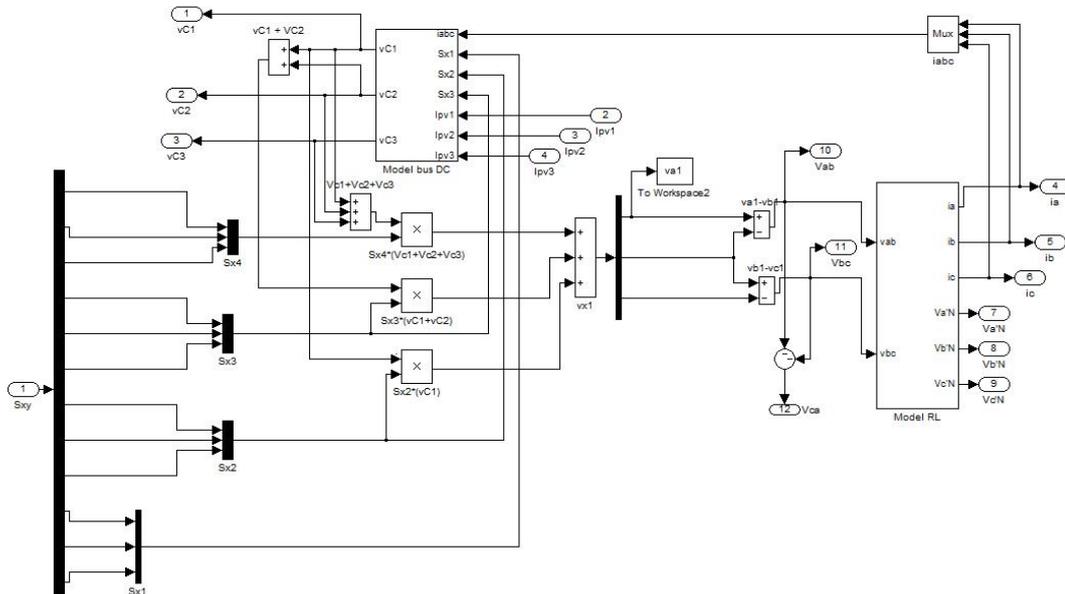


Figura C.4: Estructura interna del subsistema $4L$ VSI.

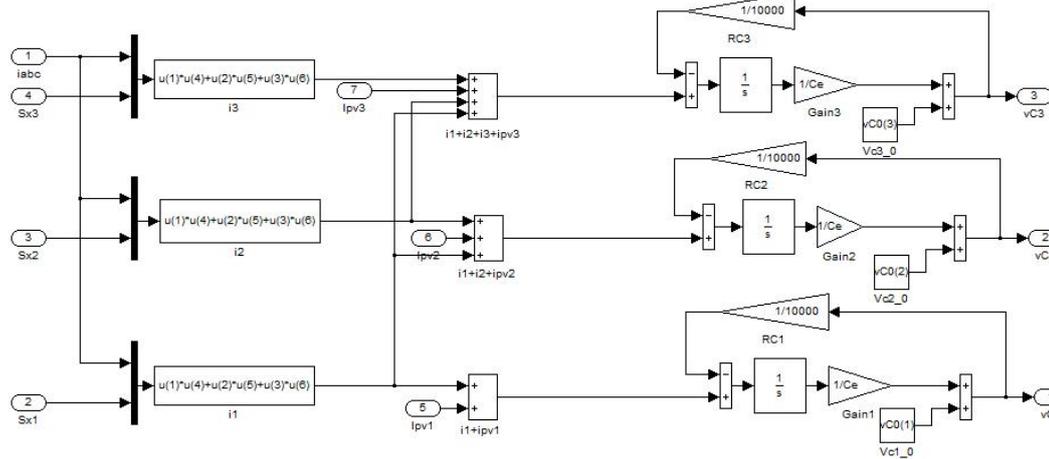


Figura C.5: Estructura interna del subsistema *Model bus DC*.



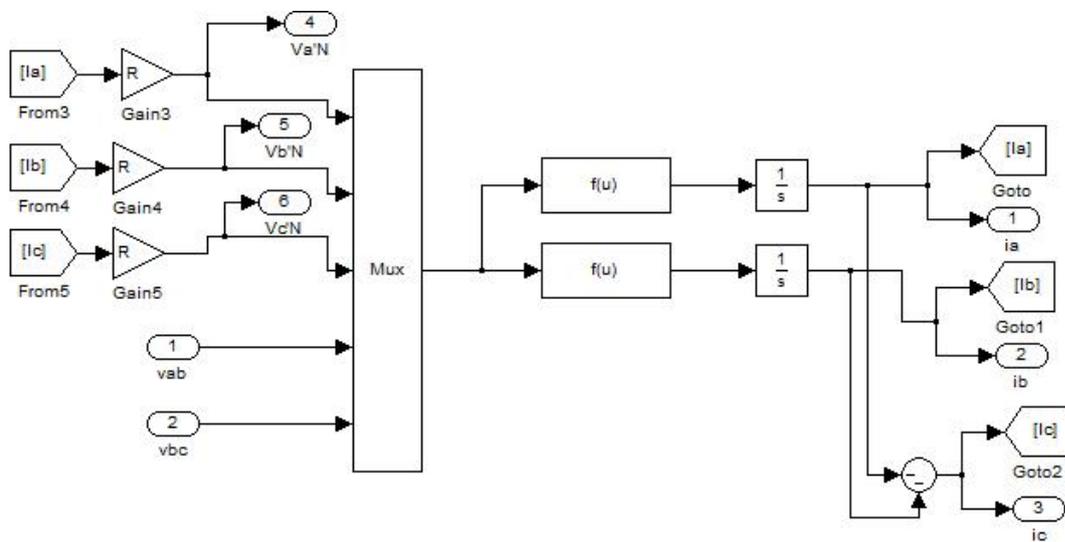


Figura C.6: Estructura interna del subsistema *Model RL*.



Anexo D

Resultados de simulación

En las siguientes páginas se muestran los resultados obtenidos en las simulaciones.

En todas las simulaciones se utilizan como parámetros de control los valores $K = 6$, $f_z = 1$ Hz y $f_p = 5$ Hz como se propone en la página 45 dentro del apartado 4.5 de la memoria. La capacidad de los condensadores que se conectan en bornes de cada *array* es de $570 \mu\text{F}$. También se emplea en cada fase una inductancia de filtro de valor $L = 5$ mH en todas las simulaciones excepto en las que se realizan con índice de modulación $m = 0,3$, para las que es necesario un valor $L = 1$ mH. En todos los casos se marca como consigna de tensión de los condensadores la tensión de su punto de máxima potencia. Las medidas de las variables se realizan sobre un intervalo de tiempo de aproximadamente 0,1 s dentro del régimen estacionario, que contiene varios periodos de la señal sintetizada de 50 Hz.

Algunos de los datos, como por ejemplo los valores de irradiancia o la tensión de los condensadores se muestran en conjuntos de tres. Estos valores hacen referencia, en orden descendente a los *arrays* 1, 2 y 3.

La exposición de los resultados se ha dividido por condiciones ambientales, a partir de los conjuntos definidos en la página 43, en el apartado 4.4 de la memoria. Para cada conjunto de condiciones los datos se presentan en dos partes. En la primera de ellas se indican las condiciones ambientales que la definen, es decir, los niveles de irradiancia y temperatura, y los datos teóricos de potencia máxima y tensión correspondiente tanto para el convertidor estudiado como para uno de dos niveles que permite hacer una comparación. En el segundo se presentan los resultados de simulación para distintos valores del índice de modulación, incluyendo las características de la carga, en concreto se presentan: valor medio de tensión de los condensadores, distancia al valor de consigna, diferencia entre el valor máximo y mínimo de tensión de los condensadores en régimen estacionario, potencia media extraída y diferencia entre el valor máximo y mínimo de potencia instantánea.



G (W/m ²)		T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)	
250		25	64,6	761	128,6	608	
500			64,3				
500			64,3				
m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,30	2,16	1	64,5	0,1	2,4	760	183
			64,4	0,1	1,6		
			64,3	0,0	2,0		
0,36	1,83	5	64,5	0,1	5,0	759	32
			64,4	0,1	2,3		
			64,3	0,0	3,9		
0,40	3,14	5	64,5	0,1	3,1	760	35
			64,4	0,1	1,6		
			64,3	0,0	2,5		
0,45	4,40	5	64,5	0,1	2,3	760	43
			64,4	0,1	1,3		
			64,3	0,0	1,9		
0,50	5,70	5	64,5	0,1	2,3	760	55
			64,4	0,1	1,2		
			64,3	0,0	1,7		
0,55	7,07	5	64,5	0,1	1,8	760	65
			64,4	0,1	1,2		
			64,3	0,0	1,4		
0,60	8,54	5	64,5	0,1	1,6	760	77
			64,5	0,2	1,0		
			64,3	0,0	1,1		
0,65	10,12	5	64,5	0,1	1,5	760	95
			64,5	0,2	0,8		
			64,3	0,0	1,0		
0,70	11,81	5	64,4	0,2	1,4	760	111
			64,5	0,2	0,9		
			64,3	0,0	0,9		
0,75	13,61	5	64,3	0,3	1,5	760	130
			64,6	0,3	0,8		
			64,3	0,0	0,9		
0,80	16,40	5	60,1	4,5	1,4	740	167
			68,8	4,5	0,6		
			64,4	0,1	0,7		
0,90	25,00	5	49,9	14,7	1,0	628	182
			72,3	8,0	0,3		
			71,0	6,7	0,6		

Cuadro D.1: Resultados de simulación con el *array* 1 en sombra.

G (W/m ²)	T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)		
500	25	64,3	761	128,6	608		
250		64,6					
500		64,3					
m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,30	2,16	1	64,4	0,1	4,0	759	129
			64,5	0,1	1,0		
			64,4	0,1	4,0		
0,36	1,83	5	64,4	0,1	8,2	754	32
			64,4	0,2	1,5		
			64,4	0,1	7,9		
0,40	3,14	5	64,4	0,1	5,2	758	33
			64,4	0,2	1,2		
			64,4	0,1	5,2		
0,45	4,40	5	64,4	0,1	3,9	759	50
			64,4	0,2	1,0		
			64,4	0,1	3,8		
0,50	5,70	5	64,4	0,1	3,2	759	59
			64,4	0,2	0,8		
			64,5	0,2	3,2		
0,55	7,07	5	64,4	0,1	2,9	759	82
			64,4	0,2	0,8		
			64,5	0,2	2,9		
0,60	8,84	5	66,4	2,1	2,1	750	115
			60,4	4,2	0,8		
			66,4	2,1	2,1		
0,70	14,64	5	71,1	6,8	1,1	651	120
			51,0	13,6	0,5		
			71,1	6,8	1,1		

Cuadro D.2: Resultados de simulación con el *array* 2 en sombra.

G (W/m ²)		T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)	
500		25	64,3	761	128,6	608	
500			64,3				
250			64,6				
m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,30	2,16	1	64,3	0,0	2,1	760	166
			64,4	0,1	1,6		
			64,5	0,1	2,1		
0,36	1,83	5	64,3	0,0	3,7	759	31
			64,4	0,1	2,4		
			64,5	0,1	4,8		
0,40	3,14	5	64,3	0,0	2,6	760	35
			64,4	0,1	1,6		
			64,5	0,1	3,1		
0,45	4,40	5	64,3	0,0	1,9	760	45
			64,4	0,1	1,3		
			64,5	0,1	2,3		
0,50	5,70	5	64,3	0,0	1,7	760	58
			64,4	0,1	1,2		
			64,5	0,1	2,2		
0,55	7,07	5	64,3	0,0	1,3	760	68
			64,4	0,1	1,3		
			64,5	0,1	1,8		
0,60	8,54	5	64,3	0,0	1,1	760	76
			64,5	0,2	0,9		
			64,5	0,1	1,6		
0,65	10,12	5	64,3	0,0	1,0	760	94
			64,5	0,2	0,8		
			64,5	0,1	1,6		
0,70	11,81	5	64,3	0,0	0,9	760	108
			64,5	0,2	0,9		
			64,4	0,2	1,5		
0,75	13,61	5	64,3	0,0	0,9	760	129
			64,6	0,3	0,8		
			64,3	0,3	1,5		
0,80	15,54	5	64,4	0,1	0,8	741	168
			68,7	4,4	0,7		
			60,2	4,4	1,5		
0,90	25,50	5	71,3	7,0	0,7	622	192
			72,4	8,1	0,4		
			49,6	15,0	1,0		

Cuadro D.3: Resultados de simulación con el *array* 3 en sombra.

G (W/m ²)	T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)
500	25	64,3	610	200,1	485
250		64,6			
250		64,6			

m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,30	2,73	1	64,4	0,1	2,4	609	128
			64,5	0,1	1,1		
			64,6	0,0	1,6		
0,32	1,57	5	64,4	0,1	5,9	607	26
			64,5	0,1	2,8		
			64,6	0,0	4,4		
0,35	2,91	5	64,4	0,1	3,7	608	34
			64,5	0,1	1,7		
			64,6	0,0	2,4		
0,40	4,34	5	64,4	0,1	2,7	609	33
			64,5	0,1	1,4		
			64,6	0,0	1,9		
0,45	5,79	5	64,4	0,1	2,1	609	45
			64,5	0,1	1,2		
			64,6	0,0	1,6		
0,50	7,33	5	64,4	0,1	1,9	609	63
			64,6	0,0	1,2		
			64,6	0,0	1,4		
0,55	9,35	5	67,1	2,8	1,5	602	88
			61,8	2,8	1,0		
			64,6	0,0	1,4		
0,70	17,20	5	71,8	7,5	0,7	545	129
			57,1	7,5	0,6		
			64,6	0,0	0,9		

Cuadro D.4: Resultados de simulación con los *arrays* 2 y 3 en sombra.

G (W/m ²)	T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)		
250	25	64,6	610	200,1	485		
500		64,3					
250		64,6					
m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,30	2,73	1	64,5	0,1	2,0	609	98
			64,5	0,2	1,0		
			64,5	0,1	2,0		
0,32	1,57	5	64,5	0,1	6,5	607	23
			64,5	0,2	1,2		
			64,5	0,1	6,6		
0,35	2,91	5	64,5	0,1	3,9	608	29
			64,5	0,2	0,8		
			64,5	0,1	3,8		
0,40	4,34	5	64,5	0,1	2,7	609	33
			64,5	0,2	0,9		
			64,5	0,1	2,8		
0,45	5,79	5	64,6	0,0	2,2	609	27
			64,4	0,1	0,7		
			64,6	0,0	2,3		
0,50	7,33	5	64,5	0,1	2,0	609	35
			64,4	0,1	0,6		
			64,6	0,0	2,0		
0,55	9,01	5	64,5	0,1	1,8	609	40
			64,4	0,1	0,6		
			64,6	0,0	1,7		
0,60	10,82	5	64,5	0,1	1,7	609	37
			64,4	0,1	0,6		
			64,5	0,1	1,6		
0,65	12,77	5	64,5	0,1	1,6	609	39
			64,5	0,2	0,7		
			64,5	0,1	1,6		
0,70	14,90	5	64,5	0,1	1,4	609	44
			64,6	0,3	0,7		
			64,5	0,1	1,4		
0,75	18,00	5	62,5	2,1	1,2	593	59
			68,6	4,3	0,6		
			62,5	2,1	1,2		

Cuadro D.5: Resultados de simulación con los *arrays* 1 y 3 en sombra.

G (W/m ²)	T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)		
250	25	64,6	610	200,1	485		
250		64,6					
500		64,3					
m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,30	2,73	1	64,6	0,0	1,6	609	133
			64,5	0,1	1,3		
			64,4	0,1	2,4		
0,32	1,57	5	64,6	0,0	4,3	607	26
			64,5	0,1	2,8		
			64,4	0,1	5,8		
0,35	2,91	5	64,6	0,0	2,4	608	33
			64,5	0,1	1,7		
			64,4	0,1	3,6		
0,40	4,34	5	64,6	0,0	1,9	609	35
			64,5	0,1	1,5		
			64,4	0,1	2,7		
0,45	5,79	5	64,6	0,0	1,6	609	45
			64,5	0,1	1,2		
			64,5	0,2	2,1		
0,50	7,33	5	64,6	0,0	1,4	609	64
			64,5	0,1	1,2		
			64,4	0,1	1,9		
0,55	9,20	5	64,6	0,0	1,2	603	86
			62,1	2,5	0,9		
			66,8	2,5	1,5		
0,70	17,20	5	64,6	0,0	0,9	546	132
			57,2	7,4	0,5		
			71,7	7,4	0,7		

Cuadro D.6: Resultados de simulación con los *arrays* 1 y 2 en sombra.

G (W/m ²)	T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)		
500	15	64,5	614	200,9	488		
250		64,9					
250		64,9					
m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,32	1,69	5	64,5	0,0	5,7	611	25
			64,9	0,0	2,8		
			65,0	0,1	4,0		
0,35	2,93	5	64,5	0,0	3,6	612	31
			64,8	0,1	1,8		
			65,0	0,1	2,4		
0,40	4,36	5	64,6	0,1	2,7	612	35
			64,8	0,1	1,4		
			65,0	0,1	1,9		
0,45	5,81	5	64,6	0,1	2,1	612	44
			64,8	0,1	1,2		
			65,0	0,1	1,6		
0,50	7,36	5	64,6	0,1	1,9	612	65
			64,8	0,1	1,1		
			65,0	0,1	1,4		
0,55	9,30	5	67,2	2,7	1,4	605	91
			62,2	2,7	0,8		
			64,9	0,0	1,1		
0,70	17,20	5	71,9	7,4	0,8	548	130
			57,6	7,3	0,6		
			64,9	0,0	0,9		

Cuadro D.7: Resultados de simulación con los *arrays* 2 y 3 en sombra y temperatura ambiente de 15° C.



G (W/m ²)	T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)		
500	35	64,2	607	199,3	483		
250		64,3					
250		64,3					
m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,32	1,57	5	64,2	0,0	6,3	603	24
			64,2	0,1	2,8		
			64,3	0,0	4,4		
0,35	2,90	5	64,3	0,1	3,8	605	32
			64,2	0,1	1,8		
			64,3	0,0	2,5		
0,40	4,32	5	64,3	0,1	2,7	605	35
			64,2	0,1	1,5		
			64,3	0,0	1,9		
0,45	5,77	5	64,3	0,1	2,1	605	45
			64,1	0,2	1,1		
			64,3	0,0	1,6		
0,50	7,31	5	64,3	0,1	1,9	605	66
			64,1	0,2	1,2		
			64,3	0,0	1,4		
0,55	9,25	5	66,9	2,7	1,4	599	81
			61,5	2,8	0,9		
			64,3	0,0	1,2		
0,70	17,10	5	71,7	7,5	0,7	543	127
			56,7	7,6	0,6		
			64,3	0,0	0,8		

Cuadro D.8: Resultados de simulación con los *arrays* 2 y 3 en sombra y temperatura ambiente de 35° C.



G (W/m ²)	T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)
500	23	64,3			
500	25	64,3	913	192,9	913
500	27	64,3			

m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,40	2,07	5	64,3	0,0	1,7	911	43
			64,3	0,0	1,2		
			64,3	0,0	1,5		
0,50	4,56	5	64,3	0,0	1,3	911	57
			64,3	0,0	0,9		
			64,3	0,0	1,3		
0,60	6,99	5	64,3	0,0	1,1	911	103
			64,3	0,0	0,9		
			64,3	0,0	1,0		
0,70	9,74	5	64,3	0,0	0,8	911	112
			64,3	0,0	0,5		
			64,3	0,0	0,8		
0,80	12,86	5	64,3	0,0	0,7	911	143
			64,3	0,0	0,6		
			64,3	0,0	0,7		
0,90	16,37	5	64,3	0,0	0,5	911	143
			64,3	0,0	0,4		
			64,3	0,0	0,5		

Cuadro D.9: Resultados de simulación con los *arrays* a diferentes temperaturas.

G (W/m ²)				T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)
500	500	500	500	25	64,3	775	160,8	761
250	250	500	500		68,0			
500	500	500	500		64,3			
m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)	
0,36	1,99	5	64,4	0,1	7,5	768	34	
			67,8	0,2	1,4			
			64,4	0,1	7,4			
0,40	3,22	5	64,4	0,1	5,2	772	38	
			67,8	0,2	1,4			
			64,4	0,1	5,1			
0,45	4,50	5	64,4	0,1	3,9	772	51	
			67,8	0,2	1,0			
			64,4	0,1	4,1			
0,50	5,81	5	64,4	0,1	3,1	773	59	
			67,8	0,2	0,8			
			64,4	0,1	3,1			
0,55	7,20	5	64,4	0,1	2,8	773	74	
			67,7	0,3	0,8			
			64,5	0,2	2,8			
0,60	8,69	5	65,5	1,2	2,1	769	118	
			65,5	2,5	0,8			
			65,6	1,3	2,1			
0,70	14,60	5	71,0	6,7	1,2	664	132	
			54,6	13,4	0,6			
			71,0	6,7	1,2			

Cuadro D.10: Resultados de simulación con el *array* 2 parcialmente en sombra.

G (W/m ²)				T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)
250	250	500	500	25	68,0	638	128,6	608
250	250	500	500		68,0			
500	500	500	500		64,3			

m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,32	1,97	5	68,0	0,0	3,6	635	31
			67,9	0,1	2,4		
			64,4	0,1	5,1		
0,35	3,04	5	68,0	0,0	2,5	636	32
			67,9	0,1	1,8		
			64,4	0,1	3,7		
0,40	4,48	5	68,0	0,0	1,9	636	41
			67,9	0,1	1,4		
			64,4	0,1	2,8		
0,45	5,96	5	68,0	0,0	1,5	636	46
			67,9	0,1	1,3		
			64,5	0,2	1,8		
0,50	7,54	5	68,0	0,0	1,4	636	70
			67,8	0,2	1,0		
			64,5	0,2	1,8		
0,55	9,25	5	68,0	0,0	1,2	633	93
			66,2	1,8	0,8		
			66,1	1,8	1,4		
0,70	17,30	5	68,0	0,0	0,8	573	138
			60,7	7,3	0,6		
			71,6	7,3	0,7		

Cuadro D.11: Resultados de simulación con los *arrays* 1 y 2 parcialmente en sombra.

G (W/m ²)				T_a (°C)	V_{MPP} (V)	P_{MPP} (W)	$V_{MPP\ 2n}$ (V)	$P_{MPP\ 2n}$ (W)
250	250	250	250	25	64,6	624	203,9	500
250	250	500	500		68,0			
500	500	500	500		64,3			

m	R (Ω)	L (mH)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	δV_C (V)	P (W)	δP (W)
0,32	1,84	5	64,6	0,0	3,7	621	28
			67,9	0,1	2,2		
			64,4	0,1	5,1		
0,35	2,98	5	64,6	0,0	2,5	622	32
			67,9	0,1	1,7		
			64,4	0,1	3,6		
0,40	4,41	5	64,6	0,0	1,8	622	42
			67,9	0,1	1,4		
			64,4	0,1	2,8		
0,45	5,87	5	64,6	0,0	1,6	622	51
			67,9	0,1	1,2		
			64,4	0,1	2,2		
0,50	7,43	5	64,6	0,0	1,4	623	72
			67,8	0,2	1,0		
			64,5	0,2	1,9		
0,55	9,13	5	64,6	0,0	1,3	620	92
			66,4	1,6	0,9		
			65,9	1,6	1,4		
0,70	17,30	5	64,6	0,0	0,8	559	131
			60,7	7,3	0,6		
			71,6	7,3	0,7		

Cuadro D.12: Resultados de simulación con el *array* 1 en sombra y el *array* 2 parcialmente en sombra.





Anexo E

Resultados experimentales

Este anexo contiene los resultados experimentales obtenidos.

Como se indica en la página 71 en el apartado 7.1 de la memoria, todos los experimentos emplean una inductancia de filtro con un valor aproximado de $L = 10$ mH y unos compensadores de desequilibrio de la tensión de los condensadores con los parámetros $f_z = 0,01$ Hz, $f_p = 100$ Hz y $K \in [1, 20]$, con valores altos al inicio y bajos al acercarse al régimen estacionario.

La consigna de tensión de los condensadores que se utiliza es un valor de tensión cercano al del punto de máxima potencia, obtenido de forma aproximada teniendo en cuenta que no se modifica mucho al cambiar la irradiancia, que en sus alrededores la potencia no varía en gran medida y que se pueden usar como valores iniciales las estimaciones proporcionadas por el modelo de simulación, que se encuentran entre 64 V y 65 V para los *arrays* que tienen todos sus paneles en las mismas condiciones y alrededor de 70 V para los *arrays* parcialmente en sombra.

Respecto a la nomenclatura empleada, cabe explicar algunos detalles. G indica la irradiancia incidente sobre los paneles y tiene dos valores, que corresponden a los paneles que se encuentran libres y los que están en sombra. T_a es la temperatura ambiente. V_C^* es la consigna de tensión de los condensadores conectados en paralelo con los *arrays* y V_{C2n}^* es la consigna de tensión del *bus* de continua cuando se hace trabajar al convertidor en el punto en que lo haría uno de 2 niveles, desconectando los niveles intermedios. V_C representa el valor medio de esas tensiones y ΔV_C , la diferencia entre las tensiones y sus consignas.

P indica la potencia extraída del convertidor, que engloba la potencia disipada en la carga resistiva y las pérdidas producidas en las bobinas de filtro. P_{PV} hace referencia a la potencia que llega al convertidor desde el sistema fotovoltaico, mientras que por P_{Sol} se representa la estimación de la potencia recibida por los paneles en forma de radiación solar, que tiene en cuenta la irradiancia recibida por cada panel y su área, $1,27$ m². Estos dos datos permiten calcular un rendimiento del sistema fotovoltaico como $\frac{P_{PV}}{P_{Sol}}$.

Las pruebas experimentales se dividen en dos grupos. En el primero, se compara el funcionamiento del convertidor de cuatro niveles con el de uno de dos niveles, para lo que se emplea el mismo convertidor con los niveles intermedios desconectados, de manera que el sistema fotovoltaico pasa a ser la conexión en serie de los tres *arrays* y el punto de trabajo es el mismo que en uno de dos niveles. En estas pruebas se emplea la modulación original. El



segundo grupo de pruebas está dedicado a comparar la modulación original con la modificación realizada, con el convertidor trabajando en todas ellas con los cuatro niveles conectados en bornes de los *arrays*.

Como en los resultados de simulación, algunos de los datos que se refieren a los *arrays* se muestran en conjuntos de tres y corresponden en orden descendente a los *arrays* 1, 2 y 3. También se sigue una estructura similar para distribuir los resultados en distintas tablas en función de las condiciones ambientales.

E.1. Resultados obtenidos con cuatro y dos niveles

En estas pruebas se compara el funcionamiento del sistema con el convertidor aprovechando todas las posibilidades de un convertidor de cuatro niveles frente al comportamiento que tendría uno de dos niveles, para lo que se desconectan los niveles intermedios y se deja que los tres *arrays* trabajen conectados en serie. En todas ellas se emplea el esquema de modulación original, explicado en el capítulo 3 y el anexo A.

Para garantizar la estabilidad del sistema, en estas pruebas se conecta un condensador de $470\ \mu\text{F}$ en bornes de cada *array*, de manera que la capacidad total conectada entre niveles consecutivos de continua es de $625,1\ \mu\text{F}$.

Las siguientes páginas recogen los resultados de estas pruebas, clasificados en los cuadros E.1-E.6 según las condiciones ambientales en que se realizan, definidas en la página 74 en el apartado 7.2 de la memoria. Las pruebas realizadas se representan por parejas, en cada una de las cuales hay una primera prueba con los niveles intermedios conectados y una segunda con ellos desconectados con unos niveles similares de irradiancia y la misma carga. Para cada pareja se calcula el parámetro r_{PV} , que cuantifica la mejora en potencia que es capaz de obtener el convertidor. Es el cociente del rendimiento del sistema fotovoltaico cuando los niveles intermedios están conectados entre ese rendimiento cuando los niveles intermedios están desconectados.

E.2. Resultados obtenidos con distintas modulaciones

En este conjunto de pruebas se compara el funcionamiento del sistema con la modulación original y con la modificación propuesta en el capítulo 5. En todas ellas se conectan los cuatro niveles del convertidor en bornes de los *arrays* y para asegurar la estabilidad del sistema se añade una capacidad adicional de $940\ \mu\text{F}$ en paralelo con todo el *bus* de continua.

Los resultados de estas pruebas se clasifican en los cuadros E.7, E.8 y E.9 según las condiciones ambientales en que se realizan, que forman parte del conjunto definido en la página 74 en el apartado 7.2 de la memoria y dan una muestra de las diferencias de funcionamiento.

Estas pruebas también se representan por parejas que comparten la misma carga y un nivel de irradiancia similar, en este caso compuestas por una primera prueba llevada a cabo con la modificación de la modulación y otra realizada con la modulación original. Del mismo modo, para cada pareja se calcula el parámetro r_{PV} como el cociente del rendimiento del sistema fotovoltaico cuando se emplea la modificación de la modulación entre ese rendimiento cuando se utiliza la modulación original.



		Configuración	T_a (°C)	V_C^* (V)	V_{C2n}^* (V)				
		Sombra	15	64,6	193,2				
		Libre		64,3					
		Libre		64,3					
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}	
278	0,48	6,7	64,4	0,2	341	428	3653	1,17	
164			64,2	0,1					
282			63,9	0,4					
166	0,46	6,7	192,9	0,3	289	372	3704	1,18	
301			63,7	0,9					
180	0,59	11,3	64,8	0,5	404	469	3974	1,18	
279			64,0	0,3					
165	0,52	11,3	192,7	0,5	309	368	3674	1,19	
339			64,5	0,1					
206	0,72	16,5	64,3	0,0	486	535	4495	1,19	
332			64,0	0,3					
201	0,65	16,5	192,3	0,9	398	440	4390		

Cuadro E.1: Resultados experimentales con el *array* 1 en sombra y el convertidor trabajando con cuatro y dos niveles con la modulación original.



		Configuración	T_a (°C)	V_C^* (V)	V_{C2n}^* (V)				
		Libre		64,3					
		Sombra	14	64,6	193,2				
		Libre		64,3					
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}	
126	0,32	6,7	64,5	0,2	139	186	1622	1,15	
			64,2	0,4					
68			64,3	0,0					
126	0,29	6,7	192,7	0,5	120	162	1622		
68									
135	0,38	11,3	64,5	0,2	169	199	1742		1,14
			64,3	0,3					
74			64,0	0,3					
126	0,33	11,3	192,6	0,6	134	163	1622		
68									
141	0,44	16,5	64,6	0,3	192	213	1822	1,15	
			64,1	0,5					
77			64,0	0,3					
138	0,41	16,5	192,8	0,4	161	181	1782		
75									
190	0,70	33,0	66,8	2,5	268	293	2477		1,16
			61,7	2,9					
107			64,0	0,3					
192	0,65	33,0	193,0	0,2	228	255	2497		
108									

Cuadro E.2: Resultados experimentales con el *array* 2 en sombra y el convertidor trabajando con cuatro y dos niveles con la modulación original.



		Configuración	T_a (°C)	V_C^* (V)	V_{C2n}^* (V)				
		Sombra	16	64,6	193,5				
		Libre		64,3					
		Sombra		64,6					
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}	
127	0,29	6,7	64,7	0,1	113	165	1348	1,08	
69			64,4	0,1					
146			64,0	0,6					
80	0,31	6,7	193,3	0,2	124	177	1559	1,11	
283			64,8	0,2					
167	0,43	6,7	64,1	0,2	289	383	3138	1,19	
266			64,1	0,5					
156			192,8	0,7					247
180	0,43	11,3	64,6	0,0	196	251	1943	1,11	
101			64,2	0,1					
190			64,2	0,4					
107	0,41	11,3	193,0	0,5	171	224	2056	1,11	
104			64,8	0,2					
56	0,35	16,5	64,1	0,2	100	138	1098	1,23	
108			64,3	0,3					
58			192,8	0,7					93
164	0,61	33,0	64,7	0,1	182	218	1763	1,23	
91			66,6	2,3					
161			61,8	2,8					
90	0,54	33,0	193,2	0,3	143	173	1729		

Cuadro E.3: Resultados experimentales con los *arrays* 1 y 3 en sombra y el convertidor trabajando con cuatro y dos niveles con la modulación original.



		Configuración	T_a (°C)	V_C^* (V)	V_{C2n}^* (V)				
		Sombra	16	64,6	193,5				
		Sombra		64,6					
		Libre		64,3					
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}	
269	0,46	6,7	64,6	0,0	292	375	2975	1,07	
158			64,0	0,6					
292	0,46	6,7	64,0	0,3	298	382	3247		
174			192,8	0,7					
344	0,59	11,3	64,6	0,0	426	491	3875	1,11	
210			64,1	0,5					
317	0,55	11,3	63,8	0,5	342	403	3541		
190			194,0	0,5					
505	0,83	16,5	64,5	0,1	589	680	5924	1,05	
331			59,4	5,2					
487	0,79	16,5	69,0	4,7	546	624	5693		
317			192,7	0,8					

Cuadro E.4: Resultados experimentales con los *arrays* 1 y 2 en sombra y el convertidor trabajando con cuatro y dos niveles con la modulación original.



Configuración				T_a (°C)	V_C^* (V)	V_{C2n}^* (V)			
Sombra	Sombra	Libre	Libre	14	68,0	201,0			
Sombra	Sombra	Libre	Libre		68,0				
Libre	Libre	Libre	Libre		64,3				
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}	
489	0,60	6,7	67,8	0,2	574	700	6588	1,05	
319			67,4	0,6					
484			64,3	0,0					
315	0,57	6,7	200,4	0,6	536	657	6513	1,04	
495			68,0	0,0					
323			67,7	0,3					
500	0,70	11,3	64,6	0,3	621	704	6664	1,04	
327			200,6	0,4					
511			68,1	0,1					
337	0,81	16,5	63,2	4,8	667	720	6902	1,04	
507			67,1	2,8					
333			200,7	0,3					
519	0,79	16,5	68,0	0,0	631	687	6837	1,02	
343			62,6	5,4					
526			69,4	5,1					
348	0,90	22,0	200,7	0,3	676	721	7011	1,02	
348			672	0,3					
348			716	7109					

Cuadro E.5: Resultados experimentales con los *arrays* 1 y 2 parcialmente en sombra y el convertidor trabajando con cuatro y dos niveles con la modulación original.



Configuración				T_a (°C)	V_C^* (V)	V_{C2n}^* (V)			
Sombra	Sombra	Sombra	Sombra	15	64,6	204,0			
Sombra	Sombra	Libre	Libre		68,0				
Libre	Libre	Libre	Libre		64,3				
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}	
314	0,46	6,7	64,8	0,2	310	401	3832	1,16	
189			67,4	0,6					
276			64,6	0,3					
163	0,39	6,7	203,4	0,6	223	302	3344	1,21	
301			64,9	0,3					
180	0,53	11,3	65,8	2,2	319	385	3665	1,22	
297			66,0	1,7					
177			203,6	0,4					
273	0,56	16,5	64,6	0,0	299	352	3306	1,13	
161			62,5	5,5					
294			69,3	5,0					
175	0,51	16,5	203,6	0,4	262	313	3568	1,13	
272			64,7	0,1					
160	0,71	33,0	58,6	9,4	285	319	3296	1,13	
269			73,0	8,7					
158			203,6	0,4					

Cuadro E.6: Resultados experimentales con el *array* 1 en sombra y el *array* 2 parcialmente en sombra y el convertidor trabajando con cuatro y dos niveles con la modulación original.



		Configuración		T_a (°C)	V_C^* (V)				
		Sombra		19	64,6				
		Libre			64,3				
		Libre			64,3				
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}	
177	0,43	11,3	64,5	0,1	226	256	2295	1,02	
99			63,6	0,7					
			64,6	0,3					
166	0,42	11,3	64,4	0,2	206	237	2154		
92			64,2	0,1					
			64,3	0,0					
170	0,55	22,0	64,7	0,1	218	248	2204	1,00	
95			64,2	0,1					
			64,2	0,1					
177	0,56	22,0	64,5	0,1	227	259	2295		
99			64,3	0,0					
			64,2	0,1					
155	0,63	33,0	64,3	0,3	197	227	2013	1,02	
86			63,9	0,4					
			64,1	0,2					
160	0,63	33,0	64,4	0,2	202	229	2073		
89			64,3	0,0					
			64,4	0,1					
155	0,85	66,0	64,3	0,3	203	224	2013	1,00	
86			63,5	0,8					
			64,0	0,3					
158	0,87	66,0	64,3	0,3	205	228	2043		
87			64,4	0,1					
			64,0	0,3					

Cuadro E.7: Resultados experimentales con el *array* 1 en sombra. La primera prueba de cada pareja emplea el esquema de modulación modificado y la segunda utiliza el original.



		Configuración		T_a (°C)	V_C^* (V)				
		Libre		17	64,3				
		Sombra			64,6				
		Libre			64,3				
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}	
183	0,39	6,7	64,1	0,2	240	273	2376	1,05	
103			64,6	0,0					
156	0,36	6,7	64,1	0,2	197	221	2023		
86			64,7	0,4					
125	0,36	11,3	63,8	0,8	145	176	1612	1,00	
68			64,6	0,3					
135	0,37	11,3	64,3	0,0	165	191	1742		
74			64,9	0,3					
145	0,45	16,5	64,2	0,1	194	211	1882	0,99	
80			64,4	0,1					
137	0,43	16,5	64,0	0,6	176	201	1772		
75			64,5	0,2					
135	0,48	22,0	64,3	0,0	176	196	1742	1,02	
74			64,6	0,4					
129	0,46	22,0	64,5	0,2	167	185	1672		
71			64,5	0,1					
148	0,59	33,0	64,1	0,5	196	214	1912	1,00	
81			64,2	0,1					
151	0,60	33,0	64,2	0,1	202	220	1963		
84			64,4	0,3					
			64,4	0,1					

Cuadro E.8: Resultados experimentales con el *array* 2 en sombra. La primera prueba de cada pareja emplea el esquema de modulación modificado y la segunda utiliza el original.



Configuración				T_a (°C)	V_C^* (V)			
Sombra	Sombra	Sombra	Sombra	16	64,6			
Sombra	Sombra	Libre	Libre		68,0			
Libre	Libre	Libre	Libre		64,3			
G (W/m ²)	m	R (Ω)	V_C (V)	$ \Delta V_C $ (V)	P (W)	P_{PV} (W)	P_{Sol} (W)	r_{PV}
131	0,32	11,3	65,4	0,8	132	161	1541	1,04
71			66,0	2,0				
124	0,31	11,3	65,5	1,2	120	146	1459	
67			63,7	0,9				
127	0,35	16,5	67,4	0,6	128	156	1495	1,00
69			65,5	1,2				
127	0,35	16,5	65,2	0,6	127	156	1495	
69			64,8	3,2				
365	0,52	6,7	66,5	2,2	458	509	4495	1,04
225			64,7	0,1				
370	0,51	6,7	63,4	4,6	444	494	4555	
228			68,0	3,7				
			64,8	0,2				
			68,0	0,0				
			64,1	0,2				
			64,5	0,1				
			67,1	0,9				
			64,2	0,1				

Cuadro E.9: Resultados experimentales con el *array* 1 en sombra y el *array* 2 parcialmente en sombra. La primera prueba de cada pareja emplea el esquema de modulación modificado y la segunda utiliza el original.





Anexo F

Coste del proyecto

El coste del proyecto puede distribuirse en varias partidas debido a la distinta naturaleza de los elementos que intervienen. Estas partidas son:

- Recursos humanos.
- Construcción del prototipo.
- Amortización del equipo.
- Costes generales.
- Beneficios industriales.

En los siguientes apartados se detallan los costes de esas partidas y el total resultante.

F.1. Recursos humanos

En el análisis del coste de los recursos humanos se contempla el trabajo realizado por el estudiante para llevar a cabo el proyecto y el realizado por los directores de proyecto para hacerlo posible.

El trabajo realizado por el estudiante se dedica a la formación en los temas relacionados con el estudio realizado, la programación de las funciones y los modelos que permiten ejecutar simulaciones y controlar el convertidor, la simulación, parte de la construcción del prototipo y de la realización de comprobaciones de funcionamiento del convertidor y pruebas experimentales, el análisis de los resultados obtenidos y la redacción de la memoria. La labor de los directores comprende seguir y orientar al estudiante e intervenir en una parte de la construcción del prototipo y de las pruebas.

Los costes asociados a los recursos humanos se muestran en el cuadro [F.1](#).



CONCEPTO	Horas empleadas (h)	Coste por hora (€/h)	Coste (€)
Estudiante	500	30	15000
Director	120	60	7200
TOTAL			22200

Cuadro F.1: Coste de los recursos humanos.

F.2. Construcción del prototipo

El prototipo empleado en este proyecto se ha construido para la realización del estudio que en él se lleva a cabo y por ello deben tenerse en cuenta todos los costes de material asociados a su montaje.

Estos costes se pueden desglosar en los debidos a las placas de circuito impreso, los interruptores y disipadores, los controladores de puerta y el resto de elementos auxiliares como resistencias, condensadores, diodos, transistores, conectores y cables.

El cuadro F.2 muestra este desglose, en el que todas las cantidades incluyen el impuesto sobre el valor añadido (IVA). El coste total deduciendo el 21 % correspondiente a este impuesto es de 507,06 €.

CONCEPTO	Unidades	Coste unitario (€)	Coste (€)
Placas de circuito impreso	3	53,96	161,88
Interruptores	36	1,52	54,72
Disipadores	12	4,78	57,36
Controladores de puerta	36	4,50	162,00
Otros elementos			177,58
TOTAL (con IVA)			613,54

Cuadro F.2: Coste de construcción del prototipo.

Dejando a un lado el prototipo, el resto de material empleado corresponde a material de oficina, por lo que su coste se evalúa dentro de los costes generales.

F.3. Amortización del equipo

En este apartado se analizan los costes asociados al empleo de equipo con una vida más larga que el proyecto.

En el estudio llevado a cabo se emplean dos equipos informáticos que comparten una licencia concurrente de MATLAB y Simulink de un año de duración, lo que permite realizar las labores de programación, modelización y simulación. Uno de esos equipos está conectado al *hardware* de control de dSPACE y utiliza el *software* dSPACE ControlDesk para interactuar y realizar tareas de control y monitorización en las comprobaciones y pruebas experimentales. El otro equipo dispone de dos sistemas operativos, siendo uno de ellos *software* libre. Este sistema operativo se emplea fundamentalmente para la redacción de la memoria, así como para realizar parte de la programación y de la investigación en temas relacionados con el estudio.

Además de los equipos informáticos y el sistema de *hardware* de control de dSPACE, se



emplean un osciloscopio, fuentes de tensión, cargas resistivas, bobinas que forman un filtro inductivo y doce paneles fotovoltaicos. También se emplean algunas herramientas de laboratorio, entre las que destacan una estación de soldadura y varios multímetros.

El coste del uso de estos equipos se valora como la amortización lineal correspondiente, teniendo en cuenta su coste de adquisición y de mantenimiento, su vida útil y las horas de utilización. El coste asociado a la amortización de las herramientas de laboratorio se estima en un 3% del correspondiente al resto de *hardware*. Esto se muestra en los cuadros F.3 y F.4, diferenciando los elementos de *hardware* de los de *software*.

CONCEPTO	Valor (€)	Coste de mant. (%)	Vida útil (h)	Amortiz. (€/h)	Uso (h)	Coste (€)
Ordenador redacción	600	8	18000	0,0360	320	11,52
Ordenador control	900	8	18000	0,0540	180	9,72
dSPACE 1006	20000	8	10000	2,1600	120	259,20
Osciloscopio	10500	8	10000	1,1340	120	136,08
Fuentes tensión	1500	8	10000	0,1620	250	40,50
Cargas resistivas	640	8	5000	0,1382	160	22,12
Filtro inductivo	200	8	3000	0,0720	84	6,05
Paneles Isofotón	15300	8	40000	0,4131	36	14,87
Herramientas						15,00
TOTAL						515,06

Cuadro F.3: Amortización de *hardware*.

CONCEPTO	Valor (€)	Vida útil (h)	Amortiz. (€/h)	Uso (h)	Coste (€)
Sistema operativo Linux	0	18000	0,0000	170	0,00
Sistema operativo Windows Vista	300	18000	0,0167	150	2,50
Sistema operativo Windows 7	300	18000	0,0167	180	3,00
MATLAB	800	2500	0,3200	400	128,00
Simulink	600	2500	0,2400	350	84,00
dSpace ControlDesk	0	15000	0,0000	150	0,00
Editor Kile	0	15000	0,0000	100	0,00
TOTAL					217,50

Cuadro F.4: Amortización de *software*.

Teniendo en cuenta la información de ambos cuadros, el coste total asociado a la amortización del equipo es de 732,56 €.

F.4. Costes generales y beneficios industriales

Estos dos conceptos se calculan como porcentaje del total de costes calculados hasta el momento, que asciende a 23439,62 € sin aplicar el IVA.



F.4.1. Costes generales

Los costes generales comprenden los relativos al uso de electricidad, agua y otros consumibles, como el material de oficina, durante el proyecto. Se estima su valor en un 13 % del agregado, por lo que se obtienen unos costes generales de 3047,15 €.

F.4.2. Beneficios industriales

Corresponden a la diferencia entre el coste facturado total y el coste generado durante la realización del proyecto, es decir, a la ganancia que obtiene con el proyecto quien lo elabora. Se calculan como un 6 % del agregado de 23439,62 €, por lo que suponen 1406,38 €.

F.5. Coste total

El coste total se obtiene como la suma de los costes calculados anteriormente, como se muestra en el cuadro F.5. El coste total es de 27893,15 € y aplicándole el IVA asciende a 33750,71 €.

CONCEPTO	Coste (€)
Recursos humanos	22200,00
Prototipo	507,06
Amortización	732,56
Costes generales	3047,15
Beneficios industriales	1406,38
TOTAL (sin IVA)	27893,15
TOTAL (con IVA)	33750,71

Cuadro F.5: Coste total del proyecto.



Anexo G

Impacto ambiental

En este proyecto se estudia el comportamiento de un sistema de generación de electricidad a partir de paneles fotovoltaicos controlados por un convertidor multinivel, con el objetivo principal de valorar si este tipo de convertidor permite producir más potencia que los tradicionales. Por tanto, al analizar el impacto ambiental del proyecto se toma como referencia el uso de un convertidor de dos niveles para controlar los paneles fotovoltaicos y se tienen en cuenta las repercusiones que puede tener la sustitución del convertidor.

G.1. Potencia extraída por el convertidor

Los resultados obtenidos tanto en simulación como en pruebas experimentales en este proyecto otorgan una ventaja clara al convertidor multinivel frente a los tradicionales de dos niveles en cuanto a producción de potencia se refiere.

Cuando los paneles están sometidos a distintas condiciones ambientales, este tipo de convertidor puede proporcionar más potencia que uno de dos niveles en un amplio rango de puntos de operación. No obstante, determinadas combinaciones de condiciones ambientales y puntos de trabajo pueden hacer que el convertidor, con todos sus niveles de continua conectados en bornes de *arrays* fotovoltaicos, extraiga del sistema fotovoltaico una potencia menor a la que extraería un convertidor de dos niveles.

A pesar de eso, la configuración del convertidor permite desconectar los niveles intermedios, manteniendo las diferentes tensiones a partir del mismo *bus* de condensadores utilizado en su funcionamiento normal, y esto a su vez le permite operar en el mismo punto que un convertidor de dos niveles, con lo que en todas las condiciones el convertidor multinivel es capaz de extraer al menos la misma potencia que uno tradicional. Además, en una aplicación real pueden materializarse distintos modos de conexión de los paneles al convertidor para optimizar la producción de potencia y el rango de operación, aumentando el número de combinaciones en que su funcionamiento es mejor que el de uno de dos niveles.

Por tanto, los convertidores multinivel permiten obtener más potencia que los de dos niveles, y a los resultados obtenidos en este proyecto pueden añadirse las conclusiones de investigaciones recientes sobre su eficiencia, que les son favorables.



G.2. Implicaciones ambientales

El aumento de la potencia que se puede extraer de los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica mediante este tipo de convertidores no va acompañado de un gasto apreciablemente mayor de materiales en este tipo de sistemas. Esto se debe a que los dispositivos de potencia empleados, a pesar de aumentar en número proporcionalmente al cuadrado del número de niveles, tienen menores requisitos de potencia y, por tanto, de área de silicio necesaria para fabricarlos, que compensa ese aumento, y los elementos que forman el sistema de control representan en las aplicaciones prácticas una fracción muy pequeña del material empleado.

Por tanto, su impacto ambiental, teniendo en cuenta las instalaciones actuales, es positivo, puesto que permite una mejor utilización de la energía limpia procedente del Sol y una disminución del uso de fuentes contaminantes o no renovables, con un descenso en la emisión de CO₂ y otros gases y en la utilización de recursos.

Además, este convertidor supone una mejora en los sistemas de generación de electricidad fotovoltaicos, lo que puede hacerlos más rentables. Este aumento de rentabilidad puede influir positivamente en la proliferación de este tipo de sistemas, algo que tiene sus propios efectos sobre el medio ambiente.

Frente a las ventajas del uso de una energía limpia y renovable, hay que valorar los efectos negativos. Los tres más importantes son el consumo de silicio, los efectos producidos en la fabricación y el espacio ocupado por este tipo de sistemas, donde se puede tener en cuenta también su impacto visual.

El silicio, ampliamente empleado en la industria electrónica y semiconductor fundamental en los sistemas fotovoltaicos, es uno de los elementos más abundantes en la Tierra, y pueden llevarse a cabo planes de reciclaje para minimizar las necesidades de extracción de sus minerales.

La fabricación de sistemas fotovoltaicos requiere grandes cantidades de energía, que podrían ser cubiertas por la generada con estos sistemas, y un tratamiento de los residuos, como en otras industrias.

En cuanto al espacio ocupado por estos sistemas y su impacto visual, es remarcable que este tipo de sistemas puede instalarse, además de en áreas dedicadas en exclusiva a ellos como que sucede con la mayoría de fuentes de energía empleadas en la actualidad, sobre edificios diseñados con otra finalidad y esta instalación puede realizarse de forma cada vez más integrada con el entorno, por lo que el impacto negativo de este efecto es reducido.

G.3. Conclusiones

Los convertidores multinivel permiten extraer más potencia de los sistemas fotovoltaicos instalados en la actualidad y pueden contribuir a la mejora de la rentabilidad y la proliferación de este tipo de sistemas. Esto permitiría disponer de más energía limpia, reduciendo las emisiones de sustancias contaminantes y la utilización de recursos no renovables.

Los efectos negativos que aparecen como contrapartida tienen una importancia mucho menor teniendo en cuenta las reservas y la posibilidad de ser reciclados de los materiales necesarios



y la ocupación del terreno que requieren las fuentes frente a las que estos sistemas se plantean como alternativa.

Por tanto, el proyecto proporciona unas perspectivas positivas para el impacto ambiental de los convertidores multinivel de enclavamiento activo aplicados a la producción de electricidad mediante sistemas fotovoltaicos.

