

eman ta zabal zazu



Universidad Euskal Herriko
del País Vasco Unibertsitatea

Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Bilbao
Departamento de Tecnología Electrónica

TESIS DOCTORAL.

**Técnicas de modulación para convertidores de
fijación por diodos de tres niveles multifase y
control eficiente de dispositivos captadores de
energía de las olas**

Autor: Iraide López Roperó

(iraidelopezro@gmail.com)

Director: Dr. Jon Andreu Larrañaga

Dr. Salvador Ceballos Recio

Bilbao, Marzo de 2015

Contenido

Lista de Figuras	v
Lista de Tablas	xiii
1 Introducción	1
1.1 Contexto de la tesis	1
1.2 Introducción al tema de la tesis	3
1.3 Objetivos	8
1.4 Estructura del documento	9
2 Energía del mar: conceptos básicos	13
2.1 Introducción	13
2.2 Convertidores de olas	21
2.2.1 Clasificación según ubicación	21
2.2.2 Clasificación según tamaño y orientación	23
2.2.3 Clasificación según su principio de operación	24
2.3 Convertidores de corrientes marinas	29
2.3.1 Clasificación según la incidencia de la corriente	30
2.4 Etapas de conversión energética	33
2.4.1 Conversión primaria	33
2.4.2 Conversión secundaria	34
2.4.3 Conversión directa	35
2.4.4 Conversión terciaria	36
2.5 Conclusiones	40
3 Convertidores de potencia: arquitecturas	43
3.1 Introducción	43
3.2 Convertidores multinivel	48
3.2.1 Convertidor de fijación por diodos	48

3.2.2	Convertidor de condensadores flotantes	52
3.2.3	Convertidor de puentes en H en cascada	56
3.3	Nuevos avances en convertidores multinivel	59
3.3.1	Convertidor modular multinivel	60
3.3.2	Convertidor NPC de puente en H de cinco niveles	61
3.3.3	Convertidor NPC activo	62
3.4	Sistemas multifase	64
3.5	Conclusiones	67
4	Estrategias de modulación	69
4.1	Introducción	69
4.2	Estrategias de modulación trifásicas	71
4.2.1	Modulación vectorial NTV-SVN	71
4.2.2	Modulación CB-PWM con inyección de secuencia cero	79
4.2.3	Modulación DS-PWM	82
4.3	Estrategias de modulación multifase	85
4.3.1	Modulación SV-PWM para convertidores multinivel multifase	86
4.3.2	Algoritmo SV-PWM para convertidores NPC de tres niveles y cinco fases	91
4.3.3	Algoritmo de modulación vectorial para convertidores de cuatro ramas utilizando coordenadas naturales	102
4.4	Conclusiones	107
5	Algoritmos de modulación para convertidores NPC multinivel y multifase	109
5.1	Introducción	109
5.2	Descripción de la plataforma de ensayos	114
5.2.1	Descripción de la etapa de potencia	114
5.2.2	Descripción de la etapa de control	114
5.2.2.1	Tarjeta de control basada en DSP	115
5.2.2.2	Tarjeta de control basada en FPGA	115
5.3	Algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable	116
5.3.1	Bases de la estrategia de modulación	116
5.3.2	Resultados experimentales	121
5.3.3	Análisis de pérdidas	129
5.3.4	Análisis de la oscilación de tensión en el punto neutro	130
5.3.5	Análisis de la distorsión armónica de tensión	132
5.4	Algoritmo combinado con inyección de secuencia cero	134
5.4.1	Bases de la estrategia de modulación	136
5.4.2	Resultados de simulación	142

5.5	Algoritmo de modulación conmutando en tres niveles	147
5.5.1	Bases de la estrategia de modulación	147
5.5.2	Resultados experimentales	155
5.5.3	Control de la amplitud de las oscilaciones del PN	161
5.5.4	Análisis de pérdidas	163
5.5.5	Análisis de la oscilación de tensión en el punto neutro	165
5.5.6	Análisis de la distorsión armónica de tensión	165
5.5.7	Análisis de frecuencia de conmutación	168
5.6	Conclusiones	169
6	Alternativas al control de un dispositivo OWC	171
6.1	Introducción	171
6.2	Descripción del dispositivo OWC y el sistema extractor de energía	174
6.3	Recurso y datos neumáticos de entrada	177
6.4	Estrategias de control para un dispositivo OWC	180
6.4.1	Estrategias de control para turbinas de baja inercia	181
6.4.1.1	Control óptimo de velocidad para turbinas con baja inercia	182
6.4.1.2	Control de velocidad óptima para turbinas de ba- ja inercia con estimación de par de la turbina	186
6.4.1.3	Velocidad variable vs leyes de control de velocidad fija: comparativa de la eficiencia	189
6.4.1.4	Resultados experimentales	191
6.4.2	Estrategias de control enfocadas al almacenamiento energéti- co en un dispositivo OWC	195
6.4.2.1	Control de velocidad óptima para turbinas con almacenamiento energético a través de supercon- densadores	196
6.4.2.2	Control de velocidad cuasi-constante para turbi- nas con almacenamiento energético mecánico: vo- lante de inercia	200
6.4.2.3	Control de velocidad variable para turbinas con almacenamiento energético mecánico: volante de inercia	204
6.4.2.4	Comparativa de eficiencia y calidad de potencia	206
6.4.2.5	Resultados experimentales	209
6.5	Conclusiones	209
7	Conclusiones de la tesis y trabajo futuro	213
7.1	Conclusiones	213
7.2	Resumen de las principales aportaciones	215

7.3	Publicaciones derivadas del presente trabajo	219
7.4	Líneas de trabajo futuro	221
7.5	Agradecimientos	222

Lista de Figuras

1.1	Estructura general de un sistema captador de energía tipo CEC y/o WEC.	4
2.1	Madurez tecnológica de las diferentes tecnologías del mar.	14
2.2	Distribución energética de la energía de las olas (izquierda) y las corrientes marinas (derecha) en Europa.	15
2.3	Coste de la energía (£/kWh).	17
2.4	Coste de la energía de las corrientes marinas (£/kWh).	18
2.5	Coste de la energía de la olas (£/kWh).	18
2.6	Perturbación de las partículas de agua debido al contacto con el lecho marino.	22
2.7	Clasificación de los captadores de olas en función de su ubicación.	22
2.8	Clasificación de captadores de olas en función de su tamaño y orientación.	24
2.9	Clasificación de captadores de olas en función de su principio de operación.	25
2.10	Clasificación de WECs y ubicación de los principales desarrolladores de esta tecnología.	26
2.11	Clasificación de varios captadores de olas en función de sus características.	28
2.12	Clasificación de los convertidores de corrientes marinas.	29
2.13	Clasificación de CECs y ubicación de los principales desarrolladores de tecnología CEC.	31
2.14	Clasificación de los convertidores de corrientes marinas.	32
2.15	Estructura general del sistema captador de energía. Etapas de conversión de energía.	34
2.16	Posibles interfaces eléctricas para sistemas de potencia marinos.	37
2.17	Topologías más extendidas en dispositivos WEC y CEC.	39

3.1	Estructura general del sistema captador de energía. Estudio de las arquitecturas del convertidor de potencia.	44
3.2	Tensión de salida de un convertidor multinivel.	45
3.3	Convertidor de fijación por diodos de tres niveles trifásico.	49
3.4	Conmutación de un convertidor NPC de tres niveles.	49
3.5	Convertidor multinivel de fijación por diodos (una rama): (a) cuatro niveles; (b) cinco niveles.	50
3.6	Estructura de un convertidor de condensadores flotantes de tres niveles trifásico.	53
3.7	Estados de conmutación de un convertidor de tres niveles de condensadores flotantes y las respectivas tensiones de salida generadas.	53
3.8	Estructura de un convertidor de condensadores flotantes de cuatro niveles trifásico.	55
3.9	Representación mediante una celda imbricada de una rama del convertidor.	55
3.10	Convertidor de puente en H en cascada de un número impar de niveles, en este caso cinco niveles.	57
3.11	Estados de conmutación de un convertidor de tres niveles de puente en H en cascada y las respectivas tensiones de salida generadas.	57
3.12	Convertidor de puentes H en cascada de un número par de niveles, en este caso cuatro niveles.	58
3.13	Esquema estructural del convertidor modular multinivel.	61
3.14	Convertidor puente H NPC de 5 niveles.	62
3.15	Estructura de un convertidor de tres niveles ANPC.	63
3.16	Estructura de una fase de un convertidor de cinco niveles NPC activo.	64
3.17	Máquinas multifase.	65
3.18	Convertidores multifase.	66
4.1	Estructura general del sistema captador de energía. Estudio de las técnicas de modulación.	70
4.2	Clasificación de técnicas de modulación más empleadas en convertidores multinivel.	71
4.3	Diagrama vectorial del inversor 3L-NPC.	72
4.4	Área límite para generar el vector de \vec{m} mediante tres vectores.	73
4.5	Proyecciones del vector de referencia \vec{m} (\vec{p}_1 y \vec{p}_2).	74
4.6	Primer sextante del diagrama vectorial normalizado.	75
4.7	Proyecciones del vector de referencia en las regiones uno, dos y tres de primer sextante.	76
4.8	Ejemplo del control de la corriente de un inversor NPC para la elección adecuada del vector redundante.	77

4.9	Señales de modulación.	80
4.10	Ejemplo de señales de modulación al aplicar la modulación DS-PWM.	84
4.11	Ejemplo de la descomposición en el problema en 2-D.	88
4.12	Diagrama de bloques de la estrategia SVPWM multinivel multifase.	88
4.13	Diagrama de flujo de la estrategia SV-PWM de dos niveles multifase.	90
4.14	Convertidor NPC de tres niveles y cinco fases.	91
4.15	Espacios vectoriales d_1-q_1 y d_3-q_3 para un convertidor de tres niveles y cinco fases.	93
4.16	Ubicación de los vectores de estado en el espacio vectorial d_1-q_1 (a) y d_3-q_3 (b) para la secuencia de conmutación 1 (11001-11101-11111-21111-22111).	96
4.17	Ubicación de los vectores de estado en el espacio vectorial d_1-q_1 (a) y d_3-q_3 (b) para la secuencia de conmutación 11 (11001-21001-21101-22101-22102).	97
4.18	(a) Región accesible por la secuencia de conmutación 1 del sector 1 y, (b) Las diez regiones accesibles por las diez secuencias de conmutación del sector 1.	100
4.19	Longitud de las líneas que definen el área que contiene el vector de referencia en el primer sector.	101
4.20	Diagrama vectorial tridimensional de un convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases.	103
4.21	Diagrama de flujo para la selección del tetraedro y sus correspondientes vectores de estado.	104
4.22	Planos empleados en el cálculo de los tetraedros donde se encuentra el vector de referencia.	104
4.23	Los seis tetraedros existentes dentro de cada subcubo y los correspondientes vectores de estado.	105
4.24	Ejemplo de tetraedro que contiene el vector de referencia pero uno de los vértices se encuentra fuera del prima.	106
5.1	Espacio tridimensional generalizado para: (a) convertidor de tres niveles y tres fases, (b) convertidor de tres niveles y cuatro fases, (c) convertidor de tres niveles y cinco fases.	111
5.2	<i>Hardware</i> de la plataforma experimental del convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases donde se han validado los algoritmos de modulación propuestos.	113
5.3	Flujo de acciones en la tarjeta de control basada en DSP.	115
5.4	Arquitectura de la tarjeta de control basada en FPGA.	116
5.5	Estructura de un convertidor de tres niveles NPC de m fases.	117

5.6	Diagrama de flujo del algoritmo de modulación con inyección de secuencia cero adaptable.	119
5.7	Convertidor NPC de tres niveles y tres fases conectado a una carga equilibrada: (a), (b) y (c) aplicado el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.	123
5.8	Convertidor NPC de tres niveles y tres fases conectado a una carga desequilibrada: (a), (b) y (c) aplicado el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.	124
5.9	Convertidor NPC de tres niveles y tres fases con un desequilibrio de tensión en el PN cuando se aplica el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable.	126
5.10	Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases con un desequilibrio en la carga y en la tensión del PN cuando se aplica el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable.	127
5.11	Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases con un desequilibrio en la carga: (a), (b) y (c) aplicado el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.	128
5.12	Ratio de pérdidas de conducción entre el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable (MOA) y la modulación estándar CB-PWM.	129
5.13	Ratio de pérdidas de conmutación entre el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable (MOA) y la modulación estándar CB-PWM.	131
5.14	Ratio de pérdidas totales entre el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable (MOA) y la modulación estándar CB-PWM.	131
5.15	Oscilaciones de tensión en el punto neutro aplicando el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable.	133
5.16	Descomposición espectral de la tensión compuesta (v_{ab}).	135
5.17	Diagrama de flujo del algoritmo de modulación para un convertidor NPC de n fases.	139
5.18	Caso 1: diagrama de requisitos a satisfacer.	140
5.19	Caso 4: diagrama de requisitos a satisfacer.	140
5.20	Convertidor NPC de tres niveles y tres y cinco fases aplicando el algoritmo combinado con inyección de secuencia cero en estado estacionario.	144
5.21	Dinámicas de la compensación de la tensión operando con carga lineal en un convertidor NPC cuando se aplica el algoritmo combinado con inyección de secuencia cero.	145

5.22	Convertidor NPC de tres niveles y tres, cuatro y cinco fases aplicando el algoritmo combinado con inyección de secuencia cero con carga desequilibrada.	146
5.23	Tendencia de la tensión del PN para los diferentes casos si se aplica la modulación estándar CB-PWM.	150
5.24	Diagrama de flujo del algoritmo de conmutación a tres niveles. . .	151
5.25	Convertidor NPC de tres niveles y tres fases conectado a una carga equilibrada: (a), (b) y (c) aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.	157
5.26	Convertidor NPC de tres niveles y tres fases conectado a una carga desequilibrada: (a), (b) y (c) aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.	158
5.27	Convertidor NPC de tres niveles y tres fases con un desequilibrio en la tensión del PN aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles.	159
5.28	Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases conectado a una carga desequilibrada: (a), (b) y (c) aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.	160
5.29	Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases conectado a una carga desequilibrada y con un desequilibrio inicial de tensión en el PN.	161
5.30	Variación de la amplitud de las oscilaciones del PN en función de la tensión definida por v_{amp}	162
5.31	Ratio de pérdidas de conducción entre el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles (C3N) y la modulación estándar CB-PWM.	163
5.32	Ratio de pérdidas de conmutación entre el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles (C3N) y la modulación estándar CB-PWM.	164
5.33	Ratio de pérdidas de totales entre el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles (C3N) y la modulación estándar CB-PWM.	164
5.34	Oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el PN: (a) convertidor NPC de tres fases y (b) convertidor NPC de cinco fases.	166
5.35	Descomposición espectral de la tensión compuesta (v_{ab}).	167
6.1	Estructura general del sistema captador de energía. Control de una turbina Wells.	172
6.2	Ilustración del principio de operación del dispositivo OWC.	174

6.3	Esquema de la turbina Wells.	175
6.4	Curva característica de la eficiencia de una turbina.	177
6.5	Representación gráfica del clima de oleaje (AMETS).	178
6.6	Testeo del modelo en el tanque de olas de <i>Hydraulics and Maritime Research Centre</i>	179
6.7	Estructura del control de un sistema OWC.	181
6.8	Estructura del sistema PTO del dispositivo OWC.	182
6.9	Resultados de simulación. Ley de control de velocidad optima.	185
6.10	Curvas de potencia mecánica para diferentes potencias neumáticas (curva negra); características mecánicas óptimas (curva roja).	188
6.11	Controlador del convertidor del lado del generador con la estimación óptima de par.	188
6.12	Curvas teórica y modificada de par para el seguimiento de potencia máxima.	189
6.13	Resultados de simulación aplicando la ley de control de estimación de par de la turbina.	190
6.14	Banco de pruebas y sala de control.	192
6.15	Potencia neumática y par de la turbina; comparación de resultados de la ley de control de velocidad óptima en simulación (rojo) y resultados experimentales (verde).	193
6.16	Velocidad de generador y coeficiente de flujo adimensional ϕ ; resultados para la ley de velocidad optima comparación de resultados de simulación (rojo) y experimentales (verde).	193
6.17	Potencia neumática y par de la turbina; comparación de resultados de la ley de control de velocidad óptima con estimación de par en simulación (rojo) y resultados experimentales (verde).	194
6.18	Velocidad de generador y coeficiente de flujo adimensional ϕ ; resultados para la ley de velocidad óptima con estimación de par comparación de resultados de simulación (rojo) y experimentales (verde).	194
6.19	Estructura del sistema PTO del dispositivo OWC.	196
6.20	Controlador del lado de red con supercondensadores. Representación en diagrama de bloques.	197
6.21	Resultados de simulación. Supercondensadores.	199
6.22	Controlador del convertidor del lado del generador cuando se incluye un volante de inercia. Representación en diagrama de bloques.	201
6.23	Resultados de simulación al incluir un volante de inercia en el PTO a velocidad fija.	203
6.24	Controlador del convertidor del lado del generador basado en curva par-velocidad	205

6.25	Resultados de simulación cuando se incluye un volante de inercia y velocidad variable con dos estados de mar diferentes.	206
6.26	Resultados de simulación al añadir sistemas de almacenamiento energético.	207
6.27	Comparativa de resultados experimentales y de simulación.	210
6.28	Comparativa del par eléctrico del generador.	211
6.29	Comparativa del par eléctrico del generador.	211

Lista de Tablas

1.1	Características principales de las distintas topologías de convertidores multinivel.	6
2.1	Capacidad de varios dispositivos CEC y WEC.	38
3.1	Posibles estados de conmutación para un convertidor de fijación por diodos de tres niveles.	49
3.2	Posibles estados de conmutación para un convertidor de fijación por diodos de cuatro niveles.	50
3.3	Posibles estados de conmutación para un convertidor de fijación por diodos de cinco niveles.	50
3.4	Posibles estados de conmutación para un convertidor de tres niveles de condensadores flotantes.	53
3.5	Posibles estados de conmutación para un convertidor de condensadores flotantes de cuatro niveles.	55
3.6	Posibles estados de conmutación de las celdas en un convertidor de puente en H en cascada.	57
3.7	Posibles estados de conmutación para un convertidor de puentes H en cascada de cinco niveles.	59
4.1	Cálculo de los ciclos de trabajo para los vectores que caen en el primer sextante.	76
4.2	tabla de verdad para la elección de los vectores redundantes del primer sextante.	77
4.3	Secuencia de vectores del sextante 1.	78
4.4	Acciones para ayudar a equilibrar la tensión.	81
4.5	Ubicación del vector de referencia en función de las tensiones máxima y mínima.	82

4.6	Estado de conmutación de la fase i en función del valor de las señales moduladoras.	83
4.7	Relación a satisfacer por las tensiones de fase del convertidor. . . .	94
4.8	Secuencias de conmutación potenciales del sector 1.	95
4.9	Determinación de la región en el sector 1.	101
4.10	Secuencia de estados y ciclos de trabajo.	107
5.1	Parámetros del convertidor NPC.	114
5.2	Expresiones de v_{off} para un convertidor NPC de tres niveles y tres fases.	137
5.3	Número de conmutaciones en por unidad	168
6.1	Producción energética a lo largo de un año (datos en por unidad). . .	191
6.2	Producción energética a lo largo de un año (datos por unidad). . .	204
6.3	Producción energética a lo largo de un año (datos por unidad). . .	208
6.4	Producción energética a lo largo de un año (datos por unidad). . .	208
7.1	Publicaciones derivadas de la presente tesis con los capítulos correspondientes.	219

Capítulo 1

Introducción

1.1 Contexto de la tesis

El trabajo de investigación que ha dado como resultado esta tesis doctoral se ha desarrollado en el Grupo de Investigación en Electrónica Aplicada APERT (*Applied Electronics Reseach Team*) del departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad del País Vasco/Euskal Herriko Unibertsitatea (UPV/EHU). Las actividades de investigación de este grupo se enmarcan, principalmente, en las siguientes líneas:

- ***Circuitos reconfigurables y sistemas en un único chip (System on Chip - SoC)***: esta línea está orientada al estudio y al desarrollo de sistemas digitales optimizados para lógica reconfigurable. Para ello se emplean FPGAs (*Field Programmable Gate Arrays*) de nueva generación y de alta capacidad con el fin de integrar estos sistemas en un único circuito integrado. Con el objetivo de contribuir a la mejora de los niveles de seguridad (*safety*) y confiabilidad en los sistemas electrónicos, son objeto de intensiva investigación las Técnicas de Reconfiguración Parcial y las técnicas de tolerancia a fallos (SEUs).
- ***Circuitos de control y potencia para convertidores de energía***: esta línea está orientada al diseño y al estudio del comportamiento de los sistemas electrónicos de potencia utilizados en el proceso de generación, transformación y almacenamiento de energía eléctrica. En esta línea se analizan topologías avanzadas de convertidores distintos a los utilizados tradicionalmente.

El trabajo realizado en esta tesis se enmarca dentro de la segunda línea de investigación y, se encuadra dentro de los siguientes proyectos:

- Proyecto Ocean Lider, líderes en energías renovables oceánicas. El proyecto consiste en desarrollar el sistema de control que monitorizaría los sistemas de un dispositivo de extracción de energía del oleaje y las condiciones de mar (en base a los datos de una boya oceanográfica). Con esa información se controlarán los distintos actuadores (modificar flotación lastrando/deslastando, actuando sobre el sistema de conversión, etc) o se pondrá en posición de supervivencia en condiciones de mar extremas. Para ello, antes es necesario determinar los parámetros a monitorizar para el control del dispositivo, estudiar diferentes alternativas del sistema de control, diseño de un sistema de control y su integración con los sistemas mecánicos y eléctricos.
- Proyecto THOR, convertidor multinivel de media tensión. THOR es un proyecto interno de la División de Energía y Medioambiente de Tecnalia cuyo objetivo es el desarrollo de una fuente de media tensión programable que permite emular el comportamiento de la red eléctrica. Dicha plataforma, que permite emular huecos de tensión, variaciones de frecuencia y generar armónicos, resulta de utilidad para los fabricantes de convertidores de potencia puesto que les permite testar en un entorno de laboratorio controlado el funcionamiento de sus equipos ante perturbaciones en la red. La fuente, capaz de trabajar en los cuatro cuadrantes, tiene una potencia aparente nominal de 1.25 MW a una tensión de 3300V. Para su desarrollo se ha utilizado un convertidor NPC (*Neutral-Point-Clamped converter*) de cuatro ramas.
- Proyecto CORES, *Components for Ocean Renewable Energy Systems*. El proyecto CORES fue un proyecto del Séptimo Programa Marco cuyo principal objetivo era el desarrollar nuevos conceptos y componentes para la generación de energía a partir de las olas. Parte de las actividades llevadas a cabo por Tecnalia en este proyecto se centraron en el desarrollo de una bancada de ensayos que permitiera emular el comportamiento de un sistema OWC. De esta forma los fabricantes pueden testar sus diseños en un entorno de laboratorio controlado como paso previo a la implantación de los equipos en el mar. Esta plataforma, desarrollada inicialmente para CORES, se ha ampliado dentro del proyecto MARINET, también financiado por la Unión Europea y se ha incluido dentro de una red europea que permite el acceso a laboratorios, universidades y empresas vinculados con el mundo de la energías renovables *offshore*.

1.2 Introducción al tema de la tesis

En la última década, un nuevo recurso energético de elevado potencial está acaparando una mayor atención por parte de la comunidad científica, de las entidades públicas y de las entidades privadas; se trata de la energía marina. Esta prometedora fuente renovable puede ser explotada: a través de las mareas, mediante el gradiente térmico o el gradiente salino, por medio de las corrientes marinas y, finalmente, a través del oleaje.

Las olas y las corrientes marinas gozan de unas características propias que las diferencian del resto de recursos marinos [1–3], e incluso del resto de fuentes renovables clásicas como son el sol y el viento. Entre todas las bondades que las olas y las corrientes marinas presentan, caben destacar su gran potencial energético en comparación con el resto de fuentes renovables, y su elevado factor de predicción. La explotación de la energía marina, en términos de obtención de financiación, debe competir con otras tecnologías como son la energía eólica y la energía solar, siendo estas últimas tecnologías ya maduras donde las inversiones más fuertes ya han sido realizadas. Aunque es grande la distancia que separa a las energías marinas frente a las anteriormente citadas eólica y solar, tanto el sector privado como el público están apostando por la extracción de energía a través de las olas y las corrientes marinas.

Sin embargo, a pesar del gran potencial que presentan, son muchas las barreras tecnológicas que impiden alcanzar la madurez comercial tanto de los dispositivos captadores de olas WEC (*Wave Energy Converter*), como de los dispositivos captadores de corrientes CEC (*Current Energy Converter*). Algunos de los principales obstáculos que impiden lograr la comercialización son:

1. A día de hoy, no se ha desarrollado ningún dispositivo captador de energía (ni CEC, ni WEC) que prevalezca sobre el resto.
2. El entorno en el que se deben ubicar dichos dispositivos es hostil, lo que implica que deben ser diseñados de forma que puedan soportar grandes cargas estructurales.
3. Los captadores WEC y CEC, deben disponer de medios que hagan posible extraer la máxima potencia y que ésta presente un perfil más uniforme e independiente de las irregularidades que presenta la fuente de energía.
4. Atendiendo a su ubicación en alta mar, las tareas de reparación y mantenimiento no resultan triviales a causa de la dificultad de acceso a la zona. Es por ello que se requieren sistemas robustos que garanticen su funcionamiento y que sean capaces de transformar los altos niveles de energía que se pueden capturar en dichas ubicaciones.

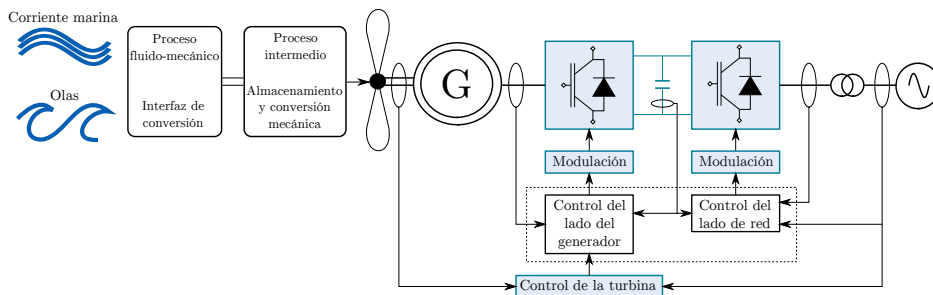


Figura 1.1: Estructura general de un sistema captador de energía tipo CEC y/o WEC.

En esta tesis, se pretende dar solución a las dos últimas problemáticas señaladas (puntos 3 y 4). En el diagrama de bloques genérico de los dispositivos captadores de energía (figura 1.1), los recuadros azules hacen alusión a los bloques en los que esta tesis realiza nuevas aportaciones para conseguir dichos objetivos.

Una alternativa que hace frente tanto al procesado de grandes cantidades de energía como a garantizar el funcionamiento del sistema, aunque sea de forma degradada a causa de fallo en alguna de las ramas, es el empleo de máquinas multifase. Los primeros trabajos en torno a las máquinas multifase se remontan a 1969, con la presentación de un motor de inducción alimentado por un inversor de fuente de tensión de cinco fases [4]. En sus comienzos, esta tecnología no obtuvo una gran atención, sin embargo, junto con el desarrollo de ciertas áreas técnicas como son los sistemas de propulsión marina [5–7], los sistemas generadores eólicos [8–10], la tracción eléctrica (incluyendo tanto vehículos totalmente eléctricos como vehículos híbridos [11, 12]) y la industria aeroespacial [13, 14], la tecnología multifase se ha vuelto muy atractiva, lo que ha atraído la atención de la comunidad científica. Así, en la última década, se han publicado varios trabajos entorno a la misma, entre otros muchos, en [15] se presenta una revisión del estado del arte en esta área.

Las ventajas de los sistemas multifase con respecto a los clásicos trifásicos son numerosas [15–17]:

1. La tolerancia a fallos es mayor. Esto se debe al hecho de que las máquinas multifase son capaces de seguir operando con varias fases dañadas, siempre que al menos haya tres fases operativas. En consecuencia, la fiabilidad del sistema incrementa.
2. La eficiencia de las máquinas multifase es mayor que sus homólogas trifásicas. Esto se debe a que la excitación del estator en la máquina multifase

produce un campo con un contenido armónico inferior.

3. Las máquinas multifase tienen un menor requerimiento de potencia por fase y, en consecuencia, se pueden emplear semiconductores electrónicos con inferiores ratios de potencia para una potencia dada.

En lo que respecta a los convertidores de potencia que deben controlar las máquinas multifase citadas, destacan los convertidores multinivel. Los convertidores multinivel (principalmente de tres niveles), es una tecnología conocida y bien establecida industrialmente en aplicaciones de media y alta potencia [18–24]. La tecnología multinivel goza de múltiples ventajas en comparación con los convertidores clásicos de dos niveles [22, 25]:

1. Posibilidad de alcanzar altos voltajes de salida con dispositivos semiconductores que soportan tensiones de trabajo menores.
2. Bajo contenido armónico en las tensiones y corrientes generadas.
3. Mejor eficiencia en todo el rango de potencias de funcionamiento.
4. Limitación de los transitorios de tensión.
5. Posibilidad de tolerancia a fallos con ciertas configuraciones modulares.
6. Operación con menores frecuencias de conmutación (menores pérdidas de conmutación).

Existen diferentes arquitecturas de convertidores multinivel. Las tres topologías principales son: convertidor de fijación por diodos o convertidor NPC (*Neutral-Point-Clamped*) introducido por Nabae en 1981 [26], convertidor de condensadores flotante o FC (*Flying Capacitor*) introducido por Meynard en 1992 [27], y el convertidor de puente en H en cascada o CHB (*Cascaded H-Bridge*), que se empleó por primera vez en una aplicación monofásica para la estabilización de plasma en 1990 [28] y, posteriormente, su uso se extendió a los sistemas trifásicos. Asimismo, en la literatura técnica existen varios trabajos que comparan estas tres topologías en términos de configuración, modularidad, pérdidas y calidad de la tensión de salida sintetizada [18, 29, 30]. La topología NPC de tres niveles se ha convertido en la topología más popular y extendida debido a su configuración simple, inferior número de condensadores e inferior número de fuentes DC aisladas (ver tabla 1.1 [31]). Aún así, la tecnología multinivel continúa bajo estudio y desarrollo proporcionando nuevos avances con el fin de mejorar, entre otras características, la calidad de la energía, el rango de potencia y la modularidad. En [22] se muestra una extensa revisión de los últimos avances.

La mayor parte de las máquinas eléctricas están conectadas a un convertidor electrónico de potencia, que, a su vez, se encuentra conectado a una línea de

Tabla 1.1: Características principales de las distintas topologías de convertidores multinivel.

Topología	a	b	c	d	e	f	g	h	i	j
Convertidor NPC	$6(n-1)$	$6(n-2)$	$3(n-1)(n-2)$	$n-1$	$n-1$	$v_{dc}/(n-1)$	$2n-1$	$4n-3$	n^3	$n^3-(n-1)^3$
3 niveles	12	6	6	2	2	$v_{dc}/2$	5	9	27	19
Convertidor FC	$6(n-1)$	0	0	$3n-5$	$(n-1)^2+3\sum_{i=1}^{n-2} i^2$	$v_{dc}/(n-1)$	$2n-1$	$4n-3$	$2^3(n-1)$	$n^3-(n-1)^3$
3 niveles	12	0	0	4	7	$v_{dc}/2$	5	9	64	19
Convertidor CHB	$6(n-1)$	0	0	$(\text{impar})\frac{3n}{2}-1.5$ $(\text{par})\frac{3n}{2}-2$	$(\text{impar})\frac{3n}{2}-1.5$ $(\text{par})\frac{3n}{2}-2$	$v_{dc_{\text{quadr}}}/(n-1)$	$2n-1$	$4n-3$	$2^3(n-1)$	$n^3-(n-1)^3$
3 niveles	12	0	0	3	3	$v_{dc_{\text{quadr}}}/2$	5	9	64	19

a: número de interruptores.

b: número de diodos independientes.

c: número real diodos independientes.

d: número de condensadores.

e: número real de condensadores.

f: máximo voltaje aplicado a cada interruptor.

g: número de niveles de la tensión línea-línea.

h: número de niveles de la tensión simple para una carga estrella.

i: número total de estados del convertidor.

j: número total de estados independientes del convertidor (incluyendo solamente aquellos que producen distintos voltajes de salida).

suministro trifásico. Sin embargo, cuando la máquina tiene más de tres fases, no es viable el empleo de un convertidor trifásico. Una solución es la conexión en paralelo de varios convertidores de tres fases, pero esta alternativa aumenta la complejidad del conjunto y también la dificultad de su control. Otra alternativa se basa en combinar las ventajas de los convertidores multinivel y las máquinas de accionamiento multifase, lo que da como resultado el desarrollo de convertidores de potencia multifase y multinivel. Aunque, la combinación de los convertidores multinivel y las máquinas multifase a priori aparente ser ventajosa, hay relativamente pocos trabajos entorno a los mismos [25, 32–35], es por ello que en esta tesis se ha tomado como punto de partida el convertidor NPC de tres niveles y multifase para dar solución a dicha carencia.

Una de las barreras más importantes a las que se enfrenta la tecnología NPC multinivel y multifase es su control de bajo nivel, es decir, la modulación. Mientras que una de las modulaciones más empleadas para el convertidor NPC de tres niveles trifásico es la modulación vectorial SVM (*Space Vector Modulation*), para convertidores NPC con más de tres fases, estos algoritmos se vuelven muy complicados (requiriendo el uso de un diagrama de espacio vectorial tridimensional para calcular los ciclos de trabajo [32, 36, 37]) y exigentes en lo referente a las necesidades de recursos computacionales. Este hecho hace que los algoritmos de modulación enfocados a convertidores multinivel y multifase sean difíciles de implementar.

Por lo tanto, teniendo en cuenta la necesidad que presentan los dispositivos captadores WEC y CEC en términos de robustez de sistema, fiabilidad, y procesamiento de grandes niveles de potencia (enumerada anteriormente como cuarta de las problemáticas de dichos dispositivos), y habiendo descrito las ventajas que la tecnología NPC multinivel y multifase aporta al respecto, con el fin de que estos sistemas se incluyan en los mencionados captadores de energía, se cree necesario investigar y desarrollar nuevos algoritmos de modulación para dicha arquitectura de convertidores. Estas estrategias de modulación deben resultar sencillas, intuitivas y fáciles de extender a m fases. Asimismo, deben garantizar la operabilidad tanto en estado estacionario como en condiciones de operación irregulares, dando, a su vez, solución a las carencias que la topología clásica NPC presenta. Todo ello sin requerir una alta carga computacional, lo que repercute en la reducción de los tiempos de procesado.

En consecuencia, en esta tesis se analizan las virtudes y carencias tanto de las modulaciones enfocadas a convertidores NPC de tres fases, como de las enfocadas a convertidores de m fases y, posteriormente, se proponen tres estrategias de modulación basadas en portadora para el convertidor NPC de tres niveles y m fases, las cuales son capaces de satisfacer los objetivos anteriormente señalados.

Finalmente, para dar solución a la segunda de las problemáticas de las que adolecen los dispositivos WEC y CEC, referida a la extracción de la máxima potencia y reducción de las irregularidades que esta presenta debido a la variabilidad del medio (enumerada anteriormente como tercera barrera tecnológica), en la presente tesis se proponen varias alternativas al control de un dispositivo OWC flotante (*Oscillating Wave Column*). Esta segunda línea de investigación se enmarca dentro de las declaraciones de la Comisión Europea donde se indica de forma específica la necesidad de seguir investigando en las áreas de tecnología de la red, la predicción de energía y las tecnologías de almacenamiento [38]. Por lo tanto, se abordan las consideraciones de integración en la red y las tecnologías de almacenamiento local relacionadas con un determinado tipo de convertidor como es el OWC flotante. La razón de la elección del dispositivo OWC de entre los muchos y muy diferentes captadores de energía que se han propuesto en la literatura, se debe a que es una de las tecnologías más maduras, con despliegue a escala completa y experiencia operacional [39].

1.3 Objetivos

Teniendo en cuenta las perspectivas de implantación que presentan los convertidores de potencia multinivel y multifase, así como los esfuerzos que se están realizando en el desarrollo de las tecnologías de extracción de energía del oleaje y de las corrientes marinas, la presente tesis pretende abordar los siguientes objetivos:

1. Analizar el estado actual de los captadores de olas y de los captadores de corrientes marinas a fin de conocer el ratio de potencia instalada que presentan, así como los elementos que componen el sistema de extracción de potencia para ambas tecnologías.
2. Estudiar el estado actual de las técnicas de modulación que presentan tanto los convertidores multinivel trifásicos, como los convertidores polifásicos para proponer nuevas estrategias de modulación que permitan mejorar la calidad de la señal de salida, mantener el control en situaciones de desequilibrio, realizar de forma sencilla su extensión a dispositivos de m ramas y simplificar la complejidad de los algoritmos dedicados a la topología de convertidor de fijación por diodos multinivel y multifase.
3. Desarrollar una plataforma de validación para convertidores de fijación por diodos multinivel y multifase de pequeña potencia que sirva para verificar las prestaciones de los algoritmos de modulación diseñados. Dicha plataforma ha sido desarrollada en Ternalia *Research & Innovation*.

4. Estudiar algoritmos de control enfocados a captadores de olas de tipo OWC y proponer nuevas estrategias enfocadas al control de la velocidad de la turbina de aire que el dispositivo incorpora. Estas estrategias deberán maximizar la potencia extraída. Asimismo, se pretende validar las estrategias de control propuestas en una plataforma a escala. Dicha plataforma ha sido desarrollada por la *University College of Cork, Hydraulics & Maritime Research Centre*.

1.4 Estructura del documento

La presente tesis consta de siete capítulos y cinco anexos. Además de este capítulo introductorio, el contenido del documento está dividido de la siguiente forma:

2. **Energía del mar: conceptos básicos:** en este capítulo se introducen los principios y características de las dos ramas de la tecnología marina que mayor desarrollo están teniendo, la energía de las olas y la energía de las corrientes marinas. Se analiza la situación global de cada uno de los citados recursos energéticos y se describe el funcionamiento básico de los diferentes prototipos desarrollados para la extracción de la energía. Asimismo, se presentan los elementos fundamentales de los que consta el sistema de extracción de potencia o PTO (*Power Take Off*) para ambas tecnologías, donde, los convertidores de potencia juegan un papel fundamental a la hora transformar la energía captada para su consumo o inyección a red eléctrica.
3. **Convertidores de potencia: arquitecturas:** en este capítulo se analizan diferentes topologías multinivel empleadas en sistemas de energía renovable. Asimismo, se estudia la integración de las máquinas eléctricas multifase en ciertas áreas tecnológicas. Todo ello lleva a motivar el desarrollo de convertidores de potencia multinivel y multifase para así beneficiarse de las ventajas que ofrecen ambas tecnologías. Esta tesis propone el uso de estos convertidores en los sistemas de conversión de energía de las olas y los sistemas de conversión de energía de las corrientes marinas. Este planteamiento se apoya en el incremento de la capacidad instalada en los prototipos desarrollados (sobre todo en campo de las corrientes marinas) y, en el complicado y costoso mantenimiento de los captadores ubicados en el mar. Debido a la dificultad de acceso a la zona de instalación y a la climatología adversa existente en dichas áreas, disponer de sistemas de conversión de energía adecuados como son los sistemas multinivel y multifase, aumentarán por un lado la cantidad de energía procesada, y por otro lado asegurarán el continuo funcionamiento del dispositivo debido al aumento del número de fases.

4. **Estrategias de modulación:** en este capítulo se describen las características principales de varias estrategias de modulación enfocadas a convertidores NPC trifásicos, así como estrategias de modulación enfocadas a convertidores NPC multifase. Con el incremento del número de fases, los algoritmos de modulación se tornan más complejos, de forma que éste análisis permitirá ver la diferencia en cuanto a complejidad y recursos exigidos por las modulaciones multifase.
5. **Algoritmos de modulación para convertidores NPC multinivel y multifase:** en este capítulo se proponen tres algoritmos de modulación para convertidores multinivel y multifase. Los dos primeros algoritmos propuestos se apoyan en la modulación CB-PWM (*Carrier Based Pulse Width Modulation*). El objetivo que persiguen es el de ser sencillos a la par que intuitivos para su extensión a convertidores de m fases, logrando a su vez, tan buenos resultados como los obtenidos con las modulaciones clásicas SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) y SV-NTV (*Space Vector-Nearest Three Vector*) para convertidores de tres fases. Estas dos soluciones no aportan una mejoría en la calidad de las tensiones generadas con respecto a las clásicas modulaciones trifásicas, si bien garantizan su funcionamiento frente a cargas desequilibradas e incluso grandes desequilibrios en la distribución de tensión en el bus DC. La tercera estrategia propuesta, aún resultando un poco más compleja, permite eliminar por completo las oscilaciones de baja frecuencia que aparecen en la tensión del punto neutro en convertidores de fijación por diodos de tres niveles. Todas las modulaciones son validadas mediante simulación en la plataforma Matlab/Simulink, y mediante resultados experimentales llevados a cabo en el banco de ensayos presentado en este mismo capítulo.
6. **Alternativas al control de un dispositivo OWC:** este capítulo se centra en el diseño y control de varias alternativas al control de un dispositivo de columna de agua oscilante u OWC flotante. Las estrategias propuestas se centran en la turbina de aire que dicho dispositivo lleva instalado. Todas las metodologías de control propuestas persiguen el objetivo de optimizar la eficiencia de la turbina. Se describe un tipo de control que hace que la turbina siga su velocidad óptima para la extracción de la máxima potencia. Asimismo, se proponen otras estrategias que hacen uso de dispositivos de almacenamiento de energía, como son los supercondensadores y el volante de inercia. Las estrategias propuestas son validadas mediante simulaciones realizadas en la plataforma Matlab/Simulink y, mediante resultados experimentales obtenidos en el banco de ensayos que se presenta en este mismo capítulo.
7. **Conclusiones de la tesis y trabajo futuro:** este capítulo presenta las conclusiones extraídas de la presente tesis, así como las principales aportaciones de la misma. A su vez, se describen las publicaciones derivadas del presente

trabajo y se enumeran varias líneas de investigación propuestas por el autor para dar continuidad al trabajo abordado en la presente tesis.

- A. **Anexo A: Captadores WEC y CEC.** En este anexo se adjuntan listados de varios de los dispositivos WEC y CEC desarrollados junto con sus características principales.
- B. **Anexo B: Transformaciones vectoriales.** En este anexo se describen las transformadas de Clarke y Park utilizadas a lo largo de la presente tesis.
- C. **Anexo C: Control de los convertidores de potencia.** En este anexo se describen los lazos de regulación encargados de que magnitudes de control como el par del generador, la velocidad de rotación, la corriente inyectada a la red, etc, sigan a las referencias de control en un convertidor NPC.
- D. **Anexo D: Definición del número de fases a conmutar.** En este anexo se demuestra matemáticamente cómo en un convertidor de tres niveles y tres fases basta con conmutar una única fase entre los tres niveles de tensión (aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles presentado en el capítulo 5 sección 5.5), para obtener una corriente por el punto neutro igual a cero. Asimismo, se demuestra cómo en un convertidor de tres niveles y cuatro fases basta con conmutar dos fases entre los tres niveles de tensión para obtener una corriente por el punto neutro igual a cero con el mismo algoritmo de modulación.
- E. **Anexo E: Modelo para el cálculo de pérdidas.** En este anexo se describen los modelos empleados para el cálculo de la pérdidas de los dispositivos semiconductores empleados en la plataforma experimental.

Capítulo 2

Energía del mar: conceptos básicos

2.1 Introducción

El nivel de consumo energético es una de las formas más directas de medir el progreso y bienestar de la sociedad. Atendiendo a estudios realizados por ExxonMobil Corporation [40], se estima que en el año 2040 el consumo mundial de energía será alrededor de un 30 % superior al registrado en 2010. En esa situación se prevé que la demanda de energía eléctrica supondrá más del 40 % de dicho consumo. De seguir esta tendencia, y bajo el conocimiento de que las fuentes de generación energética tradicionales son finitas (petróleo, gas, carbón y nuclear), resulta evidente que la demanda no podrá ser abastecida en un futuro cercano si únicamente se depende de dichos recursos fósiles. En este contexto, las energías renovables juegan un papel clave.

En las últimas tres décadas se han invertido grandes esfuerzos en el desarrollo de la generación de energía solar y de la energía eólica. Sin embargo, existe otro recurso renovable con un alto potencial energético que está en auge y despertando un gran interés por parte de la comunidad científica. Dicha fuente energética es el mar.

El mar tiene un vasto potencial energético. De partida hay que tener en cuenta el hecho de que los mares cubren el 71 % de la corteza terrestre. Éstos actúan como sistemas colectores de energía, la cual se puede mostrar de diversos modos:

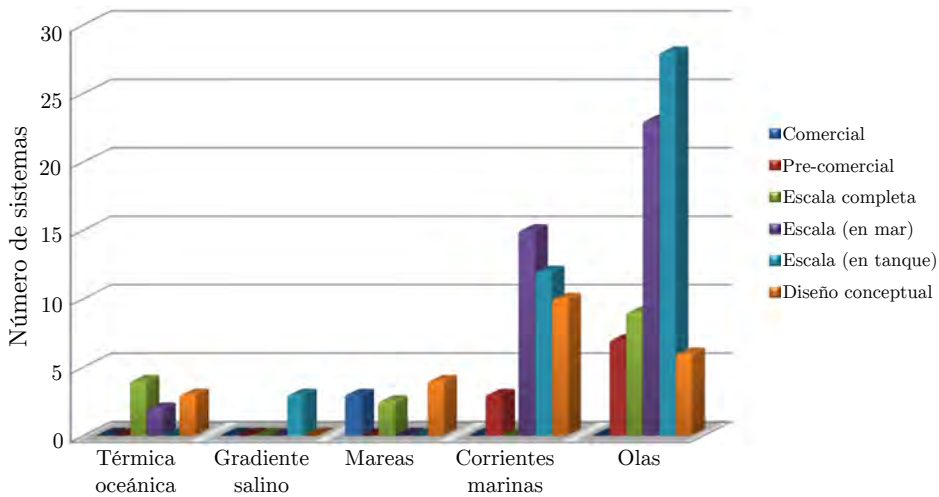


Figura 2.1: Madurez tecnológica de las diferentes tecnologías del mar.

- Mareas.
- Corrientes marinas.
- Gradiente térmico marino.
- Gradiente salino.
- Olas.

De entre estas cinco vías de explotación de la energía del mar, el interés por las olas y la energía de las corrientes marinas ha despuntado en los últimos años. En la actualidad, muchos diferentes conceptos de dispositivos convertidores de olas o WECs (*Wave Energy Converter*) y convertidores de la energía de las corrientes, también denominados CECs (*Current Energy Converter*), compiten por la inversión y el apoyo en el desarrollo tecnológico por parte de entidades públicas y privadas. Aunque son tecnologías que se encuentran en una etapa temprana de desarrollo en comparación con otras fuentes renovables (solar, eólica), son las de mayor madurez tecnológica de entre todas las energías del mar [41] (figura. 2.1 [42]). Además, en Europa se pueden encontrar un gran número de empresas desarrolladoras de estas dos tecnologías, sobre todo en el Reino Unido, puesto que dispone de un alto potencial energético de ambas fuentes renovables, tal y como muestra la figura 2.2 [43]. Es por todo ello que en este capítulo únicamente se analizarán estas dos tecnologías.

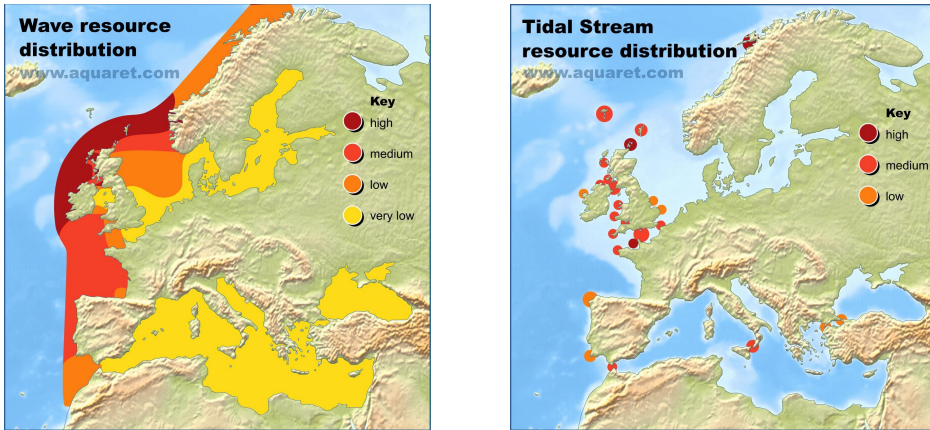


Figura 2.2: Distribución energética de la energía de las olas (izquierda) y las corrientes marinas (derecha) en Europa.

Tanto en la tecnología de extracción de energía de las olas como en la de las corrientes marinas, aún no existe ningún diseño que prevalezca sobre el resto, aunque algunos conceptos se encuentran más avanzados que otros a nivel de desarrollo tecnológico. Hasta la fecha se han construido algunos prototipos a gran escala que han sido probados en condiciones de mar reales, pero todavía no se ha completado a nivel comercial ningún convertidor WEC ni CEC.

Para ser más precisos, el MEM (*Marine Energy Matters*) ha publicado un estudio en el que se clasifican estas dos tecnologías en función de su nivel de madurez tecnológica o TRL (*Technology Readiness Level*) [39]. Se definen siete estadios de madurez desde el concepto del prototipo hasta que éste es certificado para su comercialización:

- TRL 1: concepto libre.
- TRL 2: concepto validado por una universidad o por una organización de investigación en ingeniería.
- TRL 3: test en tanque (dispositivo a escala).
- TRL 4: test en mar (dispositivo a escala).
- TRL 5: prototipo a gran escala o a escala completa conectado a red. Se consideran dispositivos de gran escala o escala completa los WECs y CECs con potencias superiores a 100 kW. En el caso de CECs diseñados para ubicarse en ríos los que tengan potencias superiores a 25 kW.

- TRL 6: pre-comercial (un conjunto de dispositivos convertidores conectado a red).
- TRL 7: conjunto comercial de dispositivos completamente certificado por un organismo de certificación reconocido.

Según el MEM, casi un 25 % de los dispositivos CEC evaluados han llegado al estadio de madurez TRL 5. Entre estos dispositivos se encuentran los destinados a trabajar con corrientes marinas y con corrientes de ríos. Sin embargo, las cosas no han avanzado tan rápido en la industria de los WEC. Únicamente un 5 % de los prototipos evaluados se encuentran en el estadio TRL 5. El porqué de esta diferencia se encuentra en el hecho de que el sector desarrollador de CECs ya parte de un gran bagaje previo realizado por la industria eólica, tal y como se explicará más adelante.

Las primeras etapas de desarrollo (TRL 1-TRL 3) son las más sencillas ya que requieren de un menor capital para llevarse a cabo. El paso del testeo en tanques al testeo en el mar (TRL 4) es un proceso mucho más lento y, sobretodo, técnicamente más difícil y costoso. Hay un cambio significativo en las necesidades de financiación entre la pequeña escala y/o testeo de dispositivos en tanque y entre dispositivos a escala completa y pruebas en mar con conexión a red. Estos costes son superiores a otras formas de generación convencional y renovable más maduras en las que la inversión ya está hecha. A este hecho se suma el contexto de crisis económica que se está viviendo, lo que dificulta la inversión en estas tecnologías. Es por ello que los inversores deben ver una ventaja significativa para poder destinar grandes cantidades de dinero. La financiación de estas tecnologías se justifica por el potencial de rentabilidad económica a largo plazo de la generación de energía a escala comercial, respaldadas por un alto potencial de crecimiento del sector. En este sentido, en el Reino Unido, en el año 2007 se dio luz al programa MEA (*Marine Energy Accelerator*), el cual fue gestionado por Carbon Trust y financiado (3.5 millones de libras) por el DECC (*Department of Energy & Climate Change*). Aunque se centra en los recursos del Reino Unido, constituye una buena base de conocimiento. El programa se centró en la reducción del coste de la energía de las tecnologías de las olas y las corrientes marinas. El MEA finalizó en 2010 y, en julio de 2011, publicó el documento final con el estudio realizado [44]. Se identificaron tres áreas de innovación con un mayor potencial para la reducción del coste de la energía:

- Componentes del dispositivo: investigación en la reducción de costes y la mejora de rendimiento de los componentes específicos de los dispositivos de energía marina existentes.
- Instalación, operación y mantenimiento: desarrollo de estrategias que per-

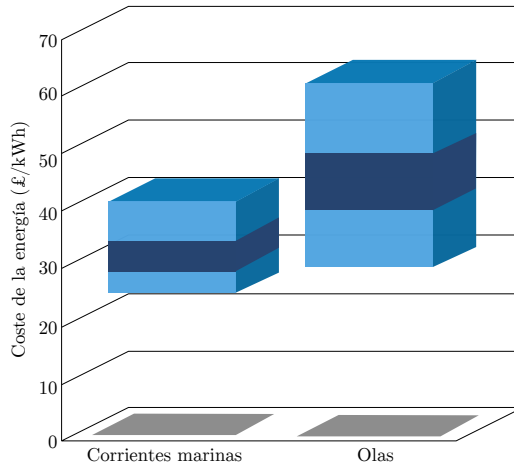


Figura 2.3: Coste de la energía (£/kWh).

mitan a los dispositivos de energía marina ser instalados, operados y mantenidos a un coste menor.

- Conceptos de nueva generación: desarrollo de nuevos conceptos de dispositivos que podrían reducir significativamente los costes de la energía marina en comparación con los actuales.

Carbon Trust realizó un estudio en torno a las incertidumbres en los costes de los primeros parques de energía marina [44]. La figura 2.3 [44] muestra las variaciones en torno a los costes de la energía de las olas y corrientes marinas cuando se hacen diferentes suposiciones en términos de coste, recurso y rendimiento del dispositivo. Este estudio de costes se ha realizado para las primeras granjas de olas y corrientes marinas asumiendo una capacidad instalada de 10 MW y una vida útil de 20 años. A simple vista, la figura 2.3 muestra que los primeros gastos estimados de explotación de la energía de las olas son superiores a los de la energía de las corrientes marinas. Asimismo, se puede observar una mayor incertidumbre en los costes de los captadores de olas (61-29£/kWh). Esto es en gran parte debido a que los conceptos de captadores de olas son menos conocidos, y por lo tanto más difíciles de modelar que los dispositivos de corrientes marinas, ya que muchos de estos últimos parten de conceptos eólicos. Las barras más oscuras representan el coste de la energía en ubicaciones donde el recurso tiene diferente potencial energético. El límite superior de dicha franja oscura indica el coste en lugares con un potencial medio de energía, mientras que el límite inferior representa el coste en ubicaciones con alto potencial energético (asumiendo un rendimiento

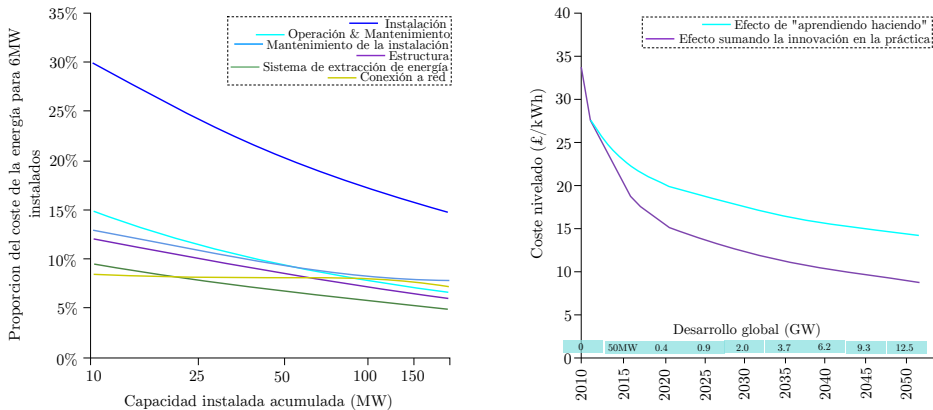


Figura 2.4: Coste de la energía de las corrientes marinas (£/kWh).

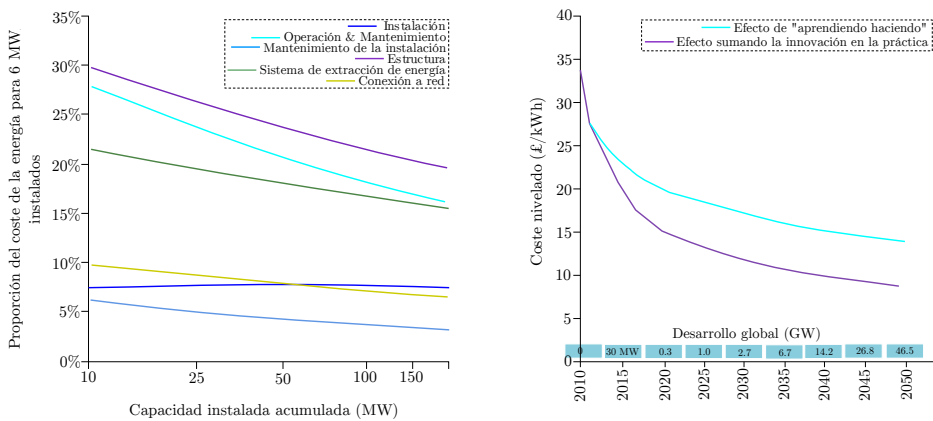


Figura 2.5: Coste de la energía de las olas (£/kWh).

medio de los dispositivos instalados). Las barras de color más claro indican los costes más optimistas (límite inferior), y más pesimistas (límite superior) para las anteriores ubicaciones atendiendo a asunciones técnicas. Se puede concluir por lo tanto que los estudios más optimistas indican un margen de costes en ubicaciones con alto potencial energético de 25-29£/kWh para granjas de corrientes marinas y un margen de 29-33£/kWh para granjas de olas. Sin embargo, los estudios más pesimistas indican unos costes en localizaciones con potencial energético medio de 34-41£/kWh para granjas de corrientes marinas y un margen de 49-61£/kWh para granjas de olas.

La figura 2.4 [44] muestra dos gráficas de reducción de costes referentes a la tecnología de las corrientes marinas. La figura de la izquierda, muestra un desglose de los diferentes montantes económicos que forman parte en la instalación del primer parque de corrientes marinas y los posteriores hasta disponer de una capacidad instalada acumulada de 150 MW. Esta misma gráfica representa una predicción de la tasa de progreso probable para cada uno de los centros, en base a posibles innovaciones futuras que se puedan realizar en cada uno de ellos. Como se puede observar, el coste de instalación representa un mayor potencial de ahorro. Esto se debe a que aún se tiene una limitada experiencia en la instalación de este tipo de dispositivos en alta mar, de modo que se prevé un ahorro de alrededor del 15 % a medida que se adquiera conocimiento. Lo mismo ocurre con las curvas referentes al mantenimiento de la instalación y la operación y mantenimiento de cada dispositivo. Por otro lado, la gráfica de la derecha, representa la diferencia en coste de únicamente la fabricación a mayor escala de esta tecnología (curva azul), y la fabricación a mayor escala de esta tecnología añadiendo la innovación en las primeras etapas del proceso (curva morada). La curva azul muestra que el proceso de producción “a secas” no será suficiente para hacer de las corrientes marinas una tecnología competitiva, a no ser que se instale una gran cantidad de MW a 20 £/kWh. En este contexto, resulta importante afirmar que la instalación de cientos de MW a dicho precio no resulta viable. Sin embargo, la curva morada sugiere que realizando innovaciones en los primeros estadios del desarrollo de la tecnología se puede llegar a conseguir bajar el coste de la energía entre 15 £/kWh y 20 £/kWh con vistas al 2020.

La figura 2.5 [44], muestra las mismas gráficas pero en esta ocasión referidas a la energía de las olas. Se puede observar en el desglose del coste para cada uno de los centros que el ahorro que se prevé es menor que en el caso anterior. Esto es debido a que los captadores de olas aún tienen una menor madurez tecnológica que los dispositivos de corrientes. Aún así, se prevé una bajada de costes igual a la anterior (15 £/kWh-20 £/kWh) para el año 2020.

Además de los indicadores positivos que Carbon Trust recoge en el informe del MEA, estos dos recursos energéticos gozan de una serie de virtudes en comparación con tecnologías renovables predecesoras (eólica, solar) que los hacen sumamente atractivos [45–49]:

- Mayor capacidad de predicción de las corrientes marinas y de las olas. Asimismo, sus patrones de energía hacen que sean más valiosas desde el punto de vista de los precios de mercado en comparación con los recursos menos predecibles, como el viento y la energía solar.
- La densidad energética del agua de mar es alta ($2\text{-}3\text{ kW/m}^2$) en comparación con la densidad del aire ($0.4\text{-}0.6\text{ kW/m}^2$) y la del sol ($0.1\text{-}0.2\text{ kW/m}^2$). Esta

característica se puede traducir a un requerimiento de rotores más pequeños y más baratos para ambas tecnologías en comparación con las turbinas de viento para la misma potencia nominal.

- Menor impacto ambiental en comparación con otras fuentes de energía renovables. En el caso de los rotores de corrientes marinas, si se sumergen de forma que su punta de pala se encuentre al menos a 10 m de profundidad, el tráfico marítimo experimenta una perturbación muy limitada.
- Las corrientes marinas fluyen en sólo dos direcciones y, por lo tanto, las matrices de turbinas pueden ser dispuestas en filas de forma predeterminada (perpendiculares a la dirección a las corrientes) para capturar la máxima cantidad de energía. Sin embargo, en el caso del viento, éste fluye desde diferentes direcciones y la turbina eólica no puede fijarse en una posición determinada.
- Las olas pueden recorrer largas distancias sin apenas perder energía, por lo que pueden tomarse como acumuladores de energía.
- Los dispositivos WEC pueden estar generando potencia más del 90% del tiempo, siendo éste un ratio muy superior al de los sistemas eólicos y solares (20-30% del tiempo).
- Las olas son un recurso disponible en múltiples ubicaciones.
- Existe una buena correlación entre el recurso del oleaje y la demanda, puesto que alrededor del 37% de la población mundial vive a 90 km de la costa.

Pese a las evidentes ventajas que presentan ambos recursos marinos, aún existen una serie de desafíos que se deben solventar para que puedan llegar a ser tecnologías competitivas comercialmente. Las principales barreras a las que se enfrentan son las siguientes [45, 46, 48–50]:

- El mar es un medio agresivo en cuanto a la presencia de agentes corrosivos y residuos. Asimismo, en estas condiciones los dispositivos deben ser capaces de soportar grandes cargas estructurales en condiciones climatológicas extremas. Esto hace que los dispositivos ubicados en el mar deban ser fabricados con materiales especiales, hecho que afecta al coste final.
- Las tareas de inspección, mantenimiento y reparación pueden llegar a requerir la utilización de un buque, tornándose verdaderamente dificultosas y peligrosas (además de costosas). Es por ello que los sistemas instalados en alta mar deben ser robustos y tener una gran fiabilidad.
- La cavitación es un fenómeno potencialmente perjudicial que tiene lugar a baja presión en las turbinas, hélices o bombas. Como resultado, este efecto

debe ser considerado en el diseño de las turbinas.

- Tanto las corrientes marinas, como las olas por su variación en altura y periodo, son fuentes intermitentes de energía. Esto implica que la potencia extraída del oleaje será igualmente variable. Este hecho elimina toda posibilidad de conexión directa a la red, puesto que además de poder generar daños en aparatos eléctricos, puede causar la caída de redes débiles. Dicha variabilidad debe ser eliminada o reducida en gran medida. Para ello, se suele recurrir a diferentes sistemas de almacenamiento energético: grandes condensadores eléctricos, volantes de inercia, depósitos de agua en dispositivos captadores de olas de tipo rebosamiento, acumuladores de aceite o gas en dispositivos que contengan circuitos hidráulicos de alta presión, u otros medios de compensación que proporcionen una salida regular.

Una vez expuestas las virtudes y carencias de estas dos tecnologías, en las secciones siguientes se hace un recorrido por las metodologías de conversión energética de las mismas, dando lugar a la gran variedad de dispositivos WEC y CEC existentes. Con el fin de mostrar sus principales características y asentar los conocimientos que ya se tienen de otras fuentes renovables, se describen los conceptos básicos de su funcionamiento y los posibles interfaces eléctricos que estas tecnologías utilizan para convertir la energía del mar en energía útil, es decir, en electricidad.

2.2 Convertidores de olas

Durante la última década se ha desarrollado una extensa variedad de dispositivos convertidores de olas, llegando a contabilizarse más de un millar [51, 52]. Si bien es cierto que no se tiene un preciso conocimiento sobre todos los desarrollos que se están llevando a cabo en todo el mundo, se puede decir que en términos generales, los dispositivos WEC se pueden clasificar en base a ciertas características como son su ubicación, su tamaño y el principio de operación que emplean.

A continuación se describen en detalle cada uno estos grupos y las clasificaciones internas que a su vez tiene cada uno de ellos.

2.2.1 Clasificación según ubicación

En función de la distancia en la que se ubiquen los captadores respecto a la línea costera, éstos pueden ser catalogados como dispositivos ubicados en la propia costa (*onshore*), dispositivos situados cerca de la costa (*nearshore*) y dispositivos

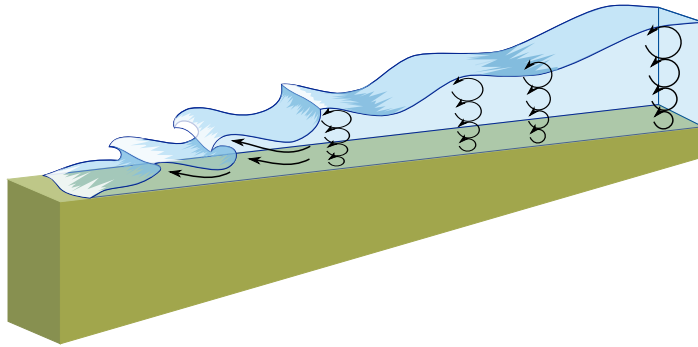


Figura 2.6: Perturbación de las partículas de agua debido al contacto con el lecho marino.

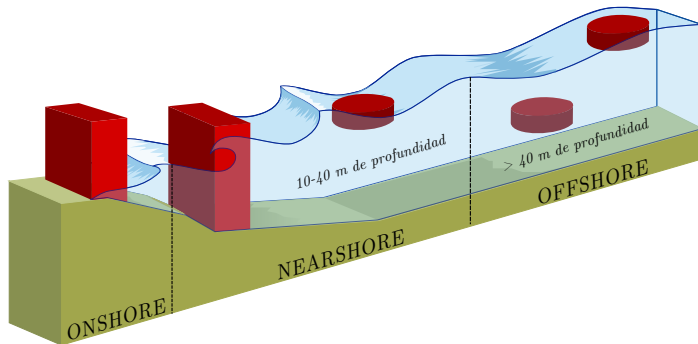


Figura 2.7: Clasificación de los captadores de olas en función de su ubicación.

ubicados en mar abierto alejados de la costa (*offshore*). Las particularidades distintivas que presentan los WECs en base a su emplazamiento se detallan a continuación [48–50, 53]:

- Dispositivos *onshore*: este tipo de captadores se encuentran ubicados en tierra (o a muy pocos metros de ella) y suelen estar fijados al fondo marino (en aguas poco profundas) o integrados en rompeolas, diques, o acantilados (figura 2.7). La principal ventaja de los dispositivos *onshore* es su fácil mantenimiento e instalación, puesto que en la mayoría de los casos el lugar donde son instalados es fácilmente accesible. Es más, no necesitan sistemas de amarre ni largas distancias de cable submarino para llevar la energía hasta la subestación de tierra. Sin embargo, las olas costeras contienen mucha

menos energía. Este hecho se debe, entre otras razones, a que, a medida que las olas se acercan a la costa, junto con el descenso de la profundidad desciende también la energía que éstas contienen ya que las partículas de agua “rozan” contra el lecho marino y su trayectoria circular se ve alterada o perturbada perdiendo así su energía (figura 2.6). Hay que indicar que resulta un tanto problemática la escasez de lugares adecuados para la implantación de estos sistemas, además de los problemas ambientales que pueden generar, puesto que la línea costera se ve alterada tras su instalación.

- Dispositivos *nearshore*: estos captadores se instalan a unos pocos cientos de metros de distancia de la costa, en profundidades intermedias (10-25 m) como muestra la figura 2.7. Por lo general, suelen tratarse de estructuras flotantes o dispositivos fijados al fondo del mar (evitando así los amarres). Su estructura debe ser capaz de soportar la tensión que generan las olas sobre la misma cuando éstas pasan sobre ellos.
- Dispositivos *offshore*: este tipo de captadores se sitúan en aguas profundas (40 m), en zonas muy alejadas de la costa. Suelen ser estructuras flotantes o semisumergidas amarradas al fondo marino (figura 2.7). Debido a su ubicación pueden aprovechar los niveles energéticos más altos de las olas, lo que conlleva, a su vez, problemas de supervivencia y fiabilidad a causa de las grandes cargas estructurales que deben soportar. Es más, el mantenimiento de estos dispositivos resulta complicado y costoso por la dificultad de acceso a los mismos, sin olvidar que necesitan grandes longitudes de los caros cables submarinos para llevar la energía capturada a tierra.

2.2.2 Clasificación según tamaño y orientación

En base al tamaño del dispositivo y a la orientación del mismo respecto a la ola incidente se pueden distinguir de nuevo tres tipos de dispositivos captadores cuyas características se describen a continuación [48–50, 53, 54]:

- Captador atenuador: a esta categoría pertenecen los captadores que en esencia “atenúan” la amplitud de la ola. Se caracterizan por estar dispuestos en paralelo a la dirección de la ola incidente y por ser estructuras largas en comparación con la longitud de la misma (figura 2.8). Estos dispositivos suelen estar formados por una serie de secciones cilíndricas unidas entre sí por juntas y bisagras flexibles que permiten el giro de una respecto a la otra. El captador Pelamis 750 kW [55] es el clásico ejemplo de captador atenuador.
- Captador terminador: son dispositivos similares a los atenuadores en cuanto

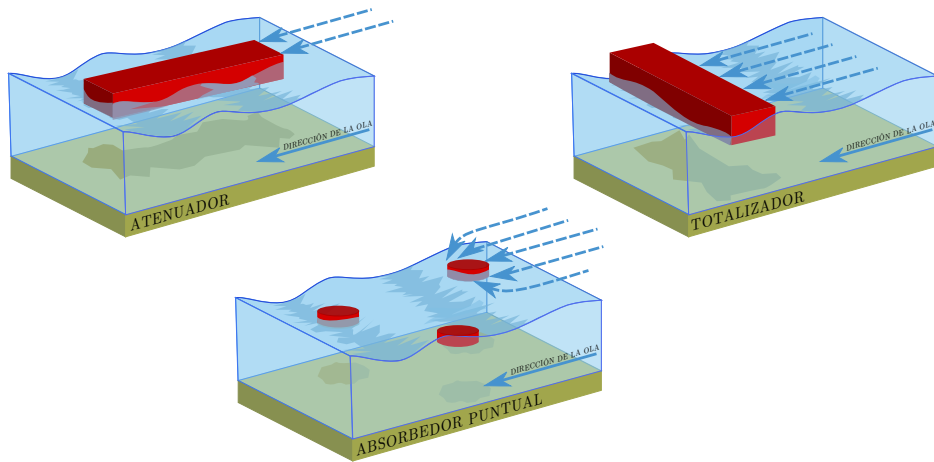


Figura 2.8: Clasificación de captadores de olas en función de su tamaño y orientación.

a su tamaño (estructuras largas) en comparación con la longitud de la ola incidente pero, en este caso, están dispuestos perpendicularmente a la dirección de la misma, de modo que en esencia “terminan” con la acción de la ola (figura 2.8). El típico ejemplo de este grupo de dispositivos es el Wave Dragon [56].

- **Captador absorbedor puntual:** a este grupo pertenecen los captadores de diámetro significativamente más pequeño que la longitud de ola incidente. A diferencia de los anteriores, los absorbedores puntuales son capaces de capturar la energía de las olas desde todas direcciones a través de sus movimientos (figura 2.8). Los absorbedores puntuales generan electricidad a partir de la acción de meneo o cabeceo que las olas producen en el dispositivo, convirtiendo, de este modo, el movimiento ondulatorio ascendente y descendente de las olas en movimientos de rotación, o movimientos oscilatorios. Un ejemplo de absorbedor puntual es el OPT’s PowerBuoy 150 kW [57].

2.2.3 Clasificación según su principio de operación

Esta clasificación se realiza en función del principio de operación o modo de funcionamiento de los captadores. Los dispositivos WEC se diferencian en base a las diferentes metodologías que emplean para capturar la energía de la ola que

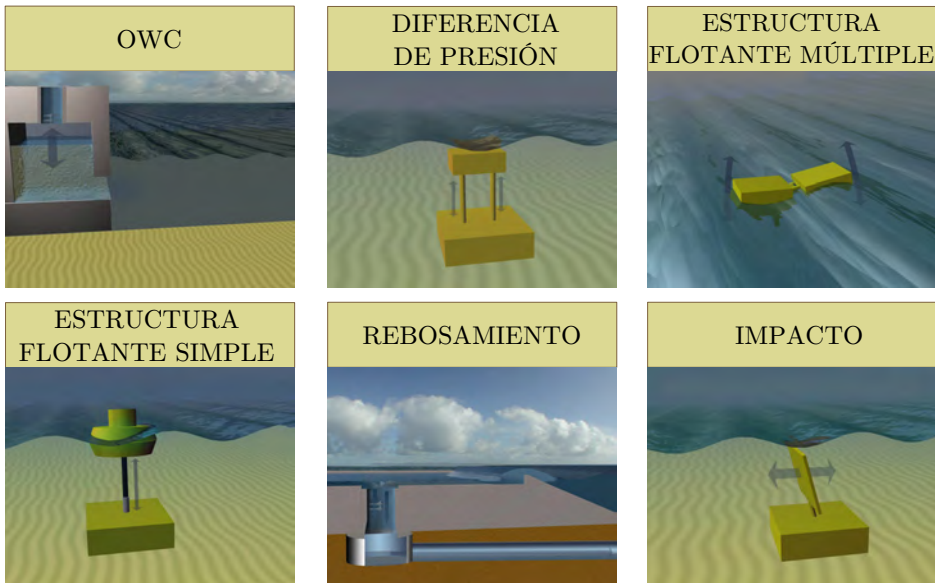


Figura 2.9: Clasificación de captadores de olas en función de su principio de operación.

posteriormente convierten en energía útil (electricidad). La energía del oleaje puede ser extraída mediante [48, 49, 53, 54]:

- Diferencia de presión: los dispositivos que se incluyen dentro de esta categoría pueden sub-dividirse, a su vez, en otras dos: dispositivos que se basan en el efecto Arquímedes y los OWCs (*Oscillating Wave Columns*).

Los basados en el efecto Arquímedes son absorbedores puntuales sumergidos, habitualmente instalados a poca distancia de la costa y fijados al fondo marino. Éstos emplean la diferencia de presión generada por las crestas y valles de las olas cuando pasan por encima del dispositivo (figura 2.9, [43]). Cuando la cresta de la ola pasa sobre el captador la presión que ejerce el agua hace que se comprima el aire que se encuentra alojado en el interior del dispositivo empujándolo hacia abajo (movimiento de descenso). Cuando el valle de la ola pasa por encima la presión ejercida por el agua es inferior a la del aire contenido en su interior y el dispositivo sube (movimiento de ascenso). Un ejemplo clásico es el captador AWS 250 kW (*Archimedes Wave Swing*) [58, 59].

Los OWCs suelen estar situados en la costa o cerca de la costa. Su principio

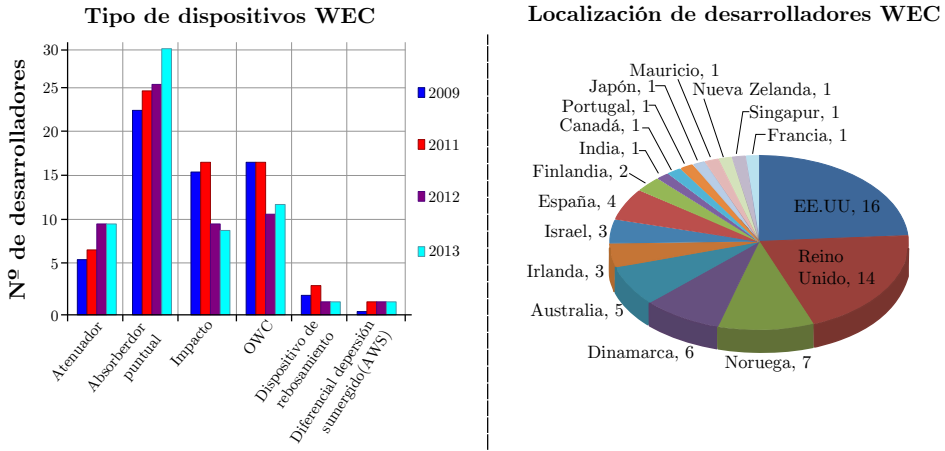


Figura 2.10: Clasificación de WECs y ubicación de los principales desarrolladores de esta tecnología.

de operación se basa en el uso de una cámara semisumergida con la parte inferior abierta para facilitar la entrada y salida de las olas. El movimiento de vaivén de las olas hacen subir y bajar el nivel de agua dentro de la cámara y, por lo tanto, hace mover de igual modo el volumen de aire interno (figura 2.9, [43]). Cuando la ola entra a la cámara, presiona el aire que contiene, haciendo que éste pase a través de una turbina provocando su giro y ésta, a su vez, acciona un generador eléctrico. Cuando la ola sale de la cámara, el flujo de aire recorre el camino contrario, primero acciona la turbina a su paso y, posteriormente, se aloja en la cámara. El flujo de aire, por lo tanto, es bidireccional, pero la turbina únicamente gira en un único sentido. Ejemplos de captadores que se basan en este principio son la planta Limpet 500 kW [60] o la planta de Mutriku con 296 kW [61] como OWC fijado en la costa (*onshore*), y el proyecto Oceanlix 500 kW como OWC cercano a la costa (*nearshore*) [62].

- Estructuras flotantes: este tipo de dispositivos se basan en un cuerpo flotante que es movido por las olas. El movimiento oscilatorio útil puede ser vertical, horizontal, de cabeceo, o una combinación de los mismos (figura 2.9, [43]). El dispositivo formado por varias estructuras unidas entre sí es conocido como dispositivo atenuador al igual que en la sección anterior. A su vez, el captador compuesto por una estructura simple es definido igualmente como absorberdor puntual. Ejemplos de esto son el dispositivo Searaser [63] como estructura flotante individual, y el Wave Star [64–66]

como dispositivo de estructura múltiple.

- **Rebosamiento:** los captadores que emplean este principio de funcionamiento se basan en el aumento de la energía potencial de las olas, la energía cinética o ambas. Los sistemas de rebosamiento fuerzan el paso del agua hacia un depósito (por encima del nivel del mar) para después devolver de nuevo el agua al mar a través de una serie de turbinas hidráulicas (figura 2.9, [43]). Un captador que emplea esta tecnología es el Wave Dragon 1.5 MW [56].
- **Impacto:** este tipo de captadores son estructuras articuladas o flexibles dispuestas perpendicularmente a la dirección de la ola. De esta forma, el deflector se mueve hacia atrás y hacia adelante debido al impacto de las olas sobre el mismo (figura 2.9, [43]). Un ejemplo puede ser el dispositivo Oyster 800 kW [67].

Se puede decir, por lo tanto, que hay un gran número y diversidad de captadores de olas que varían en diseño y concepto tecnológico. Entre otros, el EMEC y el MEM [39] han realizado un amplio estudio de muchos de los dispositivos WEC existentes, donde se puede observar que más del 50% de los prototipos desarrollados se sitúan en Europa, siendo la región con mayor número de innovaciones tecnológicas el Reino Unido (figura 2.10). No resulta extraño que el Reino Unido esté a la cabeza en cuanto a tecnologías desarrolladas se refiere, puesto que sus costas gozan de un potencial energético elevado (50-70 kW/m) [68].

Por otro lado, tal y como se ha introducido, ningún concepto ha prevalecido sobre el resto, es decir, no se ha valorado ningún captador como mejor que otro. Dicha valoración no es algo trivial, ya que la cantidad de parámetros a tener en cuenta hace prácticamente imposible que un prototipo sea poseedor de todos ellos. Aún así, atendiendo a estudios realizados en [39], se puede observar una cierta tendencia por parte de los desarrolladores activos a construir más captadores de olas de tipo impacto, de tipo absorbedor puntual y de tipo OWC (figura 2.10 [39]). Esto puede llevar a pensar que se tratan de unas tecnologías menos complejas y costosas que el resto, o que encuentran más facilidades para su implantación o instalación en mar, o incluso el proceso de mantenimiento puede que resulte más sencillo que el de otros tipos de captadores. En el apéndice A se incluye un listado (en función del tipo de dispositivo captador) de las compañías que han apostado por el desarrollo de convertidores de energía de las olas. Se puede observar cómo el número de compañías que han desarrollado nuevos conceptos de tipo OWC o tipo absorbedor puntual es muy superior al resto.

Para finalizar, se incluye la figura 2.11 que resume todas las categorías de dispositivos captadores de olas descritas en esta sección, y cómo un captador real queda clasificado en base a las mismas.



Figura 2.11: Clasificación de varios captadores de olas en función de sus características.

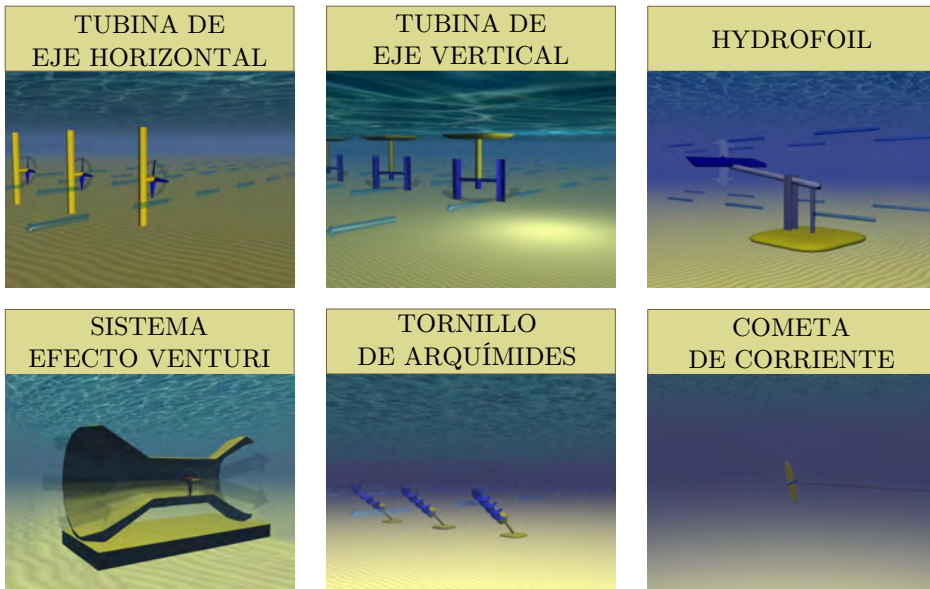


Figura 2.12: Clasificación de los convertidores de corrientes marinas.

2.3 Convertidores de corrientes marinas

Gracias a toda la información y conocimiento recopilado en el sector eólico, se ha podido avanzar relativamente rápido en el sector de los convertidores de corrientes marinas, puesto que se rigen por el mismo principio físico de conversión de la energía: transformación de la energía cinética de un flujo de trabajo (corriente marina o corriente de aire) en energía eléctrica mediante elementos mecánicos intermedios de conversión (rotores eólicos o rotores submarinos).

Como ocurriera con la energía de las olas, a través de los programas de investigación en el campo de las corrientes marinas por parte de la industria y por parte de los gobiernos y universidades, se está estableciendo una importante base para la industria emergente de esta tecnología.

La variedad de convertidores de corriente es más reducida que en el caso de las olas. La clasificación de los dispositivos CEC se basa principalmente en el tipo de turbina empleada, la cual varía en función del modo de incidencia de la corriente sobre la misma y presenta una serie de características u otras.

2.3.1 Clasificación según la incidencia de la corriente

Según el EMEC [69], los convertidores de energía de las corrientes marinas se dividen en seis categorías atendiendo al tipo de turbina que tengan instalada:

- Turbinas de eje horizontal: este sistema extrae la energía de las corrientes de una manera muy similar al de los aerogeneradores, esto es, a través del flujo horizontal del flujo de trabajo (agua en el caso de las turbinas sumergidas y aire en el caso de los aerogeneradores). Dicho flujo de trabajo hace girar el rotor, generando una sustentación debido al flujo alrededor de las palas. De este modo, el movimiento rotacional genera electricidad. Estos sistemas pueden albergar en carcasas para acelerar el flujo que atraviesa el rotor e incrementar la energía extraída (sistema tipo Venturi). Turbinas de este tipo son la turbina AR-1000 de *Atlantis Reosurces Corporation* [70] y la turbina Seagen de *Marine Current Turbines* [71].
- Turbinas de eje vertical: este tipo de turbinas extraen la energía de forma similar a las de eje horizontal, pero su eje de rotación está colocado de modo que el flujo de agua incide perpendicularmente al sentido de la corriente marina. Algunas turbinas de eje vertical se conciben para que trabajen bajo el principio de arrastre y sustentación de los perfiles aerodinámicos. Dispositivos de este tipo es la turbina Davis Hydro de *Blue Energy* [72, 73].
- Perfil hidrodinámico oscilante (*Hydrofoil*): el hydrofoil está instalado sobre un brazo que permite la oscilación vertical, de modo que su movimiento vertical es debido al flujo horizontal que provoca la sustentación en el perfil. El extremo opuesto del brazo está anclado a una estructura apoyada en el lecho marino que tiene a su vez instalado un sistema hidráulico. Al ir subiendo y bajando el brazo (por el efecto de sustentación del perfil) mueve el líquido hidráulico y éste, a su vez, produce electricidad. Convertidores de este tipo son el dispositivo Bio Stream de *Bio Power* [74] y el Stingray de *Engineering Business Ltd* [75–78].
- Sistema efecto Venturi: es una turbina de eje horizontal envuelta en una carcasa que va estrechándose hasta llegar a un diámetro ligeramente mayor que el rotor, y que aguas abajo va ensanchándose. Esto provoca una aceleración del flujo de la corriente por el diferencial de presión que existe. Gracias a este sistema se puede aumentar el rendimiento de las turbinas. Dispositivos de este tipo son la turbina Open Centre de *Open Hydro* [79] o la turbina Atlantis de *Atlantis Resource* [80].
- Tornillo de Arquímedes: es un sistema con una configuración helicoidal de tornillos tipo sacacorchos. Este helicoide gira sobre un eje central anclado al

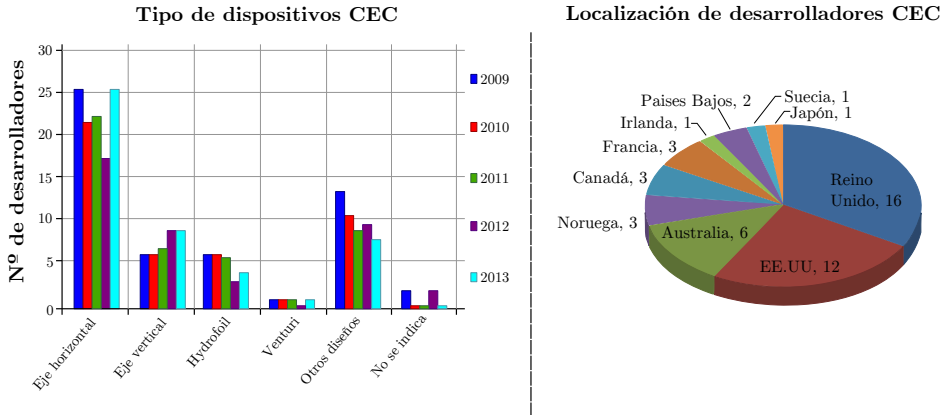


Figura 2.13: Clasificación de CECs y ubicación de los principales desarrolladores de tecnología CEC.

fondo marino. Este sistema extrae la energía del flujo de la corriente marina que atraviesa el artefacto haciendo que gire. Un generador de este tipo es el Flumil de la compañía del mismo nombre [81, 82].

- Cometa de corriente (*Tidal kite*): es un dispositivo en forma de cometa que lleva instalada una turbina y se encuentra anclado al lecho marino. Esta cometa está en suspensión como si fuera una cometa en el aire. La suspensión se la proporciona la propia corriente marina, de modo que el captador va describiendo una trayectoria en forma de ocho, aprovechando las aceleraciones de la cometa cuando baja en picado para obtener una mayor rotación de la turbina para producir una mayor energía. Un dispositivo de este tipo es el Deep Green de *Minnesto* [83].

La figura 2.13 [39] muestra dos gráficas realizadas por el EMEC. En el diagrama de barras se muestra una clasificación de los diferentes tipos de CEC en función de la cantidad de dispositivos fabricados. De los tipos anteriormente descritos, hay dos que no se encuentran como tal en este diagrama (Tornillo Arquímedes y la Cometa de corriente) debido a que se han englobado dentro del grupo definido como “otros diseños”. A simple vista, es evidente que la tecnología CEC más desarrollada es la que emplea turbinas de eje horizontal, hecho obvio teniendo en cuenta que la tecnología CEC encuentra su base en las máquinas eólicas. Esto queda demostrado en el apéndice A donde se incluye un listado de las compañías que han apostado por el desarrollo de un tipo u otro de convertidor de corriente marina.








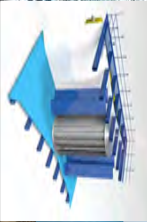






TURBINA DE EJE HORIZONTAL	TURBINA DE EJE VERTICAL	HYDROFOILD	EFFECTO VENTURI	TORNILLO ARQUÍMIDES	TIDAL KITE
 <p>Seagen MCT (UK)</p>	 <p>Davis Hydro Blue Energy (CA)</p>	 <p>Bio Stream Bio Power (AUS)</p>	 <p>Open-Centre Open Hydro (IHL)</p>	 <p>Flunil AS Flunil (NOR)</p>	 <p>Deep Green Minessio (SW)</p>
 <p>AR1000 Atlantis Resource (UK)</p>	 <p>Proteus (Neptune) Neptune RE (UK)</p>	 <p>Pulse-Stream Pulse Tidal (UK)</p>	 <p>Celan Current Alstom Hydro (FR)</p>		
 <p>TidGen ORPC (USA)</p>	 <p>Turbina DHV Tidal Energy (AUS)</p>	 <p>Stingray Engineering Bsn. (UK)</p>	 <p>Atlantis Resource (UK)</p>		

Figura 2.14: Clasificación de los convertidores de corrientes marinas.

Por otro lado, el Reino Unido junto con los Estados Unidos son los países que más han invertido en el desarrollo de dispositivos CEC. Al igual que en el caso de la energía de las olas, es lógico que estos dos países direccionen mayores esfuerzos en el desarrollo de esta tecnología puesto que sus aguas disfrutan de un alto potencial energético en lo referente a corrientes marinas.

Para finalizar, se incluye la figura 2.14 que resume cómo un captador de corrientes marinas queda definido en base a las clasificaciones de turbinas descritas.

2.4 Etapas de conversión energética

Existen diversas formas de extraer la energía de las olas y de las corrientes, las cuales se basan en procesos neumáticos, hidráulicos y mecánicos. A todas estas formas de obtener energía se les denomina en inglés *Power Take-Off systems* y, de acuerdo con [84], se pueden dividir en varias etapas en función de las diferentes conversiones de energía que se dan a lo largo de todo el proceso hasta conseguir una señal eléctrica adecuada para su inyección a red. Las fases se dividen en: conversión primaria, conversión secundaria (estas dos etapas recogen en esencia los principios de operación vistos en la sección anterior) y conversión terciaria. En esta sección se estudian cada una de ellas incluyendo otra etapa denominada conversión directa, que suele estar vinculada a dispositivos que permiten el salto directo de la conversión primaria a la terciaria sin pasar por la etapa intermedia. La figura 2.15 [85] presenta las tres conversiones citadas a lo largo del proceso de generación de energía eléctrica.

2.4.1 Conversión primaria

El objetivo de esta etapa es proporcionar potencia mecánica a la siguiente etapa. Para ello, se tiene que transformar el movimiento de la ola o de la corriente en el movimiento de un cuerpo, o en el movimiento de un flujo de trabajo, ya sea un flujo de agua, de aceite o de gas. Esta transformación se consigue por medio de sistemas neumáticos, hidráulicos o mecánicos. En el caso de las olas, además, es necesario convertir la baja frecuencia (~ 1 Hz) de los movimientos oscilatorios de las olas en movimientos más rápidos (50 Hz), para poder conectar el tren de potencia del dispositivo al generador eléctrico.

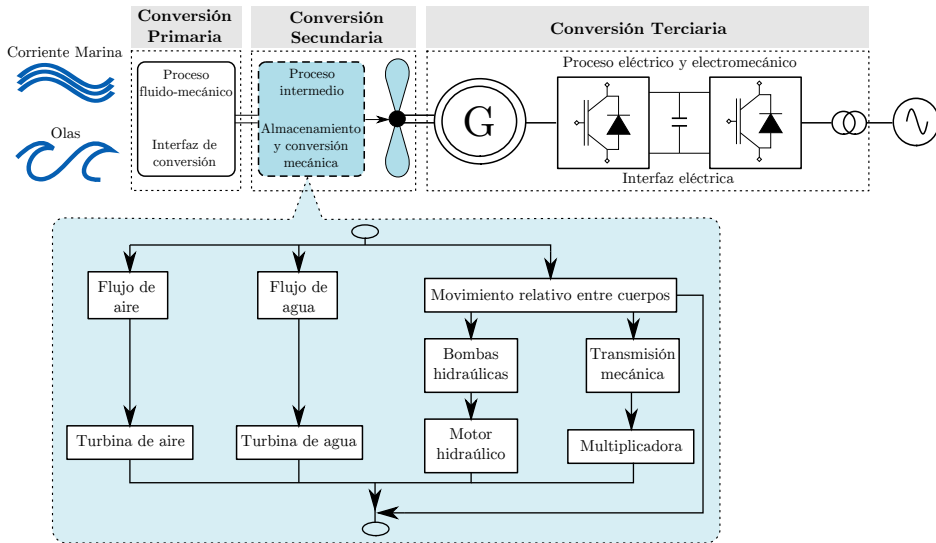


Figura 2.15: Estructura general del sistema captador de energía. Etapas de conversión de energía.

2.4.2 Conversión secundaria

Esta etapa engloba la conversión del flujo de trabajo generado en la anterior etapa en energía útil (electricidad). Los elementos que intervienen para conseguir este objetivo son turbinas hidráulicas (para transformar el flujo de agua), turbinas neumáticas (para transformar el flujo de aire), y cilindros hidráulicos (para transformar el flujo de aceite o gas).

Cuando el flujo de trabajo es el aire, hecho que únicamente se da en algunos dispositivos WEC como es el caso del OWC, se utilizan turbinas neumáticas auto-rectificadoras. Es decir, turbinas que pese a que el flujo de aire que las arrastra es bidireccional siempre giran en el mismo sentido. Los diseños de turbinas más populares son la tipo Wells y la tipo impulso [86, 87] y, finalmente, la turbina Dennis-Auld [53, 88, 89].

Las turbinas hidráulicas se emplean cuando el flujo de trabajo es el agua. En el caso de dispositivos WEC, estas turbinas son una tecnología ya madura y empleada durante muchos años en plantas hidroeléctricas. Las dos turbinas hidráulicas de reacción más populares son la turbina Kaplan y la turbina Francis [88] siendo el tipo de turbina de impacto más popular la turbina Pelton [90, 91]. Es posible encontrar este tipo de turbinas instaladas en dispositivos WEC como es el Wa-

ve Dragon que lleva instaladas turbinas Kaplan. Sin embargo, la tecnología CEC no emplea tanto este tipo de turbina convencional, es más, el eje central de los prototipos CEC es el diseño y desarrollo de nuevas turbinas capaces de generar varios kW de potencia. En este grupo clasificatorio se tienen, por ejemplo, las anteriormente citadas Open Centre turbine [79] y la turbina Seagen [71].

Para finalizar, los cilindros hidráulicos o cilindros de alta presión son otro elemento empleado en la conversión de la energía. Estos sistemas se utilizan, normalmente, en cuerpos que oscilan lentamente (en traslación o rotación) [53]. Prototipos CEC que empleen este sistema son, por ejemplo, el dispositivo Pulse-Stream [92] o el Stingray [75]; y ejemplos WEC son, entre otros, el AquaBuoy [93], el Pelamis [94] o el PowerBuoy [57]. Como se puede suponer, el movimiento del cuerpo se transforma en energía hidráulica a través de uno o varios cilindros hidráulicos. Para convertir la energía hidráulica en energía eléctrica, se emplea un generador de corriente eléctrica que es accionado, a su vez, por un motor hidráulico. Por lo general, entre los cilindros y el motor se ubica un sistema acumulador de gas o aceite capaz de almacenar energía durante unos segundos, para así poder mantener un flujo constante hacia el motor hidráulico y generar una salida de potencia regular.

2.4.3 Conversión directa

En la conversión directa, el tipo de generador empleado puede ser tanto de tipo lineal como rotatorio. El generador eléctrico lineal es el más empleado en dispositivos convertidores de olas. Éste está directamente acoplado a un cilindro vertical que se mueve hacia arriba y hacia abajo con el oleaje. Existen tres topologías principales de convertidores lineales: generador de imanes permanentes con flujo longitudinal, generador de imanes permanentes con reluctancia variable y generador de imanes permanentes con núcleo de aire tubular [95]. El principal inconveniente de estas máquinas es que debido a la baja velocidad de las olas se necesitan fuerzas muy grandes para accionar estos dispositivos, lo que da como resultado máquinas físicamente muy grandes y, por lo tanto, de alto coste y grandes masas [96–98]. Dispositivos WEC que empleen generadores lineales son, por ejemplo, el Seabased [99, 100] o el AWC [59, 101].

En el caso de la tecnología CEC, en la conversión directa se emplean generadores de imanes permanentes rotatorios, como el dispositivo Voith Hydro [102, 103], o el CEC Tocardo [104] cuyos generadores están directamente conectados a la red.

2.4.4 Conversión terciaria

La interfaz eléctrica entre los convertidores WEC y CEC y la subestación de tierra está formada por los siguientes dispositivos: convertidores de electrónica de potencia, transformadores, generadores eléctricos y equipos de protección. En la mayoría de los dispositivos WEC y CEC, un par mecánico de entrada arrastra a un generador eléctrico, el cual, normalmente, suele ser una máquina rotativa.

En general, y tal y como muestra la figura 2.16 [85], se pueden considerar cinco sistemas diferentes en esta etapa de conversión. Dejando de un lado el generador lineal, en [105, 106] se lleva a cabo una comparativa entre diferentes máquinas rotativas directamente acopladas a una turbina. Estos trabajos se basan en un captador tipo OWC, pero son válidos para tomarlos como referencia. Los generadores examinados son: el generador de inducción doblemente alimentado (DFIG, *Doubly Fed Induction Generator*), el generador de inducción de jaula de ardilla (SCIG, *Squirrel Cage Induction Generator*), el generador síncrono de imanes permanentes (PMG, *Permanent Magnet Synchronous Generator*) y el generador síncrono de rotor bobinado (SG, *Field Wound Synchronous Generator*).

Atendiendo a los resultados obtenidos en [105, 106], se puede concluir que el generador DFIG no es la mejor opción para instalar en dispositivos WEC o CEC. La primera razón es que su estator está directamente acoplado a la red, lo que implica que el generador se ve más influenciado por los fallos y faltas en la misma. Asimismo, esta máquina junto con la versión con escobillas del generador SG suelen descartarse debido a las necesidades de mantenimiento que requieren y la sustitución regular de las escobillas. Entre la versión sin escobillas del generador SG, el generador IG y el generador PMG, el último de ellos es el más susceptible a ser descartado a pesar de presentar mayor eficiencia energética, puesto que el material que emplea (NdFeB) es muy sensible a la corrosión y los captadores de olas se instalan en entornos marinos. Las máquinas IG y SG, por otro lado, presentan comportamientos similares en cuanto a eficiencia y aptitud en entornos marinos y conexionado a red.

El convertidor electrónico de potencia por su parte, resulta un elemento vital a la hora de inyectar la energía extraída a la red. Entre otras cosas, permite la conversión de energía entre dos formatos diferentes, modificando características de la energía eléctrica (tensión, frecuencia, forma de onda, etc), mejorando la eficiencia y fiabilidad y reduciendo el volumen del dispositivo donde se encuentre instalado. Asimismo, permite controlar de forma independiente la potencia activa y reactiva del mismo.

Tal y como muestra la figura 2.16, el convertidor más empleado es tipo VSC (*Voltage Source Converter*) con disposición *back-to-back*, donde los dos converti-

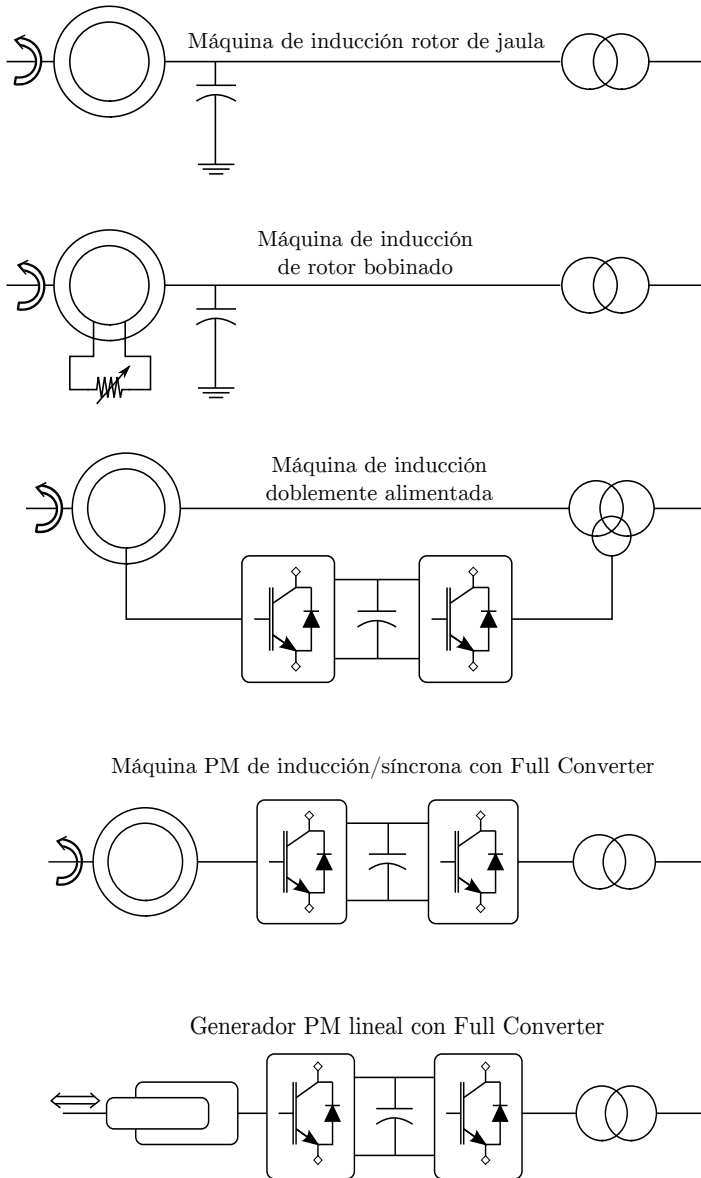


Figura 2.16: Posibles interfaces eléctricas para sistemas de potencia marinos.

Tabla 2.1: Capacidad de varios dispositivos CEC y WEC.

Tecnologías CEC			
Compañía	Dispositivo	Estadio de madurez	Capacidad (MW)
Kawasaki	Turbina Kawasaki	Escala completa	1
OpenHydro	Turbina Open-Centre	Escala completa	0.3
Pulse Tidal	Pulse-Stream 100	Prototipo a escala	0.1
Marine Current Turbines	SeaGen	Escala completa	1.2
Scotrenewables	SR250	Prototipo a escala	0.25
Voith Hydro Ocean	Voith Hy Tide 100-16	Prototipo a escala	1
Andritz Hydro Hammerfest	HS1000	Escala completa	1
Minesto	Depp Green	Prototipo a escala	0.5
Tidal Energy Ltd	DeltaStream	Escala completa	1.2
Tidal Generation Ltd	Deep Gen IV	Escala completa	1
Alstom Hydro	Beluga 9	Escala completa	1
Atlantis Resource Corporation	AR1000	Escala completa	1
Tecnologías WEC			
Compañía	Dispositivo	Estadio de madurez	Capacidad (MW)
AWS Ocean Energy	AWS-III	Escala completa (propuesta)	2.5
Fred Olsen	BOLT 2	Escala completa	0.25
Voith Hydro Wavegen	Limpet	Escala completa	0.5
Aquamarine Power	Oyster 800	Escala completa	0.8
Wello Oy	Penguin	Escala completa	0.6
Pelamis Wave Power	Pelamis P2	Escala completa	0.75
Ocean Power Technologies	PowerBuoy-PB150	Prototipo a escala	0.15
Wave Dragon	Wave Dragon	Escala completa	1.5
AW Energy	WaveRoller	Prototipo a escala	0.8

dores (el del lado del generador y el del lado de red) pueden ser controlados, o el convertidor del lado del generador (rectificador) puede ser no controlado y el del lado de red controlado.

El tipo de convertidor que cada dispositivo lleva instalado está directamente ligado a la potencia del mismo. La tabla 2.1 [107] muestra varios dispositivos WEC y CEC junto a su capacidad. Como se puede observar, únicamente unos pocos consiguen potencias de alrededor de 1 MW. Puesto que la mayoría de dispositivos son de potencias intermedias, no se han realizado grandes esfuerzos a la hora de desarrollar y/o estudiar convertidores para ser instalados en los mismos, recurriendo, normalmente, al clásico convertidor de dos niveles, como muestra la figura 2.17. Sin embargo, atendiendo a todas las razones expuestas en la introducción de este capítulo, se prevé que estas dos tecnologías tendrán un crecimiento en cuanto a potencia de dispositivo se refiere, similar al que ha tenido la eólica. Es por ello, que en esta tesis se toma como referencia ese futuro, y se propone dar solución a la problemática que los sistemas de elevadas potencias plantean hoy en día. Para ello, se propondrá el uso de convertidores multinivel polifásicos y se desarrollarán nuevas estrategias de modulación y control que permitan desarrollar sistemas captadores de energías marinas de mayor potencia y mayor fiabilidad.

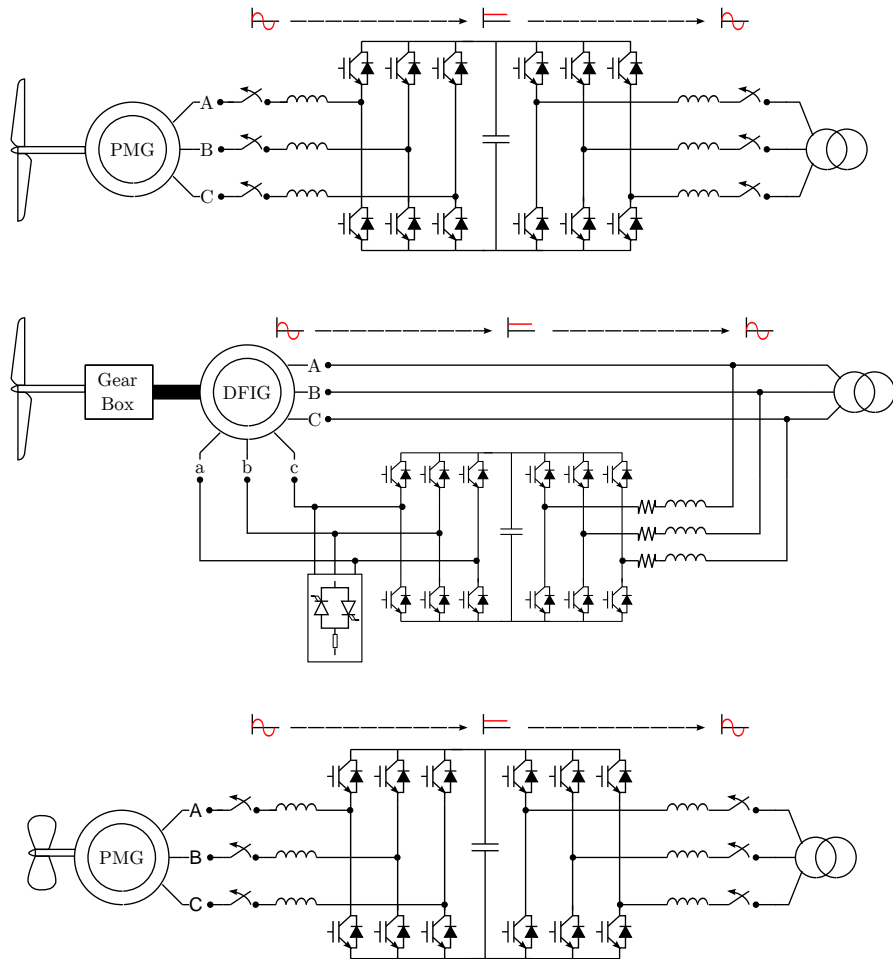


Figura 2.17: Topologías más extendidas en dispositivos WEC y CEC.

2.5 Conclusiones

Las dos tecnologías de extracción de energía del mar que mayor interés están suscitando son la extracción de energía a través del oleaje y la extracción de energía a partir de las corrientes marinas. Ambas tecnologías están aún en desarrollo, aunque la tecnología de las corrientes marinas se encuentra en una etapa más avanzada debido al bagaje tecnológico previo (energía eólica) del que parte. Asimismo, ningún concepto WEC ni CEC ha prevalecido sobre ningún otro.

Por otro lado, se debe hacer constatar que el coste de la energía a través de estas tecnologías es, hoy en día, muy alto. Sin embargo, atendiendo a los informes realizados por Carbon Trust, se puede afirmar que existen formas de reducir significativamente dichos costes.

Las diferentes etapas de conversión energética que se producen en los dispositivos WEC y CEC hasta obtener electricidad son múltiples. Al igual que otras fuentes renovables, es necesario un convertidor de potencia capaz de generar una señal correcta para su inyección a la red. Actualmente, los dispositivos captadores de energía de ambos recursos no gozan de potencias muy elevadas (en comparación con otras energías renovables ya maduras). Es por ello que, en su mayoría, estos captadores llevan incorporado un convertidor VSC de dos niveles clásico, normalmente en disposición *back-to-back*. Atendiendo al futuro crecimiento que se atribuye a estas tecnologías (al igual que ocurriera con la energía eólica), se prevé que, debido a las elevadas potencias con las que estas máquinas deberán trabajar, los convertidores de dos niveles se verán relegados dando paso al uso de otras topologías que permitan un mejor y más eficiente manejo de dichos niveles de potencia.

En esta tesis se apuesta por la implantación de la topología de convertidores de fijación por diodos de tres niveles y multifase. Este tipo de convertidor, como se verá en el próximo capítulo, permite trabajar con cantidades más grandes de energía que un convertidor tradicional de dos niveles, haciéndolo además de forma más eficiente. Como punto de partida, se ha optado por el uso de un sistema generador-convertidor de potencia polifásico para aumentar la fiabilidad del dispositivo captador de energía. Los sistemas polifásicos son capaces de seguir funcionando incluso cuando alguna de las fases del convertidor o generador han resultado dañadas y se encuentran fuera de servicio. Esto hace que la fiabilidad del sistema en su conjunto aumente de forma considerable, característica muy deseable en sistemas de captación de energía marina *offshore*, donde las ventanas temporales para el mantenimiento y reparación del sistema son muy limitadas y los costes asociados al mantenimiento son altos.

Sin embargo, el uso de convertidores de fijación por diodos polifásicos plantea

nuevos retos a nivel de control que es necesario abordar. En los próximos capítulos de esta tesis se presentan varias estrategias de modulación capaces de controlar de manera sencilla, rápida y eficiente este tipo de convertidores a pesar de la complejidad que ello conlleva.

En el siguiente capítulo se realiza una exposición de las topologías multinivel existentes, justificando, a su vez, la necesidad de implantación de convertidores multinivel y multifase para dar cobertura a dicha demanda.

Capítulo 3

Convertidores de potencia: arquitecturas

3.1 Introducción

En este capítulo se presentan diferentes arquitecturas para los convertidores de potencia presentes en la conversión terciaria (figura 3.1) y que es, a su vez, el elemento que hace de interfaz entre el sistema de extracción de potencia del captador de energía y la red eléctrica. Entre la diversidad de topologías existentes de convertidores de potencia, en esta tesis se ha escogido la arquitectura multinivel debido a las ventajas que ésta ofrece sobre la clásica arquitectura de dos niveles.

Los convertidores multinivel han sido objeto de estudio durante más de tres décadas presentándose como una buena alternativa para aplicaciones de media-alta potencia y tensiones elevadas, como por ejemplo: el transporte (tracción ferroviaria, propulsión de buques y automoción), la industria petroquímica, la industria minera y la conversión de energía, entre otras muchas [18, 21, 23, 24, 108]. A pesar de ser una tecnología ya conocida y probada, continúa bajo estudio y desarrollo para poder hacer frente a la demanda de incremento de potencia, reducción de coste y mejora de la eficiencia que una gran parte de las aplicaciones anteriormente mencionadas exigen.

Tanto la comunidad científica como la industria intentan dar solución a dichas exigencias, fundamentalmente, a través de tres vías [20]: la primera se basa en el desarrollo de nuevos dispositivos semiconductores capaces de trabajar con mayo-

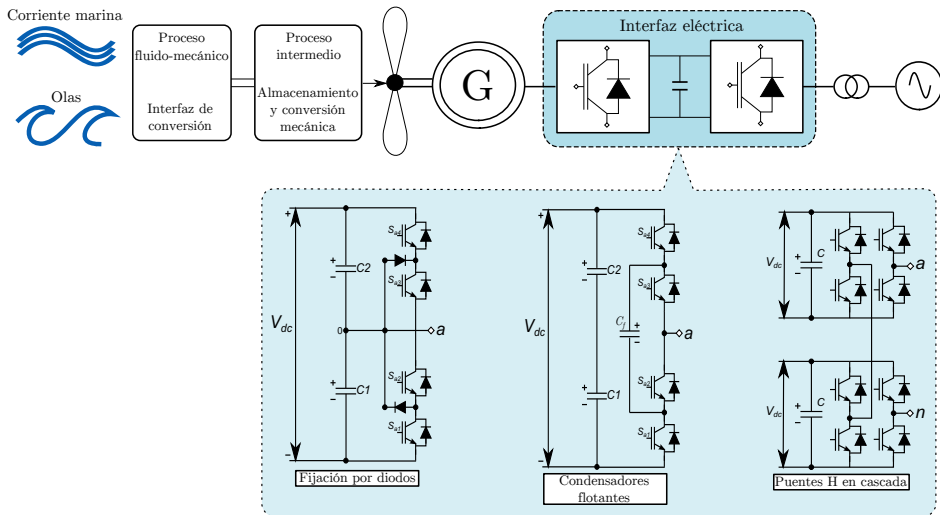


Figura 3.1: Estructura general del sistema captador de energía. Estudio de las arquitecturas del convertidor de potencia.

res tensiones y corrientes, manteniendo las topologías de los convertidores clásicos [109, 110]. La segunda vía, por el contrario, se centra en el desarrollo de nuevas topologías o arquitecturas multinivel empleando dispositivos semiconductores tradicionales [108]. La tercera se basa en el estudio de nuevos algoritmos de modulación. Dichos algoritmos persiguen mejorar la eficiencia del convertidor, sin olvidar la calidad de las señales sintetizadas por éste y, a su vez, sin pagar un coste computacional elevado. Para lograr dichos objetivos, los algoritmos tratan de aprovechar los grados de libertad que las diferentes arquitecturas ofrecen.

La estructura de un convertidor multinivel está compuesta por un array de dispositivos semiconductores y fuentes de tensión que, conectados y controlados de forma adecuada, generan a su salida una señal de tensión conmutada, pudiendo así controlar y variar su frecuencia, fase y amplitud. La tensión que los dispositivos semiconductores deben soportar es una fracción de la tensión total del bus de continua (DC), lo que permite ir más allá de la tensión umbral de trabajo fijada por los semiconductores. Esto hace posible trabajar con tensiones más elevadas, lo que permite procesar una mayor cantidad de energía.

La tensión de salida de un convertidor multinivel se sintetiza mediante la elección de diferentes niveles de tensión, los cuales se obtienen a través de la adecuada conmutación de los interruptores. El número de niveles del convertidor se puede definir como el número de diferentes valores de tensión que el convertidor es

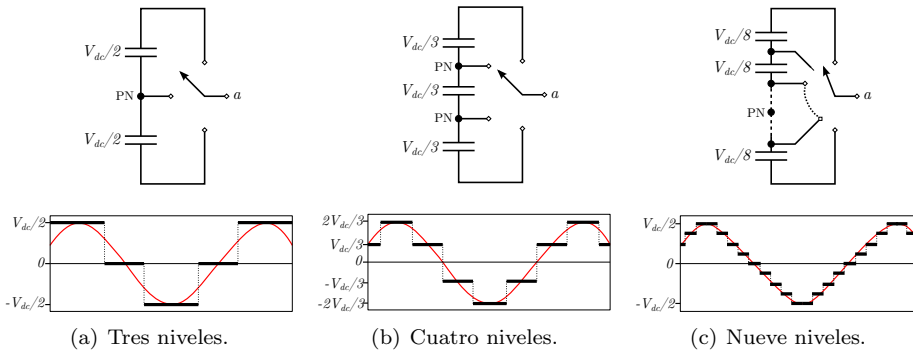


Figura 3.2: Tensión de salida de un convertidor multinivel.

capaz de generar entre su terminal de salida y un punto de referencia interno. Normalmente, este punto de referencia es un punto de conexión del bus DC, al cual se le denomina habitualmente punto neutro (PN) (figura 3.2). Para definir al convertidor como multinivel, éste debe ser capaz de generar al menos tres niveles de tensión diferentes en cada una de sus fases, lo cual determina la diferencia básica respecto a un convertidor convencional de dos niveles.

Las principales ventajas de este tipo de convertidores frente a las topologías tradicionales de dos niveles son las siguientes [19, 20, 31, 111, 112]:

- Posibilidad de alcanzar altos voltajes de salida con dispositivos semiconductores que soportan tensiones de trabajo menores.
- Bajo contenido armónico en las tensiones y corrientes generadas.
- Mejor eficiencia en todo el rango de potencias de funcionamiento.
- Limitación de los transitorios de tensión.
- Posibilidad de operación tolerante a fallos con algunas configuraciones.

Pese a todos los beneficios que aporta la tecnología multinivel, no está exenta de ciertas carencias o inconvenientes [19, 20, 31, 111–115]:

- El incremento del número de niveles del convertidor conlleva un aumento del número de interruptores, de modo que la complejidad del control del sistema se eleva significativamente.
- Los convertidores multinivel disponen de diferentes niveles de tensión DC a su entrada. Estos niveles se obtienen a partir de una serie de condensadores

que actúan como fuentes DC. Para que éstos funcionen correctamente como fuentes de tensión DC es imperativo que la tensión en los condensadores se mantenga constante y en equilibrio bajo cualquier condición de trabajo. El convertidor, además de sintetizar las señales conmutadas mediante el control o la modulación, deberá mantener reguladas dichas tensiones.

Existen diversas topologías de convertidores multinivel, siendo las principales: la topología de fijación por diodos (*Neutral-Point-Clamped Converter*, NPC) [26], la topología de condensadores flotantes (*Flying Capacitor Converter*, FC) [27] y, por último, la topología de puentes H en cascada (*Cascaded H-Bridge Converter*, CHB) [28]. Todas ellas son arquitecturas maduras, bien establecidas y comercializadas. En la literatura se pueden encontrar un gran número de trabajos donde se realiza un estudio comparativo de las mismas en términos de estructura, modularidad, pérdidas y calidad de las tensiones de salida sintetizadas [18, 29, 30]. Sin embargo, la topología NPC de tres niveles es la que ha conseguido mayor popularidad debido a su simple estructura e inferior número de condensadores y fuentes DC aisladas.

La tecnología multinivel sigue siendo objeto de estudio y desarrollo, tal y como se ha mencionado, proporcionando nuevos avances con el fin de mejorar tanto la calidad como el rango de potencia y la modularidad, entre otras características. Aún así, un gran número de dichas topologías son variaciones o combinaciones de las anteriores que han surgido para dar respuesta a limitaciones o problemas que las topologías clásicas padecen. Ejemplos de estos nuevos avances son, entre otros: el convertidor de fijación por diodos con puente en H y cinco niveles (*5 level H-Bridge Neutral-Point Clamped*, 5L-HNPC) [116, 117], el convertidor NPC activo de tres niveles (*3 Level Active Neutral-Point Clamped*, 3L-ANPC) [118, 119] y, el convertidor modular multinivel (*Modular Multilevel Converter*, MMC) [120–122] que está especialmente diseñado para aplicaciones de alta tensión en continua (*High Voltage Direct Current*, HVDC).

Por otro lado, como es sabido, la gran mayoría de las máquinas eléctricas se encuentran conectadas a convertidores de potencia y éstos, a su vez, se encuentran conectados a la red trifásica. Sin embargo, cuando la máquina eléctrica posee más de tres fases, el uso de convertidores trifásicos resulta inviable. La aparición de los primeros trabajos alrededor de las máquinas multifase se remontan a 1969, cuando se introdujo el motor de inducción alimentado mediante un inversor de fuente de tensión de cinco fases [4]. En sus inicios, la tecnología multifase no generó gran interés, sin embargo, con el desarrollo de distintas aplicaciones como la propulsión de buques [5–7], sistemas eólicos de generación energética [8–10], tracción eléctrica, incluyendo los vehículos eléctricos híbridos [11, 12] y, la industria aeroespacial [13, 14], el campo de las máquinas multifase comenzó a hacerse muy

atractivo. Desde entonces y sobre todo en los últimos 10 años, se han publicado gran cantidad de trabajos. En [15] se hace una revisión entorno al estado del arte de esta tecnología.

Las ventajas de los sistemas multifase respecto a los clásicos trifásicos son, principalmente los siguientes [15–17, 112]:

- Presentan una mayor tolerancia a fallos. Las máquinas multifase pueden seguir en operación siempre y cuando tengan al menos tres fases operativas.
- Su eficiencia es mayor, ya que la excitación del estator en la máquina multifase produce un campo con un contenido armónico inferior.
- Presentan menores requisitos de manejo de potencia por fase, por lo que se pueden emplear interruptores con ratios de potencia más bajos para una potencia de salida dada.

Tal y como se ha indicado, no es posible emplear convertidores trifásicos junto a máquinas multifase. Una posible alternativa es la conexión en paralelo de varios convertidores trifásicos a costa de incrementar en gran medida la complejidad estructural y su control. Una solución a este problema consiste en combinar los beneficios de la tecnología multinivel y la tecnología multifase, dando lugar al desarrollo de los convertidores de potencia multinivel multifase. A pesar de que compaginar ambas tecnologías resulta ventajoso, existen relativamente pocos ejemplos de convertidores multinivel multifase.

Entre otros aspectos, esta tesis se centra en el estudio del convertidor NPC multinivel multifase y, más concretamente, en el desarrollo de nuevas estrategias de modulación para el mismo. Se prevé que la tecnología multinivel multifase puede encontrar un importante campo de aplicación en las energías marinas [123–125]. Esta suposición se ve respaldada con la evolución que ha tenido el área eólica. En esta tesis se cree que gracias al apoyo que está recibiendo la energía marina por parte tanto de entidades públicas como privadas (al igual que ocurriera con la tecnología eólica) y, atendiendo al hecho de que la energía extraída a partir de las olas y de las corrientes marinas presenta una densidad energética mucho mayor, las máquinas multifase serán una realidad en este tipo de aplicaciones y, por consiguiente, los convertidores multinivel multifase.

En este capítulo se describen, por un lado, las topologías clásicas multinivel comentando las ventajas e inconvenientes de su empleo. Asimismo, se exponen algunos de los nuevos avances en topologías multinivel. Por otro lado, se hace un pequeño análisis de las virtudes del empleo de la tecnología multifase.

3.2 Convertidores multinivel

En esta sección se presenta un estado del arte analizando con detenimiento las ventajas y desventajas de las tres principales arquitecturas multinivel (NPC, FC, y CHB). Asimismo, se presentan algunas de las nuevas topologías desarrolladas en los últimos años a modo ilustrativo. Esta última exposición será breve ya que no son objeto de estudio de esta tesis.

3.2.1 Convertidor de fijación por diodos

Fue Nabae quien en 1981 introdujo por primera vez el convertidor de tres niveles de fijación por diodos [26], también conocido como convertidor NPC (*Neutral-Point-Clamped converter*). La figura 3.3 muestra un convertidor NPC trifásico de tres niveles. El bus de continua está compuesto por dos condensadores conectados en serie, donde el punto de unión entre ambos es el punto neutro (N). Éste, a su vez, se encuentra conectado a las tres ramas principales del convertidor mediante los diodos de fijación. Son, por tanto, estos últimos los responsables de transmitir el nivel de tensión de dicho punto a la tensión de salida de cada rama. De este modo, quedan definidos los diferentes niveles de tensión (nivel medio: $0 \rightarrow 0$ V, nivel alto: $1 \rightarrow \frac{V_{dc}}{2}$ V, y nivel bajo: $-1 \rightarrow -\frac{V_{dc}}{2}$ V). Es imperativo, por lo tanto, que para un adecuado funcionamiento del convertidor, el valor de la tensión en el punto neutro sea aproximadamente igual a la mitad del bus de continua.

La figura 3.4 junto con la tabla 3.1 recogen los posibles estados de conmutación de los interruptores y la tensión generada a su salida, tomando como punto de referencia el punto neutro PN.

Si se desea incrementar el número de niveles de la tensión de salida del convertidor, es obvio que el número de condensadores del bus DC, así como el número de interruptores y diodos de fijación por cada rama también debe aumentar. Siendo n el número de niveles, los condensadores necesarios serán $(n-1)$, y la tensión existente en las bornas de cada uno de ellos será $\frac{V_{dc}}{(n-1)}$. El número de interruptores por cada rama se define como $2(n-1)$ y, el de diodos de fijación necesarios por $(n-1)(n-2)$. Como ejemplo se muestra la figura 3.5(a) en la que se representa una fase de un convertidor de cuatro niveles y la figura 3.5(b) en la que se representa una fase de un convertidor de cinco niveles. Las tablas 3.2 y 3.3 recogen los estados de conmutación que generan a su salida los diferentes niveles de tensión posibles para ambos convertidores, tomando como punto de referencia el punto PN.

Las ventajas que el convertidor de fijación por diodos presenta sobre otros tipos

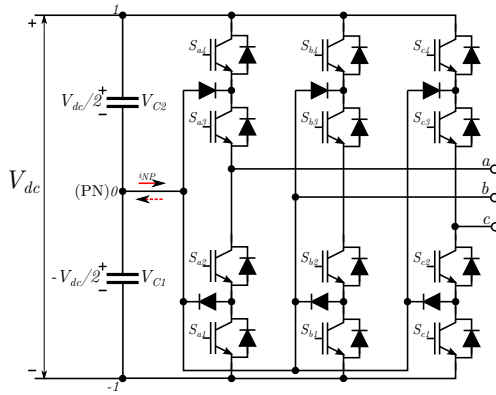


Figura 3.3: Convertidor de fijación por diodos de tres niveles trifásico.

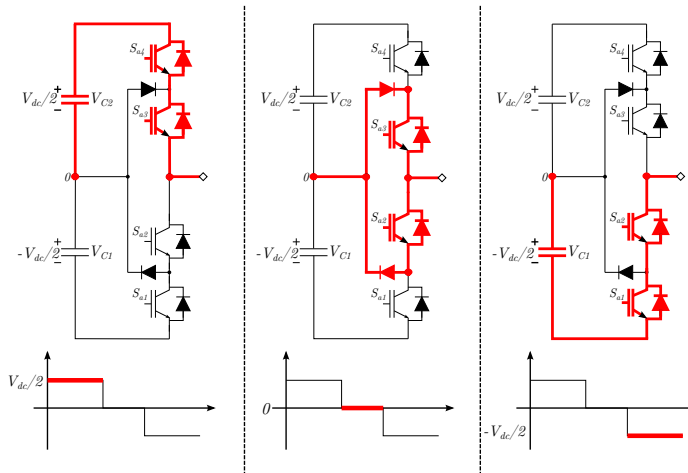


Figura 3.4: Conmutación de un convertidor NPC de tres niveles.

Tabla 3.1: Posibles estados de conmutación para un convertidor de fijación por diodos de tres niveles.

S_{i4}	S_{i3}	S_{i2}	S_{i1}	Tensión de salida (V)
ON	ON	OFF	OFF	$V_{iN} = \frac{V_{dc}}{2}$
OFF	ON	ON	OFF	$V_{iN} = 0$
OFF	OFF	ON	ON	$V_{iN} = -\frac{V_{dc}}{2}$

* $i = a, b, c$.

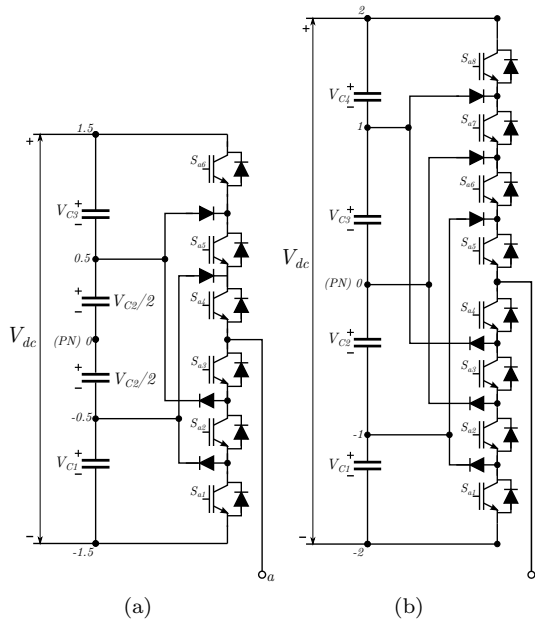


Figura 3.5: Convertidor multinivel de fijación por diodos (una rama): (a) cuatro niveles; (b) cinco niveles.

Tabla 3.2: Posibles estados de conmutación para un convertidor de fijación por diodos de cuatro niveles.

S_{a6}	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	Tensión de salida (V)
ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	$V_{aN} = \frac{V_{dc}}{2}$
OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	$V_{aN} = \frac{V_{dc}}{4}$
OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	$V_{aN} = -\frac{V_{dc}}{4}$
OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	$V_{aN} = -\frac{V_{dc}}{2}$

Tabla 3.3: Posibles estados de conmutación para un convertidor de fijación por diodos de cinco niveles.

S_{a8}	S_{a7}	S_{a6}	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	Tensión de salida (V)
ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	$V_{aN} = \frac{V_{dc}}{2}$
OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	$V_{aN} = \frac{V_{dc}}{4}$
OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	$V_{aN} = 0$
OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	$V_{aN} = -\frac{V_{dc}}{4}$
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	$V_{aN} = -\frac{V_{dc}}{2}$

de topologías multinivel son [31, 126–128]:

- Reducido número de componentes capacitivos. Aunque requiera de algunos diodos de fijación adicionales, se prefiere un bajo número de componentes capacitivos desde el punto de vista económico.
- Posibilidad de conexión a un bus DC de fuente única de tensión continua. La topología de condensadores flotantes también comparte esta ventaja. La topología de puentes H en cascada, por el contrario, requiere de un elevado número de fuentes aisladas.

Estas ventajas hacen del convertidor de fijación por diodos una buena opción en aquellas aplicaciones que requieren de convertidores multinivel. Es más, esta topología es la más extendida en la actualidad. Sin embargo, para ciertos tipos de aplicaciones presentan ciertas dificultades técnicas que se deben solventar. Entre otras cabe destacar [31, 126–129]:

- Las sobretensiones existentes causadas por inductancias parásitas a las que están sometidos los semiconductores interiores de cada rama.
- El reparto desigual de los tiempos de conducción entre los semiconductores. A modo de ejemplo, la tabla 3.3 ilustra como el conmutador S_8 solamente entra en conducción cuando se requiere un nivel alto de tensión en la salida. Sin embargo, el interruptor S_5 conduce en todos los casos excepto cuando se genera el nivel más bajo de tensión. Lo anterior obliga a un correcto dimensionado de cada uno de los semiconductores de potencia.
- Como se ha venido diciendo, en el caso de querer construir convertidores de más de tres niveles se requiere un incremento en el número de diodos de fijación dado que la tensión inversa que deben soportar es mayor. Así, para una tensión máxima de $\frac{V_{dc}}{(n-1)}$ se necesitan $(n-1)(n-2)$ diodos de fijación por cada rama del convertidor. Por tanto, si el número de niveles es alto (superior a nueve) el sistema será prácticamente irrealizable. Una posible solución se basa en sobredimensionar dichos diodos, de forma que sean capaces todos ellos de soportar una tensión de bloqueo igual a V_{dc} . Esto último encarece el equipo pero se gana en modularidad. Otra posible solución es la que busca el dimensionamiento adecuado de cada diodo en función del lugar que ocupa, así el coste del equipo es inferior, aunque se sacrifica la modularidad. Una última alternativa consiste en dimensionar el diodo que menos tensión inversa deba soportar y, en el resto conectar más de un diodo en serie atendiendo al nivel de tensión al que se encuentre sometido. Esta solución complica el diseño del sistema y al añadir más elementos aumenta el coste final y la probabilidad de fallos.

- Es imprescindible mantener equilibrada la carga de los condensadores del bus de continua bajo cualquier condición de operación. Esta tarea se dificulta conforme se aumenta el número de niveles del convertidor, llegando a ser imposible bajo ciertas condiciones de operación y, más aún trabajando con índices de modulación altos con factores de potencia cercanos a la unidad. Ante esta problemática, en [130] se presenta una nueva estrategia de modulación como solución para garantizar la estabilidad de la carga de los condensadores bajo cualquier condición de funcionamiento. Sin embargo, esta técnica conlleva la desventaja de generar las ondas con peor calidad y, a su vez, aumenta considerablemente la frecuencia de conmutación. Por otro lado, en caso de tener dos convertidores conectados en la configuración conocida como *back-to-back* este problema puede también amortiguarse. En este caso, los desequilibrios de la carga producidos por un convertidor se pueden compensar con el otro.

A la vista de las ventajas e inconvenientes de los convertidores NPC, se puede concluir que la topología de tres niveles reúne todas las ventajas mencionadas y carece de los inconvenientes derivados del incremento de niveles. Además, el convertidor presenta una estructura simple. Es por estas razones por lo que la topología NPC de tres niveles es una de las más ampliamente estudiada y aceptada por la industria. Esto último no exime de que haya convertidores de más niveles operando comercialmente.

3.2.2 Convertidor de condensadores flotantes

Esta topología fue introducida en 1992 por Meynard [27]. Su característica principal se fundamenta en que la tensión de fijación se consigue a través de una serie de condensadores que “flotan” respecto al punto neutro PN. Estos condensadores dan nombre a esta topología. La figura 3.6 muestra un convertidor de condensadores flotantes de tres niveles trifásico. Los diferentes niveles de tensión a partir de los cuales se genera la forma de onda de la tensión de salida se consiguen mediante la conexión en serie de dichos condensadores (figura 3.7 y tabla 3.7), los cuales requieren una precarga y posterior control de su tensión para producir a la salida del convertidor una señal correcta. La tensión de precarga de cada uno de los condensadores viene definida por $\frac{n-2}{n-1} V_{dc}$, así, en el caso de un condensador trifásico de tres niveles, dicha precarga debe ser de $\frac{V_{dc}}{2}$. Sin embargo, en un convertidor de cuatro niveles, como el de la figura 3.8, los condensadores denominados C_{f1} se precargan a $\frac{V_{dc}}{3}$ y, los denominados C_{f2} a $\frac{2V_{dc}}{3}$.

Una manera para comprender mejor el funcionamiento de esta topología es simplificar cada una de sus ramas a un conjunto de celdas imbricadas, tal y como se

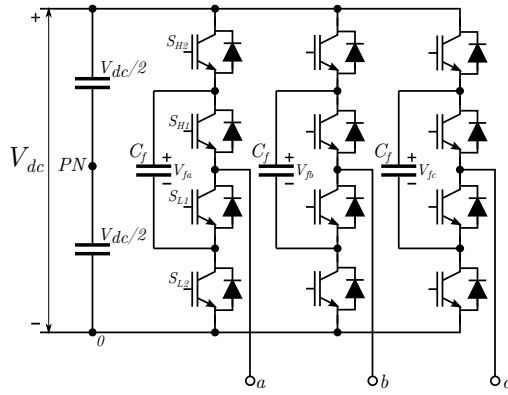


Figura 3.6: Estructura de un convertidor de condensadores flotantes de tres niveles trifásico.

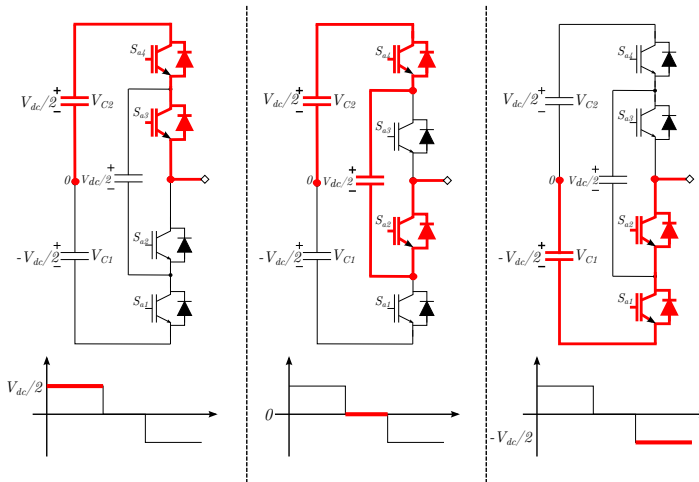


Figura 3.7: Estados de conmutación de un convertidor de tres niveles de condensadores flotantes y las respectivas tensiones de salida generadas.

Tabla 3.4: Posibles estados de conmutación para un convertidor de tres niveles de condensadores flotantes.

S_{i4}	S_{i3}	S_{i2}	S_{i1}	Tensión de salida (V)
ON	ON	OFF	OFF	$V_{iN} = \frac{V_{dc}}{2}$
ON	OFF	ON	OFF	$V_{iN} = 0$
OFF	ON	OFF	ON	$V_{iN} = 0$
OFF	OFF	ON	ON	$V_{iN} = -\frac{V_{dc}}{2}$

* $i=a, b, c.$

ha hecho en la figura 3.9 con la rama a . Como se puede observar, hay que conmutar de forma adecuada los interruptores alto (S_{Hi}) y bajo (S_{Li}) para generar una adecuada señal de salida. A su vez, éstos no deberán estar activos al mismo tiempo, de lo contrario se produciría un cortocircuito tanto en los condensadores flotantes como en el bus de continua.

La tabla 3.5 muestra los posibles estados de un convertidor de cuatro niveles, así como las corrientes que circulan a través de los condensadores flotantes. Por simplificar las tablas no se han incluido los estados de conmutación de los interruptores S_{Li} , ya que tienen el estado complementario al de los S_{Hi} . De igual modo, se puede apreciar cómo diferentes estados de conmutación producen el mismo nivel de tensión en la salida, pero imponiendo corrientes contrarias en los condensadores flotantes. Gracias a estos estados redundantes es posible controlar la carga de dichos condensadores logrando un equilibrado correcto de los mismos bajo cualquier condición de funcionamiento, cargando (corrientes negativas) o descargando (corrientes positivas) los condensadores en base al desequilibrio que se tenga en ellos.

Se debe tener en cuenta ciertas cuestiones relacionadas con el equilibrado de tensión en los convertidores de condensadores flotantes [31, 126–128]:

- En este tipo de convertidores cada rama se puede analizar de forma independiente, es decir, la topología FC presenta una estructura modular que es fácilmente extensible para aumentar el número de niveles de tensión. Ésta es una gran diferencia en comparación con el convertidor de fijación por diodos puesto que en este último se ha de tener bajo consideración todo el sistema para el equilibrado.
- No existen diodos de fijación en el convertidor, de manera que no se tienen los inconvenientes derivados de los mismos.
- En contrapartida al punto anterior, la topología FC requiere de un gran número de condensadores. Un convertidor de n niveles requiere $(n-1)\binom{n-2}{2}$ condensadores flotantes por rama, además de $n-1$ condensadores en el bus de continua del convertidor. Todo ello repercute en un mayor volumen y coste.
- Finalmente, tal y como se ha indicado, la tensión de los condensadores flotantes se controla gracias a la redundancia de estados. Sin embargo, en convertidores con más de tres niveles, algunas transiciones entre dos niveles de tensión consecutivos producen frecuencias de conmutación altas al forzar la conmutación de todos los interruptores de una misma rama y, por lo tanto, un aumento de pérdidas. Si se evitasen estas transiciones, la amplitud del rizado en los condensadores aumentaría, e incluso podría perderse el

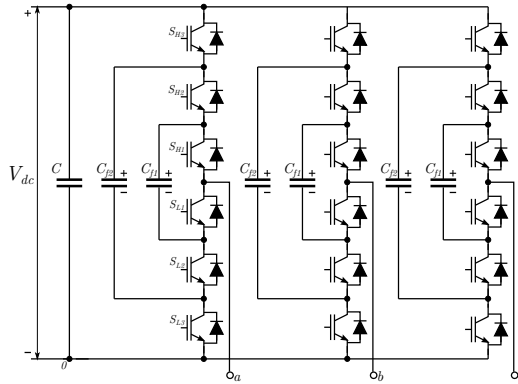


Figura 3.8: Estructura de un convertidor de condensadores flotantes de cuatro niveles trifásico.

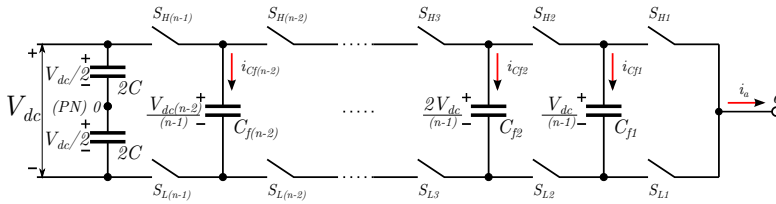


Figura 3.9: Representación mediante una celda imbricada de una rama del convertidor.

Tabla 3.5: Posibles estados de conmutación para un convertidor de condensadores flotantes de cuatro niveles.

S_{H3}	S_{H2}	S_{H1}	V_{a0}	i_{cf2}	i_{cf1}
OFF	OFF	OFF	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0
OFF	OFF	ON	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-i_a$
OFF	ON	OFF	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-i_a$	i_a
ON	OFF	OFF	$\frac{V_{dc}}{6}$	i_a	0
OFF	ON	ON	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-i_a$	0
OFF	ON	OFF	$\frac{V_{dc}}{2}$	i_a	$-i_a$
ON	ON	OFF	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	i_a
ON	ON	ON	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0

control sobre la tensión de los mismos.

A modo de conclusión, se puede decir que la topología de condensadores flotantes de tres niveles reúne a todas las ventajas de los convertidores multinivel. Para convertidores de más de tres niveles, el número de condensadores se incrementa notablemente complicando la implementación de esta topología y disminuyendo su fiabilidad.

3.2.3 Convertidor de puentes en H en cascada

Una de las primeras aplicaciones en las que se empleó la topología de puentes H en cascada (CHB) fue para la estabilización de plasma en 1988 [28]. Posteriormente, esta topología fue extendida a sistemas trifásicos. La figura 3.10 muestra la estructura de un convertidor CHB. Como se puede observar, está formada por un conjunto de celdas, las cuales, a su vez, están constituidas por puentes en H monofásicos que se van conectando en cascada hasta conseguir el número de niveles deseado. La figura. 3.11 junto con la tabla 3.6 muestran los posibles estados de conmutación para cada uno de los interruptores de las celdas. El nivel de tensión nulo se puede generar conectando la salida de la fase tanto al polo positivo como al negativo de la celda (en la figura 3.11 aparece conectada a la parte positiva).

Como se ha indicado, para incrementar el número de niveles se van conectando más celdas en cascada, siendo la tensión de salida del convertidor la suma o combinación de cada una de las tensiones que las diferentes celdas aporten. Existe una pequeña diferencia en la estructura del convertidor dependiendo de si se trata de un convertidor con un número par o impar de niveles de tensión. Cuando es impar, el convertidor está compuesto directamente por varias celdas conectadas en serie, tal y como muestra la figura 3.10. Sin embargo, cuando el número de niveles es par, se necesita incorporar a la estructura una celda base formada por un puente trifásico y tantos puentes en H monofásicos como sea necesario hasta alcanzar el número de niveles deseado, tal y como muestra en la figura 3.12.

Para comprender mejor el modo de conmutación de los interruptores del convertidor, se analiza el caso particular del convertidor de cinco niveles representado en la figura 3.10, cuyos posibles estados de conmutación se recogen en la tabla 3.7.

Como puede apreciarse, al igual que ocurre en las topologías anteriores, en este caso también se dan estados redundantes para todos los niveles de tensión de salida, excepto para los niveles máximo y mínimo. Gracias a esta redundancia se puede escoger una estrategia de conmutación adecuada para que los semiconductores operen de una forma simétrica. Así, es posible equilibrar la potencia

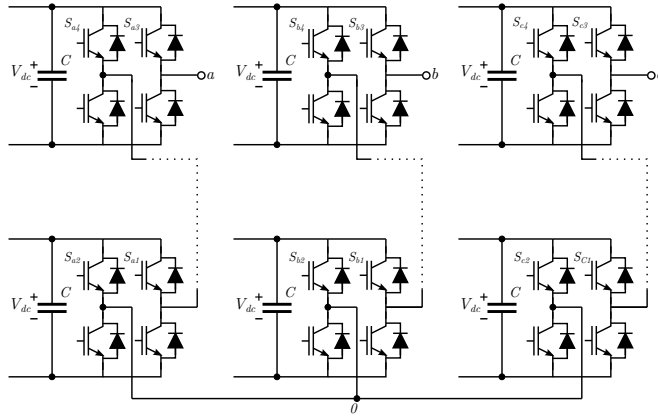


Figura 3.10: Convertidor de puente en H en cascada de un número impar de niveles, en este caso cinco niveles.

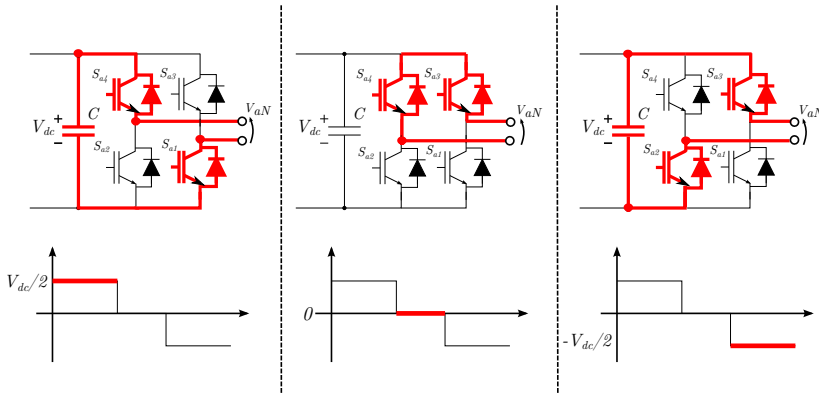


Figura 3.11: Estados de conmutación de un convertidor de tres niveles de puente en H en cascada y las respectivas tensiones de salida generadas.

Tabla 3.6: Posibles estados de conmutación de las celdas en un convertidor de puente en H en cascada.

S_{4i}	S_{3i}	S_{2i}	S_{1i}	Tensión de salida (V)
ON	OFF	OFF	ON	$V_{iN} = \frac{V_{dc}}{2}$
ON	ON	OFF	OFF	$V_{iN} = 0$
OFF	OFF	ON	ON	$V_{iN} = 0$
OFF	ON	ON	OFF	$V_{iN} = -\frac{V_{dc}}{2}$

* $i = a, b, c$.

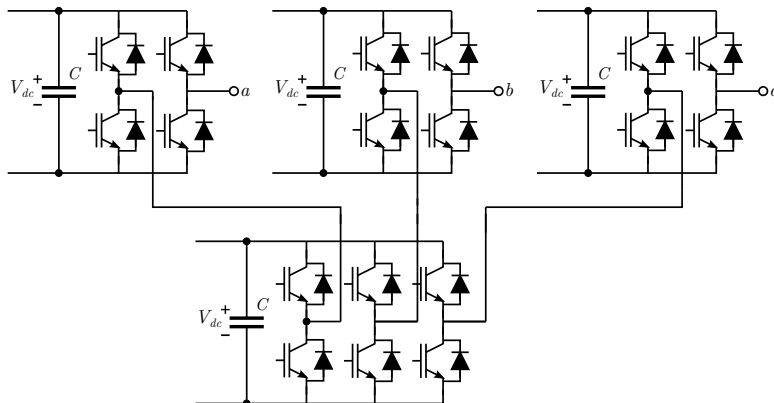


Figura 3.12: Convertidor de puentes H en cascada de un número par de niveles, en este caso cuatro niveles.

que cada celda aporta, igualar la frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores y, además evitar, en mayor o menor medida, las conmutaciones de muy corta duración [131–133].

La mayor ventaja de la que goza esta topología es su modularidad. Gracias a ella se puedan construir convertidores de un número de niveles muy alto. En contrapartida, su mayor inconveniente es la necesidad de que las tensiones de alimentación de cada celda sean independientes. Será necesario, por lo tanto, el empleo de tantas fuentes aisladas como celdas tenga el convertidor. Para ciertas aplicaciones en las que no se manipule potencia activa (filtrado activo, compensación de reactiva, etc.), si se eligen adecuadamente los estados redundantes de conmutación de los interruptores, se puede controlar la carga de los condensadores y, por lo tanto, evitar el uso de fuentes aisladas.

En aplicaciones que impliquen procesamiento de potencia activa, existen diversas soluciones enfocadas a la generación de las tensiones de alimentación aisladas. Quizá la solución más sencilla desde el punto de vista técnico es utilizar tantos rectificadores a diodos y transformadores de entrada aislados, o transformador con múltiples secundarios aislados, como celdas tenga el convertidor [134, 135]. El principal inconveniente de esta solución es el tamaño del transformador y su diseño complejo. Otra posible solución, encaminada a simplificar el diseño de este transformador, es mejorar la calidad de las corrientes de red y hacer factible el procesamiento bidireccional de potencia, se basa en sustituir el rectificador de diodos por un rectificador controlado [135, 136]. En [132] se presenta una solución basada en un convertidor dc/dc con un transformador aislado de media frecuencia, con

Tabla 3.7: Posibles estados de conmutación para un convertidor de puentes H en cascada de cinco niveles.

S_4	S_3	S_2	S_1	V_{a0}
OFF	OFF	OFF	OFF	0
OFF	OFF	OFF	ON	V_{dc}
OFF	OFF	ON	OFF	$-V_{dc}$
OFF	OFF	ON	ON	0
OFF	ON	OFF	OFF	V_{dc}
OFF	ONN	OFF	ON	$2V_{dc}$
OFF	ON	ON	OFF	0
OFF	ON	ON	ON	V_{dc}
ON	OFF	OFF	OFF	$-V_{dc}$
ON	OFF	OFF	ON	0
ON	OFF	ON	OFF	$-2V_{dc}$
ON	OFF	ON	ON	$-V_{dc}$
ON	ON	OFF	OFF	0
ON	ON	OFF	ON	$-V_{dc}$
ON	ON	ON	OFF	V_{dc}
ON	ON	ON	ON	0

lo que se consigue reducir el tamaño y el peso de este componente.

Ciertas aplicaciones de energías renovables, como son la energía solar fotovoltaica o las células de combustible, debido a su propia naturaleza se comportan como fuentes de continua aisladas, de modo que el uso de este tipo de convertidores en este tipo de aplicaciones es muy adecuado [131, 137, 138].

3.3 Nuevos avances en convertidores multinivel

Desde la aparición de las primeras topologías multinivel hasta el día de hoy, se han propuesto un gran número de variaciones y nuevas topologías de convertidores multinivel. Como se ha mencionado en este capítulo, muchas de las nuevas propuestas son variaciones de las topologías clásicas (sección 3.2), o topologías híbridas. En [108] se hace un breve recorrido por una gran cantidad de dichas propuestas. Evidentemente, no todos los nuevos avances se han abierto camino en la industria. En esta sección se presentan algunas de las nuevas topologías que sí han encontrado cobijo en aplicaciones prácticas, entre otras son: el convertidor modular multinivel, el convertidor NPC de puentes H de cinco niveles y el convertidor NPC activo.

3.3.1 Convertidor modular multinivel

El convertidor modular multinivel o MMC, se presentó por primera vez en el año 2001 [139]. Se trata de un nuevo tipo de convertidor VSC (*Voltage Source Converter*) especialmente diseñado para sistemas de transmisión HVDC [120–122, 140, 141], aunque también se han propuesto topologías *ac-ac* y *dc-dc* con esta arquitectura. La figura 3.13 presenta un MMC convencional, en el cual cada una de sus ramas está formada por una serie de celdas o submódulos (puentes completos en H, o medios puentes) conectados en serie y una inductancia en serie que actúa como protección durante cortocircuitos transitorios. A su vez, cada rama está dividida en dos bloques iguales denominados semi-rama positiva y semi-rama negativa que hacen factible el procesado bidireccional de potencia activa.

El condensador de cada una de las celdas se une al array total de condensadores de cada una de las ramas en función del estado de conmutación de los interruptores de la celda. De esta manera (añadiendo o quitando condensadores del array total), se sintetizan los diferentes niveles de la señal de salida [142]. Debido a que los condensadores son flotantes, es necesario mantener el nivel de tensión de cada uno de ellos constante.

Una de las características más atractivas de esta topología es su capacidad de modularidad y escalabilidad, de forma que se pueden alcanzar fácilmente niveles de tensión medios y altos. Asimismo, también mejora la calidad de potencia del lado AC en comparación con la clásica configuración de la conexión en serie de los interruptores de potencia del convertidor de dos niveles utilizado en aplicaciones HVDC. Frente al clásico convertidor VSC de dos niveles para HVDC la topología MMC ofrece también las siguientes ventajas [143]:

- La tensión AC tiene un bajo contenido armónico y, en consecuencia, se minimiza la necesidad utilizar filtros.
- No es necesario utilizar condensadores para formar un bus DC central. Los condensadores van incluidos en cada submódulo. Esto dota de modularidad al convertidor.
- La frecuencia de la portadora PWM es baja. Por lo tanto, las pérdidas en los semiconductores de potencia se reducen.
- Si se dimensiona adecuadamente el sistema, puede permanecer operativo durante cierto tiempo, incluso cuando unos pocos submódulos están inoperativos.

Sin embargo, la topología MMC tiene algunos requisitos de control adicionales

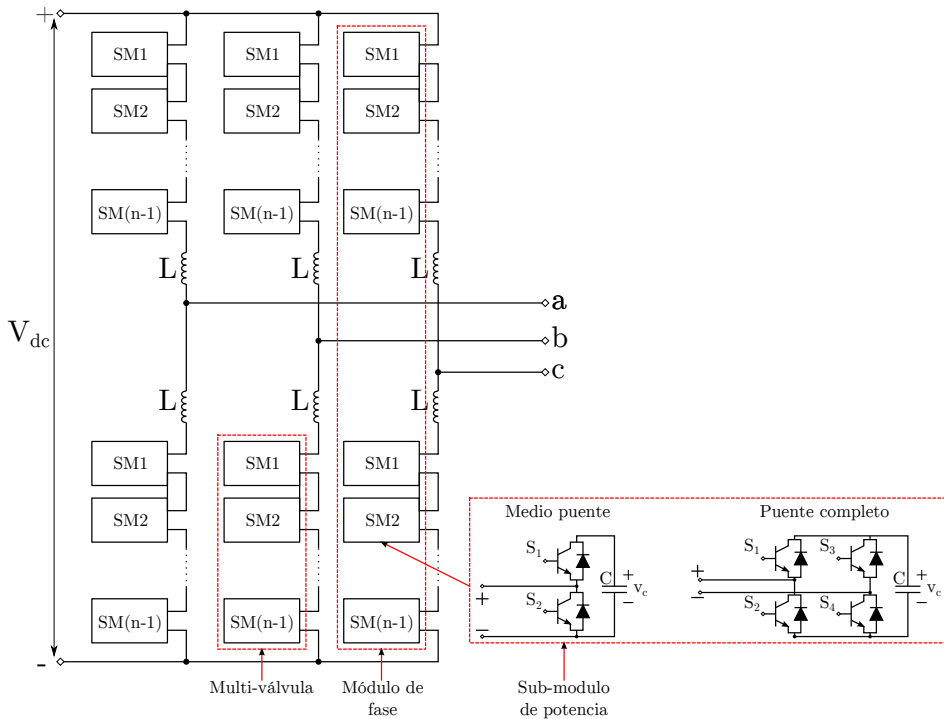


Figura 3.13: Esquema estructural del convertidor modular multinivel.

por lo que requiere un control más sofisticado. Por ejemplo, el control del MMC debe equilibrar la tensión de cada condensador de los submódulos y controlar la corriente circulante. En este sentido son muchos los trabajos que se han publicado al respecto [144–147].

3.3.2 Convertidor NPC de puente en H de cinco niveles

El convertidor 5L-HNPC fue presentado por primera vez por [148] en 1999. Está compuesto por una conexión en puente en H de dos ramas formadas por convertidores clásicos 3L-NPC tal y como muestra la figura 3.14.

La combinación de los tres niveles de cada rama del convertidor NPC ($\frac{V_{dc}}{2}$, 0 , $-\frac{V_{dc}}{2}$) se traduce en cinco niveles diferentes de salida (V_{dc} , $\frac{V_{dc}}{2}$, 0 , $-\frac{V_{dc}}{2}$, $-V_{dc}$). Al igual que con el tradicional puente en H, esta topología requiere una fuente de

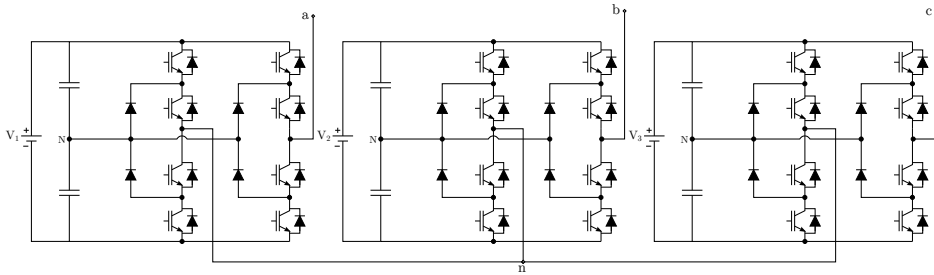


Figura 3.14: Convertidor puente H NPC de 5 niveles.

corriente continua aislada para cada puente en H para evitar el cortocircuito de los buses DC [116, 117]. Por lo tanto, es necesario disponer de un transformador con tres secundarios trifásicos aislados para poder alimentar cada una de las fases del convertidor. Además, como los convertidores 3L-NPC son capaces de trabajar con tensiones mayores que los convertidores de dos niveles, puede tener sentido generar la tensión DC de cada puente en H por medio de rectificadores de 36 pulsos [108].

La topología NPC en puente en H presenta las siguientes ventajas [108, 149]:

- Posibilidad de obtener tensiones de salida más altas (dos veces más que un convertidor NPC de tres niveles clásico gracias a la estructura en cascada).
- Mejora de la calidad de la potencia de entrada mediante la eliminación de armónicos de bajo orden (hasta el armónico 25) gracias al rectificador de 36 pulsos, por lo que se minimiza la necesidad de añadir filtros.
- Posibilidad de conseguir un elevado número de niveles por su esquema en cascada.

La principal desventaja de esta topología es el elevado número de componentes que utiliza, lo que dificulta la tarea del control, así como el uso de un transformador más complejo y pesado.

3.3.3 Convertidor NPC activo

El convertidor NPC activo de tres niveles fue introducido por T. Brückner y S. Bernet en 2001 [150]. La diferencia respecto al convertidor NPC (analizado en la sección 3.2) radica en que se sustituye cada uno de los denominados diodos flotantes de cada rama por un interruptor, tal y como muestra la figura 3.15. Gracias

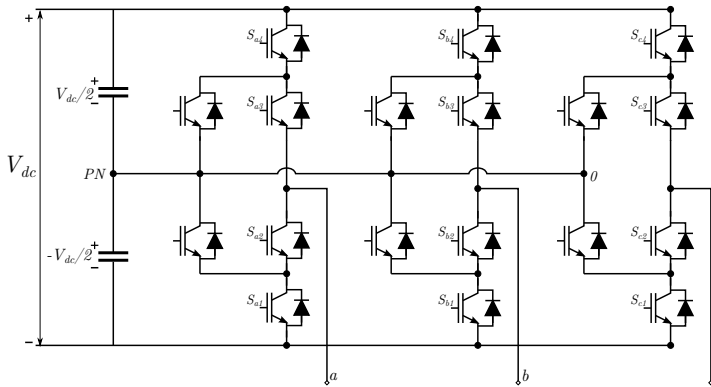


Figura 3.15: Estructura de un convertidor de tres niveles ANPC.

a este cambio, mediante los interruptores es posible proporcionar una trayectoria controlable a la corriente del punto neutro y, además, es posible controlar la distribución de las pérdidas entre los interruptores del convertidor.

En la topología clásica 3L-NPC, la corriente del punto neutro circula por el diodo superior o el inferior en función de la polaridad de la propia corriente cuando se genera el nivel de tensión cero. Sin embargo, al incluir los interruptores se puede forzar a la corriente a circular por la trayectoria superior o por la inferior. Esta ventaja puede ser utilizada para controlar la distribución de las pérdidas de potencia y superar las limitaciones del clásico 3L-NPC, lo que permite un incremento de la potencia de salida y de la frecuencia de conmutación [108, 118, 151, 152]. Sin embargo, al añadir los dos interruptores por rama es necesario incluir también los respectivos disipadores y *drivers*, además de las fuentes de alimentación aisladas. Ello implica un aumento del coste del convertidor [151]. Este incremento del coste debe ser considerado al evaluar el conjunto total del sistema.

Por otro lado, en [153] se ha propuesto una variación del convertidor 3L-ANPC. Se trata de una topología híbrida que combina una rama del convertidor ANPC con una celda de potencia con topología FC de tres niveles, conectada entre los interruptores internos del ANPC (figura 3.16). Esto permite generar a su salida cinco niveles de tensión diferentes gracias a dicha celda FC, todo ello sin necesidad de añadir diodos conectados en serie, así se reduce el número de condensadores utilizados con respecto a los necesarios en una topología FC clásica.

La estructura del circuito es más compleja y a ella se une la necesidad de controlar e inicializar las tensiones de los condensadores de las celdas FC, además

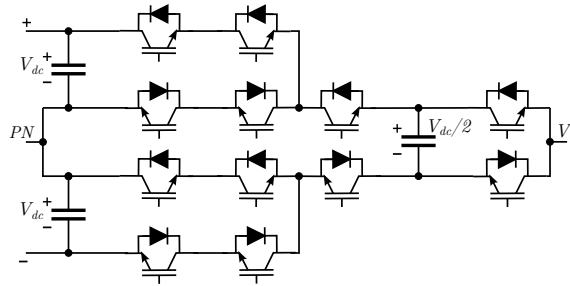


Figura 3.16: Estructura de una fase de un convertidor de cinco niveles NPC activo.

de tener que mantener bajo control la tensión del punto neutro del NPC. En la literatura se han propuesto una gran variedad de técnicas de control y algoritmos de modulación para conseguir un correcto equilibrado de tensión bajo cualquier condición de funcionamiento [154–156].

3.4 Sistemas multifase

Una de las áreas más atractivas de la electrónica de potencia, tanto a nivel de investigación como a nivel de desarrollo, es el campo de la alta potencia. Resulta evidente que este tipo de aplicaciones requieren de grandes ratios de tensión y corriente, donde la tecnología de los semiconductores, en ciertas situaciones, ha llegado a ser una barrera, ya sea por los límites físicos de los materiales con los que éstos se fabrican, o bien por los altos costes de los dispositivos más avanzados.

Por todo ello, el empleo de más de tres fases para conducir la potencia a la salida del sistema cobra un mayor sentido. Ello se debe a que la corriente circulante por cada una de las fases es menor, lo que permite el uso de dispositivos con inferiores ratios de corriente. Así, los convertidores multifase son una atractiva alternativa para este tipo de aplicaciones de alta potencia, dado que la paralelización de inversores trifásicos dificulta tanto el control como la arquitectura del sistema. La figura 3.17 pretende expresar gráficamente la característica descrita.

Una de las ventajas más notables de los sistemas multifase es la mejora de la eficiencia junto con el aumento de la fiabilidad. En caso de existir una fase defectuosa en el sistema, éste es capaz de seguir su funcionamiento incluso sin realizar cambios en las estrategias de control, aunque sí con un funcionamiento degradado y una reducción de la potencia hasta que la fase defectuosa es reemplazada. Asimismo, ha sido demostrado que cuanto mayor es el número de fases del estator

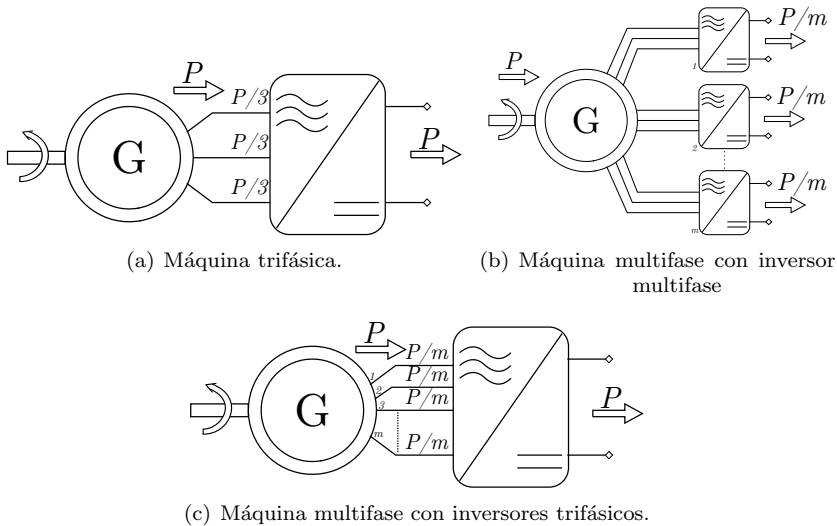


Figura 3.17: Máquinas multifase.

menor es la degradación y la reducción de potencia que es de esperar después de un fallo en una fase de la máquina [157, 158]. En este sentido, el aumento de número de fases reduce el efecto de la falta en términos de rendimiento de la máquina [159].

Esta característica ha hecho que los sistemas multifase se hayan introducido en aplicaciones como la tracción [160], vehículos híbridos [161, 162], sistemas de generación energética renovables como la eólica clásica [163–165], la eólica marina [166] o incluso en los convertidores de olas [167], y la industria aeroespacial [14].

Además de la mayor tolerancia a fallos, las máquinas multifase ofrecen a su vez otra serie de ventajas adicionales respecto las clásicas máquinas trifásicas [168, 169]:

- Mayor densidad de par.
- Menor rizado.
- Reducción de las pérdidas totales.
- Mejora de la característica de ruido.
- Mayor modularidad.

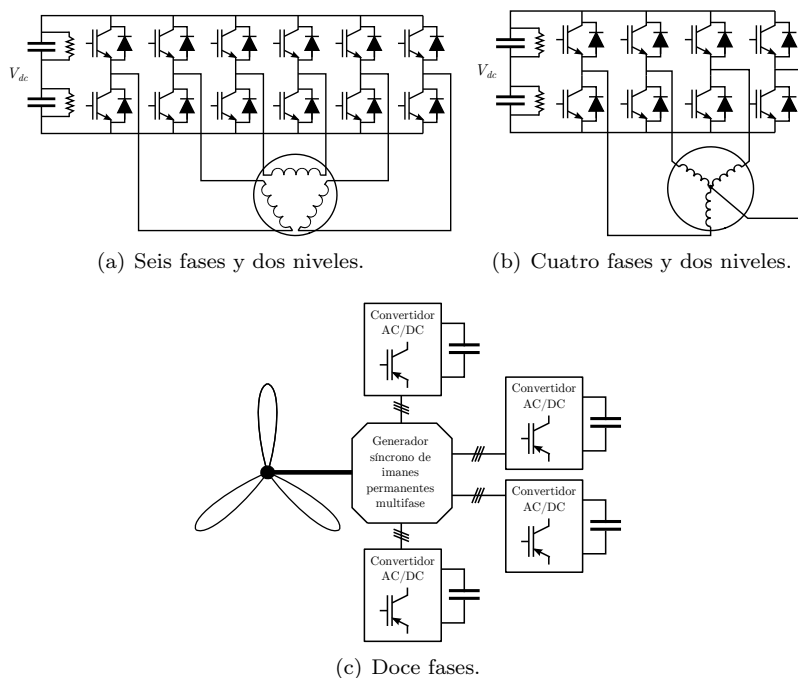


Figura 3.18: Convertidores multifase.

- Menor potencia a transmitir por fase.

Por otro lado, gran parte de las aplicaciones anteriores emplean convertidores multifase de dos niveles como muestra la figura. 3.18(a) y la figura. 3.18(b), o tal y como se ha introducido, recurren a la paralización de convertidores, lo que se muestra en la figura 3.18(c).

A la vista de las ventajas anteriores, parece evidente que los convertidores multinivel multifase representan una buena alternativa para abordar los retos a los que se enfrentará la etapa de conversión de potencia en los futuros sistemas captadores de energía marina. Sin embargo, el hecho de utilizar convertidores multinivel y sistemas multifase aumenta notablemente la complejidad del convertidor. En consecuencia, como se comprobará en el próximo capítulo, su control se hace más complejo. Esta tesis toma este hecho como motivación y se centra en el estudio y desarrollo de nuevas técnicas y algoritmos de modulación para los convertidores multinivel y multifase, tomando la topología NPC como punto de partida

3.5 Conclusiones

En este capítulo se ha realizado un análisis exhaustivo de las diferentes topologías de convertidores multinivel trifásicas, y se ha visto que la topología NPC es una de las más populares. Asimismo, se ha podido comprobar la relevancia que tienen los sistemas multifase en un amplio campo de aplicaciones y, se ha expuesto la necesidad de combinar ambas tecnologías con el fin de disponer de las ventajas que las dos ofrecen. Para ello, el estudio y desarrollo de estrategias de modulación para convertidores multinivel multifase resulta vital, a fin de poder expresar y beneficiarse de los grados de libertad que ofrecen.

En el próximo capítulo se hace un recorrido por varias de las modulaciones presentadas a este respecto en la literatura técnica, exponiendo las virtudes y carencias de cada una de ellas, dejando patente la complejidad de las mismas en comparación con sus homólogas trifásicas. Esto es debido a que cuando se tiene un sistema de más de tres fases el número de dimensiones del diagrama vectorial del convertidor aumenta. Además, el número de vectores también se incrementa notablemente. Estos dos factores complican la implementación de la estrategia de modulación. Es por ello que además de perseguir las mismas metas que las predecesoras trifásicas, como mejorar el rendimiento del sistema, la calidad de onda generada, la reducción de pérdidas de conmutación etc. uno de los principales objetivos que se busca es la reducción del coste computacional de la estrategia, de manera que permita una rápida ejecución de las técnicas de modulación sobre un controlador digital.

Esta tesis pretende dar solución a dicho problema proponiendo tres estrategias de modulación para convertidores NPC de tres niveles multifase, cuyas principales características son su bajo coste computacional y su sencillez.

Capítulo 4

Estrategias de modulación

4.1 Introducción

Una vez establecida la arquitectura del convertidor (NPC de tres niveles multifase), es necesario implementar una estrategia de modulación adecuada para conseguir a la salida del convertidor una señal con la mayor calidad posible para su inyección a la red eléctrica (figura 4.1). En este capítulo se estudian algunas de las estrategias de modulación más empleadas en convertidores multinivel. La figura 4.2 presenta una primera clasificación en función de la frecuencia de conmutación de los interruptores.

Por un lado, están las técnicas de conmutación de baja frecuencia de conmutación, donde los interruptores conmutan una o dos veces por ciclo. Entre sus ventajas cabe destacar que producen unas pérdidas de conmutación reducidas, pero la calidad de las ondas generadas es inferior a las generadas con las técnicas de alta frecuencia. Suelen emplearse cuando el número de niveles del convertidor es elevado.

Por otro lado, se tienen las técnicas de conmutación de alta frecuencia, las cuales son empleadas cuando el número de niveles del convertidor no es muy alto. Con este tipo de estrategias, los interruptores conmutan un número elevado de veces por cada ciclo. Las pérdidas de conmutación son mayores que las pérdidas obtenidas con los algoritmos de modulación de baja frecuencia, pero las señales sintetizadas gozan de un mejor contenido armónico. Es por ello que en esta tesis únicamente se consideran éstas últimas (modulación de alta frecuencia), tanto para los convertidores trifásicos clásicos, como para los convertidores multifase.

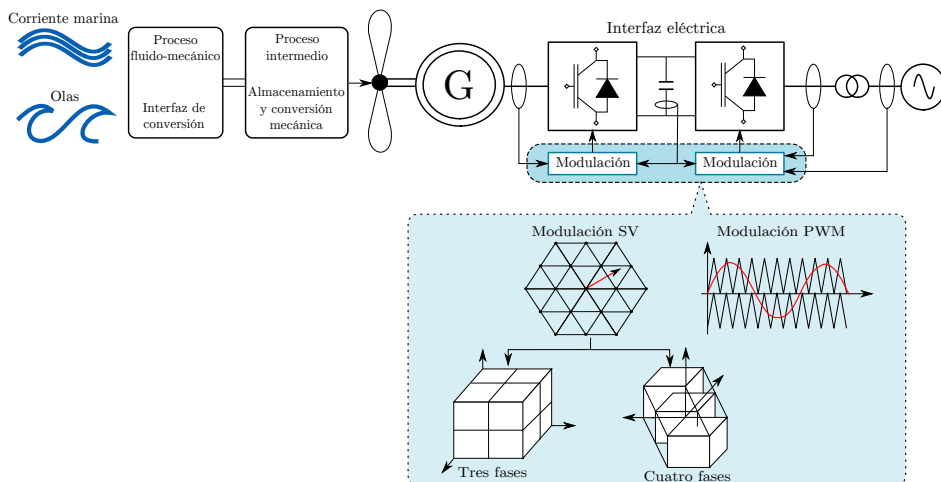


Figura 4.1: Estructura general del sistema captador de energía. Estudio de las técnicas del modulación.

Dos de las grandes problemáticas de los convertidores NPC de tres niveles son: la necesidad de mantener la tensión del punto neutro estable con igual distribución de la tensión en los condensadores que forman el bus DC bajo cualquier situación. Si el potencial del punto neutro no está bajo control, la tensión de salida se desviará del valor de referencia. Para un convertidor de tres niveles dicha tensión debe ser de $\frac{V_{dc}}{2}$ en ambos condensadores. El segundo de los inconvenientes es, que bajo ciertas condiciones de operación aparecen oscilaciones de tensión de baja frecuencia (tres veces la frecuencia fundamental de la tensión de salida) en el punto neutro. Este hecho deriva en el incremento de la tensión de estrés a la que se encuentran sometidos los semiconductores y, en consecuencia, la capacidad de los condensadores del bus debe aumentarse, lo que conlleva, a su vez, un aumento del coste del convertidor.

A continuación se presentan tanto estrategias de modulación dirigidas a convertidores NPC de tres niveles y tres fases, como estrategias para convertidores NPC de tres niveles multifase. Las primeras (trifásicas) se introducen como base para continuar con los algoritmos multifase. Todas ellas persiguen los mismos objetivos, intentar dar solución a alguna de las problemáticas anteriormente descritas.

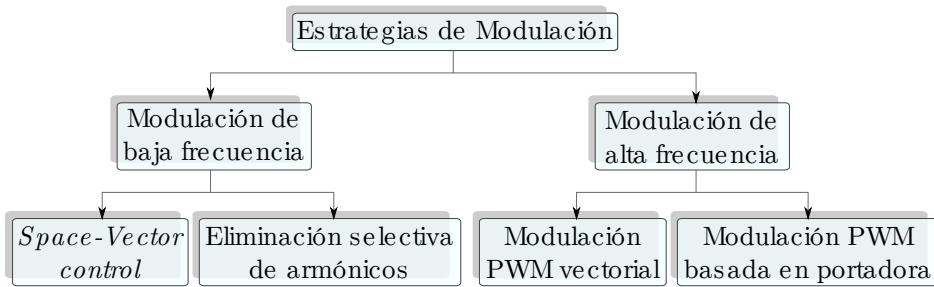


Figura 4.2: Clasificación de técnicas de modulación más empleadas en convertidores multinivel.

4.2 Estrategias de modulación trifásicas

A continuación, se presentan en primer lugar varios algoritmos enfocados a convertidores trifásicos. Se estudian tanto estrategias vectoriales como estrategias basadas en portadora con el objetivo de asentar conocimientos e ideas. Posteriormente se abordará el estudio de modulaciones multifase, donde la complejidad de los algoritmos se eleva considerablemente conforme aumenta el número de fases del convertidor.

4.2.1 Modulación vectorial NTV-SVN

La modulación NTV-SVN (*Nearest Three-Vector Space Vector Modulation*) es una variación de la estrategia SVM propuesta en [170]. Esta estrategia es una de las más empleadas en los convertidores de tres niveles trifásicos. La popularidad de este algoritmo de modulación se debe, por un lado, a que permite maximizar la amplitud de las tensiones generadas de forma directa y, por otro lado, centrándose en los convertidores de tres niveles, permite el equilibrado de la tensión del punto neutro de una forma sencilla.

Para un convertidor trifásico de tres niveles, los posibles estados del convertidor son 27 (n^3 , siendo n el número de niveles). Dichos estados quedan representados mediante el diagrama vectorial $\alpha\beta$ del convertidor, que se obtiene de aplicar la transformada de Clarke a las tensiones que se generan al conmutar los interruptores del convertidor en todos sus posibles estados. Como se puede observar en la figura 4.3, cada vector de estado está compuesto por tres números que se corresponden con cada una de las fases del convertidor (a , b , c). Cada uno de estos números representa a qué punto del bus de continua (-1 parte inferior del bus, 0

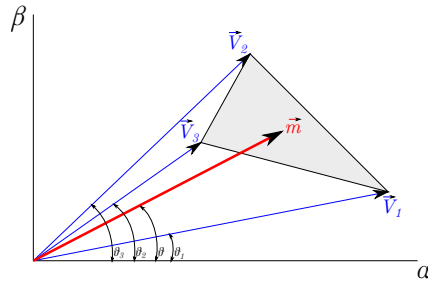


Figura 4.4: Área límite para generar el vector de \vec{m} mediante tres vectores.

mantiene prácticamente constante durante todo el periodo, la ecuación anterior se puede expresar como:

$$\vec{m} = d_1 \vec{V}_1 + d_2 \vec{V}_2 + d_3 \vec{V}_3, \quad (4.2)$$

siendo ahora d_1 , d_2 , y d_3 los ciclos de trabajo de los vectores \vec{V}_3 , \vec{V}_2 y \vec{V}_1 , respectivamente. Asimismo, dichos ciclos de trabajo deben satisfacer la condición:

$$d_1 + d_2 + d_3 = 1. \quad (4.3)$$

El cálculo de los ciclos de trabajo d_1 , d_2 y d_3 implica la resolución del sistema de ecuaciones formado por (4.2) en sus dos componentes α y β y (4.3). Sin embargo, esto es un proceso complicado que implica unos requerimientos computacionales altos.

Para simplificar el cálculo de los tiempos de aplicación de los vectores de forma rápida y sencilla, uno de los métodos a seguir es el cálculo mediante proyecciones. La figura 4.5 muestra de forma gráfica este concepto. Los vectores \vec{p}_2 y \vec{p}_1 son las proyecciones del vector de referencia \vec{m} sobre los segmentos que unen los vectores \vec{V}_3 , \vec{V}_2 y \vec{V}_1 .

Por lo tanto, el vector de referencia \vec{m} puede expresarse de acuerdo con la figura 4.5 como:

$$\vec{m} = \vec{p}_1 + \vec{p}_2 + \vec{V}_3, \quad (4.4)$$

donde

$$\vec{p}_1 = \frac{|\vec{p}_1|}{|\vec{V}_1 - \vec{V}_3|} (\vec{V}_1 - \vec{V}_3) \quad \vec{p}_2 = \frac{|\vec{p}_2|}{|\vec{V}_2 - \vec{V}_3|} (\vec{V}_2 - \vec{V}_3) \quad (4.5)$$

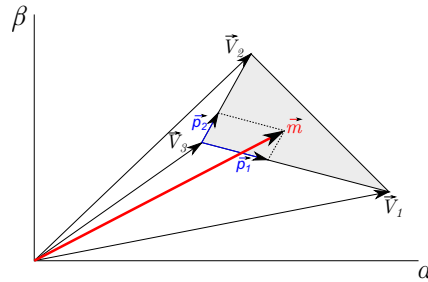


Figura 4.5: Proyecciones del vector de referencia \vec{m} (\vec{p}_1 y \vec{p}_2).

de forma que la expresión (4.4) se puede reescribir como:

$$\vec{m} = \frac{|\vec{p}_1|}{|\vec{V}_1 - \vec{V}_3|} \vec{V}_1 + \frac{|\vec{p}_2|}{|\vec{V}_2 - \vec{V}_3|} \vec{V}_2 + \left(1 - \frac{|\vec{p}_1|}{|\vec{V}_1 - \vec{V}_3|} - \frac{|\vec{p}_2|}{|\vec{V}_2 - \vec{V}_3|} \right) \vec{V}_3, \quad (4.6)$$

de donde se deducen las expresiones de los ciclos de trabajo:

$$d_1 = \frac{|\vec{p}_1|}{|\vec{V}_1 - \vec{V}_3|} \quad d_2 = \frac{|\vec{p}_2|}{|\vec{V}_2 - \vec{V}_3|} \quad d_3 = 1 - \frac{|\vec{p}_1|}{|\vec{V}_1 - \vec{V}_3|} - \frac{|\vec{p}_2|}{|\vec{V}_2 - \vec{V}_3|}. \quad (4.7)$$

De este modo, para calcular los ciclos de trabajo del convertidor de tres niveles trifásico, únicamente hay que conocer las proyecciones del vector de referencia sobre los segmentos que unen los vectores a aplicar.

A continuación, se aplicará este método para el cálculo de los ciclos de trabajo de un convertidor de tres niveles trifásico. Como se ha visto, el diagrama vectorial del convertidor (figura 4.3) está dividido en seis sextantes, cada sextante está subdividido a su vez en cuatro regiones formadas por triángulos equiláteros. Los 27 vectores de estado que componen el diagrama vectorial se clasifican en cuatro grupos diferentes:

- 6 “vectores largos” (1-1-1, 11-1, -11-1, -1-11, 1-11).
- 6 “vectores medios” (10-1, 01-1, -110, -101, 0-11, 1-10).
- 12 “vectores cortos” (100/0-1-1, 110/00-1, 010/-10-1, 011/-100, 001/-1-10, 101/0-10). Estos vectores son redundantes, de manera que es posible elegir entre dos vectores diferentes para generar una misma tensión de salida.

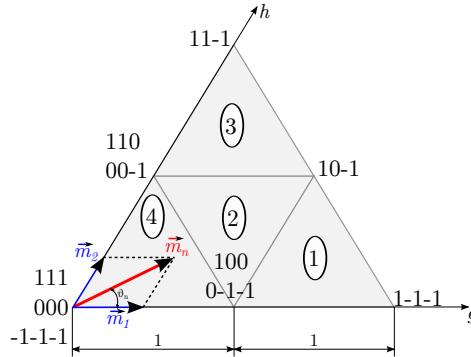


Figura 4.6: Primer sextante del diagrama vectorial normalizado.

- 3 “vectores nulos” (-1-1-1, 000, 111).

Normalizando el diagrama tal y como muestra la figura 4.6, de forma que las longitudes de los lados de los triángulos sean iguales a la unidad, se calculan los ciclos de trabajo de forma rápida atendiendo a las expresiones (4.7), de forma que para el vector de referencia \vec{m}_n situado en la región 4 del primer sextante (figura 4.6) se tiene:

$$d_{0-1-1/100} = |\vec{m}_1| \quad d_{00-1/110} = |\vec{m}_2| \quad d_{000} = 1 - |\vec{m}_1| - |\vec{m}_2|, \quad (4.8)$$

siendo \vec{m}_1 y \vec{m}_2 las proyecciones del vector de referencia normalizado \vec{m}_n sobre los ejes denominados gh no ortogonales y con un ángulo de separación entre ellos de 60° .

Para calcular los ciclos de trabajo del resto de regiones donde pueda caer el vector de referencia \vec{m}_n se procede de forma similar. La figura 4.7 y la tabla 4.1 muestran cómo poder calcular en qué región se encuentra el vector de referencia normalizado y, qué expresiones aplicar para el cálculo de los ciclos de trabajo. Estas expresiones son válidas para el primer sextante, para el cálculo del resto de los ciclos de trabajo en el resto de sextantes se puede seguir una metodología similar.

Las expresiones de la tabla 4.1 permiten calcular de manera sencilla y rápida los ciclos de trabajo una vez conocidas las proyecciones del vector de referencia sobre los ejes gh . Generalmente, cuando se implementa el control de un convertidor es habitual trabajar en coordenadas dq . La expresión (4.9) permite hacer el cambio de coordenadas dq a gh de manera simple.

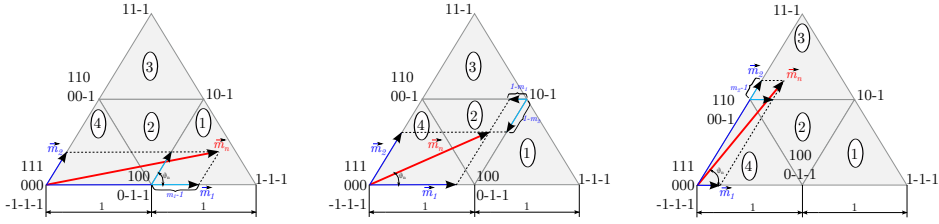


Figura 4.7: Proyecciones del vector de referencia en las regiones uno, dos y tres de primer sextante.

Tabla 4.1: Cálculo de los ciclos de trabajo para los vectores que caen en el primer sextante.

Condición	Región	Ciclos de trabajo
$ \vec{m}_1 > 1$	1	$d_{1-1-1} = \vec{m}_1 - 1$ $d_{10-1} = \vec{m}_2 $ $d_{0-1-1/100} = 2 - \vec{m}_1 - \vec{m}_2 $
$ \vec{m}_1 \leq 1$ $ \vec{m}_2 \leq 1$ $ \vec{m}_1 + \vec{m}_2 > 1$	2	$d_{2-1-1/100} = 1 - \vec{m}_2 $ $d_{00-1/110} = 1 - \vec{m}_1 $ $d_{10-1} = \vec{m}_1 + \vec{m}_2 - 1$
$ \vec{m}_2 > 1$	3	$d_{10-1} = \vec{m}_1 $ $d_{11-1} = \vec{m}_2 - 1$ $d_{00-1/110} = 2 - \vec{m}_1 - \vec{m}_2 $
$ \vec{m}_1 \leq 1$ $ \vec{m}_2 \leq 1$ $ \vec{m}_1 + \vec{m}_2 \leq 1$	4	$d_{0-1-1/100} = \vec{m}_1 $ $d_{00-1/110} = \vec{m}_2 $ $d_{000} = 1 - \vec{m}_1 - \vec{m}_2 $

$$\begin{bmatrix} m_g \\ m_h \end{bmatrix} = K \frac{\sqrt{2}(n-1)}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) & \text{cos}(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \text{sen}(\omega t) & \text{cos}(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

donde n es el número de niveles del convertidor, V_{dc} es la tensión del bus de continua y K es la constante de normalización necesaria para poder normalizar a la unidad las longitudes de los triángulos equiláteros en los que se divide el diagrama vectorial. Esta constante toma el valor unitario si se trabaja con tensiones simples. Si, por el contrario, se utilizan tensiones compuestas toma el valor $K = \frac{1}{\sqrt{3}}$. Así, mediante esta expresión se puede determinar de manera directa los ciclos de trabajo de cada vector sin más que aplicar las relaciones existentes en la tabla 4.1.

Una vez calculados los ciclos de trabajo, se ha de seleccionar cual de los vectores cortos redundantes se aplica. Conviene recordar que la modulación NTV únicamente emplea tres vectores.

La elección de cada vector corto se realiza con la finalidad de conseguir el equilibrio de los condensadores del bus y, por lo tanto, obtener la señal de salida correcta.

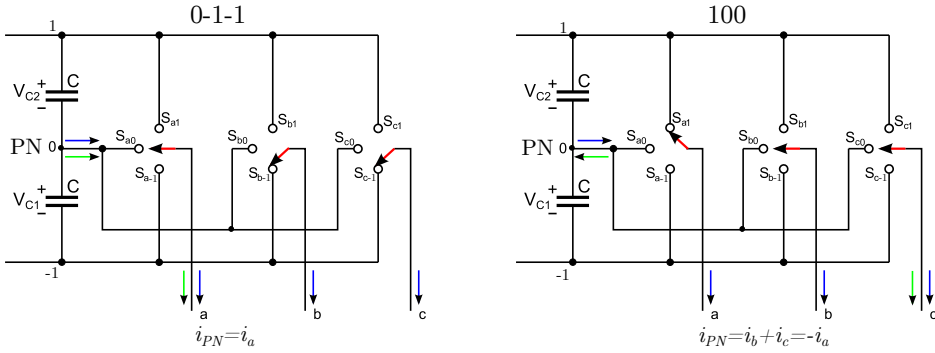


Figura 4.8: Ejemplo del control de la corriente de un inversor NPC para la elección adecuada del vector redundante.

Tabla 4.2: tabla de verdad para la elección de los vectores redundantes del primer sextante.

Elección entre los vectores [100] y [0-1-1]		Elección entre los vectores [110] y [00-1]	
$v_{c1} > v_{c2}$	$i_a > 0$	y_1	y_2
0	0	0 [0-1-1]	1 [110]
0	1	1 [100]	0 [00-1]
1	0	1 [100]	0 [00-1]
1	1	0 [0-1-1]	1 [110]

La figura 4.8 describe la metodología de elección del vector redundante correcto. Como se sabe, los vectores redundantes generan la misma tensión pero corrientes contrarias en el convertidor. Atendiendo a la figura 4.8, se observa que, por un lado, el vector 0-1-1 produce la corriente por el punto neutro $i_{PN}=i_a$ y, por otro lado, el vector 100 produce $i_{PN}=i_b + i_c=-i_a$. De modo que utilizando el vector redundante adecuado, la dirección de la corriente del punto neutro se puede controlar para cargar y descargar el condensador inferior, de acuerdo al desequilibrio que éste tenga en dicho instante. De este modo, esta estrategia de modulación permite cierto grado de control sobre la tensión del punto neutro.

Las funciones booleanas:

$$y_1 = (v_{c1} > v_{c2}) \oplus (i_a > 0), \tag{4.10}$$

$$y_2 = \overline{(v_{c1} > v_{c2}) \oplus (i_c > 0)}, \tag{4.11}$$

permiten tener de forma directa los vectores que se deben elegir en el primer

Tabla 4.3: Secuencia de vectores del sextante 1.

Región	Vectores cortos	Secuencias	Pasos
1	0-1-1	0-1-1/1-1-1/10-1 // 10-1/1-1-1/0-1-1	2 // 2
	100	1-1-1/10-1/100 // 100/10-1/1-1-1	2 // 2
2	0-1-1 / 00-1	0-1-1/00-1/10-1 // 10-1/00-1/0-1-1	2 // 2
	0-1-1 / 110	0-1-1/10-1/110 // 110/10-1/0-1-1	4 // 4
	100 / 00-1	00-1/10-1/100 // 100/10-1/00-1	2 // 2
	100 / 110	10-1/100/110 // 110/100/10-1	2 // 2
3	00-1	00-1/10-1/11-1 // 11-1/10-1/00-1	2 // 2
	110	10-1/11-1/110 // 110/11-1/10-1	2 // 2
4	0-1-1 / 00-1	0-1-1/00-1/000 // 000/00-1/0-1-1	2 // 2
	0-1-1 / 110	0-1-1/000/110 // 110/000/0-1-1	4 // 4
	100 / 00-1	00-1/000/100 // 100/000/00-1	2 // 2
	100 / 110	000/100/110 // 110/100/000	2 // 2

sextante (ver tabla 4.2). Para el resto de sextantes se sigue el mismo razonamiento descrito.

Una vez que el vector redundante es seleccionado es necesario ordenar la secuencia vectorial con el fin de minimizar la frecuencia de conmutación. La tabla 4.3 muestra las secuencias de los vectores del primer sextante que permiten minimizar la frecuencia de conmutación de los dispositivos. Los peores casos se encuentran en la región 2 (0-1-1/110) y en la región 4 (0-1-1/110), ambos con cuatro pasos de conmutación. Como se ha dicho, este ejemplo hace referencia al primer sextante, para el resto el procedimiento es similar.

Por lo tanto, esta técnica de modulación es simple y consigue controlar la tensión del punto neutro. Sin embargo, también existen una serie de inconvenientes. Por un lado, sigue apareciendo la oscilación de tensión de baja frecuencia del punto neutro. Por otro lado, y cuando la secuencia de vectores cambia porque el vector de referencia ha caído en otra región, o se hace una selección diferente de vectores, se pueden producir dos pasos de conmutación (dos ramas del inversor tienen que cambiar de nivel, no una sola). Sumando esto al hecho de que algunas secuencias necesitan 4 pasos de por sí, tal y como se puede observar en la tabla 4.3, la frecuencia de conmutación no será constante.

4.2.2 Modulación CB-PWM con inyección de secuencia cero

En la literatura técnica se han propuesto varias estrategias de modulación basadas en portadora PWM (CB-PWM) para convertidores multinivel [19, 171]. De entre todas ellas la estrategia propuesta en [173, 174] alcanza los siguientes objetivos: i) controla la tensión del punto neutro de un convertidor NPC sin la necesidad de introducir controladores externos, ii) reduce la frecuencia de conmutación respecto a la modulación NTV-SVM, iii) reduce las oscilaciones de baja frecuencia en la tensión del punto neutro respecto al resto de estrategias basadas en portadora PWM y iv) el tiempo requerido para su ejecución en un controlador digital es inferior al requerido por la estrategia NTV-SVM. Todas estas características posicionan a esta estrategia de modulación como una buena alternativa para controlar convertidores de fijación por diodos de tres niveles.

El desarrollo de esta estrategia toma la base teórica de las estrategias CB-PWM y lo combina con la base analítica de la estrategia NTV-SVM. Al igual que las modulaciones CB-PWM para convertidores de tres niveles, se basa en la comparación de tres señales moduladoras (v_a , v_b , v_c) con dos señales portadoras triangulares desplazadas verticalmente (ver figura 4.9(a)). Además, para controlar la tensión del punto neutro, la estrategia de modulación calcula una tensión de *offset* de secuencia cero (v_{off}) que se suma a todas las señales moduladoras (ver figura 4.9(b)). Puesto que este *offset* se suma a las tres señales moduladoras no distorsiona a la tensión línea-línea generada por el convertidor. Sin embargo, la corriente que circula por el punto neutro se ve afectada por el *offset* según se indica en la expresión (4.12):

$$\bar{i}_{PN} = (1 - |v'_a|)i_a + (1 - |v'_b|)i_b + (1 - |v'_c|)i_c, \quad (4.12)$$

donde v'_i con $i=\{a, b, c\}$ es $v'_i=v_i+v_{off}$ y, v_i es la señal de modulación original normalizada y v_{off} es la tensión de *offset* calculada por la estrategia de modulación.

Por tanto, aplicando un *offset* de tensión adecuado, se puede controlar entre ciertos límites la corriente que circula por el punto neutro y en consecuencia mantener bajo control la tensión en dicho punto. Para el cálculo de la tensión de *offset* adecuada para equilibrar la tensión del punto neutro, la estrategia propuesta en [173, 174] toma como referencia a la modulación NTV-SVM y, por analogía con ésta, establece las siguientes conclusiones:

- Únicamente se puede enclavar al nivel alto del bus de continua (+1) la fase cuya señal moduladora es máxima (v_{max}). De la misma forma, solamente

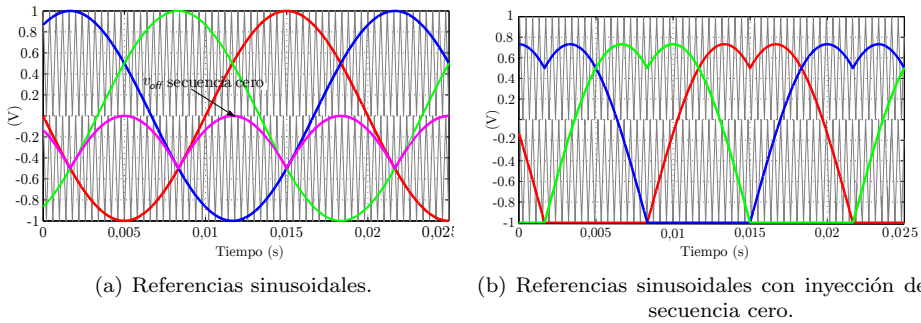


Figura 4.9: Señales de modulación.

se puede enclavar a nivel mínimo (-1) la fase cuya señal moduladora es mínima (v_{min}). La fase cuya señal moduladora no es máxima ni mínima (v_{med}) se podrá enclavar a nivel 0 siempre y cuando las otras dos señales moduladoras no se salgan de los límites impuestos por la modulación.

- Si el signo de la corriente AC que circula por una fase no es el adecuado para conseguir el equilibrado de la tensión del punto neutro, esa fase se enclava a nivel alto o bajo siempre y cuando la señal moduladora asociada a ella sea máxima (v_{max}) o mínima (v_{min}).
- Si el signo de la corriente AC que circula por una fase es el adecuado para controlar la tensión del punto neutro esa fase se deberá intentar enclavar a nivel 0 si la señal moduladora asociada a ella toma el valor v_{med} . Si la señal moduladora fuera la máxima (v_{max}) o la mínima (v_{min}) la fase no se debe enclavar a nivel alto o bajo.
- Si las corrientes AC asociadas a las fases v_{max} y v_{min} tienen el signo correcto para equilibrar la tensión del punto neutro, entonces la corriente asociada a la fase cuya señal moduladora es v_{med} no tendrá el sentido adecuado para equilibrar dicha tensión. En consecuencia la fase v_{med} deberá alejarse lo máximo posible del nivel 0. Esto se consigue fijando la fase v_{max} a nivel máximo si $v_{med} > 0$, o la fase v_{min} a nivel mínimo si $v_{med} < 0$.

Todas estas conclusiones se recogen en la tabla 4.4 donde se indica cómo calcular el valor de *offset* óptimo para controlar la tensión del punto neutro. Δv_{pN} es $v_{C1} - v_{C2}$. Los valores lógicos 1 y 0 indican verdadero y falso respectivamente.

Para aplicar las conclusiones recogidas en la tabla 4.4 es necesario determinar el sextante en el que se encuentra el vector de referencia. Ello se consigue aplicando

Tabla 4.4: Acciones para ayudar a equilibrar la tensión.
Sextante 1 y [Sextante 4]

$\Delta V_{PNi_a} > 0$	$\Delta V_{PNi_c} > 0$	Acción	v_{off}
0	0	b fijada a 0	$-v_a$
0	1	a fijada a +1 [-1]	$+1-v_b$ [-1- v_b]
1	0	c fijada a -1 [+1]	$-1-v_c$ [+1- v_c]
1	1	Si $v_b > 0$: a fijada a +1 [c fijada a +1] Si $v_b \leq 0$: c fijada a -1 [a fijada a -1]	Si $v_b > 0$: $+1-v_a$ [+1- v_c] Si $v_b \leq 0$: $-1-v_c$ [-1- v_a]

Sextante 2 y [Sextante 5]

$\Delta V_{PNi_b} > 0$	$\Delta V_{PNi_c} > 0$	Acción	v_{off}
0	0	a fijada a 0	$-v_a$
0	1	b fijada a +1 [-1]	$+1-v_b$ [-1- v_b]
1	0	c fijada a -1 [+1]	$-1-v_c$ [+1- v_c]
1	1	Si $v_a > 0$: b fijada a +1 [c fijada a +1] Si $v_a \leq 0$: c fijada a -1 [a fijada a -1]	Si $v_a > 0$: $+1-v_b$ [+1- v_c] Si $v_a \leq 0$: $-1-v_c$ [-1- v_b]

Sextante 3 y [Sextante 6]

$\Delta V_{PNi_b} > 0$	$\Delta V_{PNi_a} > 0$	Acción	v_{off}
0	0	c fijada a 0	$-v_c$
0	1	b fijada a +1 [-1]	$+1-v_b$ [-1- v_b]
1	0	a fijada a -1 [+1]	$-1-v_a$ [+1- v_a]
1	1	Si $v_c > 0$: b fijada a +1 [a fijada a +1] Si $v_c \leq 0$: a fijada a -1 [b fijada a -1]	Si $v_c > 0$: $+1-v_b$ [+1- v_a] Si $v_c \leq 0$: $-1-v_a$ [-1- v_b]

la tabla 4.5, donde el sextante queda unívocamente determinado en función de las fases cuyas señales moduladoras toman el valor máximo y mínimo.

Los resultados recogidos en las tablas 4.4 y 4.5 permiten implementar la estrategia de modulación presentada [173, 174] de forma sencilla y eficaz. Esta estrategia se puede utilizar como una alternativa a la modulación SV-PWM ya que genera unas oscilaciones de tensión en el punto neutro similares a las de ésta última pero su implementación es más sencilla y el tiempo de procesado necesario para su ejecución es inferior.

Tabla 4.5: Ubicación del vector de referencia en función de las tensiones máxima y mínima.

v_{\max}	v_{\min}	Sextante
v_a	v_c	1
v_b	v_c	2
v_b	v_a	3
v_c	v_a	4
v_c	v_b	5
v_a	v_b	6

4.2.3 Modulación DS-PWM

Tal y como se ha dicho, uno de los mayores problemas del convertidor NPC es la oscilación de tensión de baja frecuencia en el punto neutro bajo ciertas condiciones de operación. Con la estrategia DS-PWM [174–176] este problema se solventa eliminándolo completamente para cualquier condición de operación, incluso con cargas desequilibradas o no lineales. Aún así, también presenta algún inconveniente, como es el hecho de que las frecuencias de conmutación de los dispositivos sean $\frac{1}{3}$ mayores que las de la modulación SPWM y, por lo tanto, mayores que las de las estrategias analizadas hasta ahora. Asimismo, no se tiene un equilibrado natural y es necesario incluir un control o compensador externo a la modulación [174].

La técnica DS-PWM emplea dos señales de modulación por cada fase. Para obtener dichas señales, primeramente es necesario modificar a las señales moduladoras originales para así obtener el máximo rango de operación lineal:

$$\begin{aligned} v_a' &= v_a - v_{off}, \\ v_b' &= v_b - v_{off}, \\ v_c &= v_c - v_{off}, \end{aligned} \quad (4.13)$$

donde v_{off} , al igual que antes, es la tensión de secuencia cero y tiene la expresión:

$$v_{off} = \frac{\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)}{2}. \quad (4.14)$$

donde v_a , v_b , v_c son la señales de modulación normalizadas.

Por otro lado, este algoritmo se basa en el uso de dos señales moduladoras (v_{ip} y v_{in} siendo $i = \{a, b, c\}$) por cada fase de forma que también se tiene:

Tabla 4.6: Estado de conmutación de la fase i en función del valor de las señales moduladoras.

Condición	Punto de conexión
$v_{ip} > v_{portadora}^p$ y $v_{in} > v_{portadora}^n$	Alto (1)
$v_{ip} < v_{portadora}^p$ y $v_{in} < v_{portadora}^n$	Bajo (-1)
$v_{ip} > v_{portadora}^p$ y $v_{in} < v_{portadora}^n$ ó $v_{ip} < v_{portadora}^p$ y $v_{in} > v_{portadora}^n$	Punto neutro (0)

$$\begin{aligned}
 v_a' &= v_{ap} - v_{an}, \\
 v_b' &= v_{bp} - v_{bn}, \\
 v_c' &= v_{cp} - v_{cn},
 \end{aligned}
 \tag{4.15}$$

donde $v_{ip} \geq 0$ y $v_{in} \leq 0$ con $i = \{a, b, c\}$. Se debe cumplir asimismo que:

$$v_{an} - v_{ap} = v_{bn} - v_{bp} = v_{cn} - v_{cp}. \tag{4.16}$$

Las señales con el subíndice p únicamente atraviesan la señal portadora superior $v_{portadora}^p \in [0, 1]$ y, las señales con subíndice n únicamente cruzarán la portadora inferior $v_{portadora}^n \in [-1, 0]$. Así, el estado de conmutación de las fases del convertidor vendrá determinado por las relaciones que muestra la tabla 4.6.

Por otra parte, en [174–176] se demuestra a través de relaciones trigonométricas, que el tiempo durante el cual la fase i permanece conectada al punto neutro respecto a un periodo de portadora viene determinado por la expresión:

$$d_{i_{PN}} = |v_{in} + 1 - v_{ip}|. \tag{4.17}$$

Por lo tanto, la corriente media introducida en el punto neutro del convertidor en cada periodo de modulación viene determinada como sigue:

$$\bar{i}_{PN} = |v_{an} + 1 - v_{ap}| \bar{i}_a + |v_{bn} + 1 - v_{bp}| \bar{i}_b + |v_{cn} + 1 - v_{cp}| \bar{i}_c, \tag{4.18}$$

Para poder mantener la tensión del punto neutro en equilibrio y, por lo tanto cancelar las oscilaciones de baja frecuencia en la tensión de los condensadores \bar{i}_{PN} tiene que ser igual a cero. Para ello, únicamente es necesario calcular unos valores para v_{ip} y v_{in} que cumplan con las restricciones impuestas por (4.15) y (4.16). Existe un gran número de soluciones, sin embargo, una buena solución

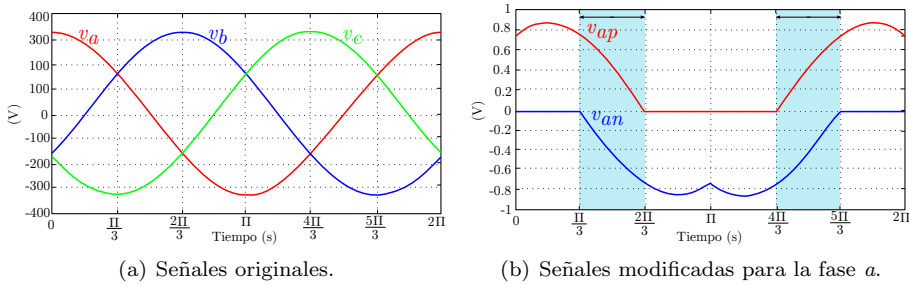


Figura 4.10: Ejemplo de señales de modulación al aplicar la modulación DS-PWM.

puede ser aquella que minimice la frecuencia de conmutación. Esta viene dada por la siguiente expresión:

$$v_{ip} = \frac{v_i - \min(v_a, v_b, v_c)}{2},$$

$$v_{in} = \frac{v_i - \max(v_a, v_b, v_c)}{2}.$$
(4.19)

Un ejemplo de la aplicación de este algoritmo de modulación se presenta en la figura 4.10(b). En ella se puede ver como las señales de modulación modificadas están dentro del rango $[-1, 1]$, así, operando en el rango lineal se tendrá el máximo índice de modulación.

Conmutando según se indica en la tabla 4.6 se consigue hacer nula la corriente media a través del punto neutro en cada ciclo de conmutación y, por consiguiente, se evita la oscilación de tensión de baja frecuencia en dicho punto. Sin embargo, algunas veces, debido al comportamiento no ideal del convertidor, resulta necesario que la corriente que atraviesa el punto neutro no sea cero, para así mantener dicho punto completamente equilibrado. De lo contrario, por ejemplo, si las tensiones iniciales de los condensadores fuesen ligeramente diferentes, la estrategia de modulación tendería a mantener el desequilibrio debido a que el promedio de corriente local es cero. Por lo tanto, a veces las señales de modulación se tienen que desplazar hacia arriba o hacia abajo para llevar a cabo una compensación adecuada de la tensión en el punto neutro. Dicho desplazamiento se consigue aplicando un nuevo *offset*, de igual magnitud pero de signo opuesto a las señales moduladoras v_{ip} y v_{in} . Esto sólo se puede aplicar cuando las señales moduladoras v_{ip} y v_{in} son distintas de cero, de lo contrario la frecuencia de conmutación se incrementa considerablemente. Así, para la fase a (en la figura 4.10(b)) los intervalos adecuados para desplazar la señal son $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$ y $\frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$.

El nuevo *offset* a aplicar a la señal v_{ip} se calcula a través de la siguiente expresión:

$$v_{i_{offset}} = -K_p |\Delta v_c| \text{signo}(\Delta v_c i_i), \quad (4.20)$$

siendo $\Delta v_c = v_{C1} - v_{C2}$ el desequilibrio de tensión en los condensadores del bus de continua y, i_i la corriente de la fase a la cual se aplica el *offset* y K_p una constante que se calcula de forma empírica.

Por lo tanto, sumando este *offset* a la señales moduladoras se consigue controlar el tiempo de conexión de una determinada fase al punto neutro y, en consecuencia, controlar la tensión del punto neutro del convertidor y eliminar por completo las oscilaciones de tensión de baja frecuencia que aparecen bajo ciertas condiciones de funcionamiento. Asimismo, esta estrategia también es capaz de alcanzar las máximas amplitudes bajo modulación lineal, siendo su algoritmo muy simple y de procesamiento en tiempo real muy rápido. Es más, con esta estrategia no se producen oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el punto neutro ni trabajando con cargas desequilibradas si trabajando con cargas no lineales. El mayor inconveniente es que las frecuencias de conmutación de los dispositivos son un tercio más altas que en la modulación SPWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation*) para cualquier índice de modulación trabajando en modo lineal. Otra de las desventajas reside en que se debe apoyar a la modulación con un control externo.

4.3 Estrategias de modulación multifase

En esta sección se hace un recorrido por algunas de las estrategias de modulación para convertidores multinivel y multifase presentes en la literatura técnica. En contraposición a lo que ocurre en los sistemas trifásicos donde los algoritmos de modulación basados en SV-PWM son populares, en sistemas multifase éstos se vuelven complejos. Como se verá a continuación, el principal objetivo de las estrategias que se presentan es reducir el número de posibles estados de conmutación del convertidor, para así simplificar en gran medida la dificultad computacional y los cálculos requeridos para determinar la secuencia de vectores que sintetizan la tensión de referencia y sus correspondientes ciclos de trabajo.

4.3.1 Modulación SV-PWM para convertidores multinivel multifase

Este algoritmo de modulación propuesto en [177, 178] demuestra, en primer lugar, que es posible simplificar el problema del modulador multinivel multifase a un modulador de dos niveles con el mismo número de fases. Para ello, utiliza una técnica basada en la descomposición del vector de referencia. En segundo lugar, da solución al modulador de dos niveles y m fases (obtenido en el paso anterior) a través de una nueva estrategia de modulación basada en SV-PWM. Asimismo, este algoritmo puede ser aplicado a una gran variedad de topologías multinivel.

La estrategia de modulación SV-PWM utiliza una secuencia de vectores de estado durante cada ciclo de modulación para aproximar el vector de tensión de referencia:

$$v_r = \sum_{j=1}^{m+1} v_{sj} t_j, \quad \text{siendo} \quad \sum_{j=1}^{m+1} t_j = 1, \quad (4.21)$$

donde v_r es el vector de referencia normalizado, v_{sj} es el vector de conmutación para cada fase y m el número total de fases del convertidor. El vector de referencia (v_r) contiene la tensión de referencia para cada una de las fases del convertidor (v_r^j siendo $j=1, 2, \dots, m$). El vector de conmutación, por su parte, esta compuesto por los estados de conmutación de cada fase del convertidor (v_{sj}):

$$v_r = [v_r^1, v_r^2, \dots, v_r^m]^T \in \mathbb{R}^m, \quad (4.22)$$

$$v_{sj} = [v_{sj}^1, v_{sj}^2, \dots, v_{sj}^m]^T \in \mathbb{Z}^m, \quad (4.23)$$

de modo que (4.21) puede ser reescrita en forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} 1 \\ v_r^1 \\ v_r^2 \\ \vdots \\ v_r^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ v_{s1}^1 & v_{s2}^1 & \dots & v_{sm+1}^1 \\ v_{s1}^2 & v_{s2}^2 & \dots & v_{sm+1}^2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ v_{s1}^m & v_{s2}^m & \dots & v_{sm+1}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_{m+1} \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

El sistema de ecuaciones (4.24) constituye la ley de modulación que el algoritmo debe resolver. Para ello, es necesario aplicar los siguientes pasos:

- Encontrar un conjunto de coeficientes enteros que posibilite resolver el sistema lineal.

- A continuación, resolver dicho sistema para calcular los ciclos de trabajo de los vectores de conmutación.
- Finalmente, extraer la secuencia del vector de conmutación de la matriz de coeficientes.

Se puede simplificar el problema que representa la estrategia SV-PWM multinivel y multifase si esta se descompone en la suma de un desplazamiento más el problema SV-PWM de dos niveles con el mismo número de fases. Para ello, el vector de referencia se descompone en la suma de su parte entera y de su parte fraccional:

$$v_r = v_e + v_f, \quad (4.25)$$

$$v_e = \text{entero}(v_r) \in \mathbb{Z}^m, \quad (4.26)$$

$$v_f = v_r - v_e \in \mathbb{R}^m. \quad (4.27)$$

en consecuencia, el sistema (4.24) puede ser resuelto mediante un modulador multifase de dos niveles, donde el vector de referencia es ahora v_f :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ v_f^1 \\ v_f^2 \\ \vdots \\ v_f^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ v_{d1}^1 & v_{d2}^1 & \dots & v_{dm+1}^1 \\ v_{d1}^2 & v_{d2}^2 & \dots & v_{dm+1}^2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ v_{d1}^m & v_{d2}^m & \dots & v_{dm+1}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_{m+1} \end{bmatrix}. \quad (4.28)$$

La solución de este nuevo sistema de ecuaciones es la secuencia de vectores de conmutación desplazados, $v_{dj} = [v_{dj}^1, v_{dj}^2, \dots, v_{dj}^m]^T$, que sintetizan el nuevo vector de referencia v_f .

La figura 4.11 muestra un ejemplo de dicha descomposición donde v_e coincide con un vector de conmutación (v_{sj}) y el subconjunto vectores desplazados $v_d = \{[0, 0], [1, 0], [0, 1], [1, 1]\}$ es suficiente para sintetizar la parte fraccional v_f del vector de referencia. Atendiendo a la figura 4.11, resulta sencillo deducir que este nuevo conjunto de vectores desplazados viene expresado por:

$$v_{dj} = v_{sj} - v_e. \quad (4.29)$$

Por lo tanto, es posible simplificar el problema multinivel y multifase representado por (4.24), partiendo de un desplazamiento más un modulador de dos niveles con el mismo número de fases:

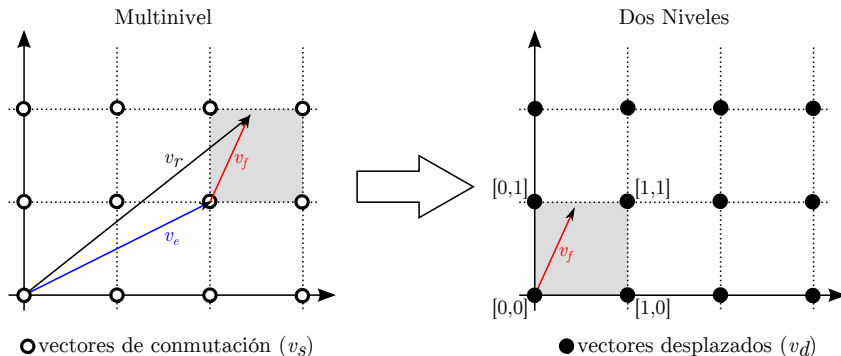


Figura 4.11: Ejemplo de la descomposición en el problema en 2-D.

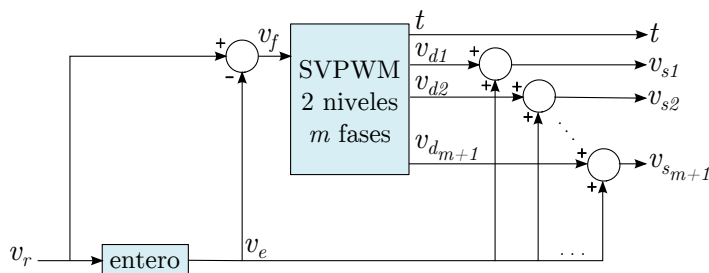


Figura 4.12: Diagrama de bloques de la estrategia SVPWM multinivel multifase.

$$\begin{bmatrix} 1 \\ v_r^1 \\ v_r^2 \\ \vdots \\ v_r^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ v_e^1 \\ v_e^2 \\ \vdots \\ v_e^m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ v_{d1}^1 & v_{d2}^1 & \dots & v_{d_{m+1}}^1 \\ v_{d1}^2 & v_{d2}^2 & \dots & v_{d_{m+1}}^2 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ v_{d1}^m & v_{d2}^m & \dots & v_{d_{m+1}}^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ \vdots \\ t_{m+1} \end{bmatrix}. \tag{4.30}$$

La figura 4.12 representa el diagrama de bloques de esta estrategia.

Una vez que el sistema multinivel multifase ha sido descompuesto, se tiene que resolver el sistema de dos niveles multifase (4.28). El objetivo es hallar la secuencia de vectores de conmutación, es decir, la matriz de coeficientes de la expresión (4.28), cuyos elementos están limitados al intervalo [0,1) (ver figura 4.11).

El comportamiento del sistema completo depende de dicha matriz de coeficientes. La figura 4.13 muestra el diagrama de bloques del algoritmo SV-PWM de dos

niveles multifase. Este algoritmo busca una matriz de coeficientes \mathbf{D}

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ v_{d1}^1 & v_{d2}^1 & \dots & v_{dm+1}^1 \\ v_{d1}^2 & v_{d2}^2 & \dots & v_{dm+1}^2 \\ \vdots & & & \vdots \\ v_{d1}^m & v_{d2}^m & \dots & v_{dm+1}^m \end{bmatrix}. \quad (4.31)$$

que permita resolver el sistema (4.28) y así poder calcular los ciclos de trabajo. La matriz \mathbf{D} se puede obtener mediante:

$$\mathbf{D} = \mathbf{P}^T \hat{\mathbf{D}}, \quad (4.32)$$

donde

$$\hat{\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ & 1 & 1 & \dots & 1 \\ & & \vdots & \dots & \vdots \\ & & & \vdots & 1 \\ 0 & & & & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.33)$$

y \mathbf{P} es una matriz de permutación que ordena los elementos del vector de referencia v_f en orden descendente:

$$\mathbf{P} \begin{bmatrix} 1 \\ v_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{v}_f \end{bmatrix}, \quad (4.34)$$

siendo $\hat{v}_f = [\hat{v}_f^1, \hat{v}_f^2, \dots, \hat{v}_f^m]^T$ el vector ordenado en el cual $1 > \hat{v}_f^1 \geq \dots \geq \hat{v}_f^{k-1} \geq \hat{v}_f^k \geq \dots \geq \hat{v}_f^m \geq 0$.

Finalmente, para calcular los ciclos de trabajo t correspondientes a cada vector de conmutación se utiliza el vector \hat{v}_f como se muestra a continuación:

$$t_j = \begin{cases} 1 - \hat{v}_f^1, & \text{si } j = 1 \\ \hat{v}_f^{j-1} - \hat{v}_f^j, & \text{si } 2 \leq j \leq m \\ \hat{v}_f^m, & \text{si } j = m + 1 \end{cases} \quad (4.35)$$

Todos los intervalos obtenidos serán positivos gracias a ordenar de forma descendente el vector \hat{v}_f .

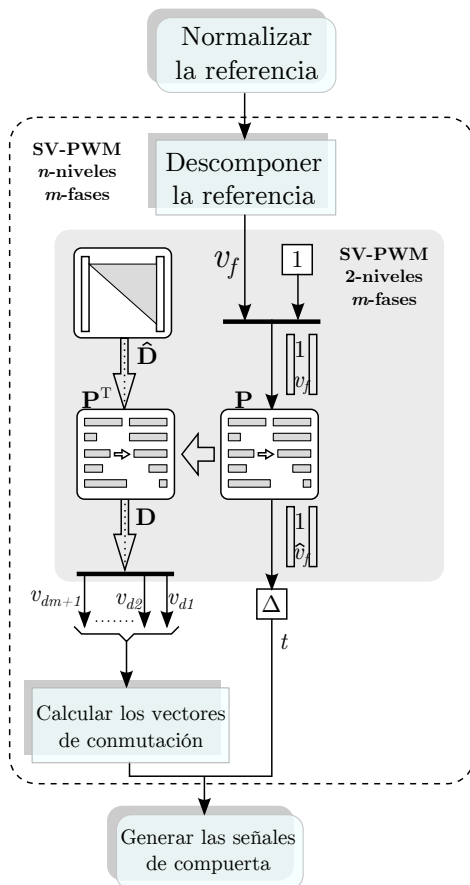


Figura 4.13: Diagrama de flujo de la estrategia SV-PWM de dos niveles multifase.

En conclusión, la matriz \mathbf{D} permite resolver la ley de modulación de dos niveles obteniendo ciclos de trabajo positivos y minimizando el número de conmutaciones. La secuencia de conmutación de dos niveles puede ser extraída directamente de las columnas de la matriz.

Se ha mostrado como este algoritmo presenta una metodología de simplificación del problema SV-PWM multinivel multifase. Sin embargo, tal y como se ha indicado, no se tiene ningún control sobre la distribución de la tensión de los condensadores del convertidor (para cualquiera de las topologías multinivel), lo que implica que es necesario disponer de un control externo que se encargue de

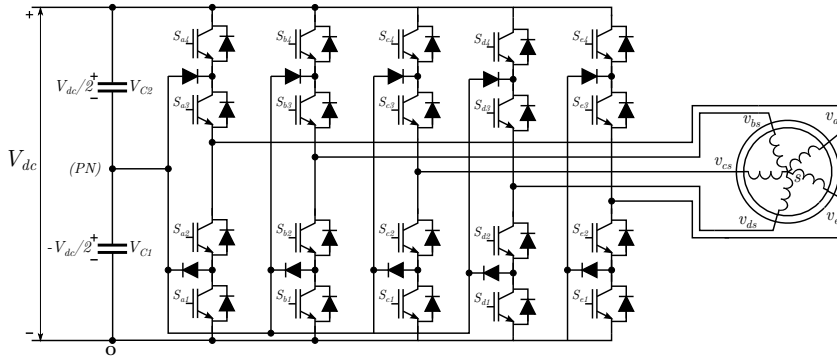


Figura 4.14: Convertidor NPC de tres niveles y cinco fases.

dicho equilibrado. Asimismo, pese a ser un estrategia relativamente sencilla, el cálculo de los ciclos de trabajo, así como el de los vectores de conmutación correspondientes se obtienen a partir de cálculos matriciales, lo que puede requerir cierto consumo de tiempo.

4.3.2 Algoritmo SV-PWM para convertidores NPC de tres niveles y cinco fases

El número de vectores de conmutación en un convertidor aumenta con el número de niveles y el número de fases del mismo (n^m , donde n es el número de niveles y m es el número de fases). Los vectores de conmutación son proyectados en un espacio vectorial m -dimensional donde $d_1-q_1, d_3-q_3, \dots, d_m-q_m$ son los correspondientes subespacios que lo conforman. A excepción del subespacio que contiene a la componente fundamental (d_1-q_1), el resto son armónicos de bajo orden. Así, el subespacio d_3-q_3 es aquel que contiene el tercer armónico y es por lo tanto considerado típicamente como una distorsión. La estrategia de modulación que se presenta en este apartado [179], utiliza la técnica de descomposición del espacio vectorial para desacoplar los estados del convertidor en dos espacios vectoriales: d_1-q_1 y d_3-q_3 . Posteriormente consigue reducir el número de vectores de estado en el subespacio d_1-q_1 de un convertidor NPC de tres niveles y cinco fases mientras que el vector correspondiente al tercer armónico en d_3-q_3 es forzado a ser nulo. Asimismo, utiliza los vectores redundantes para ayudar al equilibrado de la distribución de la tensión en los condensadores que forman el bus de continua.

La figura 4.14 muestra la topología del convertidor NPC de tres niveles y cinco fases. Las cinco tensiones de línea $v_{as}, v_{bs}, v_{cs}, v_{ds}$ y v_{es} están determinadas

por el estado de las cinco fases del convertidor. Esta relación se puede expresar a través de los vectores de conmutación v_{s1} y v_{s3} correspondientes a los subespacios vectoriales d_1-q_1 y d_3-q_3 :

$$v_{s1} = \frac{2}{5}(v_{as} + a_5 v_{bs} + a_5^2 v_{cs} + a_5^3 v_{ds} + a_5^4 v_{es}), \quad (4.36)$$

$$v_{s3} = \frac{2}{5}(v_{as} + a_5 v_{cs} + a_5^2 v_{es} + a_5^3 v_{bs} + a_5^4 v_{ds}), \quad (4.37)$$

donde $a_5 = e^{j2\pi/5}$.

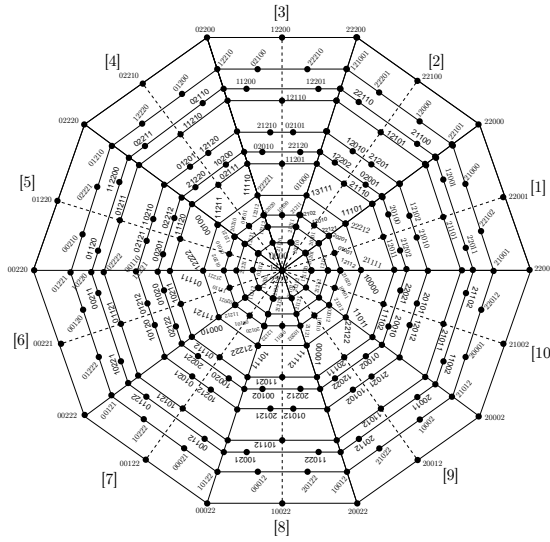
El convertidor tiene 243 vectores de tensión de salida ($3^5=243$). Estos vectores son proyectados sobre los subespacios d_1-q_1 y d_3-q_3 a través de las expresiones (4.36) y (4.37). Hay tres vectores nulos y 240 vectores no nulos, los cuales dividen cada subespacio vectorial en sectores de 36° , lo que conlleva tener 10 sectores diferentes formando un decágono (figura 4.15). Asimismo, en función de la magnitud de cada vector se distinguen 9 grupos: $0.647vdc$, $0.524vdc$, $0.0447vdc$, $0.4vdc$, $0.324vdc$, $0.247vdc$, $0.2vdc$, $0.124vdc$ y $0.076vdc$.

El subespacio vectorial d_3-q_3 es similar al d_1-q_1 reemplazando el orden de las fases $ABCDE$ del dominio d_1-q_1 , por el orden $ACEBD$ del subespacio d_3-q_3 . En consecuencia, el vector de tensión que cae en el subespacio d_3-q_3 representa una distorsión de tensión. Es habitual eliminar dicha componente haciendo el vector nulo generando de este modo tensiones sinusoidales y, por lo tanto, un patrón de flujo sinusoidal en el entrehierro de la máquina de inducción.

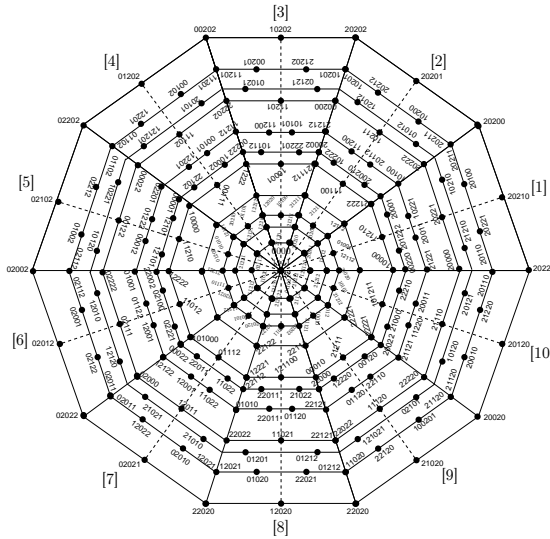
Como se ha visto con anterioridad, no es necesario utilizar todos los vectores del decágono para sintetizar la tensión de salida deseada en el convertidor. Si se eliminan los vectores innecesarios se reduce el número de vectores de tensión y, por lo tanto, se reducirá la complejidad de la búsqueda de secuencias de conmutación adecuadas. La transformación entre marco de referencia de tensión de fase y el marco de referencia desacoplado viene dada por:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \\ v_{ds} \\ v_{es} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ 1 & \cos(3\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(9\alpha) & \cos(12\alpha) \\ 0 & \sin(3\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(9\alpha) & \sin(12\alpha) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d3} \\ v_{q3} \\ n \end{bmatrix}, \quad (4.38)$$

donde $\alpha = \frac{2\pi}{5}$ y, las componentes de la tensión de referencia d_1-q_1 son $v_{d1} = v_{ref} \cos(\theta)$ y $v_{q1} = v_{ref} \sin(\theta)$. Como la componente d_3-q_3 tiene que ser ce-



(a) Doscientos cuarenta y tres vectores de estado proyectados sobre el espacio vectorial d_1-q_1 .



(b) Doscientos cuarenta y tres vectores de estado proyectados sobre el espacio vectorial d_3-q_3 .

Figura 4.15: Espacios vectoriales d_1-q_1 y d_3-q_3 para un convertidor de tres niveles y cinco fases.

Tabla 4.7: Relación a satisfacer por las tensiones de fase del convertidor.

Número de sector	Relación de tensiones entre fases
1	$v_{ao} \geq v_{bo} \geq v_{eo} \geq v_{co} \geq v_{do}$
2	$v_{bo} \geq v_{ao} \geq v_{co} \geq v_{eo} \geq v_{do}$
3	$v_{bo} \geq v_{co} \geq v_{ao} \geq v_{do} \geq v_{eo}$
4	$v_{co} \geq v_{bo} \geq v_{do} \geq v_{ao} \geq v_{eo}$
5	$v_{co} \geq v_{do} \geq v_{bo} \geq v_{eo} \geq v_{ao}$
6	$v_{do} \geq v_{co} \geq v_{eo} \geq v_{bo} \geq v_{ao}$
7	$v_{do} \geq v_{eo} \geq v_{co} \geq v_{ao} \geq v_{bo}$
8	$v_{eo} \geq v_{do} \geq v_{ao} \geq v_{co} \geq v_{bo}$
9	$v_{eo} \geq v_{ao} \geq v_{do} \geq v_{bo} \geq v_{co}$
10	$v_{ao} \geq v_{eo} \geq v_{bo} \geq v_{do} \geq v_{co}$

ro, v_{d3} y v_{q3} serán nulas también y, por lo tanto, el sistema queda:

$$v_{as} = v_{ref} \cos(\theta), \quad (4.39)$$

$$v_{bs} = v_{ref} (\cos(\theta) \cos(\alpha) + \sin(\theta) \sin(\alpha)) = v_{ref} \cos(\theta - \alpha), \quad (4.40)$$

$$v_{cs} = v_{ref} (\cos(\theta) \cos(2\alpha) + \sin(\theta) \sin(2\alpha)) = v_{ref} \cos(\theta - 2\alpha), \quad (4.41)$$

$$v_{ds} = v_{ref} (\cos(\theta) \cos(3\alpha) + \sin(\theta) \sin(3\alpha)) = v_{ref} \cos(\theta - 3\alpha), \quad (4.42)$$

$$v_{es} = v_{ref} (\cos(\theta) \cos(4\alpha) + \sin(\theta) \sin(4\alpha)) = v_{ref} \cos(\theta - 4\alpha). \quad (4.43)$$

Tomando únicamente en consideración el primer sector del decágono ($0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{5}$) y aplicando (4.39) - (4.43) se obtienen las magnitudes de las tensiones de línea correspondientes a dicho sector, las cuales satisfacen la relación $v_{as} \geq v_{bs} \geq v_{es} \geq v_{cs} \geq v_{ds}$ y, por lo tanto las tensiones de fase referidas al punto O también cumplirán la relación $v_{ao} \geq v_{bo} \geq v_{eo} \geq v_{co} \geq v_{do}$. Así, por ejemplo, el vector 22102, que representa las tensiones de fase $[v_{dc}, v_{dc}, \frac{v_{dc}}{2}, 0, v_{dc}]$ satisface la relación anterior, lo que lo convierte en un vector candidato a sintetizar la tensión de referencia deseada. Sin embargo, el vector 12102 genera la magnitud de tensiones $v_{bo} \geq v_{eo} \geq v_{ao} \geq v_{co} \geq v_{do}$, por lo que no cumple la relación requerida y es descartado. Únicamente 18 vectores de los 36 del primer sector del decágono satisfacen los requerimientos de magnitud tensión (a excepción de los vectores nulos). Las relaciones entre las tensiones para el resto de los sectores se presentan en la tabla 4.7. En total, el número de vectores del subespacio d_1-q_1 se ve reducido a 113 vectores aptos.

Una vez minimizado el número de vectores a utilizar se debe seleccionar la secuencia de vectores del subespacio d_1-q_1 a aplicar, sin olvidar que se debe controlar el vector del subespacio d_3-q_3 para que sea nulo. De no ser así, la corriente podrá

Tabla 4.8: Secuencias de conmutación potenciales del sector 1.

No	Estados del convertidor (secuencia de conmutación)
1	11001-11101-11111-21111-22111-22112
2	11001-11101-21101-21111-22111-22112
3	11001-21001-21101-21111-22111-22112
4	11001-21001-21101-22101-22111-22112
5	11001-11101-21101-22101-22111-22112
6	11001-21001-22001-22001-22102-22112
7	11001-21001-22001-22101-22102-22112
8	11001-21001-22001-22101-22111-22112
9	11000-21000-21001-22001-22101-22111
10	11000-21000-22000-22001-22101-22111
11	11001-21001-21101-22101-22102-22112
12	11000-21000-21001-21101-22101-22111
13	10000-11000-21000-21001-21101-21111
14	11001-11101-21101-22101-22102-22112
15	10000-20000-21000-21001-21101-21111
16	11101-21101-22101-22102-22202-22212

distorsionarse por la excitación de dicho vector. Para ello, se siguen los pasos de la estrategia SVM:

- Los vectores del subespacio d_1-q_1 utilizados para sintetizar la tensión de referencia deben ser escogidos de manera que la combinación de los vectores del subespacio d_3-q_3 se cancelen durante todo el ciclo de conmutación.
- El convertidor puede realizar únicamente una transición durante un evento de conmutación para así minimizar las pérdidas de conmutación de la secuencia.
- Es preferible seleccionar vectores redundantes de forma que la tensión del PN pueda equilibrarse ajustando sus ciclos de trabajo.

A continuación se toma el primer sector del subespacio d_1-q_1 simplificado para mostrar como determinar las secuencias de vectores correctas aplicando la técnica OFV (*Optimized Five Vectors*). Hay un total de 16 secuencias de conmutación que cumplen las normas antes mencionadas tal y como muestra la tabla 4.8. Son posibles otras muchas secuencias de conmutación pero producen múltiples transiciones de conmutación durante el ciclo de modulación. Únicamente hay 10 secuencias de conmutación que pueden producir la cancelación del vector del subespacio d_3-q_3 . Por ejemplo, la secuencia número 1 del dominio d_3-q_3

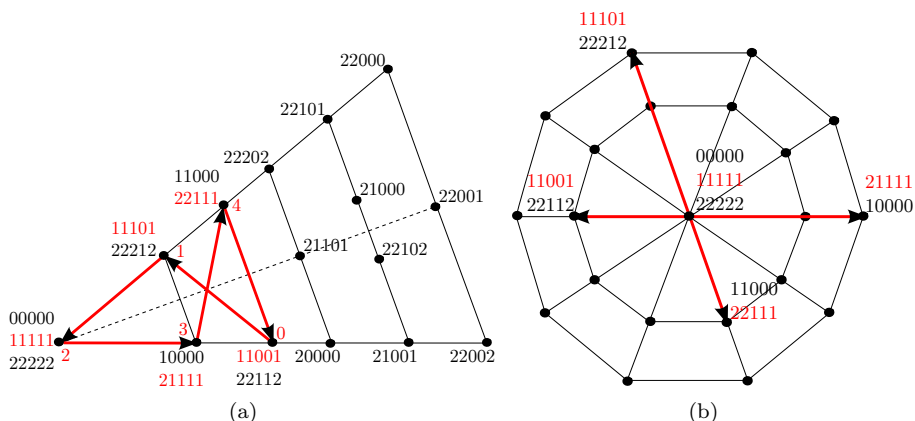


Figura 4.16: Ubicación de los vectores de estado en el espacio vectorial d_1-q_1 (a) y d_3-q_3 (b) para la secuencia de conmutación 1 (11001-11101-11111-21111-22111).

es 11001-11101-11111-21111-22111 (figura 4.16(a)). Los estados del convertidor 21111 y 11001 son opuestos en el subespacio d_3-q_3 (figura 4.16(b)) al igual que lo son los estados 22111 y 11101. La relación de magnitud entre ambas parejas de vectores es 1.618. Por lo tanto, si tienen ciclos de trabajo con una relación de $1/1.618$ los vectores se cancelarán en subespacio d_3-q_3 . Sin embargo, con respecto a la secuencia de conmutación 11 compuesta por la secuencia de vectores 11001-21001-21101-22101-22102 (figura 4.17(a)), los estados 21001 y 11001 son opuestos en el subespacio d_3-q_3 así como lo son la proyección de los vectores 22102 y 21101 sobre el eje formado por 11001 y 21001, por lo que se pueden cancelar las magnitudes. Sin embargo, los vectores de 22101, 22102 y 21101 no pueden equilibrarse entre sí sobre un eje ortogonal al eje formado por los vectores 11001 y 21001 (figura 4.17(b)). Por lo tanto, estos últimos no son válidos para generar la tensión de referencia y producir un vector nulo en el plano d_3-q_3 . En consecuencia, únicamente las secuencias de conmutación de la 1 a la 10 de la tabla 4.8 son potenciales candidatas para generar la tensión de salida requerida con la eliminación del vector del subespacio d_3-q_3 .

El siguiente paso consiste en obtener los ciclos de trabajo de cada uno de los vectores que conforman el área o región mediante la cual se va a sintetizar el vector de la tensión de referencia. En el caso de sistemas multifase, esta acción se complica debido a que se tiene que asegurar la cancelación de la componente vectorial d_3-q_3 utilizando una relación entre los ciclos de trabajo de los vectores apropiada, tal y como se ha visto. Las ecuaciones que combinan los ciclos de trabajo de cada vector, así como la tensión de referencia deseada son:

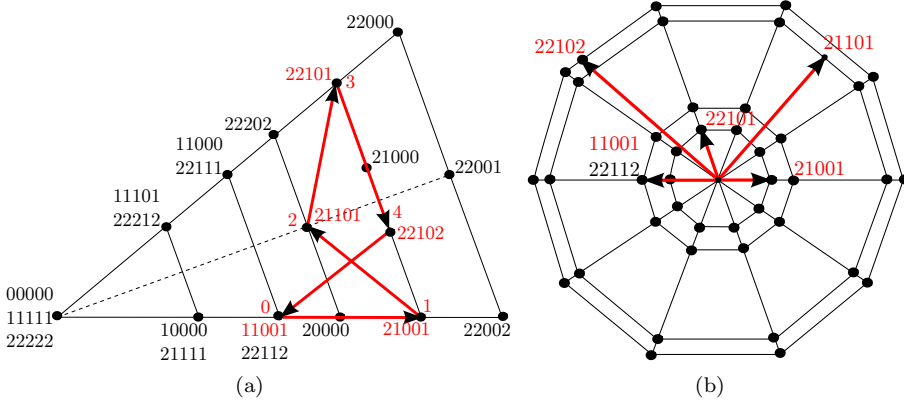


Figura 4.17: Ubicación de los vectores de estado en el espacio vectorial d_1-q_1 (a) y d_3-q_3 (b) para la secuencia de conmutación 11 (11001-21001-21101-22101-22102).

$$t_s \vec{v}_{dq1ref} = t_0 \vec{v}_0 + t_1 \vec{v}_1 + t_2 \vec{v}_2 + t_3 \vec{v}_3 + t_4 \vec{v}_4, \quad (4.44)$$

$$t_s \vec{v}_{dq3ref} = t_0 \vec{v}_0 + t_1 \vec{v}_1 + t_2 \vec{v}_2 + t_3 \vec{v}_3 + t_4 \vec{v}_4 = 0, \quad (4.45)$$

$$t_s = t_0 + t_1 + t_2 + t_3 + t_4, \quad (4.46)$$

donde, t_0, t_1, t_2, t_3, t_4 son los ciclos de trabajo de la secuencia de vectores de conmutación seleccionada $\vec{v}_0, \vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4$; t_s es el periodo de conmutación y, \vec{v}_{dq1ref} y \vec{v}_{dq3ref} son las componentes de la tensión de salida de referencia en el marco d_1-q_1 y d_3-q_3 respectivamente. Expresando estas ecuaciones de forma matricial y descomponiendo los vectores de conmutación en sus componentes dq se tiene:

$$\begin{bmatrix} t_0 \\ t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{d10} & v_{d11} & v_{d12} & v_{d13} & v_{d14} \\ v_{q10} & v_{q11} & v_{q12} & v_{q13} & v_{q14} \\ v_{d30} & v_{d31} & v_{d32} & v_{d33} & v_{d34} \\ v_{q30} & v_{q31} & v_{q32} & v_{q33} & v_{q34} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \\ v_{d3} \\ v_{q3} \\ t_s \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

donde $v_{d10}, v_{d11}, v_{d12}, v_{d13}, v_{d14}$ y $v_{q10}, v_{q11}, v_{q12}, v_{q13}$ y v_{q14} son las componentes d_1-q_1 asociadas a los vectores de la secuencia de conmutación $\vec{v}_0, \vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4$ respectivamente, mientras que $v_{d30}, v_{d31}, v_{d32}, v_{d33}, v_{d34}$ y $v_{q30}, v_{q31}, v_{q32}, v_{q33}, v_{q34}$ son las componentes d_3-q_3 asociadas a la secuencia de conmutación de vectores $\vec{v}_0, \vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4$ respectivamente.

Las componentes d_1-q_1 y d_3-q_3 de cada estado de conmutación se obtienen al aplicar (4.36) y (4.37). Por ejemplo, si el segundo vector de la secuencia de conmutación fuese 11000, aplicando (4.36) se obtiene:

$$v_{S1} = \frac{2}{5} \left(\frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_{dc}}{2} \left(\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right) + 0 + 0 + 0 \right),$$

$$v_{S1} = \frac{3 + \sqrt{5}}{20} V_{dc} + j \frac{\sqrt{10 + 2\sqrt{5}}}{20} V_{dc},$$

en consecuencia, las componentes d_1-q_1 serían:

$$v_{d12} = \frac{3 + \sqrt{5}}{20} V_{dc},$$

$$v_{q12} = \frac{\sqrt{10 + 2\sqrt{5}}}{20} V_{dc},$$

y por lo tanto, las componentes d_3-q_3 :

$$v_{d32} = \frac{3 - \sqrt{5}}{20} V_{dc},$$

$$v_{q32} = \frac{\sqrt{10 - 2\sqrt{5}}}{20} V_{dc}.$$

Así, sustituyendo en (4.47) todas las componentes d_1-q_1 y d_3-q_3 del resto de los vectores de la secuencia de conmutación 1 (comenzando por el vector de estado 00000) se tiene:

$$\begin{bmatrix} t_0 \\ t_1 \\ t_2 \\ t_3 \\ t_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{V_{dc}}{5} & \frac{3+\sqrt{5}}{20} V_{dc} & \frac{1+\sqrt{5}}{10} V_{dc} & \frac{1+\sqrt{5}}{20} V_{dc} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{10+2\sqrt{5}}}{20} V_{dc} & 0 & \frac{\sqrt{10-2\sqrt{5}}}{20} V_{dc} \\ 0 & \frac{V_{dc}}{5} & \frac{3-\sqrt{5}}{20} V_{dc} & \frac{1-\sqrt{5}}{10} V_{dc} & \frac{1-\sqrt{5}}{20} V_{dc} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{10-2\sqrt{5}}}{20} V_{dc} & 0 & \frac{\sqrt{10+2\sqrt{5}}}{20} V_{dc} \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} t_s v_{ref} \cos(\theta) \\ t_s v_{ref} \sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ t_s \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

El ciclo de trabajo para cada estado del convertidor es:

$$\begin{aligned} t_0 &= t_s - 4Mt_s \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) \cos\left(\theta - \frac{\pi}{10}\right), \\ t_1 &= -4Mt_s \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) \sin\left(\theta - \frac{\pi}{5}\right), \\ t_2 &= 4Mt_s \sin(\theta) \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right), \\ t_3 &= Mt_s (\sqrt{5} \cos(\theta) - 4 \cos\left(\frac{\pi}{5}\right) \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) \sin(\theta)), \\ t_4 &= 4Mt_s \sin(\theta) \sin\left(\frac{\pi}{5}\right), \end{aligned}$$

donde $0 \leq \theta \leq \left(\frac{\pi}{5}\right)$ y $M = \frac{v_{ref}}{V_{dc}}$.

Por otro lado, se tiene que garantizar que la componente vectorial d_3-q_3 sea nula mediante la cancelación de vectores opuestos pero colineales. Para ello se debe asegurar que los ciclos de trabajo de los vectores escogidos sean inferiores a t_s y mayores que cero. Así, para el ejemplo seguido se tiene que satisfacer:

$$t_s - 4Mt_s \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) \cos\left(\theta - \frac{\pi}{10}\right) \geq 0, \quad (4.49)$$

$$M \leq \frac{1}{4M \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) \cos\left(\theta - \frac{\pi}{10}\right)}. \quad (4.50)$$

La figura 4.18(a) muestra la región accesible por la secuencia de conmutación 1. Como se puede observar, esta es más pequeña que los límites establecidos por la secuencia de vectores escogida debido a (4.50). La figura 4.18(b), por su parte, muestra las diez regiones accesibles del primer sextante en d_1-q_1 correspondientes a las secuencias de conmutación de la 1 a la 10 de la tabla 4.8.

Tal y como se ha indicado anteriormente, se debe tener en cuenta los vectores redundantes a la hora de equilibrar la tensión de los condensadores del bus DC del convertidor (del mismo modo que se ha descrito en la modulación NTV) para, así, controlar la corriente del PN. Para optimizar las secuencias de conmutación se deben cumplir los siguientes criterios:

- Se debe conseguir el mínimo número de transiciones entre regiones y vectores, así las pérdidas de conmutación se verán reducidas.
- Se evitan los patrones de conmutación con vectores cero, ya que éstos no son válidos para ayudar al equilibrado del punto neutro.

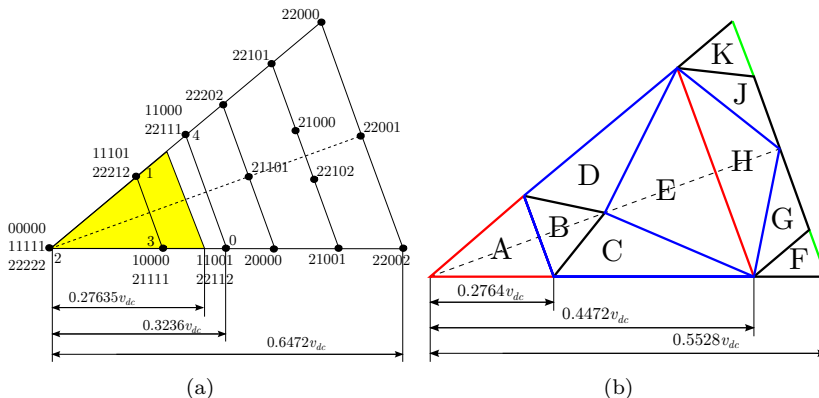


Figura 4.18: (a) Región accesible por la secuencia de conmutación 1 del sector 1 y, (b) Las diez regiones accesibles por las diez secuencias de conmutación del sector 1.

- Son preferibles los estados de conmutación que presentan dos o tres conexiones con el punto neutro para mejorar la capacidad de equilibrado del mismo.

Estos criterios ya han sido tenidos en cuenta a la hora de generar la tabla 4.8.

Finalmente, se necesita desarrollar un método rápido para determinar la ubicación del vector de tensión de referencia con respecto a las regiones accesibles mostradas en la figura 4.18(b). La localización del vector de referencia define entonces la secuencia de conmutación requerida. Cada región triangular se define mediante tres lados distintivos que se determinan de forma única por medio de las líneas centrales de los sectores adyacentes y no adyacentes y el sector donde se encuentra el vector de referencia (esto es debido a que los lados de los triángulos en el sector son perpendiculares a las líneas centrales del mismo, figura 4.19). Observando la figura 4.19, hay un total de nueve líneas (*od1*, *on1*, *oe*, *oe1*, *oe2*, *oe3*, *oe4*, *ok1* y *of1*) en el sector 1 que pueden ser utilizadas para determinar las posiciones de todas las regiones. Las longitudes de estas líneas vienen determinadas en la tabla que se presenta en la figura 4.19.

Cuando la tensión de referencia barre diferentes regiones en el primer sector, la región accesible se puede determinar comparando las longitudes de las líneas como muestra la tabla 4.9 con las proyecciones *op1*, *op2*, *op3*, *op4* y *op5* (sobre las cinco líneas centrales del sector *oa*, *ob*, *oe*, *ok* y *om* figura 4.19) de la tensión de referencia. Por lo tanto, la región que ocupa la tensión de referencia se establece mediante un conjunto de comparaciones.

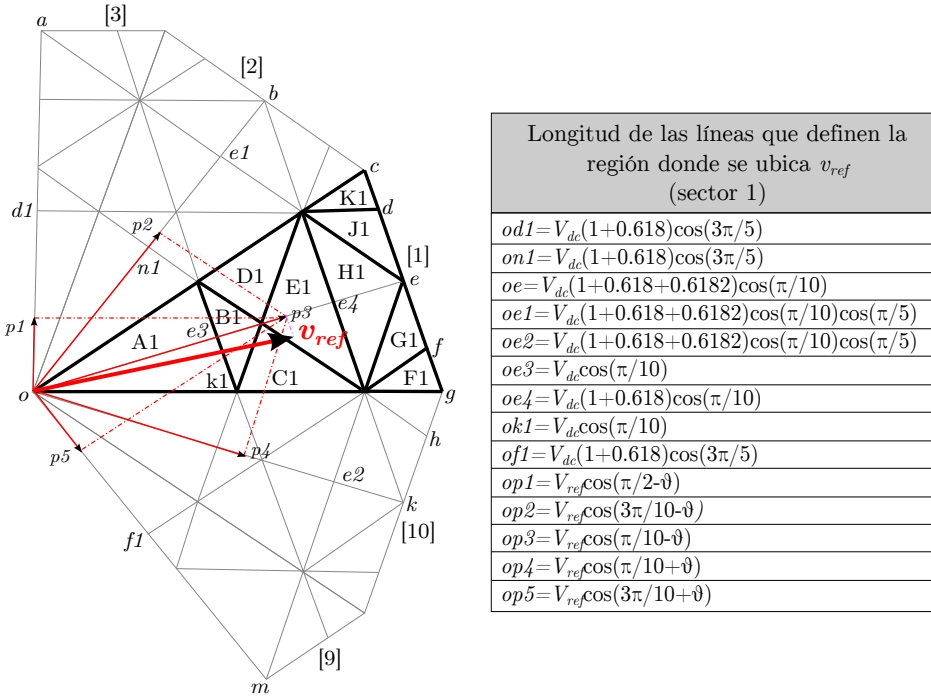


Figura 4.19: Longitud de las líneas que definen el área que contiene el vector de referencia en el primer sector.

Tabla 4.9: Determinación de la región en el sector 1.

Región	Algoritmo para la determinación de la sección
A1	$op3 \leq oe3$
B1	$op3 > oe3, op2 \leq ob1, op4 \leq ok1$
C1	$oe4 \geq op3 > oe3, op2 \leq ob1, oe2 \geq op4 > ok1$
D1	$oe4 \geq op3 > oe3, op4 \leq ok1, oe1 \leq op2 < ob1$
E1	$ob1 < op2 \leq oe1, oe3 < op3 \leq oe4, ok1 < op4 \leq oe2$
F1	$oe4 < op3 \leq oe, op5 \geq of1$
G1	$oe4 < op3 \leq oe, op5 < of1, oe4 < op3 \leq oe$
H1	$ob1 < op2 \leq oe1, ok1 < op4 \leq oe2, oe4 < op3 \leq oe$
J1	$op1 \leq od1, op2 > oe1, oe4 < op3 \leq oe$
K1	$op1 > od1, oe4 < op3 \leq oe$

Se puede concluir, por lo tanto, que este algoritmo de modulación emplea comparaciones geométricas para sintetizar el vector de tensión de referencia a la salida del convertidor. Asimismo, consigue el equilibrado de la tensión de punto neutro minimizando las pérdidas de conmutación. Sin embargo, debido a la complejidad de las relaciones geométricas que se deben realizar, éste resulta tedioso y difícil de extender a convertidores NPC con m fases.

4.3.3 Algoritmo de modulación vectorial para convertidores de cuatro ramas utilizando coordenadas naturales

Esta técnica de modulación propuesta en [32] simplifica en gran medida la selección del espacio vectorial donde se encuentra el vector de referencia. Los cálculos que determinan cuales serán los cuatro vectores activos y sus correspondientes ciclos de trabajo resultan sencillos. Para ello, al igual que en caso anterior, se apoya en comparaciones geométricas. Asimismo, la carga computacional es siempre la misma independientemente del número de niveles del convertidor.

Para un convertidor NPC de cuatro fases, el vector de referencia estará apuntando a un volumen en el espacio de estados que es un tetraedro dentro de un cubo dentro de un prisma (figura 4.20). Los vértices del tetraedro son los vectores de estados de la secuencia. Esta estrategia permite identificar de forma sencilla dichos cuatro vectores ($\vec{v}_1, \vec{v}_2, \vec{v}_3, \vec{v}_4$) y sus ciclos de trabajo (t_1, t_2, t_3, t_4). Los pasos a seguir están recogidos en el diagrama de flujo figura 4.21. A continuación se describen las acciones a seguir en cada uno de ellos.

La entrada al algoritmo de modulación es el vértice de tensión de referencia normalizado:

$$v_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{(n-1)}, \quad (4.51)$$

donde n el número de niveles del convertidor.

El primer paso consiste en calcular el origen de coordenadas correspondiente al sistema de referencia del subcubo donde se encuentra el vector de referencia. Para un determinado vector de referencia en el sistema trifásico (v_{an}, v_{bn}, v_{cn}), la parte entera de cada componente determina una de las coordenadas origen de dicho subcubo (a, b, c) (ver figura 4.20):

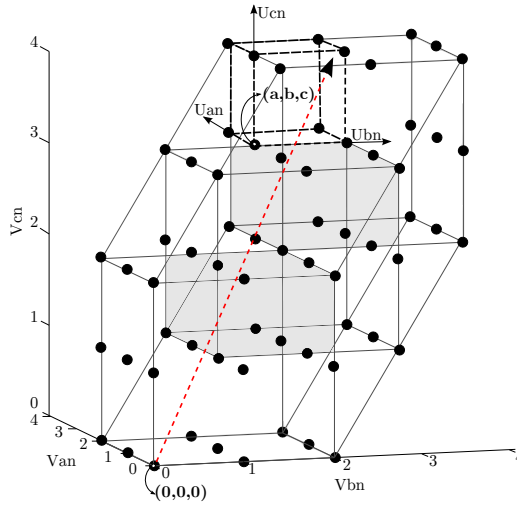


Figura 4.20: Diagrama vectorial tridimensional de un convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases.

$$a = \text{entero}(v_{an}), \quad (4.52)$$

$$b = \text{entero}(v_{bn}), \quad (4.53)$$

$$c = \text{entero}(v_{cn}), \quad (4.54)$$

donde $(v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) \in 0, \dots, 2(n-1)$.

El número de subcubos que hay dentro del prima depende del número de niveles del convertidor, a mayor número de niveles más subcubos, en general $(n-1)^3$. Cada subcubo, a su vez, está compuesto por un total de seis tetraedros.

El segundo paso consiste en identificar en cual de los seis tetraedros se encuentra el vector de referencia. El tetraedro correcto se localiza realizando comparaciones entre los tres planos de 45° dentro del espacio tridimensional lo que define directamente los seis tetraedros dentro del subcubo. Dichos planos son los mostrados en la figura 4.22. Únicamente es necesario realizar tres comparaciones para encontrar el tetraedro que contiene el vector de referencia. Dichas comparaciones vienen definidas en el diagrama de flujo mostrado en la figura 4.21.

Una vez se conocen las coordenadas (a, b, c) , el tercer paso consiste en calcular los cuatro vectores de estado que definen los cuatro vértices del tetraedro que se ha seleccionado en el primer paso y, que son, a su vez, los cuatro vectores

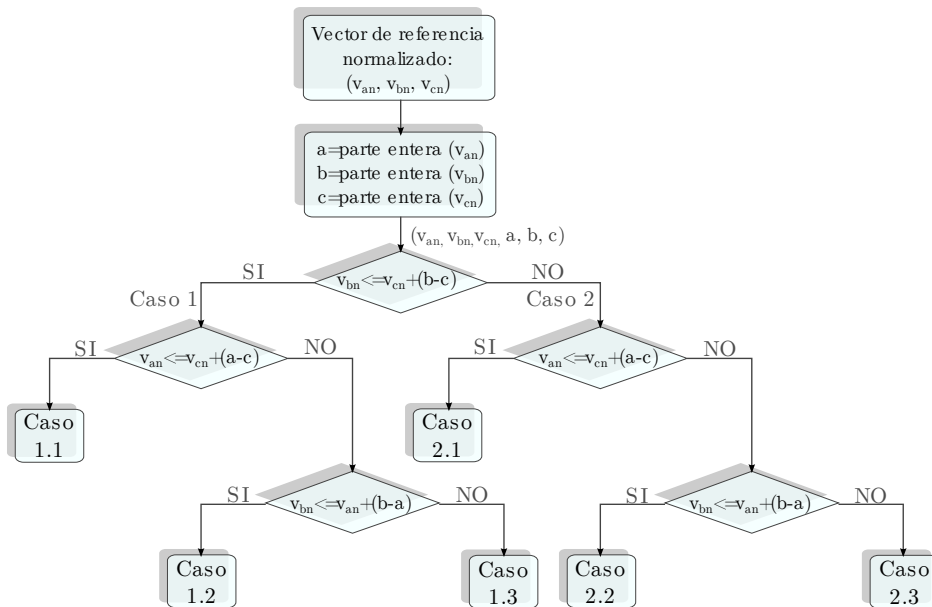


Figura 4.21: Diagrama de flujo para la selección del tetraedro y sus correspondientes vectores de estado.

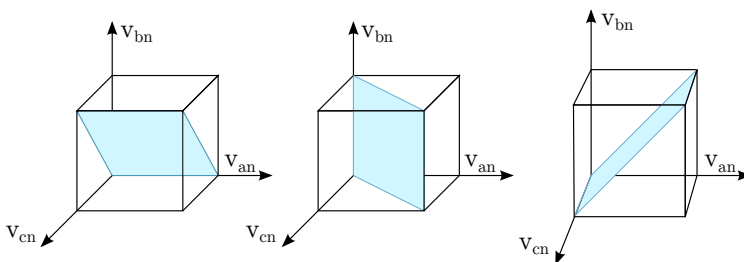


Figura 4.22: Planos empleados en el cálculo de los tetraedros donde se encuentra el vector de referencia.

que sintetizan el vector de referencia. La figura 4.23 muestra los seis tetraedros existentes dentro de cada subcubo y sus correspondientes vectores de estado. Atendiendo a las comparaciones realizadas en el paso anterior, se conoce en cual de los seis tetraedros ha caído el vector de referencia y, por lo tanto, los cuatro vectores de estado que lo sintetizan.

En el paso cuarto se comprueba que los cuatro vectores de estado estén dentro

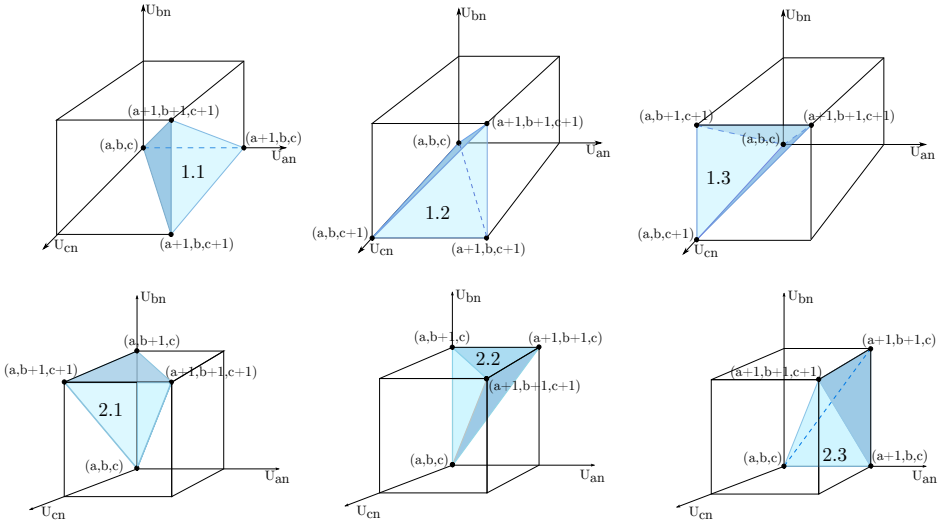


Figura 4.23: Los seis tetraedros existentes dentro de cada subcubo y los correspondientes vectores de estado.

del espacio de control, es decir, todo vector normalizado está dentro el prisma de control tridimensional, pero puede ocurrir que todo el volumen del prisma no se cubra totalmente con los cubos correspondientes a cada convertidor multinivel. En el caso de que un vector de referencia se encuentre en un tetraedro donde uno de sus vértices está fuera del prisma, el algoritmo de modulación asigna tiempo cero a este vector de estado (figura 4.24) y los tres vectores más cercanos, localizados en este plano del prisma, serán los que generen el vector de referencia.

El quinto paso es el correspondiente al cálculo de los ciclos de trabajo de cada uno de los cuatro vectores de estado. Para ello, el algoritmo genera una matriz S con los cuatro vectores de estado y sus correspondientes ciclos de trabajo:

$$S = \begin{bmatrix} S_{an}^1 & S_{bn}^1 & S_{cn}^1 & d_1 \\ S_{an}^2 & S_{bn}^2 & S_{cn}^2 & d_2 \\ S_{an}^3 & S_{bn}^3 & S_{cn}^3 & d_3 \\ S_{an}^4 & S_{bn}^4 & S_{cn}^4 & d_4 \end{bmatrix}, \quad (4.55)$$

donde $S_{an}^i, S_{bn}^i, S_{cn}^i$ (con $i=1, \dots, 4$) son las coordenadas de cada vector de estado y d_i son sus correspondientes ciclos de trabajo siendo T_s el periodo de modulación ($d_i = d_i T_s$).

Los vectores de estado son los vértices del tetraedro que sintetiza el vector de

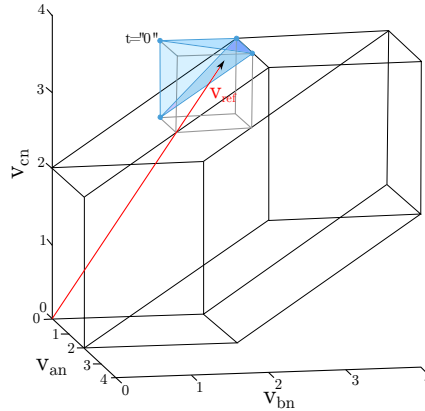


Figura 4.24: Ejemplo de tetraedro que contiene el vector de referencia pero uno de los vértices se encuentra fuera del prima.

referencia. Por lo tanto, las ecuaciones que se deben resolver son:

$$v_a = S_{an}^1 d_1 + S_{an}^2 d_2 + S_{an}^3 d_3 + S_{an}^4 d_4, \quad (4.56)$$

$$v_b = S_{bn}^1 d_1 + S_{bn}^2 d_2 + S_{bn}^3 d_3 + S_{bn}^4 d_4, \quad (4.57)$$

$$v_c = S_{cn}^1 d_1 + S_{cn}^2 d_2 + S_{cn}^3 d_3 + S_{cn}^4 d_4, \quad (4.58)$$

$$d_1 + d_2 + d_3 + d_4 = 1. \quad (4.59)$$

Los cálculos de los ciclos de trabajo de los vectores de estados quedan reducidos a una suma atendiendo al tetraedro (caso 1.1, ..., caso 2.3) en el que esté el vector de referencia, tal y como muestra la tabla 4.10. Las coordenadas (a, b, c) representan los diferentes niveles de tensión entre cada una de las fases y el neutro, tomando valores entre 0 y $2(n-1)$, donde n es el número de niveles del convertidor. Los tiempos son función de las componentes del vector de referencia y de la parte entera de las coordenadas de dicho vector de referencia. Además, se escoge una secuencia optimizada que minimiza el número de conmutaciones. La secuencia de vectores de estado en medio ciclo es: $v_1=(S_{an}^1, S_{bn}^1, S_{cn}^1)$, $v_2=(S_{an}^2, S_{bn}^2, S_{cn}^2)$, $v_3=(S_{an}^3, S_{bn}^3, S_{cn}^3)$ y $v_4=(S_{an}^4, S_{bn}^4, S_{cn}^4)$. En la segunda mitad del ciclo la secuencia de vectores será la inversa.

Como se ha podido comprobar, esta estrategia de modulación resulta simple y reduce complejidad computacional y los cálculos para determinar los vectores de estado y sus correspondientes ciclos de trabajo para un convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases. Además, éste es independiente del número de niveles del

Tabla 4.10: Secuencia de estados y ciclos de trabajo.

Tetraedro	Secuencia de vectores de estado	Ciclos de trabajo
Caso 1.1	$(S_{an}^1, S_{bn}^1, S_{cn}^1)=(a, b, c)$ $(S_{an}^2, S_{bn}^2, S_{cn}^2)=(a+1, b, c)$ $(S_{an}^3, S_{bn}^3, S_{cn}^3)=(a+1, b, c+1)$ $(S_{an}^4, S_{bn}^4, S_{cn}^4)=(a+1, b+1, c+1)$	$d_1 = 1 + a - u_{an},$ $d_2 = -a + c + u_{an} - u_{cn},$ $d_3 = b - c - u_{bn} + u_{cn},$ $d_4 = -b + u_{bn}.$
Caso 1.2	$(S_{an}^1, S_{bn}^1, S_{cn}^1)=(a, b, c)$ $(S_{an}^2, S_{bn}^2, S_{cn}^2)=(a, b, c+1)$ $(S_{an}^3, S_{bn}^3, S_{cn}^3)=(a+1, b, c+1)$ $(S_{an}^4, S_{bn}^4, S_{cn}^4)=(a+1, b+1, c+1)$	$d_1 = 1 + c - u_{cn},$ $d_2 = a - c - u_{an} + u_{cn},$ $d_3 = -a + b - u_{an} - u_{bn},$ $d_4 = -b + u_{bn}.$
Caso 1.3	$(S_{an}^1, S_{bn}^1, S_{cn}^1)=(a, b, c)$ $(S_{an}^2, S_{bn}^2, S_{cn}^2)=(a, b, c+1)$ $(S_{an}^3, S_{bn}^3, S_{cn}^3)=(a, b+1, c+1)$ $(S_{an}^4, S_{bn}^4, S_{cn}^4)=(a+1, b+1, c+1)$	$d_1 = 1 + c - u_{cn},$ $d_2 = b - c - u_{bn} - u_{cn},$ $d_3 = a - b - u_{an} + u_{bn},$ $d_4 = -a + u_{an}.$
Caso 2.1	$(S_{an}^1, S_{bn}^1, S_{cn}^1)=(a, b, c)$ $(S_{an}^2, S_{bn}^2, S_{cn}^2)=(a, b+1, c)$ $(S_{an}^3, S_{bn}^3, S_{cn}^3)=(a, b+1, c+1)$ $(S_{an}^4, S_{bn}^4, S_{cn}^4)=(a+1, b+1, c+1)$	$d_1 = 1 + b - u_{bn},$ $d_2 = -b + c + u_{bn} - u_{cn},$ $d_3 = a - c - u_{an} + u_{cn},$ $d_4 = -a + u_{an}.$
Caso 2.2	$(S_{an}^1, S_{bn}^1, S_{cn}^1)=(a, b, c)$ $(S_{an}^2, S_{bn}^2, S_{cn}^2)=(a, b+1, c)$ $(S_{an}^3, S_{bn}^3, S_{cn}^3)=(a+1, b+1, c)$ $(S_{an}^4, S_{bn}^4, S_{cn}^4)=(a+1, b+1, c+1)$	$d_1 = 1 + b - u_{bn},$ $d_2 = a - b - u_{an} + u_{bn},$ $d_3 = -a + c + u_{an} - u_{cn},$ $d_4 = -c + u_{cn}.$
Caso 2.3	$(S_{an}^1, S_{bn}^1, S_{cn}^1)=(a, b, c)$ $(S_{an}^2, S_{bn}^2, S_{cn}^2)=(a+1, b, c)$ $(S_{an}^3, S_{bn}^3, S_{cn}^3)=(a+1, b+1, c)$ $(S_{an}^4, S_{bn}^4, S_{cn}^4)=(a+1, b+1, c+1)$	$d_1 = 1 + a - u_{an},$ $d_2 = -a + b + u_{an} - u_{bn},$ $d_3 = -b + c + u_{bn} - u_{cn},$ $d_4 = -c + u_{cn}.$

convertidor. Sin embargo, no corre así con el número de fases, lo que modificaría el prisma que define el espacio vectorial. Asimismo, no presenta ningún tipo de control sobre la tensión del punto neutro para ningún tipo de carga.

4.4 Conclusiones

En este capítulo, se ha hecho un recorrido por diferentes estrategias de modulación utilizadas en los convertidores multinivel de fijación por diodos. Se ha descrito en detalle el principio de funcionamiento de tres estrategias de modulación para los convertidores trifásicos y, tres algoritmos de modulación para convertidores

multifase.

Muchas de las estrategias de modulación para convertidores trifásicos utilizan un enfoque vectorial y, por lo tanto, utilizan el correspondiente diagrama del espacio vectorial del convertidor, el cual es un plano de dos dimensiones y, en consecuencia, de fácil manejo. Sin embargo, se ha podido comprobar, que con el aumento del número de fases del convertidor, el número de estados de conmutación de éste también incrementa (n^m , siendo n el número de niveles del convertidor y m el número de fases). En consecuencia, el diagrama vectorial del convertidor ya no es un plano en dos dimensiones, sino que pasa a ser un diagrama $(m-1)$ dimensional. Trabajar con este tipo de diagramas tan complejos es muy laborioso y, para su resolución se hace uso de diferentes técnicas para la simplificación del número de estados de conmutación del convertidor, las cuales a menudo implican cálculo matricial, incrementando los requisitos de cálculo. Todo ello hace que las estrategias de modulación vectoriales no sean idóneas para utilizar en sistemas multinivel y multifase.

Por lo tanto, las estrategias de modulación para convertidores multinivel y multifase, además de perseguir los mismos objetivos que sus predecesoras trifásicas, otro de los principales objetivos es conseguir la reducción de su carga computacional, para lograr una rápida ejecución de las estrategias de modulación en un controlador digital. Una alternativa es el empleo de estrategias basadas en PWM ya que su enfoque es independiente del número de fases del convertidor y, por lo tanto, son adecuadas para aplicaciones multifase. En el siguiente capítulo se proponen tres novedosas estrategias de modulación basadas en PWM para convertidores de fijación por diodos de tres niveles y multifase.

Capítulo 5

Algoritmos de modulación para convertidores NPC multinivel y multifase

5.1 Introducción

En este capítulo se proponen tres estrategias de modulación para un convertidor NPC de tres niveles y m fases. El objetivo principal que se persigue con cada una de ellas es, por una parte, el generar, para cualquier tipo de carga a la que esté conectado el convertidor, una corriente por el punto neutro (PN) capaz de mantener en equilibrio la distribución de la tensión en los condensadores que conforman el bus de continua. Por otra parte, otro de los objetivos es el de eliminar o reducir al máximo posible las amplitudes de las oscilaciones de tensión de baja frecuencia que se producen en el PN bajo ciertas condiciones de operación. Las tres estrategias propuestas se apoyan en la modulación estándar CB-PWM (*Carrier-Based Pulse-Width-Modulation*). Las características que distinguen a estos algoritmos frente a los existentes en la literatura técnica son: su facilidad para extender el algoritmo a un convertidor con m fases, su implementación simple e intuitiva y su baja carga computacional, por lo que pueden ser procesados rápidamente en un controlador digital. Además, éstos proporcionan el equilibrado de tensión del PN de forma natural, sin necesidad de utilizar un control de tensión externo.

En la literatura técnica, tal y como se ha visto en el capítulo anterior, se han publicado varias propuestas de algoritmos de modulación para convertidores multinivel y multifase. Algunos de ellos se basan en técnicas vectoriales SV-PWM (*Space Vector Pulse-Width-Modulation*). Sin embargo, cuando el convertidor tiene más de tres fases, el número de vectores de conmutación aumenta exponencialmente de acuerdo a la relación n^m (donde n es el número de niveles del convertidor y m es el número de fases). Asimismo, el diagrama del espacio vectorial correspondiente cambia de ser un plano 2-D, para los convertidores trifásicos, a ser un diagrama vectorial $(m-1)$ -D para convertidores con más de tres fases (figura 5.1) [32]. En consecuencia, el aumento del número de fases implica tratar con un elevado número de vectores de conmutación y diagramas vectoriales sofisticados. Este hecho hace que los algoritmos basados en SV-PWM para sistemas multinivel y multifase sean difíciles de implementar y aumenten los requisitos de cálculo del controlador digital.

En la literatura se han propuesto diferentes estrategias cuya finalidad es, entre otras, simplificar la resolución de los algoritmos SV-PWM para convertidores multinivel con m fases. En [34] se propone una estrategia basada en la descomposición del espacio vectorial (SVD, *Space Vector Decomposition*) para un convertidor de tres niveles y cinco fases donde se descomponen las variables en dos planos ortogonales. En [35] se presenta una metodología similar para un convertidor NPC de tres niveles y siete fases. En [180, 181] también se utiliza la formulación SVM, donde, además, se deriva una metodología para el cálculo de los ciclos de trabajo del convertidor multinivel multifase usando un enfoque de dos niveles. La complejidad de cálculo es independiente del número de niveles, pero se requiere el uso de formulación matricial. El tamaño de la matriz es una función del número de fases. Por lo tanto, cuanto mayor sea el número de fases, las dimensiones de la matriz serán mayores. En consecuencia, la aplicación de esta modulación en los convertidores multifase resulta tediosa e implica una carga computacional alta.

Por otro lado, también se pueden encontrar estrategias de modulación basadas en portadora (CB-PWM, *Carrier-Based PWM*). Las estrategias CB-PWM son fácilmente extensibles a estructuras de varios niveles. Este tipo de estrategias de modulación están bien establecidas en sistemas de tres niveles trifásicos [182–185]. El enfoque CB-PWM es independiente del número de fases y, por lo tanto, su extensión a topologías multifase es una tarea relativamente sencilla.

En [186] se hace una comparación de las estrategias PWM para un convertidor NPC de tres niveles y cinco fases. Se comparan las estrategias SV-PWM y CB-PWM en términos de distorsión de forma de onda de las tensiones y corrientes, así como en términos de complejidad en cuanto a la implementación del algoritmo. En este estudio se comparan tres modulaciones CB-PWM. La primera de ellas es

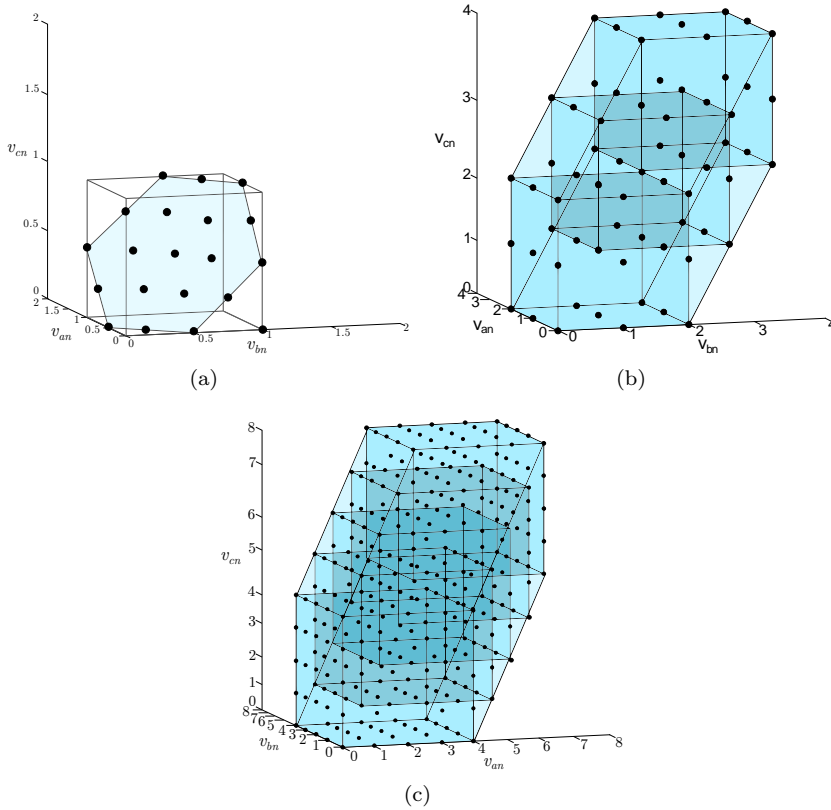


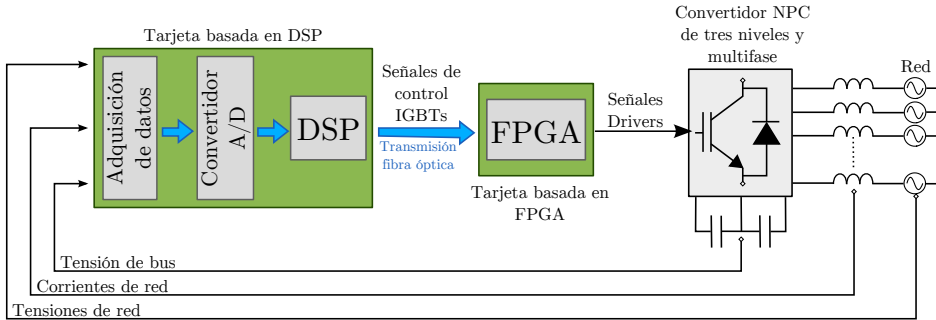
Figura 5.1: Espacio tridimensional generalizado para: (a) convertidor de tres niveles y tres fases, (b) convertidor de tres niveles y cuatro fases, (c) convertidor de tres niveles y cinco fases.

una estrategia CB-PWM pura, sin ninguna inyección de tensión de secuencia cero [187, 188]. Este enfoque produce la mínima distorsión armónica en las tensiones de fase. Esto es debido a que los armónicos más significativos de la tensión tienen la misma magnitud y fase en todas las ramas del convertidor y, por lo tanto, no aparecen en las tensiones línea a línea. El segundo, es un algoritmo CB-PWM con una única inyección de tensión de secuencia cero de acuerdo con el principio mínimo-máximo, cuyo objetivo es ampliar el rango del índice de modulación en la región lineal [189]. La tercera y última es una estrategia CB-PWM con doble inyección de tensión de secuencia cero basada en [190]. Su objetivo es reducir la distorsión armónica.

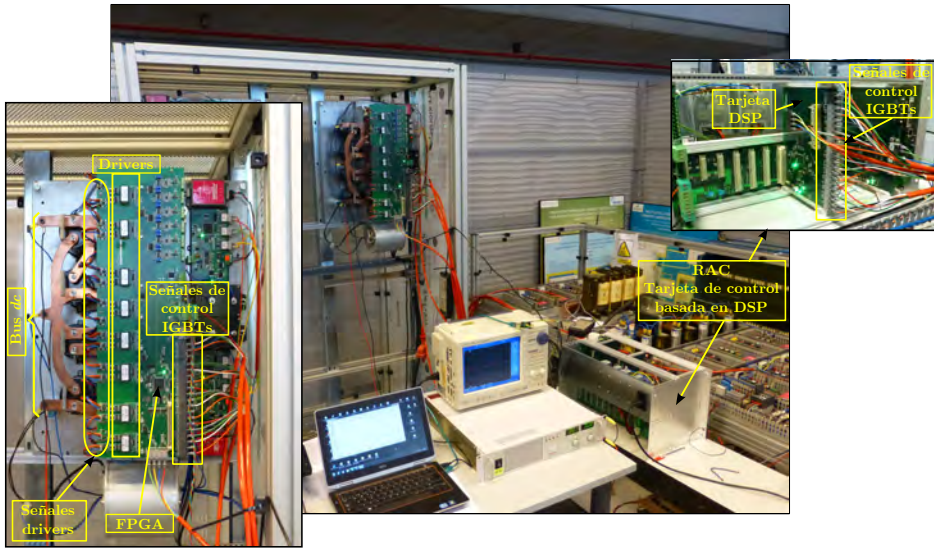
Todas las técnicas CB-PWM comparadas son más simples y requieren menos tiempo de cálculo que sus homologas SV-PWM. Por lo tanto, son más adecuadas para aplicaciones industriales multifase. Hay que tener en cuenta que ninguno de los algoritmos CB-PWM presentados para convertidores multifase incluye el control del equilibrado de la tensión del PN de forma natural. Este hecho es crucial para convertidores NPC [114, 191], especialmente cuando se emplean en filtros activos o están conectados a sistemas desequilibrados. En esas situaciones, la amplitud de las oscilaciones de tensión del PN de baja frecuencia aumentan considerablemente y con ciertas cargas no lineales la tensión del PN se vuelve inestable [192]. En el caso de los convertidores NPC de tres fases han sido propuestas varias estrategias de modulación CB-PWM capaces de controlar por completo y/o eliminar las oscilaciones de tensión del PN [174, 175, 193]. Sin embargo, ninguna de ellas se ha extendido a sistemas multifase. Los tres algoritmos de modulación que se proponen en este capítulo pertenecen a este grupo de estrategias de modulación, pero añaden las siguientes nuevas características sobre los algoritmos ya publicados:

- Los algoritmos de modulación que se proponen en esta tesis se formulan siguiendo un enfoque generalizado fácilmente extensible a convertidores NPC de m fases.
- Todas las estrategias son capaces de controlar la tensión del PN. Asimismo, el algoritmo de modulación con conmutación en tres niveles (sección 5.5), a pesar de ser ligeramente más complejo, permite tener un control completo sobre la tensión del PN, eliminando, así, las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del PN en convertidores NPC multifase bajo cualquier condición de trabajo.
- Todas ellas están indicadas para ser utilizados con cargas desequilibradas. Además el algoritmo presentado en la sección 5.5 puede utilizarse en convertidores conectados a cargas no lineales.
- Estos algoritmos propuestos se basan en la modulación estándar CB-PWM. En consecuencia, son simples y tienen una baja carga computacional.
- La tensión del PN se controla directamente, sin necesidad de utilizar controladores y/o compensadores externos como los requeridos en otras estrategias de modulación [174, 175].
- Las transiciones de conmutación son las mínimas necesarias para tener el control (total) de la tensión del PN. En consecuencia, las pérdidas de conmutación son más bajas que en estrategias de modulación similares.

Este capítulo está organizado de la siguiente forma: en primer lugar se describe el



(a) Diagrama de bloques del hardware de la plataforma experimental.



(b) Vista del hardware de la plataforma experimental.

Figura 5.2: Hardware de la plataforma experimental del convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases donde se han validado los algoritmos de modulación propuestos.

prototipo del banco de ensayos sobre el que se han realizado las pruebas experimentales. En segundo y último lugar, se describen en profundidad las estrategias de modulación propuestas y se validan mostrando los resultados obtenidos tanto en simulación como en plataforma experimental.

Tabla 5.1: Parámetros del convertidor NPC.

Convertidor NPC	
Potencia nominal (kW)	20
Tensión nominal de salida (Vrms)	400
Intensidad nominal (Arms)	30
Capacidad del bus de continua (mF)	1.1
Tensión máxima del bus de continua (V)	900
Frecuencia de conmutación (kHz)	2.5

5.2 Descripción de la plataforma de ensayos

Los resultados experimentales de esta tesis se han obtenido empleando la plataforma que se muestra en la figura 5.2, la cual ha sido diseñada y construida por Tecnia Research & Innovation en el marco del proyecto THOR (proyecto interno de la División de Energía y Medioambiente de Tecnia Research & Innovation).

La plataforma experimental está compuesta por una etapa de control formada por una placa basada en un DSP, por una placa basada en FPGA y por una etapa de potencia formada por un convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases.

5.2.1 Descripción de la etapa de potencia

La etapa de potencia esta formada por un convertidor de tres niveles y cuatro ramas de 20 kW de potencia nominal. Las principales características técnicas del convertidor se detallan en la tabla 5.1. Asimismo, la figura 5.2(b) muestra una imagen del prototipo desarrollado.

5.2.2 Descripción de la etapa de control

La arquitectura de control, tal y como se ha introducido, está formada en esencia por dos módulos. Por una parte, se tiene una tarjeta de control basada en DSP la cual se encarga de realizar la toma de medidas de las corrientes y las tensiones del sistema así como de la ejecución de los algoritmos de modulación. La segunda tarjeta está basada en una FPGA, que es la encargada de la generación de los pulsos o señales de control de los *drivers*. A continuación se describen ambos módulos.

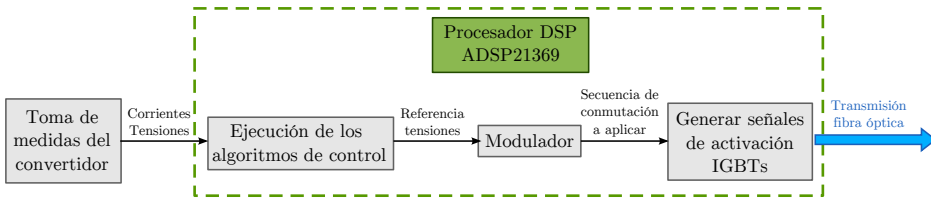


Figura 5.3: Flujo de acciones en la tarjeta de control basada en DSP.

5.2.2.1 Tarjeta de control basada en DSP

Esta tarjeta es la encargada de realizar la toma de medidas de tensiones y corrientes así como su adaptación. Asimismo, es la encargada de la ejecución de los algoritmos de modulación que se describen en las siguientes secciones. El DSP empleado es el ADSP21369 de Analog Devices. Trabaja en coma flotante a 400 MHz. La tarjeta lleva incorporada un convertidor A/D de 16 canales para la adquisición de medidas.

El DSP garantiza unos tiempos de ejecución de los algoritmos de modulación inferiores a $40 \mu s$, lo cual permite trabajar correctamente a frecuencias de conmutación de 20 kHz.

La figura 5.3 muestra el flujo de acciones que se llevan a cabo en la tarjeta de control. El módulo de control (resaltado en verde) recibe a su entrada las tensiones y corrientes medidas por el convertidor A/D, ejecuta los algoritmos de modulación y genera a su salida las señales de activación de los IGBTs. Estas señales son transmitidas mediante un enlace de fibra óptica al segundo de los módulos de control, el cual está basado en una FPGA. La figura 5.2(b) muestra una imagen de la tarjeta de control.

5.2.2.2 Tarjeta de control basada en FPGA

La FPGA empleada es una Spartan-6 (XC6SLX25, de Xilinx). Esta tarjeta hace respetar los tiempos muertos que requieren los IGBTs y produce las señales de activación de los mismos. De igual modo, también se encarga de gestionar los posibles errores y, en caso de que existan, desactiva los IGBTs de forma rápida y adecuada para evitar cortocircuitos en el bus de continua del convertidor. En figura 5.2(b) se puede observar la ubicación de la FPGA. En la figura 5.4 se muestra el esquema hardware del control implementado en la FPGA.

Una vez finalizada la descripción del *hardware* de la plataforma de ensayos, se

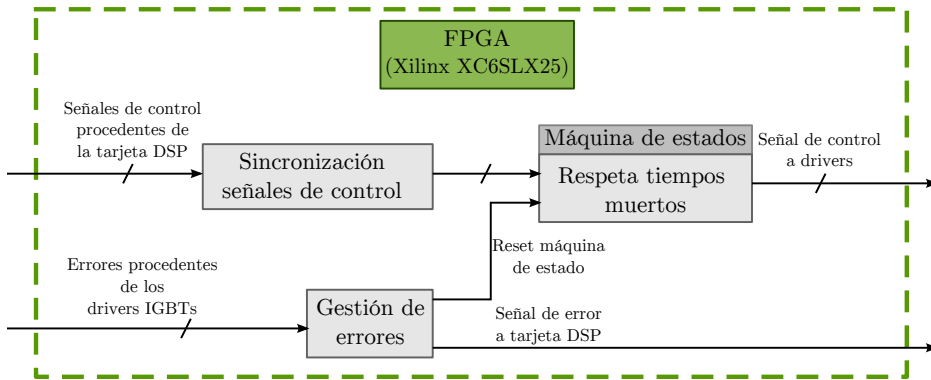


Figura 5.4: Arquitectura de la tarjeta de control basada en FPGA.

pasa a describir detalladamente las estrategias de modulación que se proponen en esta tesis para convertidores NPC de tres niveles y m fases.

5.3 Algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable

Con esta primera propuesta de algoritmo de modulación se consiguen resultados similares a los obtenidos con estrategias basadas en SVM (*Space Vector Modulation*) pero con la ventaja de ser un algoritmo muy intuitivo, fácilmente extensible a convertidores NPC de tres niveles y m ramas, tener muy baja carga computacional y, por consiguiente, derivar en una rápida implementación en un controlador digital. El algoritmo propuesto es capaz de mantener la tensión PN del convertidor bajo control inyectando a las señales moduladoras sinusoidales de referencia una componente de tensión denominada tensión de secuencia cero (v_{off}). Posteriormente, dichas señales de modulación que incluyen la tensión v_{off} serán las nuevas entradas al modulador PWM.

5.3.1 Bases de la estrategia de modulación

De entre todos los posibles valores de tensión de secuencia cero (v_{off}) que se pueden aplicar, únicamente son considerados aquellos que son capaces de fijar una de las fases de salida a uno de los tres niveles de tensión del bus DC, es decir, fijar una de las fases a nivel alto (1), a nivel medio (0) o nivel bajo de tensión (-1)

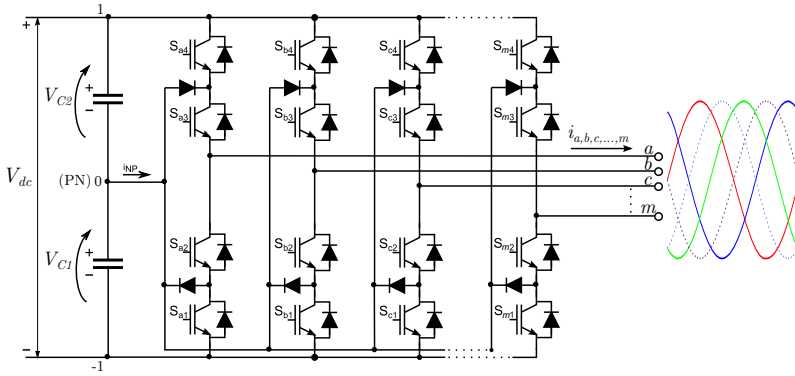


Figura 5.5: Estructura de un convertidor de tres niveles NPC de m fases.

(figura 5.5). En consecuencia, durante un período de modulación dado, una de las fases permanece unida a uno de dichos niveles de forma continua. Este hecho reduce el número de eventos de conmutación y, en consecuencia, las pérdidas de conmutación disminuyen.

Siempre existen al menos dos valores de tensión de secuencia cero (v_{off}) posibles. Uno de estos valores permite fijar la fase cuya tensión es máxima al nivel de tensión alto. El valor de dicho *offset* viene dado por la expresión:

$$v_{off_{max}} = 1 - v_{max}, \quad (5.1)$$

donde v_{max} es la tensión de salida máxima normalizada considerando los valores de referencia instantáneos de todas las fases del convertidor.

Asimismo, siempre es posible fijar la fase cuya tensión es mínima a nivel bajo. El *offset* requerido en este caso viene dado por:

$$v_{off_{min}} = -1 - v_{min}, \quad (5.2)$$

siendo v_{min} la tensión de salida mínima normalizada considerando los valores de referencia instantáneos de todas las fases del convertidor. Además, dependiendo del punto de operación, algunas de las fases restantes probablemente puedan ser conectadas al nivel medio de tensión, siempre que el límite de saturación de la modulación no se exceda. La diferencia de tensión que se necesita para fijar una de las fases de salida restantes al nivel de tensión medio está dada por:

$$v_{off_{med}} = -v_i, \quad (5.3)$$

donde v_i es la tensión de salida de la fase que va a ser fijada al nivel medio de tensión, siendo $i=\{a, b, c, \dots, m\}$.

Una vez que todos los *offsets* de tensión han sido calculados, el algoritmo de modulación escoge el más adecuado para poder equilibrar la tensión del PN. Para poder realizar la selección correcta, en primer lugar, es necesario conocer cual es el valor de referencia de la corriente del PN necesario para corregir el desequilibrio de tensión (i_{PN}^*). Dicho valor se puede estimar mediante la expresión:

$$i_{PN}^* = \frac{\Delta v_{PN}}{T_s} 2C, \quad (5.4)$$

donde T_s es el periodo de conmutación y Δv_{PN} es la desviación entre la tensión del punto neutro y el valor de referencia para un convertidor NPC de tres niveles, es decir, $\Delta v_{PN} = v_{C1} - \frac{v_{dc}}{2}$. C es el valor de la capacidad de los condensadores del bus DC.

En segundo lugar, es necesario calcular la corriente real que circula por el PN con las señales de modulación modificadas por la inyección de la tensión v_{off} . Esta relación se establece con la expresión (5.5), la cual permite el cálculo del valor medio de la corriente por el PN como función de las tensiones de fase de salida normalizadas y de la tensión de compensación v_{off} seleccionada:

$$\bar{i}_{PN} = (1 - |v'_a|)\bar{i}_a + (1 - |v'_b|)\bar{i}_b + (1 - |v'_c|)\bar{i}_c + \dots + (1 - |v'_m|)\bar{i}_m, \quad (5.5)$$

donde $i_a, i_b, i_c, \dots, i_m$ son las corrientes de salida del convertidor de m fases y $v'_a, v'_b, v'_c, \dots, v'_m$ son las tensiones de salida normalizadas del convertidor con la inyección de la correspondiente tensión de *offset*. Estas tensiones se calculan mediante la siguiente expresión:

$$v'_i = v_i + v_{off}, \quad (5.6)$$

con $i=a, b, c, \dots, m$, siendo la tensión v_{off} común a todas las fases. Así, la tensión línea a línea no se ve alterada por la inyección de la tensión v_{off} .

El algoritmo de modulación selecciona el valor v_{off} que mejor equilibra la tensión del PN. Para ello, selecciona la tensión v_{off} que produce la corriente que más se aproxime al valor de referencia i_{PN}^* .

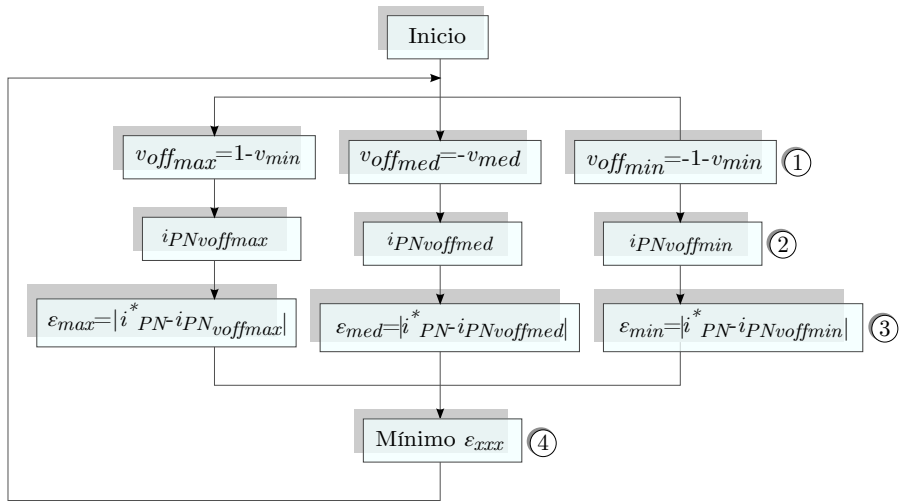


Figura 5.6: Diagrama de flujo del algoritmo de modulación con inyección de secuencia cero adaptable.

a) Resolución numérica

Con ánimo de mostrar la sencillez de ésta estrategia de modulación, se presenta a continuación un ejemplo numérico. Para implementar el algoritmo es necesario seguir los pasos indicados en el diagrama de flujo mostrado en la figura 5.6. Para el ejemplo se considera un convertidor NPC de tres niveles y cinco fases, con un bus DC de 5000 V, formado por dos condensadores de 4 mF. Supóngase que el convertidor está generando un sistema de tensiones equilibrado cuya amplitud $A=2887$ y frecuencia $f=50$ Hz. En el instante $t=0$ s los valores instantáneos de las tensiones generadas por el convertidor, normalizadas respecto de la tensión del bus, son las siguientes:

- $v_a = A \sin(\omega t) = \frac{\text{normalizado}}{\rightarrow} = 0,$
- $v_b = A \sin(\omega t + \frac{2\pi}{5}) = \frac{\text{normalizado}}{\rightarrow} = 0.951,$
- $v_c = A \sin(\omega t + \frac{4\pi}{5}) = \frac{\text{normalizado}}{\rightarrow} = 0.587,$
- $v_d = A \sin(\omega t + \frac{6\pi}{5}) = \frac{\text{normalizado}}{\rightarrow} = -0.587,$
- $v_e = A \sin(\omega t + \frac{8\pi}{5}) = \frac{\text{normalizado}}{\rightarrow} = -0.951,$

Se suponen, asimismo, los siguientes valores de corriente de fase en el mismo instante $t=0$ s:

- $i_a=64.9$ A,
- $i_b=6387.4$ A,
- $i_c=328.5$ A,
- $i_d=-433.7$ A,
- $i_e=-598.1$ A.

Se supone igualmente que, por ejemplo, $v_{C1}=2513$ V en el instante $t=0$ s. De acuerdo con (5.4) la corriente de referencia por el punto neutro necesaria para equilibrar la tensión de los condensadores es:

- $i_{PN}^*=252.5$ A.

Atendiendo al diagrama de flujo de la figura 5.6, el paso ① hace referencia al cálculo de los posibles valores de tensión de *offset*. Para ello, se aplican las ecuaciones (5.1)-(5.3):

- $v_{off_{max}} = 1-v_b = 0.049$,
- $v_{off_{min}} = -1-v_e = -0.049$,
- $v_{off_{med1}} = -v_a = 0$ V,
- $v_{off_{med2}} = -v_c = -0.587 \xrightarrow{\text{descartado}} \begin{matrix} v_d - 0,587 < -1 \\ v_e - 0,587 < -1 \end{matrix}$
- $v_{off_{med3}} = -v_d = 0.587 \xrightarrow{\text{descartado}} \begin{matrix} v_b + 0,587 > 1 \\ v_c + 0,587 > 1 \end{matrix}$

$v_{off_{med2}}$ y $v_{off_{med3}}$ se descartan porque cuando se aplica (5.6) los resultados quedan fuera del rango $[-1, 1]$ y se produciría sobremodulación.

Una vez que se han calculado los posibles valores de v_{off} a aplicar, el paso ② consiste en obtener la corriente a través del PN para cada una de las tensiones v_{off} calculados en el paso anterior. Para ello, el algoritmo aplica la expresión (5.5):

- $i_{PN_{V_{off_{max}}}} = -77.64$ A,
- $i_{PN_{V_{off_{min}}}} = 118.23$ A,
- $i_{PN_{V_{off_{med1}}}} = 23.47$ A.

Los últimos pasos (3) y (4), hacen referencia a la selección del valor v_{off} más adecuado. Dicho v_{off} será aquel que que minimice el error entre la corriente de referencia deseada (i_{PN}^*) y el valor actual de dicha corriente:

- $\varepsilon_{v_{off_{max}}} = |i_{PN}^* - i_{PN_{v_{off_{max}}}}| = 330.14 \text{ A}$,
- $\varepsilon_{v_{off_{min}}} = |i_{PN}^* - i_{PN_{v_{off_{min}}}}| = 134.26 \text{ A} \rightarrow \checkmark$,
- $\varepsilon_{v_{off_{med1}}} = |i_{PN}^* - i_{PN_{v_{off_{med1}}}}| = 229.02 \text{ A}$.

Atendiendo al resultado numérico, la tensión de secuencia cero seleccionada y, por lo tanto, la más adecuada (puesto que proporciona la corriente del PN más cercana a la de referencia) es $v_{off_{min}}$.

Finalmente, aplicando (5.6) las señales de modulación, una vez añadida la correspondiente tensión de V_{off} , son:

- $v'_a = v_a + v_{off_{min}} = 0 - 0.0490 = -0.049$,
- $v'_b = v_b + v_{off_{min}} = -0.951 - 0.0490 = 0.920$,
- $v'_c = v_c + v_{off_{min}} = -0.587 - 0.0490 = 0.538$,
- $v'_d = v_d + v_{off_{min}} = 0.587 - 0.0490 = -0.636$,
- $v'_e = v_e + v_{off_{min}} = 0.951 - 0.0490 = -1$.

Este ejemplo muestra la gran simplicidad de la estrategia de modulación propuesta para calcular las señales de modulación de un convertidor de cinco fases teniendo bajo control la corriente de punto neutro. Las señales de modulación calculadas se emplean como entradas en el modulador PWM. Es importante remarcar cómo la estrategia de modulación fija al nivel bajo (-1) la tensión de salida de la fase e , reduciendo, así, el número de eventos de conmutación, tal y como previamente se ha indicado.

5.3.2 Resultados experimentales

El algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable ha sido implementado sobre la plataforma experimental descrita anteriormente. En todos los casos que se presentan el convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases está conectado a una fuente DC de 250 V, con una carga RL en estrella de $R=5 \Omega$ y $L= 10 \text{ mH}$. Los condensadores del bus DC tienen una capacidad de $C=1.1 \text{ mF}$. La frecuencia de conmutación del convertidor es de $f_s=2.5 \text{ kHz}$, y la frecuencia de las señales de tensión generadas es de 20 Hz.

A continuación se muestran los resultados obtenidos cuando el convertidor se ha conectado tanto a cargas equilibradas como a cargas desequilibradas.

a) Convertidor NPC de tres fases: carga equilibrada

La figura 5.7 muestra la tensión línea a línea v_{ab} , la tensión v_{C1} y v_{C2} de los condensadores del bus de continua y, las corrientes AC de salida i_a , i_b e i_c para el convertidor construido cuando se aplica la estrategia de modulación propuesta (figura 5.7(a), 5.7(b) y 5.7(c)) y, la modulación estándar CB-PWM (figura 5.7(d), 5.7(e) y 5.7(f)) a modo comparativo.

Se observa, por un lado, la habilidad para controlar la tensión del PN para los diferentes índices de modulación del algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable. A pesar de que la estrategia propuesta no es capaz de sintetizar exactamente una corriente por el PN nula durante todo el periodo de modulación, se tiene un mayor control sobre la corriente por el PN en comparación con la modulación CB-PWM. Este hecho se traduce en una amplitud mucho menor en las oscilaciones de tensión de baja frecuencia que aparecen en dicho punto.

Por otro lado, las formas de onda, tanto de la tensión como de las corrientes de salida del convertidor, son evidencia del buen comportamiento del algoritmo cuando el convertidor está conectado a una carga equilibrada y no existe ningún tipo de inestabilidad, ni de distorsión armónica no deseada.

b) Convertidor NPC de tres fases: carga desequilibrada

Las figuras 5.8(a), 5.8(b) y 5.8(c) muestran los resultados obtenidos cuando el convertidor NPC trifásico está conectado a una carga desequilibrada y se aplica el algoritmo de modulación propuesto. Las figuras 5.8(d), 5.8(e) y 5.8(f) muestran los mismos resultados cuando se aplica la modulación estándar CB-PWM. Al igual que en el caso anterior, las figuras ilustran la tensión línea a línea v_{ab} , la tensión v_{C1} y v_{C2} de los condensadores del bus de continua y las corrientes AC de salida i_a , i_b e i_c operando con diferentes índices de modulación.

El convertidor NPC está conectado a una carga trifásica RL en estrella donde $R_{a,b}=5\ \Omega$, $L_{a,b}=10\ \text{mH}$ y la fase c no se conecta a ninguna carga. Como ilustran los resultados obtenidos en la figura 5.8, la amplitud de las oscilaciones de tensión en el PN aumentan cuando el convertidor opera conectado a cargas desequilibradas en ambas modulaciones. Sin embargo, tanto la estrategia de modulación propuesta como la modulación estándar CB-PWM son capaces de controlar el

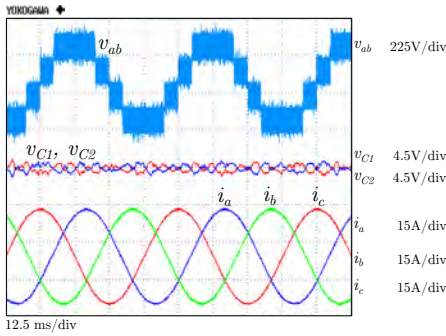
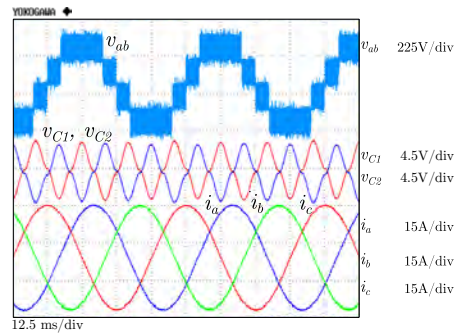
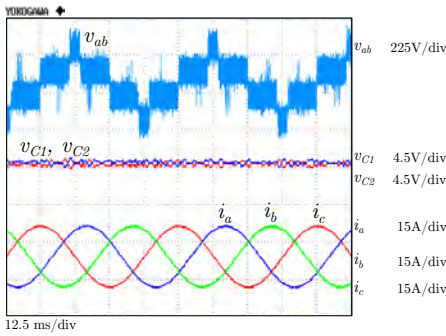
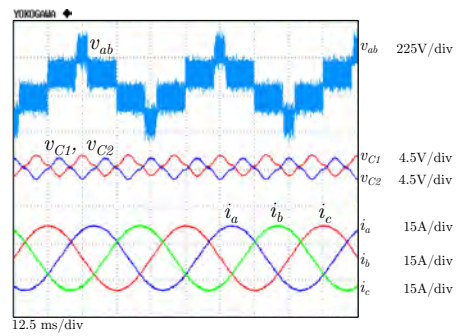
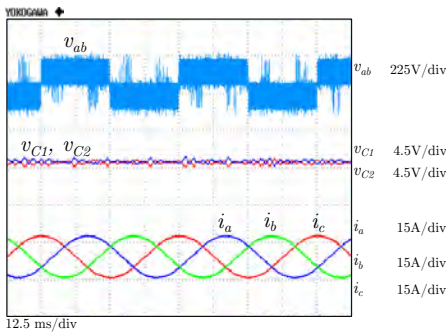
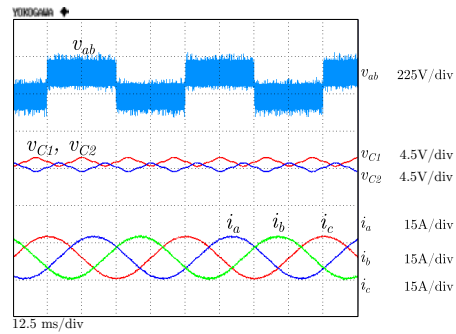
(a) Índice de modulación $m=1$.(d) Índice de modulación $m=1$.(b) Índice de modulación $m=0.7$.(e) Índice de modulación $m=0.7$.(c) Índice de modulación $m=0.4$.(f) Índice de modulación $m=0.4$.

Figura 5.7: Convertidor NPC de tres niveles y tres fases conectado a una carga equilibrada: (a), (b) y (c) aplicado el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.

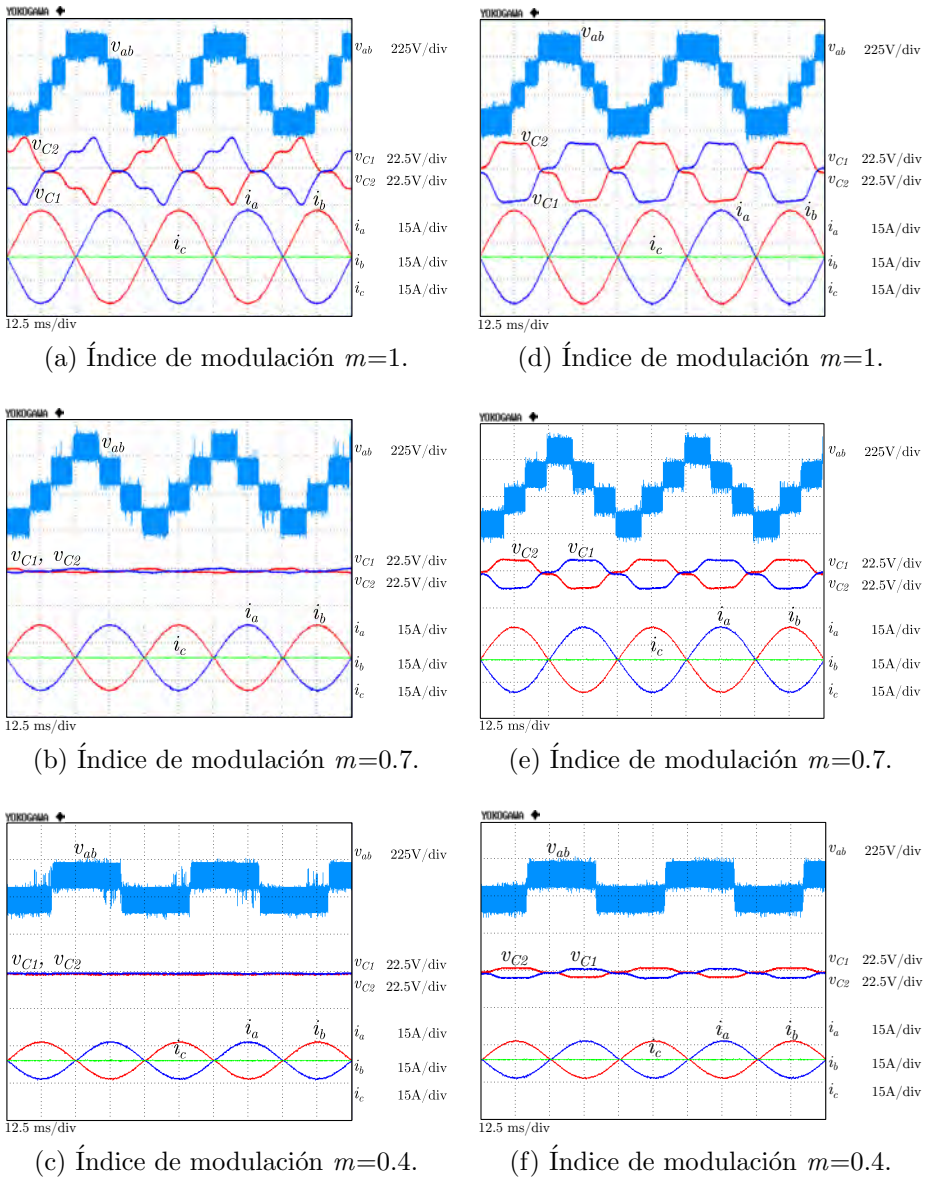


Figura 5.8: Convertidor NPC de tres niveles y tres fases conectado a una carga desequilibrada: (a), (b) y (c) aplicado el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.

valor medio de la corriente por el PN durante un periodo fundamental, incluso cuando el convertidor se encuentra conectado a cargas desequilibradas, eliminando, de este modo, las inestabilidades de tensión en el PN. En consecuencia, la tensión en dicho punto permanece centrada alrededor de la mitad de la tensión del bus DC. Sin embargo, resulta evidente que con el algoritmo de modulación con inyección de secuencia cero adaptable, se consigue tener un mayor control de la corriente por el PN y, en consecuencia, la amplitud de las oscilaciones de tensión son menores que las obtenidas con la modulación estándar CB-PWM, llegando a ser prácticamente nulas con índices de modulación inferiores a $m=0.7$.

c) Convertidor NPC de tres fases: desequilibrio en la tensión del PN

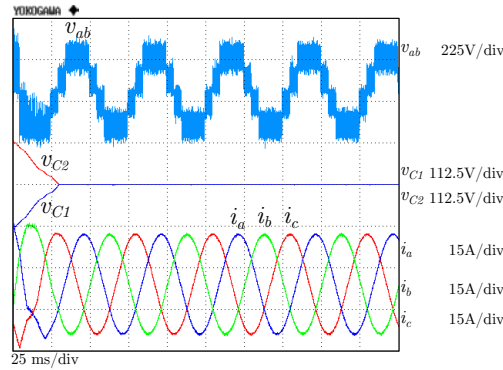
En este caso, los condensadores del bus DC son forzados a tener un desequilibrio de tensión inicial. El valor de tensión inicial al que ha sido forzado el condensador superior v_{C2} es de 250 V y el valor tensión inicial al que ha sido forzado el condensador inferior v_{C1} es de 0 V.

La figura 5.9 muestra la evolución de la tensión para un convertidor NPC trifásico bajo las circunstancias citadas cuando es aplicada la estrategia de modulación propuesta. Se observa cómo las tensiones de los condensadores del bus de continua v_{C1} y v_{C2} evolucionan hacia el valor de referencia ($\frac{V_{dc}}{2}=125$ V) eliminando completamente el desequilibrio inicial. Asimismo, la figura muestra cómo la dinámica del sistemas es mucho más rápida con índices de modulación bajos que con índices de modulación altos. Es decir, se tiene un mayor control sobre la corriente que a traviesa el PN con índices de modulación bajos. No obstante, la rapidez del algoritmo para equilibrar el sistema cuando trabaja con altos índices es aceptable.

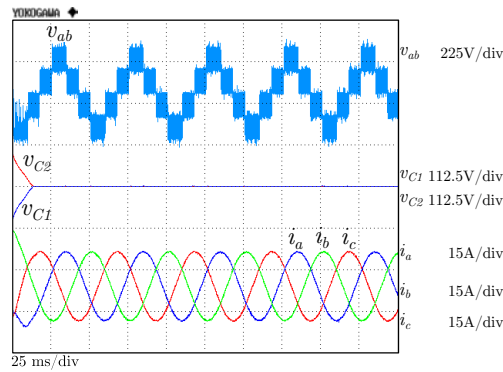
Estos resultados demuestran la habilidad de la estrategia de modulación propuesta para el equilibrado de la tensión del PN bajo desequilibrios tan grandes como el presentado.

d) Convertidor NPC de cuatro fases: desequilibrio en la carga y en la tensión del PN

En la sección anterior se ha demostrado el buen comportamiento del algoritmo para un convertidor NPC de tres fases. En esta sección únicamente se va a probar el buen desempeño de la estrategia en un convertidor NPC de cuatro fases en una de las peores condiciones de operación, es decir, operando con un desequilibrio de tensión en el bus DC cuando el convertidor se encuentra, a su vez, conectado a una carga asimétrica. Se muestran, asimismo, los resultados obtenidos cuando únicamente se tiene un desequilibrio en la carga conectada.



(a) Índice de modulación $m=1$.



(b) Índice de modulación $m=0.7$.

Figura 5.9: Convertidor NPC de tres niveles y tres fases con un desequilibrio de tensión en el PN cuando se aplica el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable.

En primer lugar, al igual que en la sección anterior, los condensadores que forman el bus DC son forzados inicialmente a tener un fuerte desequilibrio, donde $v_{C2}=250$ V y $v_{C1}=0$ V. Al mismo tiempo, el convertidor se encuentra conectado a una carga R-L en estrella asimétrica donde $R_a=10$ Ω , $R_{b,c}=5$ Ω y $L_a=5$ mH, $L_{b,c}=10$ mH y ninguna carga conectada a la fase d .

La figura 5.10 muestra la evolución de la tensión del PN del convertidor bajo las circunstancias descritas y aplicando diferentes índices de modulación. La estrategia propuesta tiene la capacidad de eliminar el desequilibrio original y conseguir rápidamente el valor de referencia. Estos resultados validan el buen comporta-

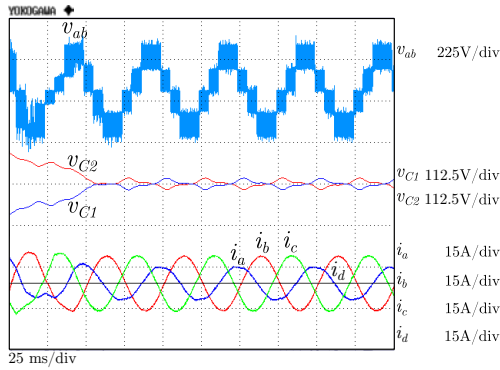
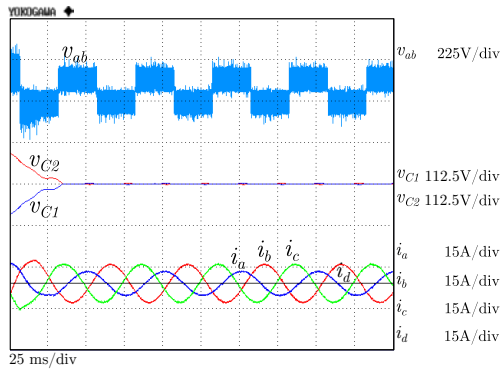
(a) Índice de modulación $m=1$.(b) Índice de modulación $m=0.7$.

Figura 5.10: Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases con un desequilibrio en la carga y en la tensión del PN cuando se aplica el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable.

miento del algoritmo propuesto con dos tipos de inestabilidad al mismo tiempo, un gran desequilibrio de tensión en el bus de DC y una carga asimétrica.

Por otro lado, la figura 5.11 muestra los resultados obtenidos cuando únicamente se conecta el convertidor a una carga desequilibrada. Al igual que en las secciones previas, en las figuras se representan la tensión línea a línea v_{ab} , la tensión v_{C1} y v_{C2} de los condensadores del bus de continua y las corrientes AC de salida i_a , i_b , i_c e i_d para un convertidor NPC de cuatro fases aplicando la estrategia de modulación propuesta (figuras 5.11(a), 5.11(b) y 5.11(c)) y la modulación CB-PWM (figuras 5.11(d), 5.11(e) y 5.11(f)). Al igual que ocurriera con el convertidor NPC

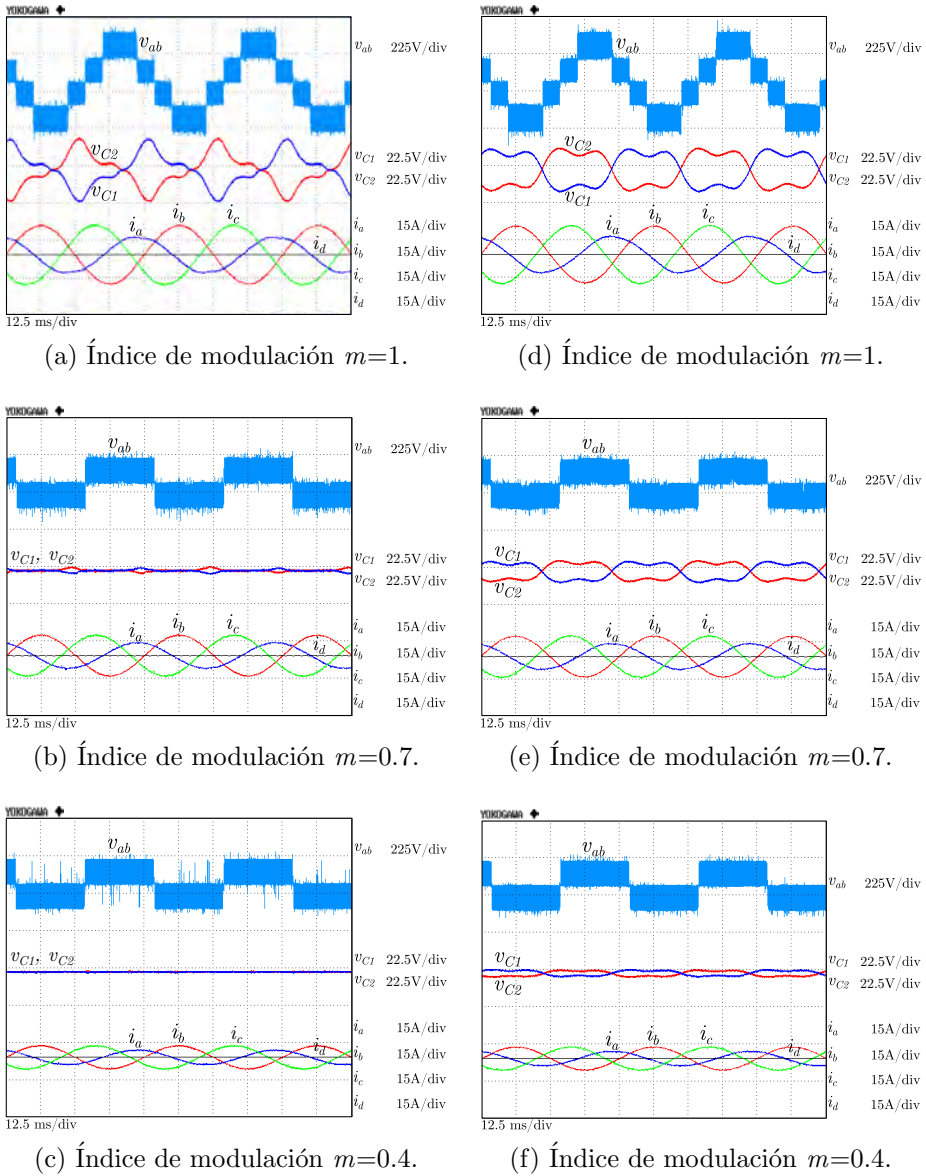


Figura 5.11: Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases con un desequilibrio en la carga: (a), (b) y (c) aplicado el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.

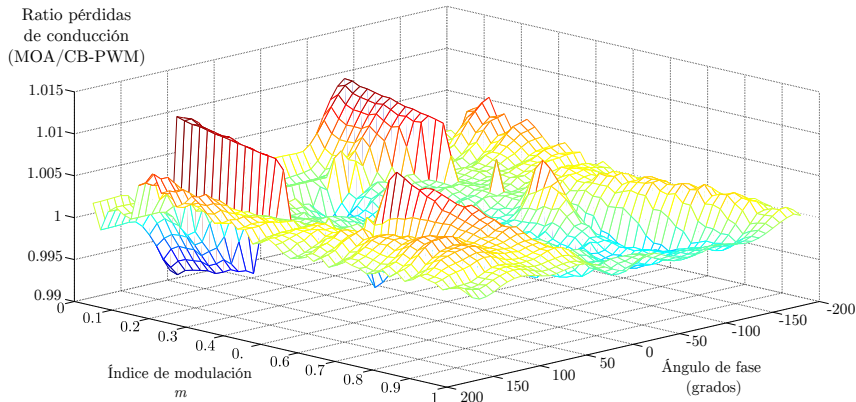


Figura 5.12: Ratio de pérdidas de conducción entre el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable (MOA) y la modulación estándar CB-PWM.

trifásico, la amplitud de las oscilaciones de tensión en el PN incrementan cuando se opera conectado a cargas desequilibradas. Sin embargo, la corriente generada en el PN permanece controlada manteniendo la tensión de dicho punto en equilibrio durante todo un período de modulación para diferentes índices de modulación. Asimismo, el algoritmo propuesto reduce la amplitud de las oscilaciones de tensión del punto neutro, cancelandolas para índices de modulación inferiores a $m=0.7$. Estos resultados validan el buen comportamiento del algoritmo propuesto cuando el convertidor está conectado a cargas desequilibradas.

5.3.3 Análisis de pérdidas

En esta sección se hace un estudio comparativo sobre las pérdidas generadas por el algoritmo de modulación presentado en esta sección respecto a las introducidas por la modulación estándar CB-PWM. Para ello se ha desarrollado un modelo de cálculo de pérdidas basado en las curvas características de los dispositivos semiconductores (ver apéndice ??) en Matlab/Simulink. Los IGBTs escogidos son los DIM1200NSM17-E000, los cuales pueden soportar una corriente de 1200 A y una tensión de 1700 V.

La potencia nominal del convertidor analizado es de 2.8 MVA y conmuta a una frecuencia de 5 kHz.

La figura 5.12 muestra la relación entre las pérdidas de conducción obtenidas aplicando el algoritmo de modulación con inyección de secuencia cero adaptable

y la modulación estándar CB-PWM en función del índice de modulación y el factor de potencia de la carga. Como se puede observar, la diferencia de pérdidas obtenidas entre las dos estrategias de modulación es inferior al 1 %. Este hecho era de esperar, dado que en ambos casos siempre se encuentran conduciendo dos dispositivos semiconductores a la vez por fase, siendo la única diferencia que estos sean transistores o diodos.

La figura 5.13 por su parte, muestra el ratio de pérdidas de conmutación obtenidas para las mismas estrategias de modulación. Se observa como para índices de modulación superiores a 0.5 el ratio es inferior a la unidad. En consecuencia, las pérdidas de conmutación que se obtienen con la modulación propuesta son menores a las obtenidas con la modulación CB-PWM estándar. Esto es debido a que, en la modulación propuesta, una fase se mantiene enclavada a uno de los niveles del bus DC durante todo un ciclo de conmutación, reduciendo así el número de conmutaciones totales.

Cuando el índice de modulación es inferior a 0.5, las pérdidas producidas por el algoritmo son, en general, superiores a las producidas por la CB-PWM. Esto se debe a que, en dichas condiciones de operación, la fase que se debe enclavar a un determinado nivel cambia de un ciclo de conmutación a otro debido a la tensión de *offset* v_{off} que es necesario aplicar y, en consecuencia, aumentan el número de conmutaciones.

Finalmente, la figura 5.14 muestra el ratio de pérdidas totales para ambas estrategias de modulación. Como cabía esperar, las pérdidas totales generadas con el algoritmo de modulación con inyección de secuencia cero adaptable son reflejo de lo descrito en relación a las pérdidas de conmutación.

A la vista de estos resultados se puede concluir que la modulación propuesta resulta ventajosa cuando se trabaja con índices de modulación superiores a 0.5, pues permite reducir la amplitud de las oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el punto neutro y además reduce las pérdidas respecto a las obtenidas con la modulación CB-PWM estándar. Para índices de modulación inferiores a 0.5 la aplicación de la estrategia de modulación propuesta en esta sección dependerá de si se quieren minimizar las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del punto neutro o, por el contrario, se quieren reducir las pérdidas de conmutación.

5.3.4 Análisis de la oscilación de tensión en el punto neutro

En esta sección se analizan las máximas amplitudes de las oscilaciones de baja frecuencia en la tensión del PN mediante simulación en la plataforma

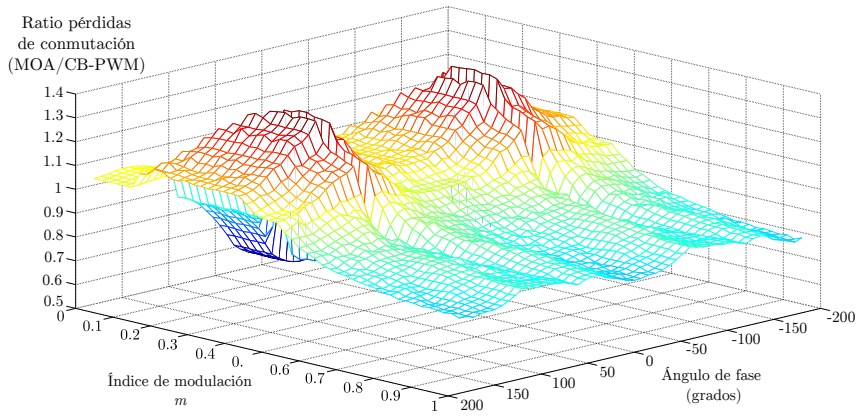


Figura 5.13: Ratio de pérdidas de conmutación entre el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable (MOA) y la modulación estándar CB-PWM.

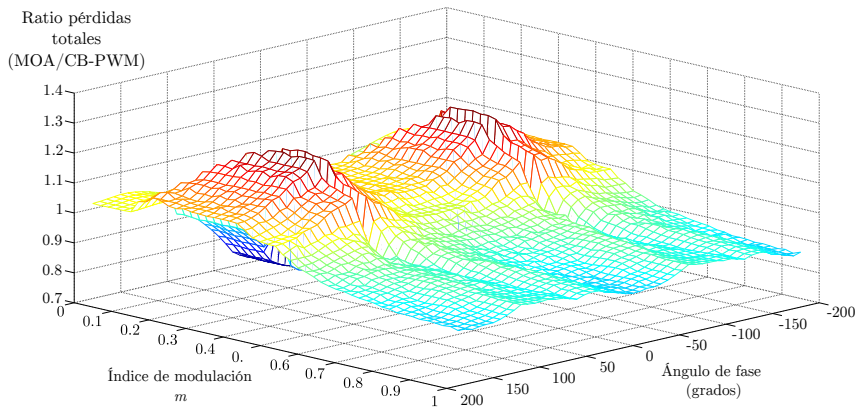


Figura 5.14: Ratio de pérdidas totales entre el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable (MOA) y la modulación estándar CB-PWM.

Matlab/Simulink. La amplitud normalizada del rizado de la tensión ($\frac{\Delta v_{PNn}}{2}$) está definida por:

$$\frac{\Delta v_{PNn}}{2} = \frac{\frac{\Delta v_{PNn}}{2}}{\frac{I_{RMS}}{fC}}, \quad (5.7)$$

donde I_{RMS} es el valor eficaz de las corrientes de salida, f es la frecuencia de salida y C es el valor de la capacidad de un único condensador del bus DC. Se debe de indicar que $\frac{\Delta v_{PNn}}{2}$ es un parámetro adimensional, por lo tanto, los resultados que se presentan tienen un carácter general.

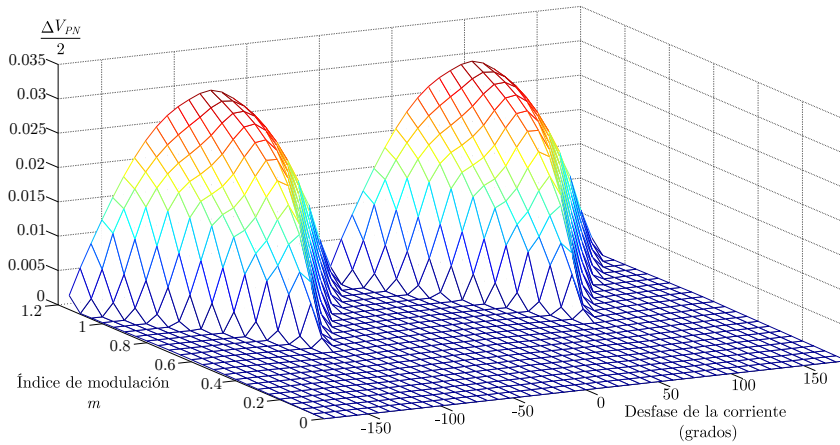
La figura 5.15(a) representa las oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el PN cuando se ejecuta el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable en un convertidor NPC de tres niveles y tres fases. Asimismo, la figura 5.15(b) ilustra los resultados obtenidos cuando se utiliza un convertidor NPC de tres niveles y cinco fases junto con el algoritmo de modulación propuesto.

Como se puede observar, para un convertidor de tres fases la estrategia de modulación no es capaz de controlar completamente la corriente por el PN y, en consecuencia, aparecen oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el PN cuando el sistema opera con índices de modulación altos ($m=0.6$, $m=1$) y factores de potencia bajos. Para el resto de condiciones de operación se eliminan por completo las oscilaciones de tensión en el PN.

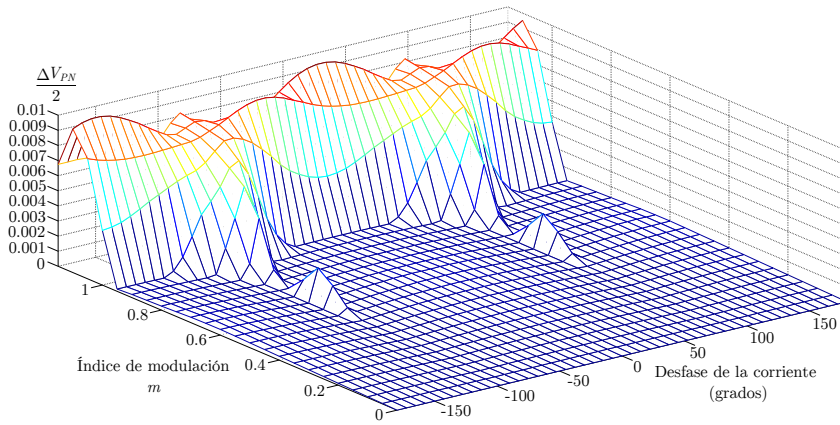
La figura 5.15(b) por su parte, muestra como se reducen dichas oscilaciones de baja frecuencia en un convertidor de cinco fases. Esto hecho es debido a que, cuantas más fases tenga el convertidor, el algoritmo de modulación puede trabajar con más valores de v_{off} (tantos valores como fases tenga el convertidor) y, por lo tanto, el algoritmo tiene más opciones de tener un mejor control sobre la corriente por el PN.

5.3.5 Análisis de la distorsión armónica de tensión

La figura 5.16 muestra la descomposición espectral de la tensión compuesta (v_{ab}) obtenida mediante la modulación con inyección de secuencia cero adaptable y la modulación estándar CB-PWM. Para analizar la calidad de las formas de onda de la tensión de salida se han considerado dos parámetros. En primer lugar, se ha calculado la THD (*Total Harmonic Distorsion*) utilizando la expresión (5.8).



(a) Convertidor de tres niveles y tres fases.



(b) Convertidor de tres niveles y cinco fases.

Figura 5.15: Oscilaciones de tensión en el punto neutro aplicando el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable.

$$THD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} v_h^2}}{v_1}, \quad (5.8)$$

siendo v_h la amplitud del armónico h de la forma de onda que se desea analizar.

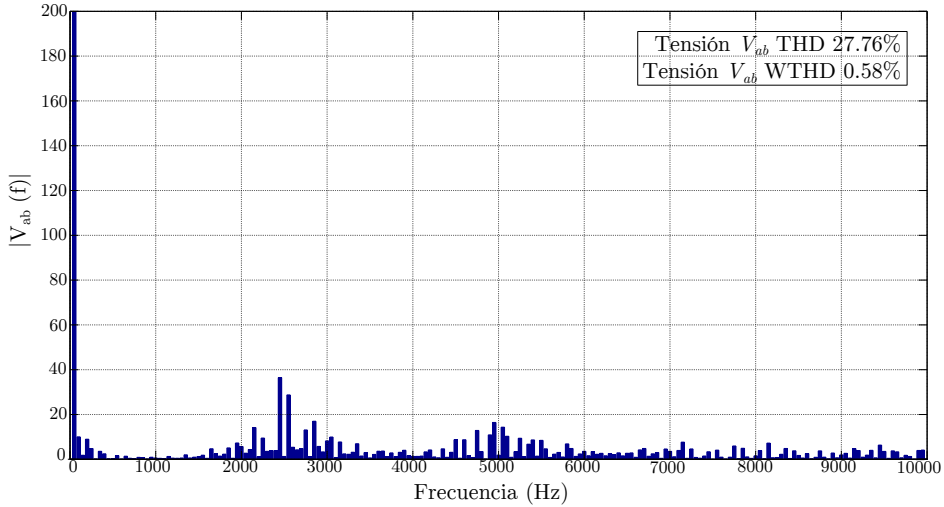
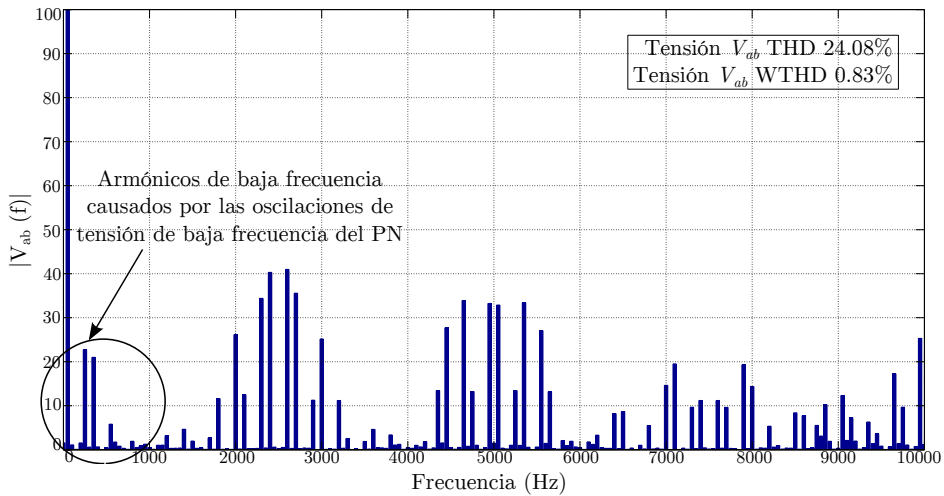
Como se puede observar en la expresión anterior, el THD da información sobre el contenido armónico de la señal analizada. Sin embargo, la información obtenida no es del todo completa puesto que en su cálculo, todos los armónicos tienen el mismo peso mientras que realmente los armónicos de orden bajo resultan más perjudiciales puesto que su filtrado es más complejo. Debido a esto, también se ha considerado el parámetro WTHD (*Weighted Total Harmonic Distorsion*). Este parámetro viene definido por la expresión (5.9). Como se puede observar, en su cálculo existe una compensación lineal en la que el peso de los armónicos de orden superior es menor que el de los armónicos de orden inferior. En consecuencia, este parámetro tiene especial interés en la práctica ya que, en muchos casos, la carga ofrece un comportamiento de filtro paso-bajo para las tensiones y/o corrientes. En consecuencia, los armónicos de mayor orden generados por la modulación tienen menos importancia.

$$WTHD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{v_h}{h}\right)^2}}{v_1}. \quad (5.9)$$

Los resultados se han obtenido con una frecuencia de conmutación de 2.5 kHz, un índice de modulación de $m=1.15$ y una carga con factor de potencia unitario. La figura 5.16(a) muestra los resultados con la estrategia de modulación propuesta. Esta estrategia produce un valor de THD ligeramente superior. Sin embargo, el valor WTHD es inferior. Esto es debido a la baja frecuencia de la distorsión causada por las oscilaciones de baja tensión del PN de baja frecuencia cuando se utiliza la modulación CB-PWM estándar.

5.4 Algoritmo combinado con inyección de secuencia cero

La principal diferencia entre esta segunda estrategia de modulación y la presentada en la sección anterior radica en que, a pesar de que se apoya de igual modo en la inyección de una tensión de *offset* en las señales moduladoras de referencia, con esta nueva estrategia es posible generar, bajo algunas condiciones de funcionamiento, una corriente por el punto neutro de igual valor que la corriente de

(a) Estrategia de modulación con inyección de secuencia cero adaptable, $m=1.15$.(b) Modulación CB-PWM, $m=1.15$.Figura 5.16: Descomposición espectral de la tensión compuesta (v_{ab}).

referencia (i_{PN}^*), teniendo, así, absoluto control sobre la distribución de las tensiones en los condensadores que conforman el bus de continua. Sin embargo, hay situaciones en las que no es posible producir exactamente la misma corriente que la de referencia. En estos casos, se opta por hacer una estrategia conjunta y aplicar el algoritmo con inyección de secuencia cero adaptable descrito anteriormente, para reducir, así, las pérdidas de conmutación.

Se debe indicar que no se han obtenido resultados experimentales con esta modulación, es por ello que se presenta la validación experimental de éste algoritmo como trabajo futuro en el capítulo 7. Sin embargo, al ser igualmente una aportación más de la presente tesis, se ha decidido describir las bases de la estrategia de modulación en este capítulo. Asimismo, se presentan algunos de los resultados obtenidos en simulación como primer paso de su validación.

5.4.1 Bases de la estrategia de modulación

Este algoritmo inyecta una tensión de secuencia cero (v_{off}) a las señales moduladoras de referencia para poder generar la misma corriente por el PN que la definida como corriente de referencia i_{PN}^* . Bajo esta premisa, las ecuaciones que definen la tensión v_{off} a aplicar en la primera estrategia moduladora propuesta (5.1)-(5.3) no pueden ser utilizadas. Para poder producir la misma corriente que la de referencia, ésta, debe formar parte de algún modo, de la ecuación de trabajo del algoritmo. Por lo tanto, la expresión matemática con la que trabaja este segundo algoritmo se obtiene de igualar la expresión (5.5), que es quien relaciona la corriente del PN con las señales moduladoras modificadas, al valor i_{PN}^* :

$$(1 - |v'_a|)i_a + (1 - |v'_b|)i_b + (1 - |v'_c|)i_c + .. + (1 - |v'_m|)i_m = i_{PN}^*, \quad (5.10)$$

donde, al igual que antes, $i_a, i_b, i_c, \dots, i_m$ son las corrientes de salida del convertidor de m fases y $v'_a, v'_b, v'_c, \dots, v'_m$ son las tensiones de salida normalizadas del convertidor con la inyección de la correspondiente tensión de *offset*.

Reorganizando la ecuación anterior se obtiene la siguiente expresión:

$$(i_a + i_b + i_c + .. + i_m) - i_a|v'_a| - i_b|v'_b| - i_c|v'_c| - \dots - i_m|v'_m| = i_{PN}^*. \quad (5.11)$$

Asumiendo que el sistema se encuentra en equilibrio, la suma de las corrientes AC es cero, lo que lleva a la expresión:

$$-i_a|v_a + v_{off}| - i_b|v_b + v_{off}| - i_c|v_c + v_{off}| - \dots - i_m|v_m + v_{off}| = i_{PN}^*. \quad (5.12)$$

Tabla 5.2: Expresiones de v_{off} para un convertidor NPC de tres niveles y tres fases.

CASO	CONDICIONES	v_{off}
1	$v_a + v_{off} > 0$ $v_b + v_{off} > 0$ $v_c + v_{off} > 0$	La corriente i_{NP} no depende de v_{off}
2	$v_a + v_{off} > 0$ $v_b + v_{off} < 0$ $v_c + v_{off} > 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* + i_a v_a - i_b v_b + i_c v_c}{-i_a + i_b - i_c}$
3	$v_a + v_{off} > 0$ $v_b + v_{off} < 0$ $v_c + v_{off} < 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* + i_a v_a - i_b v_b - i_c v_c}{-i_a + i_b + i_c}$
4	$v_a + v_{off} > 0$ $v_b + v_{off} > 0$ $v_c + v_{off} < 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* + i_a v_a + i_b v_b - i_c v_c}{-i_a - i_b + i_c}$
5	$v_a + v_{off} < 0$ $v_b + v_{off} > 0$ $v_c + v_{off} > 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* - i_a v_a + i_b v_b + i_c v_c}{i_a - i_b - i_c}$
6	$v_a + v_{off} < 0$ $v_b + v_{off} < 0$ $v_c + v_{off} > 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* - i_a v_a - i_b v_b + i_c v_c}{i_a + i_b - i_c}$
7	$v_a + v_{off} < 0$ $v_b + v_{off} < 0$ $v_c + v_{off} < 0$	La corriente i_{NP} no depende de v_{off}
8	$v_a + v_{off} < 0$ $v_b + v_{off} > 0$ $v_c + v_{off} < 0$	$v_{off} = \frac{I_{NP}^* - i_a v_a + i_b v_b - i_c v_c}{i_a - i_b + i_c}$

Como se puede observar, la ecuación (5.12) contiene términos de valor absoluto, de forma que no es posible calcular de forma directa el valor v_{off} a inyectar despejando dicho elemento de la ecuación. El primer paso, por lo tanto, consiste en calcular qué expresiones que definen la tensión v_{off} se obtienen de cada uno de los términos de valor absoluto. Es decir, se debe obtener la expresión matemática que define el valor v_{off} a inyectar, tanto cuando los términos de valor absoluto toman valores positivos como negativos. Este estudio lleva a construir una tabla que contemple las dos condiciones del valor absoluto mencionadas para cada sumando. Así, se obtiene para un convertidor NPC de tres fases la tabla 5.2 que muestra las expresiones de v_{off} obtenidas para cada uno de los casos. Si el convertidor es de cuatro fases, la tabla generada contendrá dieciséis casos de estudio. Un convertidor de cinco fases tendrá treinta y dos casos de estudio etc, de acuerdo a la regla 2^n de fases. Asimismo, es importante subrayar que existen situaciones en las que la corriente generada no depende del valor v_{off} inyectado.

Además de las condiciones a cumplir para cada caso que se indican en la tabla, se debe asegurar que no se produzcan sobremodulaciones. Para conseguirlo, la

tensión v_{off} debe satisfacer que:

$$v_{off} < 1 - v_{max}, \quad (5.13)$$

$$v_{off} > -1 - v_{min}, \quad (5.14)$$

siendo v_{max} y v_{min} las tensiones de salida máxima y mínima normalizadas considerando los valores de referencia instantáneos de todas las fases del convertidor.

Una vez construida la tabla con todos los requisitos a satisfacer por v_{off} para cada uno de los casos, los siguientes pasos de la estrategia de modulación vienen resumidos en el diagrama de flujo que muestra la figura 5.17. Como se indica en el mismo, para cada uno de los casos de estudio, lo primero que ha de realizar la estrategia de modulación es comprobar si existe un rango de valores que cumplan todas las condiciones expuestas. De ser así, en dicho rango existirá al menos un valor de v_{off} capaz de generar una corriente por el PN igual a la de referencia. Para poder comprender mejor la metodología que sigue este algoritmo a continuación se presenta un ejemplo numérico.

a) Resolución numérica

Considérese que se tiene un convertidor NPC trifásico conectado a un bus DC de 5000 V, el cual está formado por dos condensadores de 4 mF, donde la amplitud y frecuencia de la tensión de salida generada son $A=2887$ V y $\omega=2\pi f$, siendo $f=50$ Hz. Se asume el siguiente conjunto de tensiones de salida en el instante $t=0.0022$ segundos:

- $v_a = A \sin(\omega t) = \xrightarrow{\text{normalizando}} = 0.637,$
- $v_b = A \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) = \xrightarrow{\text{normalizando}} = 0.348,$
- $v_c = A \sin(\omega t + \frac{4\pi}{3}) = \xrightarrow{\text{normalizando}} = -0.986.$

Asimismo, se suponen los siguientes valores de corrientes AC de fase el mismo instante de tiempo $t=0.0022$ s:

- $i_a = 544.8$ A,
- $i_b = -74.1$ A,
- $i_c = -470.7$ A.

De acuerdo con (5.4), y suponiendo $v_{C1}=2501$ V en $t=0.0022$ s, la corriente de referencia por el punto neutro necesaria para equilibrar la tensión de los condensadores es:

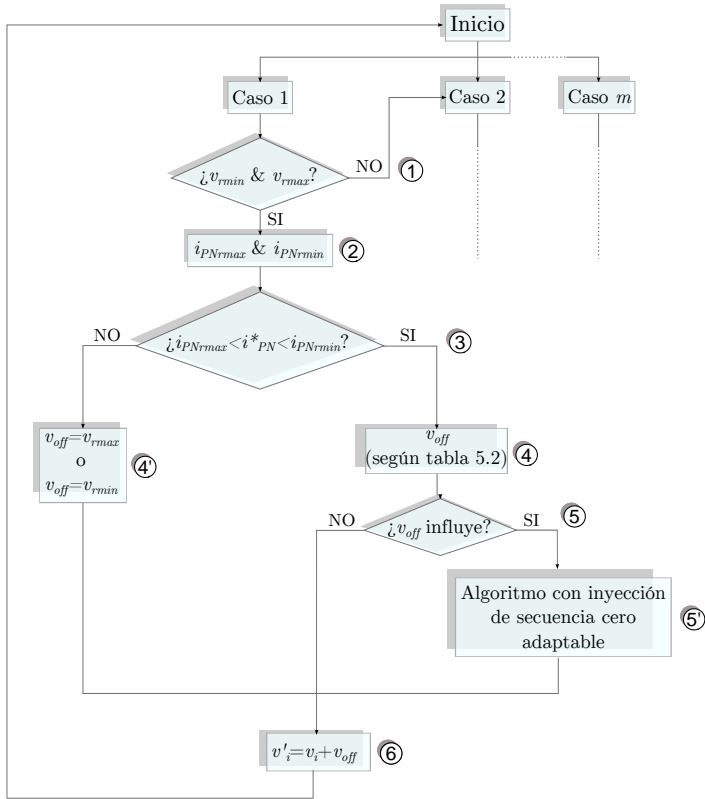


Figura 5.17: Diagrama de flujo del algoritmo de modulación para un convertidor NPC de n fases.

- $i_{NP}^* = 14.794$ A.

El paso ① descrito en la estrategia de modulación es comprobar que las tensiones de salida cumplen con las condiciones anteriormente expuestas y, por lo tanto, generan un intervalo de posibles valores de v_{off} que sea capaz de generar la corriente deseada por el PN.

A continuación, se analiza el caso 1, donde los requisitos a satisfacer son:

- $|v_a + v_{off}| > 0 \rightarrow v_{off} > -v_a,$
- $|v_b + v_{off}| > 0 \rightarrow v_{off} > -v_b,$
- $|v_c + v_{off}| > 0 \rightarrow v_{off} > -v_c,$

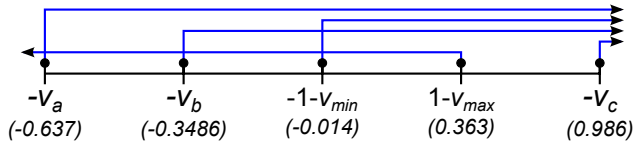


Figura 5.18: Caso 1: diagrama de requisitos a satisfacer.

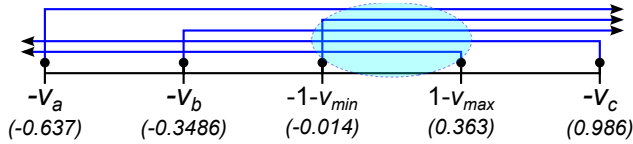


Figura 5.19: Caso 4: diagrama de requisitos a satisfacer.

- y $v_{off} < (1-v_{max}), v_{off} > (-1-v_{min})$.

Si se representan estas condiciones de forma gráfica organizando los valores de tensión sobre una línea recta, se obtiene la figura. 5.18. Tal y como muestra la figura, no existe un intervalo de valores que cumpla con todas las condiciones expuestas, por lo tanto, el caso 1 es descartado.

Ante dicho descarte, el algoritmo continúa estudiando los casos siguientes, donde comprueba que las condiciones no se cumplen hasta llegar al estudio del caso cuarto. Los requisitos a cumplir en el caso 4 son:

- $|v_a + v_{off}| > 0 \rightarrow v_{off} > -v_a$,
- $|v_b + v_{off}| > 0 \rightarrow v_{off} > -v_b$,
- $|v_c + v_{off}| < 0 \rightarrow v_{off} < -v_c$,
- and $v_{off} < (1-v_{max}), v_{off} > (-1-v_{max})$.

La figura 5.19 muestra como, en este caso, sí existe un intervalo de posibles valores de v_{off} que cumplen todas las condiciones expuestas.

El siguiente paso, es comprobar que el valor de v_{off} necesario para generar por el punto una corriente igual a i_{NP}^* se encuentra dentro del intervalo de posibles valores de v_{off} calculados en el paso anterior. Para realizar esta comprobación (paso ②), únicamente se tienen que introducir los valores límites que definen dicho intervalo ($v_{r_{min}}, v_{r_{max}}$) en la ecuación (5.5), obteniendo así las corrientes máxima ($i_{PN_{r_{max}}}$) y mínima ($i_{PN_{r_{min}}}$) que dicho intervalo de valores de tensión de *offset* es capaz de generar por el PN. Retomando el ejemplo numérico, se tiene que los valores de tensión máximo y mínimo del intervalo válido son:

- $v_{r_{min}} = -1 - v_{min} = -0.014$,
- $v_{r_{max}} = 1 - v_{max} = 0.363$.

Aplicando (5.6) se tiene:

- $v'_{a_{r_{max}}} = v_a + v_{r_{max}} = 0.997$,
- $v'_{b_{r_{max}}} = v_b + v_{r_{max}} = 0.711$,
- $v'_{c_{r_{max}}} = v_c + v_{r_{max}} = -0.623$,
- $v'_{a_{r_{min}}} = v_a + v_{r_{min}} = 0.623$,
- $v'_{b_{r_{min}}} = v_b + v_{r_{min}} = 0.334$,
- $v'_{c_{r_{min}}} = v_c + v_{r_{min}} = -1$.

El algoritmo comprueba en el paso (3) si el valor de la corriente de referencia está contenido entre dichos límites de corrientes. Por lo tanto, introduciendo los valores obtenidos en la expresión (5.5) se consiguen las corrientes que delimitan el rango:

- $i_{PN_{r_{max}}} = -198.883 \text{ A}$,
- $i_{PN_{r_{min}}} = 156.005 \text{ A}$.

Como se observa $i_{NP}^* \in [i_{PN_{r_{min}}} \ i_{PN_{r_{max}}}]$, de forma que se verifica que existe un valor de v_{off} , el cual ya está definido en la tabla 5.2, que es capaz de producir la corriente que se desea. Por lo tanto, en los pasos (4) y (5) se calcula dicho valor v_{off} a partir de la expresión descrita en la tabla. Dicha expresión para el caso 4 es:

$$v_{off} = \frac{i_{PN}^* + i_a v_a + i_b v_b - i_c v_c}{-i_a - i_b + i_c} = 0,1384. \quad (5.15)$$

A modo de verificación, se introduce el v_{off} calculado en la expresión (5.5) y se comprueba que la corriente generada es igual a la de referencia:

$$i_{PN} = i_{PN}^* = 14,794 \text{ A}. \quad (5.16)$$

Por lo tanto, el v_{off} hallado es sumado a las señales de referencia (ecuación (5.6), (6)) y serán las nuevas señales de modulación que se introducen como entrada en el modulador PWM.

En el diagrama de flujo de la figura 5.17 se observa que aún quedan dos situaciones sin estudiar (4') y (5'). Estos dos pasos, son aquellos en los que no se puede

generar una corriente por el punto neutro igual a la de referencia. El primero de ellos, el paso (4'), es aplicado por el algoritmo siempre que no se cumpla $i_{NP}^* \in [i_{PNr_{min}}, i_{PNr_{min}}]$, es decir, que la corriente de referencia no se puede generar con ningún valor de tensión v_{off} del rango definido. La alternativa que la estrategia de modulación sigue es la de seleccionar entre $i_{PNr_{min}}$ y $i_{PNr_{min}}$ la corriente más próxima a i_{PN}^* , es decir, escogerá como v_{off} uno de los límites que definen el rango de valores válidos de tensión ($v_{r_{min}}$ y $v_{r_{max}}$).

Si, por el contrario, cuando el algoritmo busca en la tabla 5.2 la expresión de v_{off} a aplicar, y lo que encuentra es que la corriente por el PN no depende del valor v_{off} , la metodología a seguir es la de al menos intentar reducir la pérdidas de conmutación fijando durante todo un ciclo de conmutación una de las fases a nivel alto, nivel medio o nivel bajo. Es decir, se aplica la modulación descrita en la sección anterior.

5.4.2 Resultados de simulación

La modulación propuesta ha sido implementada sobre la plataforma Matlab-Simulink. En todos los casos que se presentan, el convertidor está conectado a una fuente DC de 5000 V, con una carga RL en estrella de $R=1 \Omega$ y $L=10$ mH. Los condensadores del bus DC tienen una capacidad de $C=4$ mF, siendo la frecuencia fundamental $f=50$ Hz. El índice de modulación se ha fijado a $m=1$, y la frecuencia de conmutación a $f_s=2500$ Hz ($T_s=0.4$ ms).

a) Situación de equilibrio

La figura 5.20 muestra la tensión línea a línea v_{ab} y las tensiones de los condensadores del bus DC para un convertidor NPC de tres y cinco fases aplicando la estrategia de modulación propuesta. Se observa en todos ellos la habilidad del algoritmo para controlar la tensión del PN. En el convertidor de tres fases, la tensión del bus permanece estable alrededor de su posición de equilibrio. Sin embargo aparecen oscilaciones de baja frecuencia en la tensión del PN. Esto se debe a la imposibilidad para generar, en estas condiciones de trabajo, una corriente por el PN capaz de cancelar las oscilaciones. En el caso del convertidor de cinco fases es notoria la reducción del rizado en el PN en comparación con los resultados obtenidos en el convertidor trifásico. Esto es debido a que al aumentar el número de fases se aumenta también los posibles valores de v_{off} a aplicar y, por lo tanto, incrementan las posibilidades de encontrar un valor que produzca la misma corriente por el PN que la de referencia.

Todos estos resultados confirman el buen comportamiento de la estrategia de modulación propuesta para convertidores NPC multifase operando en estado es-

tacionario.

b) Situación de desequilibrio

Las simulaciones realizadas en situación de desequilibrio aplicando este algoritmo de modulación consisten en primer lugar, en establecer un desequilibrio inicial en la tensión de los condensadores del bus DC. En esta situación se observa la habilidad del algoritmo para eliminar dicho desequilibrio. En segundo lugar, se describe el comportamiento del convertidor conectado a una carga desequilibrada.

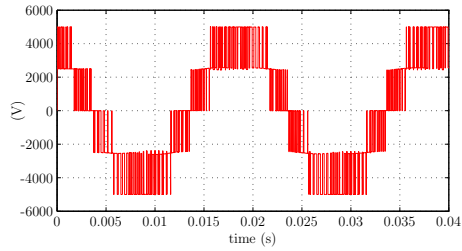
Los condensadores del bus DC son forzados a tener un desequilibrio de tensión inicial. El valor de tensión inicial al que ha sido forzado el condensador superior es de 4000 V, y el valor tensión inicial al que ha sido forzado el condensador inferior es de 1000 V.

Por un lado, la figura 5.21 muestra la evolución de la tensión del punto neutro para un convertidor NPC de tres, cuatro y cinco fases bajo las circunstancias citadas cuando es aplicada la estrategia de modulación propuesta. Se observa en todos los casos cómo las tensiones de los condensadores del bus evolucionan hacia el valor de referencia eliminando completamente el desequilibrio inicial. Asimismo, se observa que la dinámica del sistema con convertidores de más de tres fases es mucho más rápida.

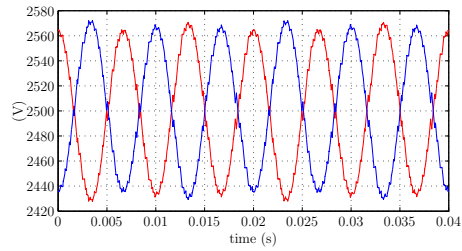
Estos resultados demuestran la habilidad de la estrategia propuesta para el equilibrio de la tensión del PN bajo desequilibrios tan grandes como el simulado.

Por otro lado, la figura 5.22 muestra los resultados para un convertidor de tres, cuatro y cinco fases conectado a cargas desequilibradas cuando es aplicada la estrategia de modulación propuesta. El convertidor NPC trifásico está conectado a una carga en estrella con $R_{a,c}=1 \Omega$, $L_{a,c}=10 \text{ mH}$, $R_b=10 \Omega$ y $L_b=3 \text{ mH}$. El convertidor NPC de cuatro fases se encuentra conectado a una carga donde $R_{c,d}=1 \Omega$, $L_{c,d}=10 \text{ mH}$, $R_b=10 \Omega$ y $L_b=3 \text{ mH}$, y ninguna carga conectada a la fase a . Y finalmente, el convertidor NPC de cinco fases está conectado a una carga donde $R_{c,d,e}=1 \Omega$, $L_{c,d,e}=10 \text{ mH}$, $R_b=10 \Omega$ y $L_b=3 \text{ mH}$, y ninguna carga conectada a la fase a .

Estas gráficas ilustran la tensión de salida línea a línea v_{ab} y, las tensiones de los condensadores del bus DC. Como se puede observar, en dichas gráficas, la amplitud de las oscilaciones de tensión en el PN aumenta cuando el convertidor opera junto a cargas desequilibradas. Sin embargo, la estrategia de modulación propuesta es capaz de controlar el valor medio de la corriente por el PN durante un periodo fundamental, incluso cuando el convertidor se encuentra conectado a cargas asimétricas. De este modo, la tensión del PN permanece centrada alrededor

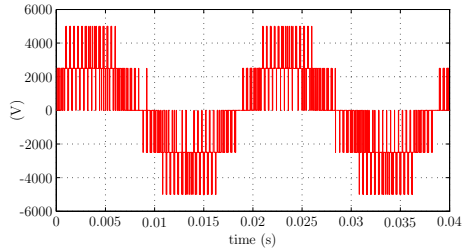


Tensión v_{ab} de salida.

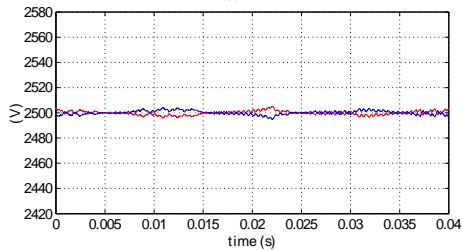


Tensión del PN.

(a) Convertidor NPC de tres niveles y tres fases.



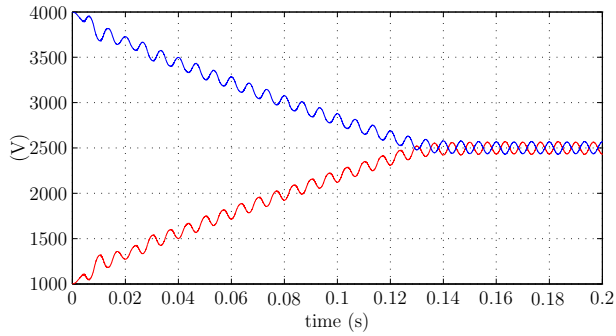
Tensión v_{ab} de salida.



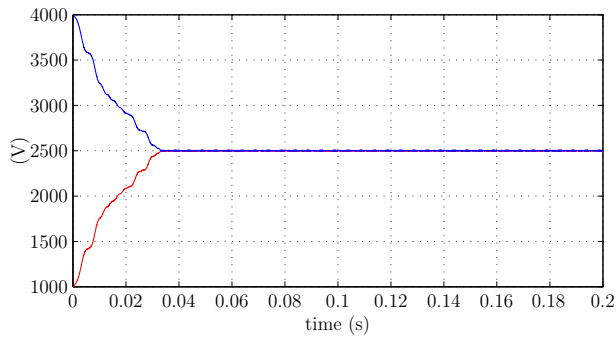
Tensión del PN.

(b) Convertidor NPC de tres niveles y cinco fases.

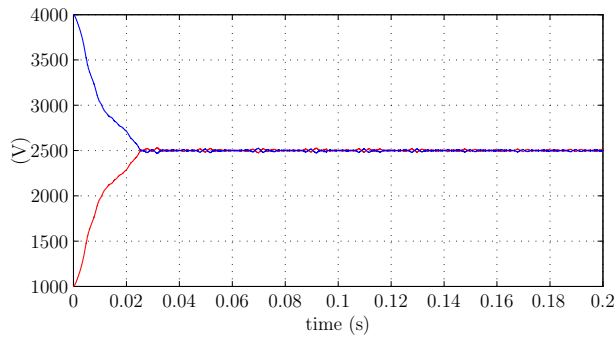
Figura 5.20: Convertidor NPC de tres niveles y tres y cinco fases aplicando el algoritmo combinado con inyección de secuencia cero en estado estacionario.



(a) Convertidor NPC de tres niveles y tres fases.



(b) Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases.



(c) Convertidor NPC de tres niveles y cinco fases.

Figura 5.21: Dinámicas de la compensación de la tensión operando con carga lineal en un convertidor NPC cuando se aplica el algoritmo combinado con inyección de secuencia cero.

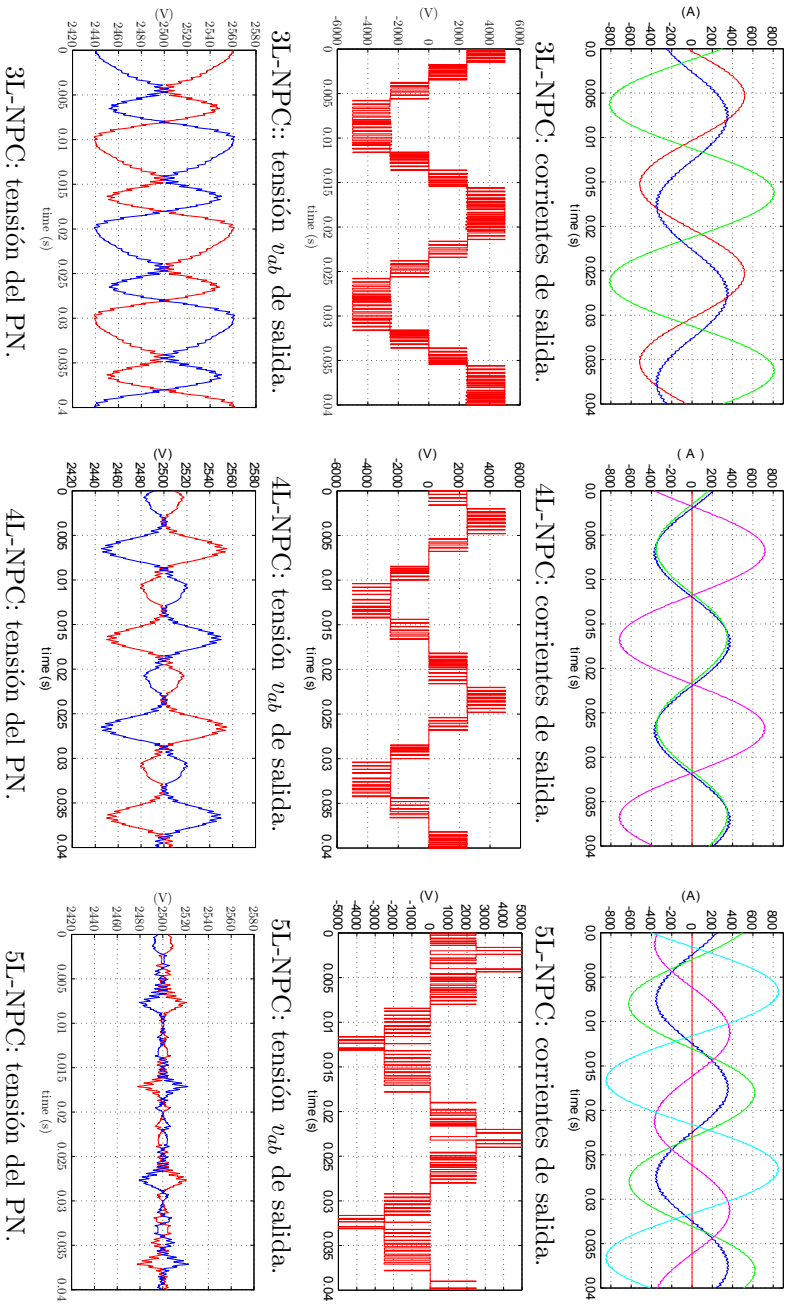


Figura 5.22: Convertidor NPC de tres niveles y tres, cuatro y cinco fases aplicando el algoritmo combinado con inyección de secuencia cero con carga desequilibrada.

de la mitad de la tensión del bus DC.

5.5 Algoritmo de modulación conmutando en tres niveles

En esta sección se propone una tercera estrategia de modulación para convertidores NPC de tres niveles y multifase. Al igual que las dos estrategias propuestas en las secciones anteriores, en esta ocasión, el algoritmo propuesto también se puede clasificar dentro de la modulación CB-PWM. La diferencia principal con las anteriormente descritas es que este algoritmo de modulación es capaz de eliminar bajo cualquier condición de operación las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del punto neutro.

5.5.1 Bases de la estrategia de modulación

Al igual que con la estrategia de modulación vista en la sección anterior, cada una de las fases es controlada mediante una señal de modulación. Se inyecta, asimismo, una tensión de secuencia cero para extender la región de modulación lineal, donde:

$$v_{off} = -\frac{\max(v_a, v_b, v_c, \dots, v_m) + \min(v_a, v_b, v_c, \dots, v_m)}{2}, \quad (5.17)$$

siendo, al igual que antes, v_{off} la tensión de secuencia cero a inyectar y v_a , v_b , v_c, \dots , v_m las tensiones de fase normalizadas. Por lo tanto, las nuevas señales de modulación para un sistema de m fases serán:

$$v'_a = v_a + v_{off}, \quad (5.18)$$

$$v'_b = v_b + v_{off}, \quad (5.19)$$

$$v'_c = v_c + v_{off}, \quad (5.20)$$

...

$$v'_m = v_m + v_{off}. \quad (5.21)$$

Se define la corriente media instantánea por el PN para cada periodo de modulación igual que en el caso anterior:

$$\bar{i}_{PN} = i_a d_{PN_a} + i_b d_{PN_b} + i_c d_{PN_c} + \dots + i_m d_{PN_m}, \quad (5.22)$$

donde $i_a, i_b, i_c, \dots, i_m$ son las corrientes de salida y $d_{PN_a}, d_{PN_b}, d_{PN_c}, \dots, d_{PN_m}$ son los ciclos de trabajo que representan el tiempo que cada una de las fases permanece conectada al PN por cada periodo de modulación. La línea en la parte superior de i_{PN} en (5.22) denota una magnitud media instantánea, donde el intervalo de promediado es el periodo de conmutación. Por motivos de simplicidad en el resto de la sección se omitirá esta notación.

Las modulaciones basadas en CB-PWM como las presentadas en [182–185] y los introducidos anteriormente en este capítulo, únicamente permiten conmutar las fases del convertidor entre el positivo del bus DC y el PN, cuando la correspondiente señal moduladora es positiva o, entre el negativo y el PN cuando la señal de modulación es negativa. Bajo estas circunstancias la relación entre la señales moduladoras normalizadas y los ciclos de trabajo del PN viene dada por:

$$d_{PN_a} = (1 - |v'_a|), \quad (5.23)$$

$$d_{PN_b} = (1 - |v'_b|), \quad (5.24)$$

$$d_{PN_c} = (1 - |v'_c|), \quad (5.25)$$

...

$$d_{PN_m} = (1 - |v'_m|). \quad (5.26)$$

En consecuencia, la única forma de poder controlar la corriente por el PN es mediante la modificación de la tensión de secuencia cero. Se ha demostrado en los algoritmos propuestos anteriormente que estas estrategias de modulación no son capaces de fijar la corriente por el punto neutro a cero en todos los periodos de modulación. Es por ello que las oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el PN o incluso las inestabilidades de tensión en dicho punto, dependiendo de la carga del convertidor, perduran [113].

Sin embargo, si se permite conmutar a las fases del convertidor entre el positivo, el PN y el negativo del bus DC en cada periodo de modulación, los ciclos de trabajo del PN pueden reducirse y ser fijados a cualquier valor deseado entre el límite superior impuesto por (5.23)-(5.26) y cero. Por lo tanto, la corriente i_{PN} puede ser controlada en cada periodo de modulación. Por regla general, se requerirá fijar el valor de la corriente del PN a un valor cercano a cero para poder mantener en equilibrio la tensión del PN. Existen múltiples soluciones en cuanto al valor de la tensión de secuencia cero que haga fijar la corriente del PN a cero. El más obvio es aquel que se obtiene haciendo todos los ciclos de

trabajo del PN iguales a cero (esta solución hace trabajar al convertidor NPC de tres niveles como un convertidor de dos niveles). Sin embargo, con el fin de mantener la frecuencia de conmutación y la distorsión de las formas de tensión sintetizadas bajo unos límites razonables, es necesario reducir el número de fases que conmuten entre los tres niveles al mínimo posible. En el apéndice ?? se demuestra que un convertidor NPC de tres fases únicamente requiere conmutar entre los tres niveles de tensión una única fase en cada periodo de modulación para eliminar por completo las oscilaciones de tensión en el PN. Esta fase es aquella que contribuye con el máximo valor absoluto a la corriente por el PN, es decir, es la fase que hace máximo el término $(i_x(1 - |v'_x|))$ en la expresión (5.22).

Sin embargo, esto no se puede extrapolar a sistema multifase. En el apéndice ?? se demuestra que para un convertidor de NPC de cuatro fases conectado a una carga no equilibrada, se requiere conmutar dos fases entre los tres niveles de tensión en ciertos momentos para poder tener un control total sobre la tensión del PN. Por lo tanto, el desarrollo genérico de la estrategia de modulación válido para un convertidor NPC de m fases requiere dotar al algoritmo de un mecanismo para poder discernir cuál es el número mínimo de fases que es necesario conmutar entre los tres niveles de tensión en cada periodo de modulación.

El algoritmo que se propone en esta tesis toma dichas ideas como base. La secuencia de acciones que el algoritmo tiene que realizar en cada periodo de modulación es el siguiente:

Paso 1: Ajuste de la amplitud máxima de las oscilaciones de tensión de baja frecuencia (v_{amp}). El algoritmo mantendrá la tensión del PN dentro de dichos límites $[\frac{V_{dc}}{2} - v_{amp}, \frac{V_{dc}}{2} + v_{amp}]$.

Paso 2: Cálculo de la corriente de referencia por el PN i_{PN}^* . El algoritmo calcula el valor de referencia requerido de la corriente por el PN para poder equilibrar la tensión del PN del convertidor. Este valor se obtiene de aplicar la expresión (5.4).

Paso 3: Cálculo de la corriente que circularía por el PN (i_{PN}) si se utilizase la modulación estándar CB-PWM. Esta corriente se calcula a través de la expresión (5.22).

Paso 4: Selección de las fases que van a conmutar entre los tres niveles de tensión y cálculo de sus respectivos ciclos de trabajo del PN. Dependiendo de los valores instantáneos de i_{PN}^* y i_{PN} calculados en los pasos 2 y 3, dan lugar a diferentes casos. La figura 5.23 muestra el diagrama de bloques con las respectivas acciones a realizar en cada uno de los casos. La figura 5.24, por su parte, ilustra ejemplos de los casos que se pueden dar.

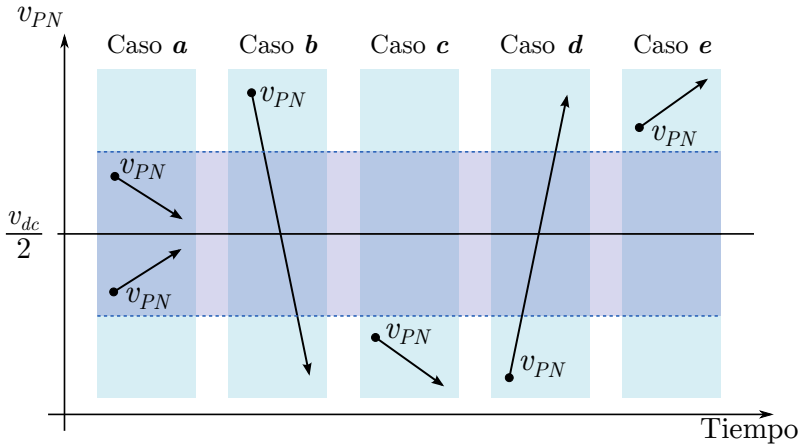


Figura 5.23: Tendencia de la tensión del PN para los diferentes casos si se aplica la modulación estándar CB-PWM.

- Caso a: $(\frac{V_{dc}}{2} - v_{amp} < v_{C1} < \frac{V_{dc}}{2} + v_{amp})$ o $(0 < i_{PN} < i_{PN}^*)$ o $(i_{PN}^* < i_{PN} < 0)$. En esta situación, no es necesario que ninguna fase del convertidor conmute entre los tres niveles de tensión porque:
 - La tensión del PN (v_{C1}) está dentro de los límites permitidos o
 - la corriente por el PN que se obtiene con la modulación CB-PWM estándar tiene la magnitud y dirección adecuadas para compensar el desequilibrio de tensión del PN.

Por lo tanto, los ciclos de trabajo de todas las fases del convertidor se calculan de acuerdo a (5.23)-(5.26). Esto es debido a que en esta condición todas las fases conmutan entre dos niveles de tensión. En consecuencia, el número de transiciones de tensión y, por lo tanto, las pérdidas de conmutación se reducen. Esta es una importante diferencia de este algoritmo con respecto a algoritmos similares como [174, 175].

- Caso b: Si $(V_{PN} > \frac{V_{dc}}{2} - v_{amp})$ & $(i_{PN} > i_{PN}^*)$. En este caso, la corriente por el PN generada con la modulación CB-PWM estándar tiende a decrementar el valor de la tensión del PN más allá de $\frac{V_{dc}}{2}$. En consecuencia, es necesario reducir la corriente por el PN haciéndola igual a i_{PN}^* . Para conseguirlo, algunas de las fases tienen que conmutar entre los tres niveles de tensión del bus DC. Para encontrar dichas fases se aplica el siguiente procedimiento (figura 5.24):

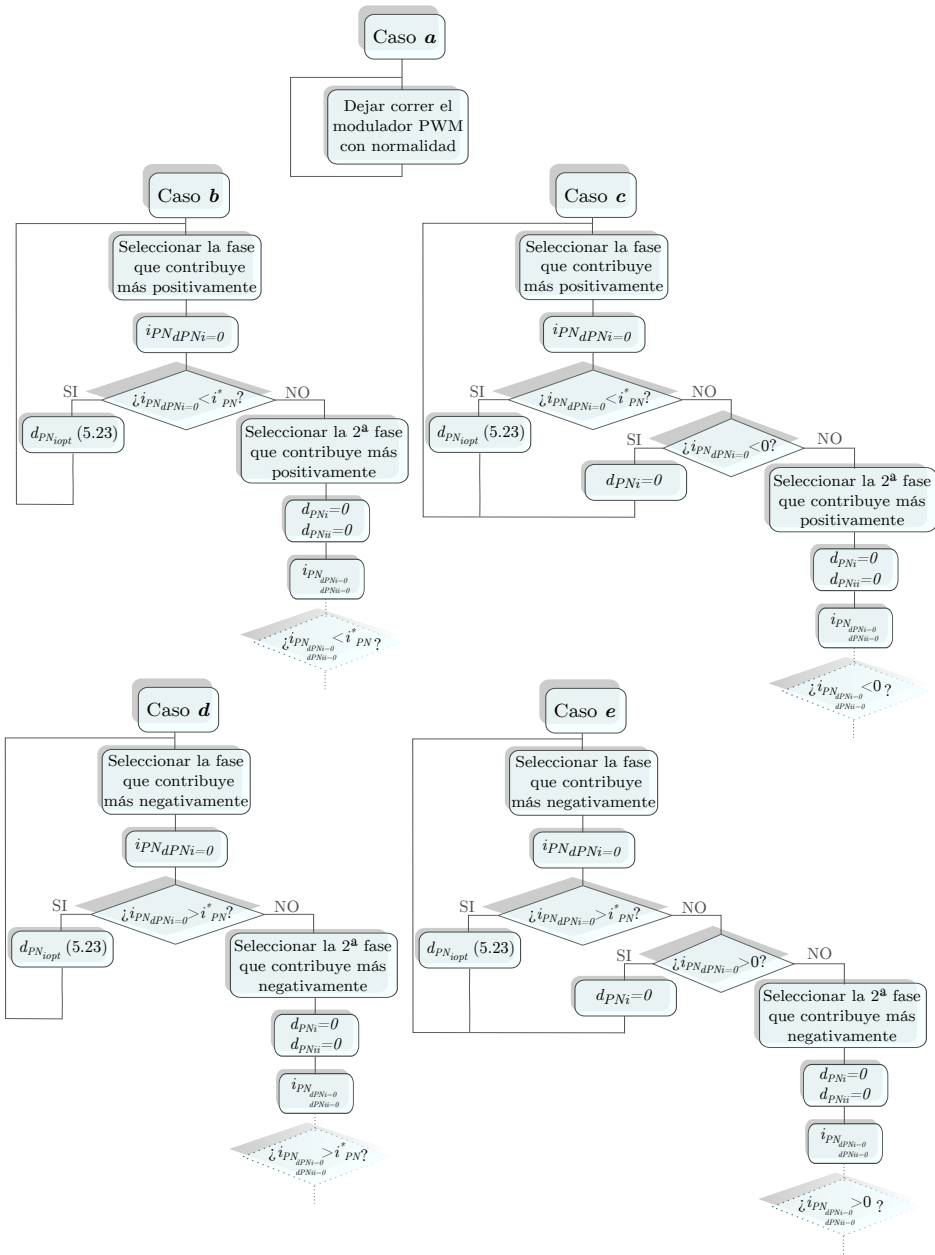


Figura 5.24: Diagrama de flujo del algoritmo de conmutación a tres niveles.

- Seleccionar la fase con la máxima contribución al PN. Denotemos a esta fase con el subíndice i .
- Ajustar el ciclo de trabajo del PN de esta fase a cero, es decir, $d_{PN_i}=0$ y, calcular $i_{PN_{d_{PN_i}=0}}$ utilizando (5.22).
- Si $(i_{PN_{d_{PN_i}=0}} < i_{PN}^*)$, es posible alcanzar el valor deseado de i_{PN}^* haciendo conmutar la fase seleccionada entre los tres niveles de tensión. El ciclo de trabajo del PN de la fase seleccionada se calcula a través de la siguiente expresión:

$$d_{PN_{i_{opt}}} = \frac{i_{PN}^* - i_a d_{PN_a} - i_b d_{PN_b} - i_c d_{PN_c} - \dots - i_m d_{PN_m}}{i_i}. \quad (5.27)$$

- Si $(i_{PN_{d_{PN_i}=0}} > i_{PN}^*)$, se fija $d_{PN_i}=0$, se selecciona la fase con la segunda máxima contribución de la corriente por el PN y se repite el proceso.
- Repetir el proceso previo con tantas fases como sean necesarias hasta que la corriente por el PN alcance el valor de referencia.
- Caso c: $(V_{PN} < \frac{V_{dc}}{2} + v_{amp})$ & $(i_{PN} > 0)$. En este caso, la corriente por el PN generada con la modulación CB-PWM estándar tiende, nuevamente, a decrementar el valor de la tensión del PN por debajo del valor $\frac{V_{dc}}{2} - v_{amp}$. En consecuencia, resulta necesario que algunas de las fases del convertidor conmuten entre los tres niveles de tensión del bus DC. La mayor diferencia entre este caso y el anterior es que, como $i_{PN}^* < 0$ y $i_{PN} > 0$, no es siempre posible hacer que la corriente por el PN sea igual a i_{PN}^* . En estos casos, donde no se pueden igualar ambas corrientes, siempre será posible fijar la corriente por el PN a un valor inferior o igual a cero. Por lo tanto, habrá una tendencia a equilibrar la tensión del PN. El procedimiento para determinar el ciclo de trabajo del PN de las fases que tienen que conmutar entre los tres niveles de tensión es el siguiente (figura 5.24):
 - Seleccionar la fase con la mayor contribución a la corriente por el PN. Denotemos a esta fase con el subíndice i .
 - Ajustar el ciclo de trabajo del PN de esta fase a cero, es decir, d_{PN_i} y, calcular $i_{NP_{d_{NP_i}=0}}$ mediante (5.22).
 - Si $(i_{NP_{d_{NP_i}=0}} < i_{PN}^*)$, entonces es posible alcanzar el valor deseado de i_{PN}^* haciendo conmutar la fase seleccionada entre los tres niveles de tensión. El ciclo de trabajo del PN de dicha fase se calcula de acuerdo a (5.27).

- Si $(i_{PN_{d_{PNi=0}}} > i_{PN}^*)$ y $(i_{PN_{d_{PNi=0}}} < 0)$, entonces ajustar $d_{PNi}=0$.
- Si $(i_{PN_{d_{PNi=0}}} > 0)$, fijar $d_{PNi}=0$, seleccionar la fase con la segunda mayor contribución a la corriente por el PN y repetir el proceso.
- Repetir el proceso preciso con tantas fases como sean necesarias hasta que la corriente por el PN alcance el valor de referencia o sea inferior a cero.
- Caso d: Si $(v_{PN} < \frac{V_{dc}}{2} + v_{amp})$ & $(i_{PN} < i_{PN}^*)$. Este caso es similar al caso b pero para valores negativos de la corriente por el PN. En consecuencia, el procedimiento que se debe seguir para calcular el ciclo de trabajo del PN es equivalente en ambos casos (figura 5.24).
- Caso e: Si $(v_{PN} > \frac{V_{dc}}{2} - v_{amp})$ & $(i_{PN} < 0)$. Este caso es equivalente al caso c, pero para corrientes por el PN con sentido contrario. Por lo tanto, se debe seguir un procedimiento similar (figura 5.24) para calcular los ciclos de trabajo.

Paso 5: Calcular los ciclos de trabajo de PN de las fases que no tienen que conmutar entre los tres niveles de tensión mediante (5.23)-(5.26).

Paso 6: Calcular los ciclos de trabajo durante los cuales todas las fases permanecen conectadas al positivo y negativo del bus DC utilizando (5.28)-(5.29):

$$dl_i = \frac{1 - d_{PN_{i_{opt}}} - v'_i}{2}, \quad (5.28)$$

$$dh_i = 1 - d_{PN_{i_{opt}}} - dl_i, \quad (5.29)$$

donde dl_i y dh_i son los ciclos de trabajo positivo y negativo y representan el tiempo por periodo de modulación durante el cual la fase i permanece conectada al negativo y positivo del bus DC respectivamente.

La estrategia de modulación propuesta es muy apropiada para ser programada en un procesador de señal digital. Para mostrar la simplicidad y la baja carga computacional de la estrategia, a continuación se muestra un ejemplo numérico. Considérese un convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases conectado a una carga desequilibrada. El bus DC esta formado por dos condensadores de 1 mF conectado a una fuente de tensión $V_{dc}=5000$ V. La frecuencia de conmutación es de 1 kHz y el índice de modulación es $m=0.8$. En consecuencia, las tensiones de referencia normalizadas del convertidor son:

- $v_a=0.8\sin(\omega t)$,
- $v_b=0.8\sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$,
- $v_c=0.8\sin(\omega t + \pi)$,

- $v_d=0.8\sin(\omega t + \frac{3\pi}{2})$,

donde $\omega=2\pi f$, con $f=50$ Hz.

Supóngase que el convertidor está conectado a una carga desequilibrada que produce las siguientes corrientes de fase:

- $i_a=60\cos(\omega t)$ A,
- $i_b=100\cos(\omega t + \pi)$ A,
- $i_c=40\cos(\omega t)$ A,
- $i_d=0$ A.

Finalmente, se asume una tensión del PN $v_{C1}=2495$ V. De acuerdo con la descripción previa del algoritmo, se siguen los siguientes pasos:

- Paso 1: Se fija v_{amp} a 0 V. Por lo tanto, no se permiten oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el PN.
- Paso 2: Se calcula la corriente del PN de referencia aplicando (5.4):

$$i_{PN}^* = \frac{v_{C1} - \frac{v_{dc}}{2}}{T_s} 2C = -10A.$$

- Paso 3: Se calcula i_{PN} mediante (5.22)-(5.26). Supóngase que el sistema está siendo evaluado en el instante $t=0$ s. En consecuencia, $v_a=0$ V, $v_b=0.8$ V, $v_c=0$ V, $v_d=-0.8$ V, $i_a=60$ A, $i_b=-100$ A, $i_c=40$ A y $i_d=0$ A. De acuerdo con (5.23)-(5.26), $d_{PN_a}=1$, $d_{PN_b}=0.2$, $d_{PN_c}=1$ y $d_{PN_d}=0.2$. Por lo tanto, utilizando (5.22), $i_{PN}=80$ A.
- Paso 4: Se seleccionan las fases que deben conmutar entre los tres niveles de tensión y se calculan sus ciclos de trabajo del PN. En este ejemplo ($v_{PN} < \frac{v_{dc}}{2} - v_{amp}$) y ($i_{PN}>0$), por lo tanto, se selecciona el caso c. De acuerdo a este caso, se siguen los siguientes pasos:
 - Seleccionar la fase que hace máximo el término $|i_x(1 - |v'_x|)|$. En este ejemplo, la fase que satisface dicha consición es la fase a ($x=a$).
 - Fijar el ciclo de trabajo del PN de la fase a a cero y calcular la corriente por el PN $i_{PN_{d_{PN_a}=0}}$ mediante (5.22)-(5.26). En este ejemplo $i_{PN_{d_{PN_a}=0}}=20$ A.
 - $i_{PN_{d_{PN_a}=0}}>0$, en consecuencia d_{PN_a} es fijada a cero ($d_{PN_a}=0$) y se selecciona la fase con la segunda contribución más alta a la corriente por el PN. En este ejemplo dicha fase es la fase c .

- Se calcula el ciclo de trabajo del PN óptimo de la fase c de acuerdo a (5.27) para poder obtener la corriente de referencia por el PN deseada i_{PN}^* : $d_{PN_{opt}}=0.25$
- Paso 5: Calcular los ciclos de trabajo por el PN de las fases b y d empleando (5.22)-(5.26): $d_{PN_{b_{opt}}}=0.2$ y $d_{PN_{d_{opt}}}=0.2$.
- Paso 6: Calcular los ciclos de trabajo positivo y negativo de todas las fases a través de (5.28) y (5.29):
 - $dl_a=0.5$, $dh_a=0.5$,
 - $dl_b=0$, $dh_b=0.8$,
 - $dl_c=0.375$, $dh_c=0.375$,
 - $dl_d=0.8$, $dh_d=0$.

Siguiendo estos simple pasos, se calculan los ciclos de trabajo de un convertidor de cuatro fases conectado a una carga desequilibrada con una desviación de tensión inicial en el PN. En este ejemplo, tienen que conmutar dos fases entre los tres niveles de tensión para poder obtener una corriente por el PN capaz de compensar la desviación de tensión del PN.

5.5.2 Resultados experimentales

La validación experimental de esta estrategia de modulación se ha realizado en la plataforma de 20 kW, presentada al inicio de este capítulo. La tensión del bus DC es de 250 V. La frecuencia de la portadora es de 2.5 kHz y la frecuencia fundamental de las tensiones AC generadas es de 20 Hz. Esta última frecuencia es lo suficientemente baja como para reflejar el efecto de las oscilaciones de tensión de baja frecuencia. Se han desarrollado varios casos de estudio para validar la estrategia de modulación propuesta.

a) Convertidor NPC de tres fases: carga equilibrada

En esta prueba únicamente se han empleado tres fases. Así, el convertidor se comporta como un sistema trifásico. Las figuras 5.25(a), 5.25(b) y 5.25(c) muestran los resultados experimentales cuando el convertidor está conectado a una carga RL trifásica equilibrada en estrella con $R=5 \Omega$, $L=10$ mH para $m=1.15$, $m=0.7$ y $m=0.4$, respectivamente. Las figuras muestran la tensión v_{ab} línea a línea, la tensión v_{C1} y v_{C2} de los condensadores del bus DC y las corrientes AC de salida $i_{a,b,c}$. Las figuras 5.25(d), 5.25(e) y 5.25(f) muestran los resultados equivalentes cuando se aplica la modulación CB-PWM estándar. Se puede apreciar cómo la estrategia

de modulación propuesta cancela completamente las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del PN y mantiene la tensión del PN completamente bajo control.

b) Convertidor NPC de tres fases: carga desequilibrada

En este test se conecta a la salida del convertidor una carga desequilibrada RL ($R_{a,b}=5\ \Omega$, $L_{a,b}=10\ \text{mH}$ y la fase c en circuito abierto). La figura 5.26 muestra los resultados de la estrategia de modulación propuesta (figuras 5.26(a), 5.26(b) y 5.26(c)) y los resultados de la modulación CB-PWM estándar (figuras 5.26(d), 5.26(e) y 5.26(f)). Se observa que la amplitud de las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del punto neutro se incrementan significativamente, alcanzando valores de pico a pico de hasta 40 V con el máximo índice de modulación cuando se aplica la modulación estándar CB-PWM. Por su parte, la modulación propuesta es, de nuevo, capaz de eliminar dichas oscilaciones de tensión para cualquier índice de modulación.

c) Convertidor NPC de tres fases: desequilibrio de tensión en el PN

Al igual que en las secciones anteriores, los condensadores que forman el bus DC son forzados a tener un desequilibrio inicial. Las tensión del condensador superior v_{C2} es de 250 V. Por su parte, el condensador inferior v_{C1} está cargado a 0 V. La figura 5.27 muestra la evolución de las tensiones de ambos condensadores cuando se aplica la modulación propuesta. Se observa que las tensiones de los condensadores del bus DC alcanzan el valor de referencia ($\frac{v_{dc}}{2}$) rápidamente. Este hecho demuestra la habilidad del algoritmo propuesto para equilibrar la tensión del PN, incluso bajo desequilibrios tan grandes como el descrito y para eliminar las oscilaciones de tensión del PN.

d) Convertidor NPC de cuatro fases: carga desequilibrada

Debido a la simetría que tiene un sistema eléctrico de cuatro fases, no se producen oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el PN bajo condiciones de operación normales, es decir, en situación de equilibrio. Por lo tanto, el algoritmo propuesto se comporta como la estrategia de modulación tradicional CB-PWM. Sin embargo, como se demuestra en el apéndice ?? y, tal y como se ha visto en el ejemplo numérico descrito en la sección previa, la situación es diferente cuando se conecta un convertidor NPC de cuatro fases a una carga desequilibrada. En estas circunstancias, podría ser necesario conmutar una o dos fases entre los tres niveles de tensión del bus DC para poder controlar la corriente del PN y eliminar las oscilaciones de tensión de baja frecuencia que, de no ser así, se producirían. Las figuras 5.28(a), 5.28(b) y 5.28(c) muestran los resultados obtenidos cuando

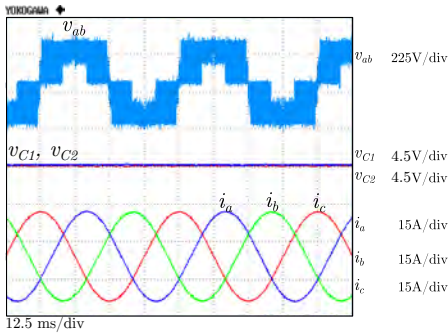
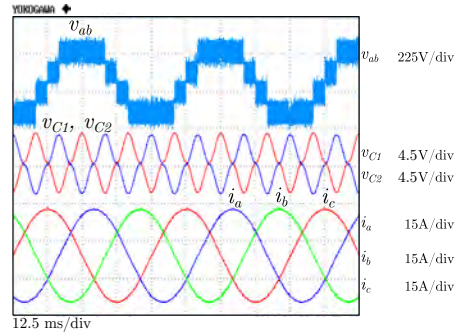
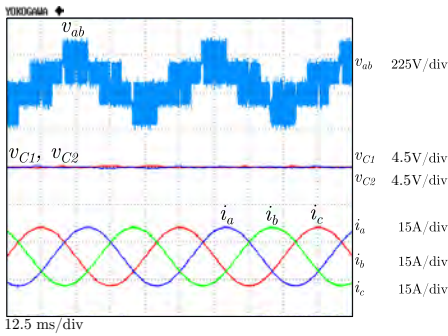
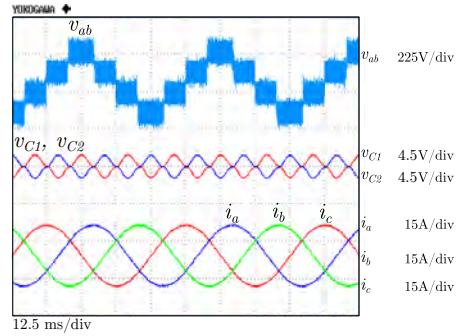
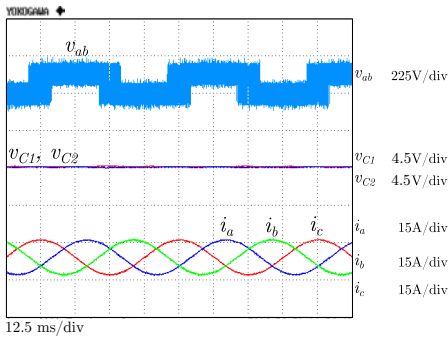
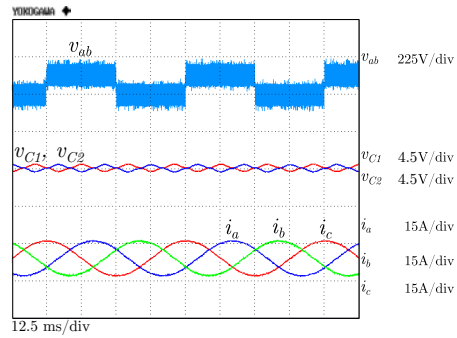
(a) Índice de modulación $m=1.15$ (d) Índice de modulación $m=1.15$ (b) Índice de modulación $m=0.7$.(e) Índice de modulación $m=0.7$.(c) Índice de modulación $m=0.4$.(f) Índice de modulación $m=0.4$.

Figura 5.25: Convertidor NPC de tres niveles y tres fases conectado a una carga equilibrada: (a), (b) y (c) aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.

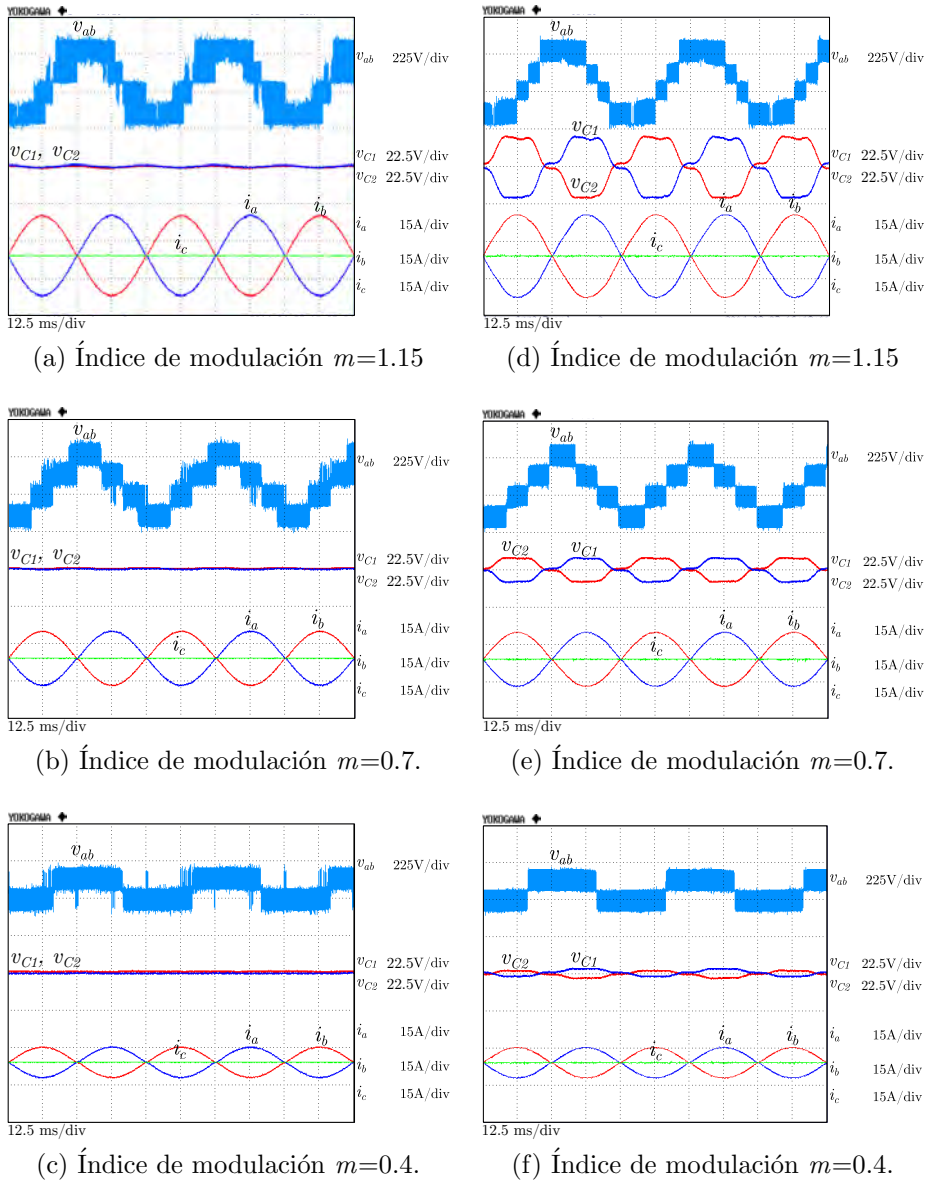


Figura 5.26: Convertidor NPC de tres niveles y tres fases conectado a una carga desequilibrada: (a), (b) y (c) aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.

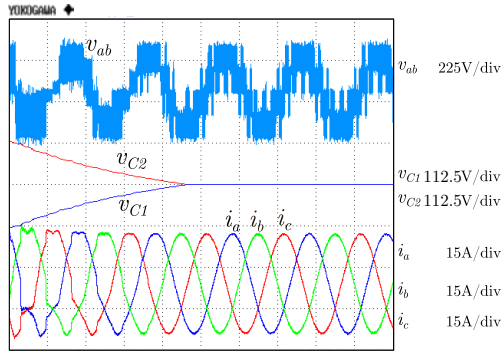
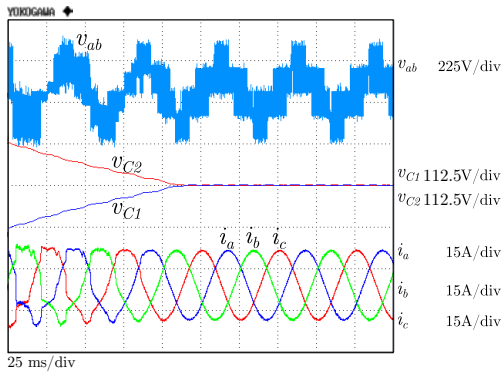
(a) Índice de modulación $m=1.15$.(b) Índice de modulación $m=0.7$.

Figura 5.27: Convertidor NPC de tres niveles y tres fases con un desequilibrio en la tensión del PN aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles.

se aplica la estrategia de modulación propuesta con el convertidor NPC de cuatro fases conectado a una carga RL desequilibrada para $m=1$, $m=0.7$ y $m=0.4$. Las figuras 5.28(d), 5.28(e) y 5.28(f) muestran los resultados experimentales cuando se aplica, en este caso, la modulación estándar CB-PWM bajo las mismas condiciones de operación. Se puede observar de nuevo la habilidad de la modulación propuesta para cancelar completamente las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del PN. Estos resultados validan y muestran el buen desempeño del algoritmo propuesto para convertidores NPC de tres niveles con más de tres fases.

e) Convertidor NPC de cuatro fases: desequilibrio de tensión en el PN

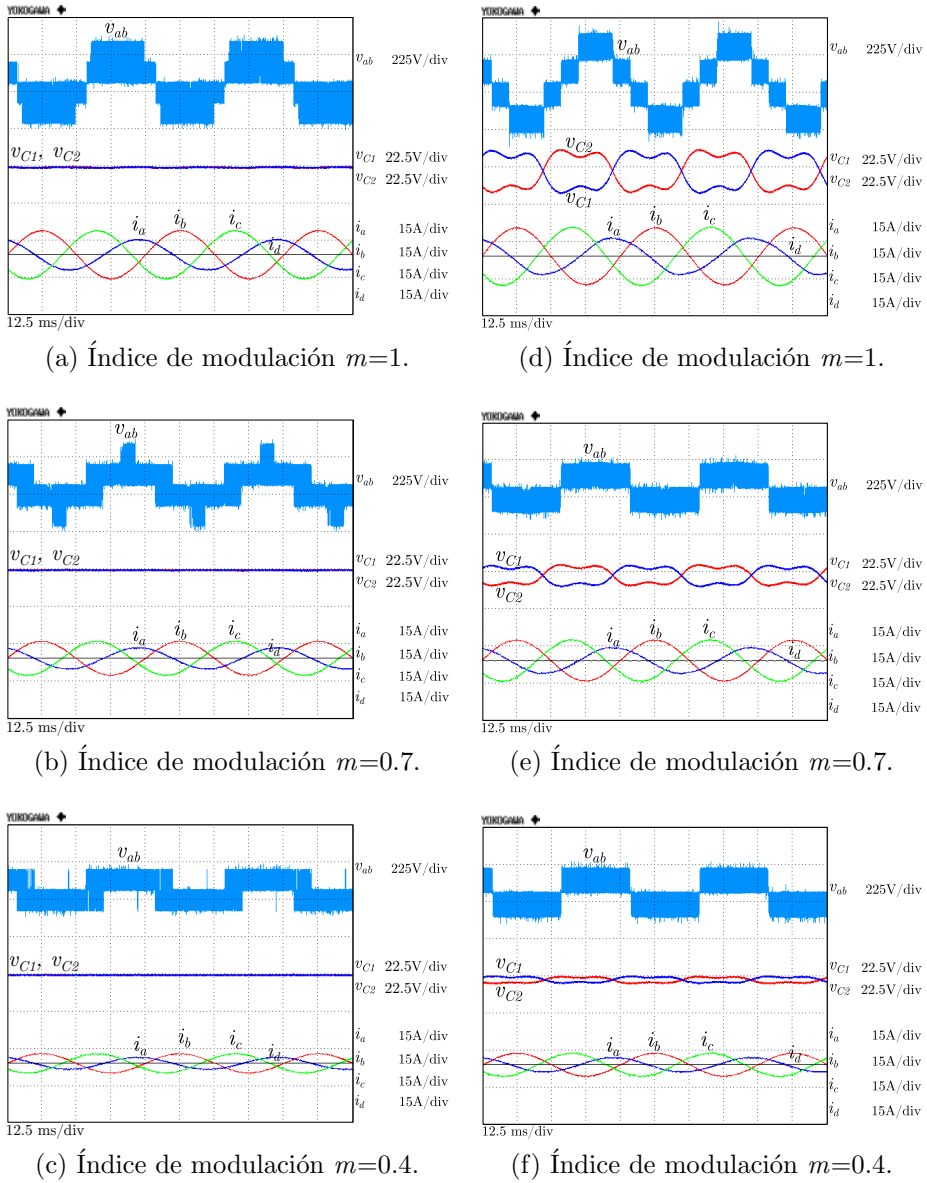


Figura 5.28: Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases conectado a una carga desequilibrada: (a), (b) y (c) aplicando el algoritmo de conmutación en tres niveles y (d), (e) y (f) aplicando la modulación estándar CB-PWM.

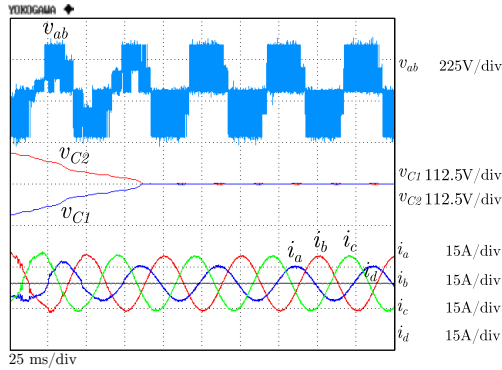
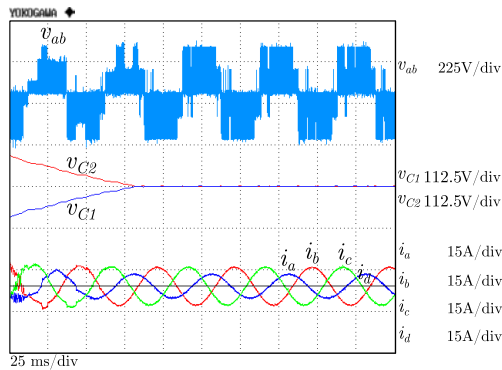
(a) Índice de modulación $m=1$.(b) Índice de modulación $m=0.7$.

Figura 5.29: Convertidor NPC de tres niveles y cuatro fases conectado a una carga desequilibrada y con un desequilibrio inicial de tensión en el PN.

La figura 5.29 muestra los resultados cuando se fuerzan los condensadores del bus DC a tener un desequilibrio inicial para un convertidor NPC de cuatro fases conectado a una carga R-L desequilibrada. Incluso bajo estas condiciones de operación, la estrategia de modulación propuesta es capaz de compensar el desequilibrio de tensión inicial y eliminar las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del PN.

5.5.3 Control de la amplitud de las oscilaciones del PN

Tal y como se ha venido indicando, la estrategia de modulación que se propone en esta sección permite establecer la amplitud de las oscilaciones de tensión

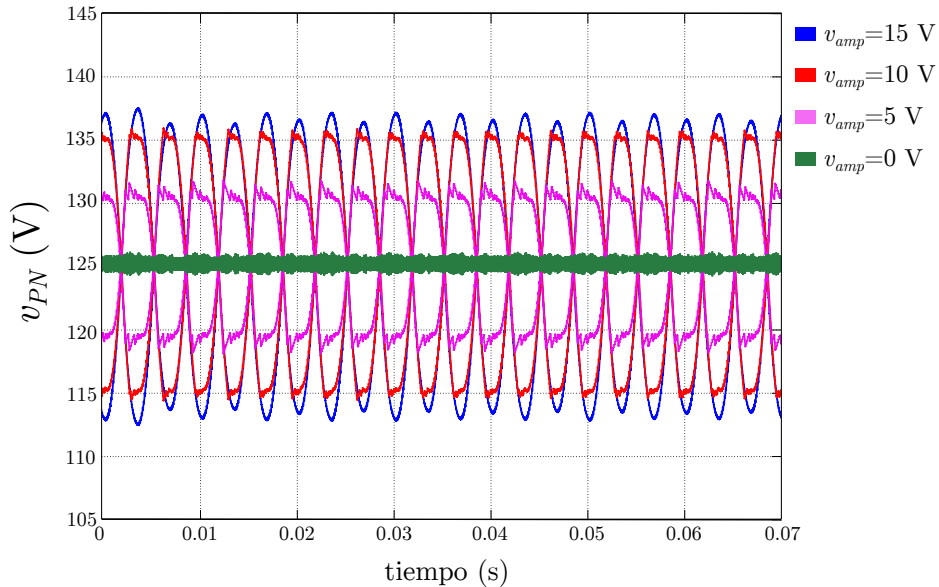


Figura 5.30: Variación de la amplitud de las oscilaciones del PN en función de la tensión definida por v_{amp} .

del PN. Para ello, simplemente se especifica la amplitud máxima deseada en el parámetro v_{amp} . Esta posibilidad permite llegar a un equilibrio entre la amplitud máxima de las oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el PN y el número de conmutaciones del convertidor.

Los resultados mostrados hasta el momento son los obtenidos con $v_{amp}=0$ V, así son eliminadas completamente las oscilaciones de tensión de baja frecuencia para cualquier condición de operación. La figura 5.30 muestra la amplitud de las oscilaciones de tensión cuando $v_{amp} \neq 0$ V. Los resultados mostrados en la figura son los obtenidos cuando el sistema está en equilibrio y el índice de operación en $m=1$, con $v_{amp}=15$ V, $v_{amp}=10$ V, $v_{amp}=5$ V y $v_{amp}=0$ V. Tal y como ilustra la figura, es posible tener un control completo sobre la amplitud de las oscilaciones de tensión del PN. Cuando la variable v_{amp} se le asigna un valor diferente de cero, el algoritmo deja de conmutar una de las fases entre los tres niveles de tensión entre la franja $\frac{V_{dc}}{2} + v_{amp}$ y $\frac{V_{dc}}{2} - v_{amp}$ para conmutar en dos niveles. En consecuencia, el número de conmutaciones por periodo de modulación se ve reducido y, por lo tanto, también se minimizan las pérdidas de conmutación asociadas.

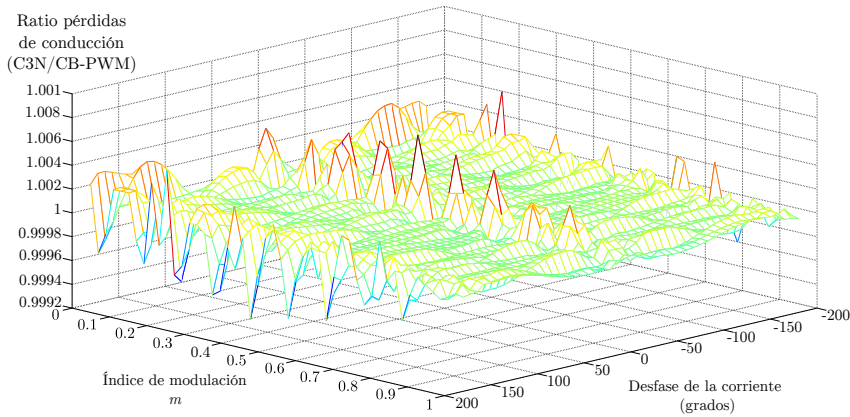


Figura 5.31: Ratio de pérdidas de conducción entre el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles (C3N) y la modulación estándar CB-PWM.

5.5.4 Análisis de pérdidas

En esta sección se hace un estudio comparativo sobre las pérdidas generadas por el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles respecto a las introducidas por la modulación estándar CB-PWM. El modelo de cálculo de pérdidas utilizado es el mismo que se ha indicado previamente en la sección 5.3.3, el cual está basado en las curvas características de los dispositivos semiconductores (ver apéndice ??). Por lo tanto, al igual que antes, la que la potencia nominal del convertidor analizado es de 2.8 MVA (1700 V / 966 A, $V_{dc}=2400$ V) conmutando a 5 kHz y los IGBTs escogidos son los DIM1200NSM17-E000, los cuales pueden soportar una corriente de 1200 A y una tensión de 1700 V.

La figura 5.31 muestra la relación entre las pérdidas de conducción obtenidas aplicando el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles y la modulación estándar CB-PWM en función del índice de modulación y el factor de potencia de la carga. Como se puede observar, la diferencia de pérdidas obtenidas entre las dos estrategias de modulación es mínima, incluso despreciable. Esto se debe a que, con ambas modulaciones siempre se encuentran conduciendo dos dispositivos semiconductores a la vez por fase. La única diferencia es que dichos dispositivos sean transistores o diodos.

La figura 5.32 muestra la relación entre las pérdidas de conmutación introducidas para las mismas estrategias de modulación. Atendiendo a los resultados, se puede decir que las pérdidas de conmutación generadas por el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles son superiores a las introducidas por la modulación

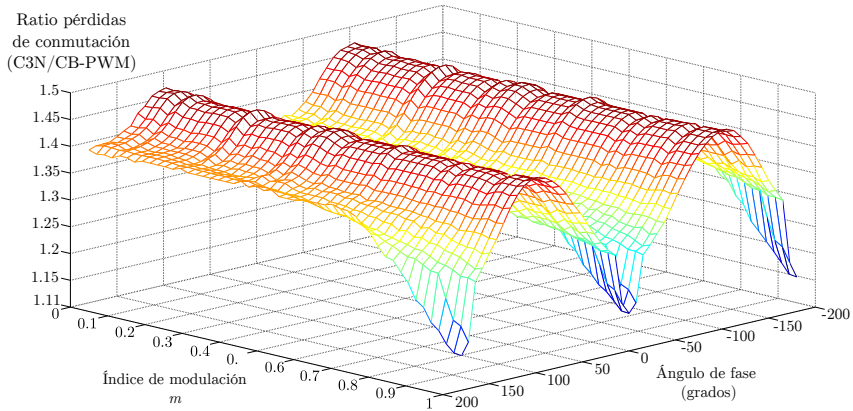


Figura 5.32: Ratio de pérdidas de conmutación entre el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles (C3N) y la modulación estándar CB-PWM.

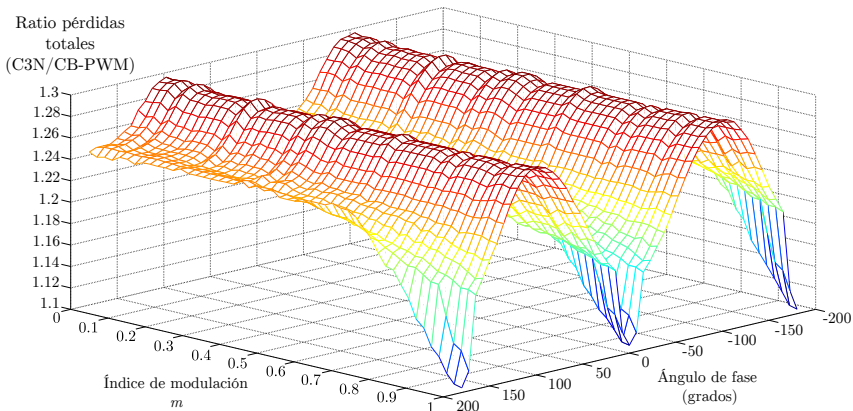


Figura 5.33: Ratio de pérdidas de totales entre el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles (C3N) y la modulación estándar CB-PWM.

estándar CB-PWM. Aunque, como se puede ver, el aumento en las pérdidas depende fuertemente de las condiciones de trabajo del convertidor, se puede decir que, en promedio, las pérdidas de conmutación aumentan en un 35 %.

Finalmente, la figura 5.33 muestra el ratio de pérdidas totales (conducción y conmutación) de ambas estrategias de modulación. En esta figura se puede observar el aumento que experimentan las pérdidas totales cuando se utiliza el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles, siendo éste su principal inconveniente.

5.5.5 Análisis de la oscilación de tensión en el punto neutro

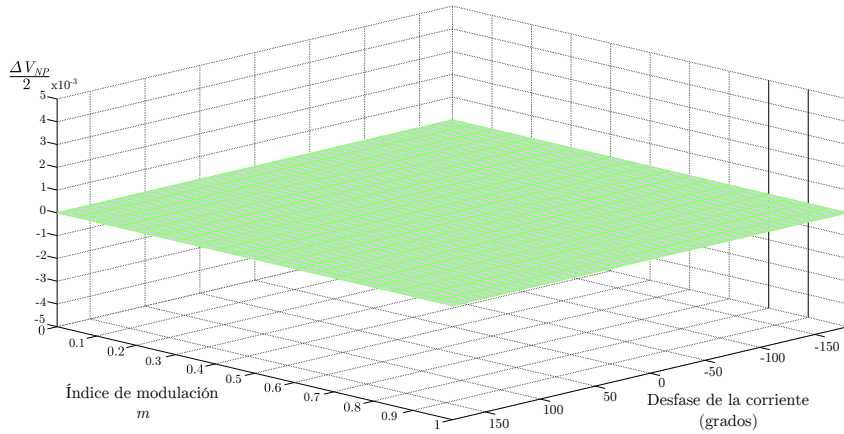
Se han analizado, mediante un modelo en Matlab/Simulink, las amplitudes máximas de las oscilaciones de tensión de baja frecuencia que aparecen en el PN bajo ciertas condiciones de operación. La amplitud normalizada de la oscilación ($\Delta V_{PNn}/2$) viene definida por (5.7) y, las condiciones empleadas para su cálculo se han definido previamente en la sección 5.3.4.

La figura 5.34 muestra la amplitud de la oscilación de tensión normalizada de baja frecuencia en el PN. Se puede observar, como con el algoritmo de modulación conmutando en tres niveles dicha oscilación es eliminada tanto con el convertidor de tres fases como con el convertidor de cinco fases para cualquier condición de operación.

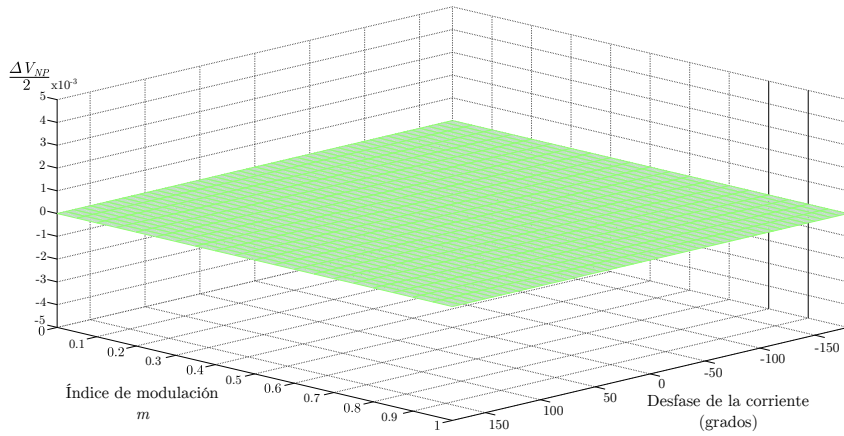
5.5.6 Análisis de la distorsión armónica de tensión

El algoritmo de modulación propuesto fuerza a algunas fases del convertidor a conmutar entre tres niveles de tensión para mantener la tensión del PN bajo control. En consecuencia, aumenta el contenido armónico de alta frecuencia de la tensión de salida cuando se utiliza esta técnica. Esto se aprecia claramente comparando los resultados de la figura 5.25. Sin embargo, a pesar del aumento en el contenido de armónicos de alta frecuencia en las formas de onda de la tensión, las corrientes generadas son totalmente sinusoidales. Para analizar la calidad de las formas de onda de la tensión de salida se han considerado dos parámetros: THD (*Total Harmonic Distorsion*) y WTHD (*Weighted Total Harmonic Distorsion*). Ambos parámetros han sido previamente descritos en la sección 5.3.5.

La figura 5.35(b) muestra la representación armónica de la forma de onda de tensión cuando se utiliza la estrategia de modulación CB-PWM estándar con el convertidor NPC trifásico conmutando a 2.5 kHz. Se ha asumido una oscilación de tensión en el PN de baja frecuencia de $\pm 15\%$ de pico a pico. La figura 5.35(a), por su parte, muestra los resultados aplicando el algoritmo de conmutación en tres



(a)



(b)

Figura 5.34: Oscilaciones de tensión de baja frecuencia en el PN: (a) convertidor NPC de tres fases y (b) convertidor NPC de cinco fases.

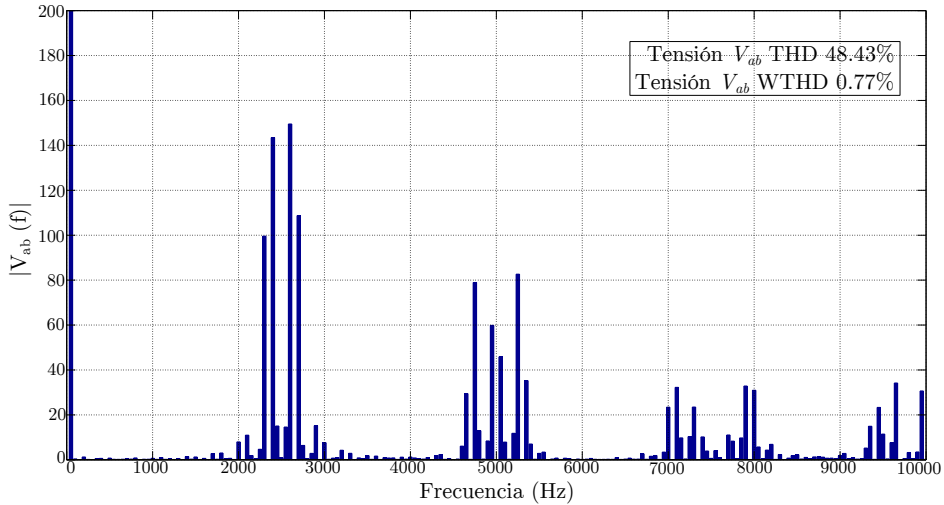
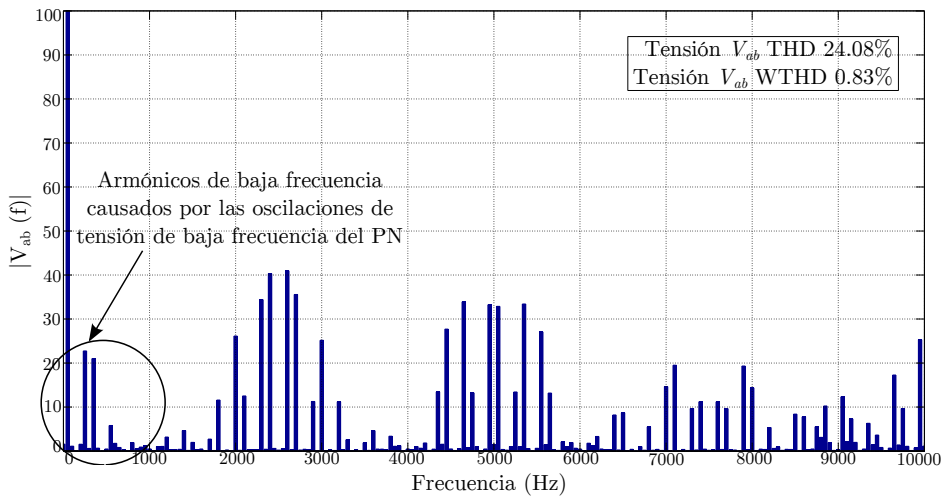
(a) Estrategia de conmutación en tres niveles, $m=1.15$.(b) Modulación CB-PWM, $m=1.15$.Figura 5.35: Descomposición espectral de la tensión compuesta (v_{ab}).

Tabla 5.3: Número de conmutaciones en por unidad

Modulación	Índice de modulación	Número de conmutaciones
[175]	1.15	1.33
Algoritmo propuesto ($v_{amp}=0$)	1.15	1.32
Algoritmo propuesto ($v_{amp} \neq 0$)	1.15	1.055

niveles. Esta estrategia produce un mayor valor de THD debido a las componentes frecuenciales más altas. Sin embargo, el valor WTHD es similar en ambos casos. Esto es debido a la baja frecuencia de la distorsión causada por las oscilaciones de baja tensión del PN de baja frecuencia cuando se utiliza la modulación CB-PWM estándar. En consecuencia, los requisitos del filtro serían similares para ambas estrategias de modulación.

5.5.7 Análisis de frecuencia de conmutación

La tabla 5.3 muestra el ratio de las frecuencias de conmutación producido por varias estrategias de conmutación sobre la frecuencia de conmutación de CB-PWM en un convertidor NPC de tres fases.

La primera fila muestra los resultados para la modulación propuesta en [175]. Esta modulación anula completamente las oscilaciones de tensión del PN de baja frecuencia, pero la frecuencia de conmutación es 33 % mayor que la de la modulación CB-PWM estándar. La segunda fila muestra los resultados de la estrategia de modulación propuesta en esta sección cuando $v_{amp}=0$ V, es decir, las oscilaciones de tensión del PN se cancelan. La frecuencia de conmutación es ligeramente menor que la de la modulación anterior, pero todavía es muy alta. Por último, la tercera fila muestra los resultados para la estrategia de modulación propuesta cuando v_{amp} está configurada para limitar la amplitud de las oscilaciones de tensión del PN de baja frecuencia a la mitad de la de la modulación CB-PWM estándar. En este caso, la frecuencia de conmutación es un 5.5 % mayor que la de la modulación CBPWM. La estrategia de modulación propuesta proporciona un compromiso entre la frecuencia de conmutación y la amplitud de las oscilaciones de tensión del PN.

5.6 Conclusiones

En este capítulo se han propuesto tres nuevas estrategias de modulación PWM para convertidores NPC. Las primeras dos estrategias de modulación (algoritmo de modulación con inyección de secuencia cero adaptable y algoritmo combinado con inyección de secuencia cero) son capaces de mantener en equilibrio la tensión del PN de un convertidor NPC multifase, tanto bajo condiciones de equilibrio como en condiciones de desequilibrio durante todo un periodo de modulación. Asimismo, estas estrategias son capaces de obtener las máximas amplitudes bajo modulación lineal y, además, tienen la característica de ser algoritmos robustos y fáciles de implementar en un controlador digital. Es más, los resultados obtenidos en simulación y en la plataforma experimental muestran su buen comportamiento con convertidores de más de tres fases.

Por otro lado, el tercero de los algoritmos de modulación propuestos (algoritmo de modulación con conmutación en tres niveles), es capaz de eliminar completamente las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del PN en un convertidor de tres niveles y m fases. Por lo tanto, éste algoritmo de modulación ayuda a superar uno de principales problemas de los que adolece un convertidor NPC. Además, el algoritmo es simple y fácilmente extensible a convertidores de m fases y tiene baja carga computacional. En consecuencia, puede ser implementado en un controlador digital de bajo coste. Dependiendo de las condiciones de funcionamiento, la WTHD de las formas de onda de tensión generada toma valores similares que aquellos obtenidos con la modulación CB-PWM estándar. Sin embargo, la frecuencia de conmutación de los dispositivos de potencia es mayor que con la modulación estándar CB-PWM, lo cual aumenta las pérdidas de conmutación. Para limitar este problema, el algoritmo propuesto establece un mecanismo que permite que las oscilaciones de tensión del punto neutro tomen una cierta amplitud. De esta forma se consigue alcanzar un compromiso entre las pérdidas de conmutación y las oscilaciones de tensión.

Los resultados presentados validan el correcto funcionamiento de los tres algoritmos propuestos.

Capítulo 6

Alternativas al control de un dispositivo OWC

6.1 Introducción

En este capítulo se proponen varias alternativas al control de un dispositivo captador de olas tipo OWC. La figura 6.1 muestra el diagrama de bloques genérico de un dispositivo captador de energía donde se resalta el bloque referido al control (bloque azul). Los bloques ligados al control del lado del generador y al control del lado de red (resaltados en gris), no aportan ninguna contribución importante en esta tesis, de modo que la descripción de cada uno de ellos se ha incluido en el apéndice ???. Las diferentes estrategias de control que se proponen tiene como objetivo optimizar la eficiencia de una turbina Wells, maximizar la extracción de energía y, mitigar las irregularidades en la potencia extraída inherentes al oleaje para su posterior inyección a la red eléctrica.

El dispositivo OWC es una de las tecnologías de dispositivos captadores de olas más maduras en lo referente a prototipado a escala completa, experiencia operacional y labor investigadora entorno al mismo [61, 194–196]. Tal y como se ha indicado en el capítulo 2, estos dispositivos pueden ser fijos, ubicados en la costa integrados en rompeolas, diques o acantilados, o estructuras flotantes con amarres al fondo marino. La capacidad de despliegue de los convertidores ubicados en costa, como son el OWC de Pico [197] o el OWC de Islay [60], se ve muy limitada debido a las características específicas que deben disponer los lugares aptos para su instalación. Por ello, no es probable que desempeñen un papel muy significa-

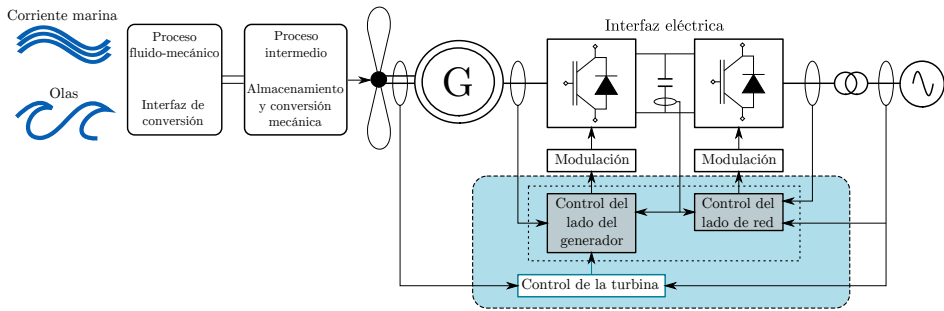


Figura 6.1: Estructura general del sistema captador de energía. Control de una turbina Wells.

tivo en el despliegue a gran escala de esta tecnología. Por lo tanto, la presente tesis se centra en la investigación de los captadores OWC flotantes ubicados mar abierto.

Dentro del ámbito de la extracción de la potencia de los dispositivos OWC, se han analizado varias estrategias de control. Estas focalizan el control en la turbina de aire (normalmente turbina tipo Wells). La mayoría de dichas estrategias han considerado sistemas OWC fijos. Por ejemplo, en [198–200] proponen utilizar en combinación el control de velocidad de la turbina Wells junto con el control del flujo de aire de la válvula de escape. Estas propuestas toman como base modelos hidrodinámicos de la planta de Pico de las Azores. Los modelos asumen una inercia rotacional relativamente grande y, por lo tanto, realizan un control promediado del par del generador. El control se apoya en una ley de control cuadrática velocidad-par. En este trabajo se asume que el par promediado de la turbina es igual al par promediado del generador a lo largo de un número de periodos de ola, asumiendo, a su vez, que las variaciones instantáneas de potencia son absorbidas por la alta inercia del sistema. Esta ley de control puede ser modificada para poder incluir ciertas limitaciones en el rango de velocidades turbina-generador y, así, poder incluir, a su vez, el efecto promedio del rendimiento óptimo con estados irregulares del mar.

Las estrategias que se presentan en [201–203] se aplican de igual modo sobre modelos de capadores OWC fijos, combinando también el control de velocidad de la turbina Wells y el control del flujo de aire de la válvula de escape en serie. Estas estrategias también aplican una ley de control cuadrática velocidad-par, pero esta vez junto con una regulación adicional de la velocidad proporcionada por la válvula de escape. Asimismo, se presentan algunas validaciones experimentales del control por medio de un controlador de velocidad de un generador

de inducción. En [204, 205] se implementa un sencillo control de la resistencia variable del rotor, el cual se apoya de nuevo en un modelo simplificado de un OWC fijo, donde la resistencia del rotor varía con la presión del aire de la cámara para poder reducir el efecto *stalling* (o de parada) de la turbina, y mejorar así su eficiencia.

En [206–208] se emplean datos experimentales extraídos de un OWC flotante para crear modelos de simulación basados en datos reales del sistema de extracción de potencia o PTO (*Power Take-Off system*) [208, 209]. En [206, 210] se emplea una metodología similar a la utilizada en [198] para obtener la ley cuadrática del control de la turbina Wells-generator, con la característica añadida de que utiliza almacenamiento energético por medio de supercondensadores para limitar los picos de potencia por encima de un nivel designado. Esto último mejora de forma significativa la calidad de la potencia extraída. En [207] se utiliza una ley de control de par fijo, en la cual el par varía únicamente con el estado del mar (por ejemplo, cada 15-20 minutos) en combinación con un volante de inercia adicional para mejorar nuevamente la calidad de la potencia generada. Por otra parte, el impacto que se tiene sobre la controlabilidad del PTO de la turbina Wells y, por consiguiente, sobre la eficiencia al emplear tecnologías de generadores eléctricos diferentes es examinado y presentado en [208].

En este capítulo, de forma similar a [206–210], se utilizan modelos de simulación basados en dispositivos OWC flotantes validados. Se estudia la eficiencia de las diferentes estrategias de control de acción rápida en un sistema turbina-generator de baja inercia. Los sistemas de baja inercia, proporcionan la oportunidad de controlar el punto de operación de la turbina de forma instantánea, en lugar de promediada. Esto proporciona una mejora de la eficiencia sobre las mencionadas técnicas de control promediado, lo que incentiva un menor diámetro, mayor velocidad y diseños de turbinas con materiales avanzados. Las estrategias de control que se proponen en la presente tesis han sido experimentalmente probadas en un PTO a escala conectado a la red eléctrica en un banco de pruebas [211].

A continuación, se describe, en primer lugar, el modo de operación del OWC y de la turbina de aire. Posteriormente, se detallan los datos de entrada del recurso (datos experimentales), y la aproximación del modelado del sistema OWC. Después se describen las propuestas de control para sistemas de baja inercia. Las estrategias propuestas se han dividido en dos secciones. En la primera de ellas, se introducen dos estrategias de control del generador que optimizan la eficiencia del sistema de extracción de potencia para turbinas de aire de baja inercia. En la segunda sección se presentan otras tres alternativas al control del OWC que incorporan sistemas de almacenamiento de energía. Por último, se presentan tanto los resultados obtenidos en simulación como los resultados experimentales al

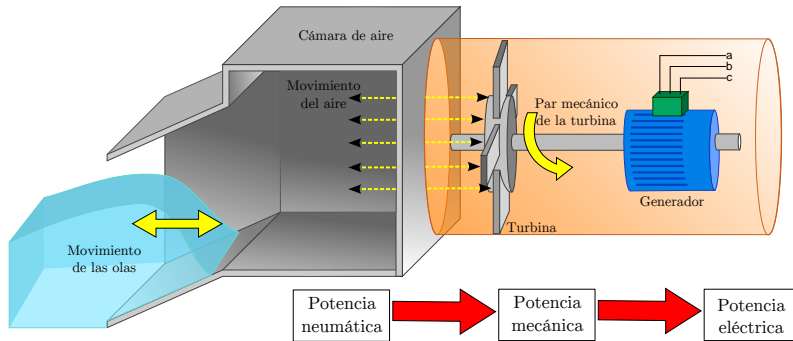


Figura 6.2: Ilustración del principio de operación del dispositivo OWC.

aplicar las estrategias propuestas.

6.2 Descripción del dispositivo OWC y el sistema extractor de energía

En la figura 6.2 se muestra un esquema de un prototipo OWC. Estos dispositivos están formados por una cámara de captura parcialmente sumergida, cerrada por la parte superior y abierta hacia el mar por la parte situada bajo el agua. La olas penetran en el interior de la cámara produciendo cambios de presión en el aire alojado en la misma. Este cambio de presión se traduce en un desplazamiento del volumen del aire (flujo de trabajo) que acciona la turbina a su paso. Generalmente, se utilizan turbinas auto rectificadoras, de tal forma que, aunque el flujo de aire sea bidireccional, la turbina gira en un único sentido. La turbina genera un par mecánico que hace girar el generador eléctrico que lleva acoplado produciendo energía eléctrica. El diseño de la estructura se basa en un tubo Venturi, de modo que la parte abierta hacia el agua presenta un gran diámetro en comparación con la parte que contiene la turbina. Este diseño ayuda a que las velocidades bajas del oleaje se amplifiquen lo suficiente como para que la turbina gire a varias decenas de revoluciones.

Las fluctuaciones de presión que se producen en el interior de la cámara como consecuencia del vaivén del oleaje inducen un movimiento oscilatorio en la columna de agua en el interior del OWC, que es función de la amplitud y de la frecuencia de la ola incidente y del factor de amortiguamiento, también denominado *damping*, aplicado a la columna de agua. En términos eléctricos, se puede

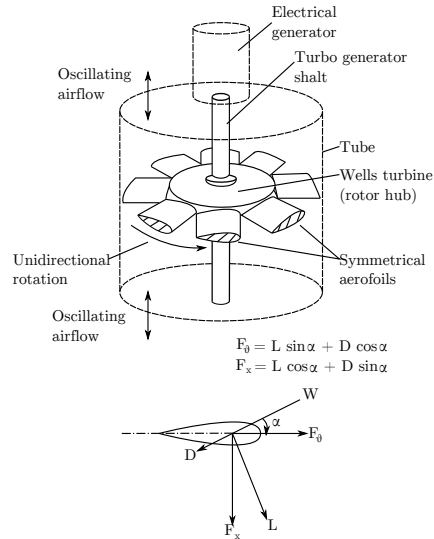


Figura 6.3: Esquema de la turbina Wells.

decir que el OWC encuentra su análogo en un circuito resonante sintonizado, en el cual la frecuencia natural de resonancia está ligada a la longitud de la columna de agua. El factor de amortiguación en el movimiento de la columna de agua es, en parte, hidrodinámico. Esto se debe al propio movimiento dentro del volumen de agua circulante y, por otro lado, también a que está parcialmente aplicado por el sistema PTO. En general, la transferencia óptima de potencia ocurre sobre un rango limitado de valores del factor de amortiguación del PTO a aplicar. Es por ello que, normalmente, el sistema PTO se diseña de modo que el control haga que se opere dentro de ese rango de valores.

Un sistema PTO típico de un OWC está formado por la turbina de aire bidireccional, el generador eléctrico, los convertidores de potencia requeridos y elementos mecánicos tales como multiplicadoras. La turbina de aire más empleada en este tipo de captadores de olas es la turbina tipo Wells [212], tal y como se ha venido diciendo, o las turbinas tipo impulso. Ambas pueden ser instaladas con o sin paletas guía fijas o móviles.

El sistema considerado en este capítulo utiliza una turbina Wells de paso fijo sin paletas guía, un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG) y un convertidor *back-to-back*.

La turbina Wells está compuesta por un número de palas simétricas de perfil aero-

dinámico montadas sobre un eje central. El principio de operación se fundamenta en la fuerza de sustentación aerodinámica que se induce en cada perfil de pala aerodinámico. Esta fuerza es el resultado de la velocidad relativa entre el flujo de aire en movimiento y la superficie de las palas. La componente tangencial de esta fuerza sigue siempre la dirección de giro de la turbina (figura 6.3), independientemente de la dirección del flujo de aire incidente. La principal desventaja de la turbina Wells se encuentra en la propia física de las fuerzas de sustentación que se inducen en la misma cuando entra en pérdida, efecto también conocido como *stall* o efecto de parada. Dicho fenómeno se da cuando el ángulo de ataque (el formado por la cuerda del perfil de la pala con el flujo de aire) alcanza un cierto valor límite que depende en gran medida de la velocidad del aire y del diseño del perfil aerodinámico de la pala. Este fenómeno tiene efecto directo sobre la eficiencia de la conversión de la potencia de la turbina. La figura 6.4 muestra una curva típica de eficiencia de turbina Wells. El coeficiente de flujo adimensional, ϕ , es equivalente al cociente entre la velocidad de aire y la velocidad tangencial del extremo de la turbina, y se puede expresar como:

$$\phi = \frac{2Q}{(A_{duct} - A_{hub})D\omega}, \quad (6.1)$$

donde Q es el caudal de aire que atraviesa la turbina, A_{duct} y A_{hub} son el área del conducto que contiene a la turbina y el área del eje central de la misma respectivamente. D es el diámetro de la turbina y ω es la velocidad de rotación de la turbina en rad/s.

Atendiendo a esta última expresión, queda claro que el rendimiento de la turbina está relacionado con el flujo de aire instantáneo, el cual varía de forma considerable en cada ciclo de ola. En general, el flujo volumétrico está en sí mismo relacionado con la velocidad de la turbina a través del factor de amortiguación de la misma, y también con la entrada de ola incidente. Normalmente, no puede ser controlado de forma directa, excepto si se emplean válvulas de alivio de presión controlables [203]. En este capítulo no se considera el uso de estas válvulas. La velocidad de rotación de la turbina representa la variable de control principal a través de la cual se puede manipular el punto de operación de la turbina. Debe señalarse que el efecto del número de Reynolds se desprecia en este estudio ya que los resultados del mismo se centran en el rendimiento a escala completa. La turbina Wells a escala real se asocia a un régimen de número de Reynolds alto, en el que los efectos de segundo orden, como la histéresis y las variaciones de separación de la capa límite se pueden despreciar [212].

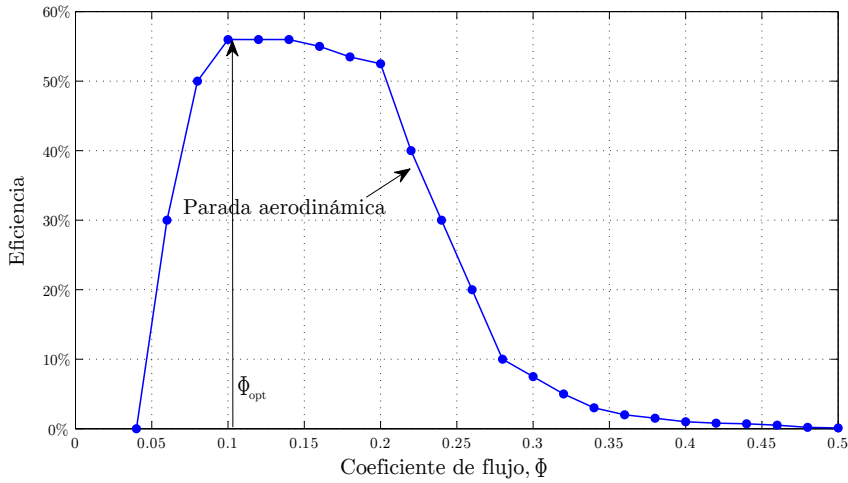


Figura 6.4: Curva característica de la eficiencia de una turbina.

6.3 Recurso y datos neumáticos de entrada

El clima de oleaje se describe, generalmente, como una colección de estados del mar que se consideran estadísticamente estacionarios durante períodos de tiempo de 30 a 60 minutos. Por ejemplo, el clima marítimo del AMETS (*Atlantic Marine Energy Test Site*), el cual ha sido desarrollado cerca de Belmullet (Irlanda), se encuentra representado en la figura 6.5. Cada estado del mar, en un clima de oleaje dado, se representa por una altura de ola significativa (H_s) y por el período de pico de ola (T_p). Este último parámetro representa el pico estadístico del espectro de densidad energética de dicho estado. El clima puede describirse mediante un diagrama de dispersión de los estados del mar individuales. La respuesta hidrodinámica del OWC en los diferentes estados del mar tendrá un impacto directo en la potencia que se extraiga. El dispositivo OWC flotante que se modela en este capítulo se muestra en la figura 6.6. Este dispositivo ha sido caracterizado experimentalmente en el tanque de olas del HMRC (*Hydraulics and Maritime Research Centre*) a una escala 1:50. La obtención de un modelo numérico completo de la respuesta hidrodinámica y aerodinámica de un dispositivo OWC flotante es un proceso muy complejo que implica ecuaciones no lineales acopladas con múltiples grados de libertad. Los desafíos de este enfoque se han detallado en [213]. Con el fin de reducir la complejidad del proceso de modelado, este capítulo considera el sistema como un modelo neumático a eléctrico, con una respuesta neumática de ola a ola (incluyendo el efecto de retroalimentación sobre la respuesta del

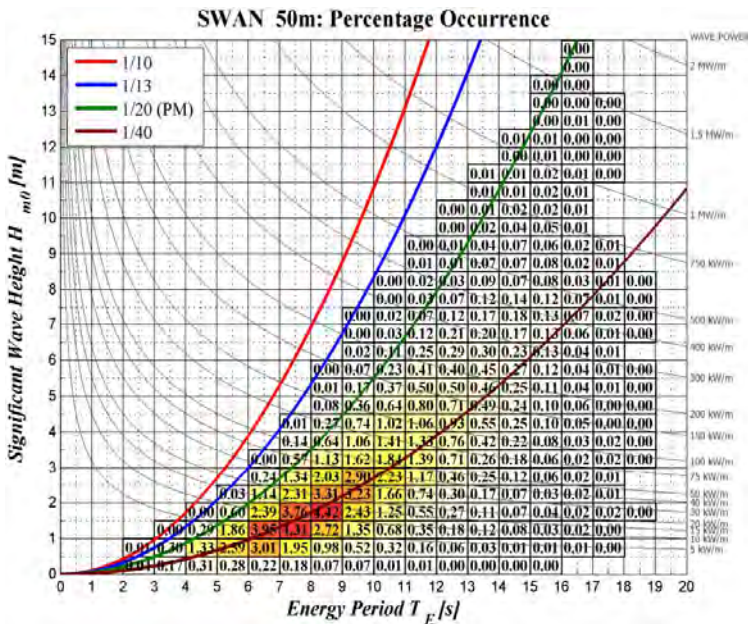


Figura 6.5: Representación gráfica del clima de oleaje (AMETS).

factor de amortiguamiento de la turbina). Los datos de dicha respuesta han sido extraídos de las pruebas experimentales realizadas, tal como se describe más adelante. Los datos de este sistema experimental son escalados y se utilizan como series temporales de entrada de energía neumática para el modelo. Estas series también son empleadas para derivar la relación entre la producción de energía neumática del OWC y la velocidad de rotación de la turbina.

Con el fin de caracterizar el impacto de los elementos del PTO (turbinas y generadores) en la producción de energía neumática del dispositivo OWC, el modelo a escala 1:50 ha sido testado en el tanque de olas con varios niveles discretos del factor de amortiguamiento del PTO. Esto corresponde a diferentes velocidades de turbina en un dispositivo de escala completa, en el que una velocidad superior de la turbina representa un mayor nivel de factor de amortiguamiento para el flujo de aire [214].

A partir de los datos del tanque de olas, es decir, a partir de datos empíricos, se ha desarrollado una función de atenuación que describe el cambio en la potencia media neumática aplicando el factor de amortiguamiento. Esta función se ha utilizado para modelar el efecto de la velocidad de rotación de la turbina en la

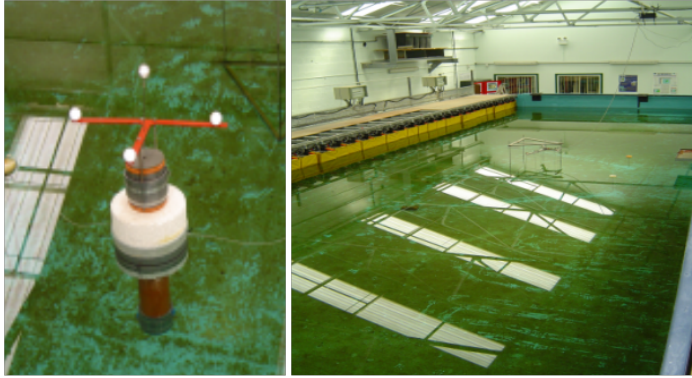


Figura 6.6: Testeo del modelo en el tanque de olas de *Hydraulics and Maritime Research Centre*.

producción de energía del OWC. Por lo tanto, la salida de potencia neumática del OWC viene determinada por:

$$P_{pneu}(t) = \lambda^{3,5} P_{OWCtest}(t) k_{turb}(\zeta), \quad (6.2)$$

donde $P_{OWCtest}$ es la serie temporal de la salida de potencia neumática de los datos extraídos del test en el tanque de olas, k_{turb} es la función de atenuación obtenida empíricamente y escalada, la cual está relacionada, asimismo, con el factor de amortiguamiento del PTO (ζ) y, por lo tanto, con la velocidad de rotación de la turbina. Existen dos formas de obtener el modelo del dispositivo. La primera de ellas implica la resolución de complicadas ecuaciones, mientras que el segundo modo es mediante la caracterización experimental. Este último método es el que se sigue en este capítulo. Por otra parte, y haciendo referencia a (6.2), se tiene que λ es la escala del modelo del OWC, siendo en este caso la escala de 1:50 (λ igual a 50). La relación de escala para la potencia ($\lambda^{3,5}$) se obtiene al aplicar el método de escalado de Froude [215]. Esta metodología de escalado se apoya en las propiedades fundamentales de los movimientos de un cuerpo rígido en el agua, en el que las fuerzas de inercia son las fuerzas dominantes y las fuerzas de viscosidad se pueden despreciar. Esto conduce a un conjunto de leyes de escalado que toman como base la relación entre la geometría del modelo a escala y el modelo del dispositivo a escala 1:1. De esta forma, se pueden relacionar los movimientos, las fuerzas y frecuencias entre el modelo a escala y el modelo a escala completa. Esta técnica es muy utilizada para la predicción de potencia de salida y respuesta del dispositivo en las pruebas en campo [216].

6.4 Estrategias de control para un dispositivo OWC

El control de un captador de energía como el OWC tiene una estructura jerárquica como la que muestra la figura 6.7.

El nivel de control más bajo es el correspondiente a la modulación. Ésta determina la secuencia y los tiempos de operación de los interruptores del convertidor de potencia. Gracias a las estrategias de modulación, el convertidor es capaz de sintetizar tensiones o corrientes impuestas por los lazos de control. Las técnicas de modulación empleadas dependen directamente de la topología del convertidor de potencia utilizado. En los capítulos 3 y 5 se han estudiado en profundidad diferentes algoritmos de modulación.

En el segundo nivel de la jerarquía en los lazos de regulación son los encargados de que magnitudes de control como el par del generador, la velocidad de rotación, la corriente inyectada a la red, etc, sigan a las referencias de control generadas por el nivel superior. De igual modo, los lazos de regulación proporcionan las señales de referencia a la modulación y, asimismo, dependen del tipo de convertidor empleado. Este nivel de control se encuentra descrito en el apéndice ??.

El tercer nivel de la jerarquía contiene los controles involucrados en las diferentes estrategias de control del dispositivo con el que se está trabajando, en este caso el OWC. En las secciones siguientes se presentan y analizan en profundidad varias alternativas al control de este tipo de captador, las cuales se centran en mantener a la turbina de aire (turbina Wells) trabajando continuamente en su punto de máxima eficiencia. El resto de estados de operación como son la conexión, el arranque, la parada etc, no se han incluido al no presentar ninguna contribución importante en esta tesis.

Por último, la máquina de estados ocupa el nivel más alto de la jerarquía de control. Esta determina el estado de operación activo en cada momento. Su influencia se extiende al resto de los niveles de control. La máquina de estados determina cuando se activa la modulación y los lazos de regulación (estos dos niveles siempre funcionan a la vez). Asimismo, se encarga de establecer cual de las estrategias de control del nivel anterior debe estar activa en cada instante. Dado que este nivel no aporta ninguna contribución importante en esta tesis se ha decidido no incluirlo.

Tal y como se ha indicado, las siguientes secciones se centran en la descripción de diferentes estrategias de regulación enfocadas en un captador OWC que utilice una turbina de baja inercia.



Figura 6.7: Estructura del control de un sistema OWC.

6.4.1 Estrategias de control para turbinas de baja inercia

En esta sección se presentan dos estrategias de control para sistemas que utilizan turbinas Wells de baja inercia. El objetivo de estas estrategias de control es el de optimizar la eficiencia de la turbina. Para ello, es necesario que se permita variar la velocidad de la turbina en un rango amplio de valores.

Es por ello que el sistema PTO considerado utiliza una arquitectura de velocidad variable, compuesta por una turbina Wells de paso fijo, un generador PMSG con tres pares de polos y un convertidor *back-to-back* (figura 6.8). La razón principal para haber escogido un generador tipo PMSG se debe a sus bajas pérdidas eléctricas. Sin embargo, los generadores de inducción de jaula de ardilla, o los generadores síncronos de rotor bobinado también son opciones viables. Dado que el régimen de velocidades de la turbina Wells se adapta muy bien al régimen de velocidades de rotación del generador PMSG, éstos pueden ser conectados de forma directa sin necesidad de emplear una caja multiplicadora.

6.4.1.1 Control óptimo de velocidad para turbinas con baja inercia

Tal y como ilustra la figura 6.4, la máxima eficiencia de la turbina se obtiene a un determinado valor del coeficiente de flujo adimensional ϕ_{opt} . De acuerdo con

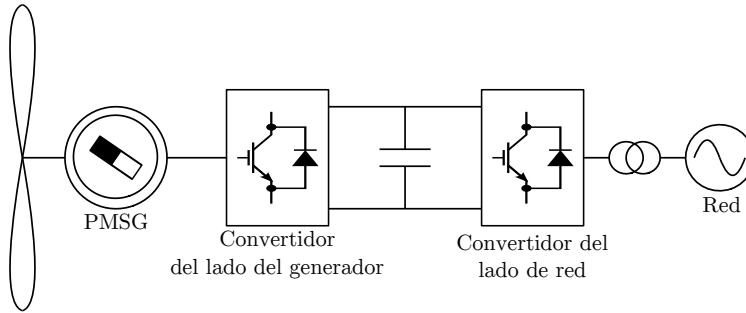


Figura 6.8: Estructura del sistema PTO del dispositivo OWC.

(6.1), si la velocidad de rotación de la turbina cambia con las variaciones del caudal de aire, es posible controlar de forma instantánea el flujo adimensional y llevarlo a su valor óptimo, maximizando así, la eficiencia de la turbina.

La expresión (6.1) se puede reescribir para su punto de control óptimo como sigue:

$$\phi_{opt} = \frac{2Q}{(A_{duct} - A_{hub})D\omega_{opt}}, \quad (6.3)$$

donde ω_{opt} es la velocidad angular óptima que genera la máxima potencia mecánica de salida, Q es el caudal de aire que atraviesa la turbina, A_{duct} y A_{hub} son el área del conducto que contiene a la turbina y el área del eje central de la misma respectivamente. Finalmente D es el diámetro de la turbina. Por otro lado, el caudal de flujo instantáneo a través de la turbina $Q(t)$ está relacionado con la potencia neumática instantánea ($P_{pneu}(t)$) a través de la siguiente expresión:

$$Q(t) = \sqrt{\frac{P_{pneu}}{K_d\omega(t)}}, \quad (6.4)$$

donde K_d es el coeficiente que relaciona el coeficiente de amortiguamiento de la turbina con la velocidad angular de la misma. En el caso de una turbina Wells, la relación entre en amortiguamiento y la velocidad angular es prácticamente lineal [212]. Por lo tanto, K_d puede ser representado por medio de una constante.

Sustituyendo (6.4) en (6.3) y eliminando, por simplicidad en la notación, la dependencia del tiempo (t), el coeficiente de flujo adimensional óptimo queda establecido como:

$$\phi_{opt} = \frac{2\sqrt{\frac{P_{pneu}}{K_d}}}{(A_{duct} - A_{hub})D\omega_{opt}^{1,5}}. \quad (6.5)$$

Por lo tanto, la velocidad angular óptima vendrá dada por la siguiente expresión:

$$\omega_{opt} = \left(\frac{2\sqrt{\frac{P_{pneu}}{K_d}}}{(A_{duct} - A_{hub})D\phi_{opt}} \right)^{\frac{2}{3}}. \quad (6.6)$$

La potencia neumática P_{pneu} se puede estimar como función de la presión del aire (P_r) medida en el interior de la cámara y de la velocidad angular real de la turbina como:

$$P_{pneu} = \frac{P_r^2}{K_d\omega}. \quad (6.7)$$

Sustituyendo (6.7) en (6.6) la velocidad angular óptima queda finalmente definida como:

$$\omega_{opt} = \left(\frac{2P_r}{(A_{duct} - A_{hub})K_dD\phi_{opt}\sqrt{\omega}} \right)^{\frac{2}{3}}. \quad (6.8)$$

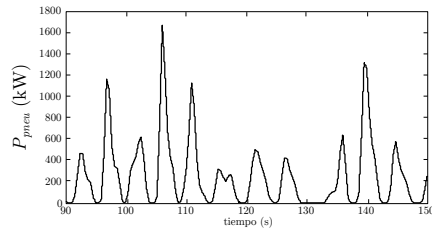
La expresión (6.8) permite el cálculo de la velocidad óptima para maximizar la eficiencia de la turbina en función, por un lado, de la presión del aire dentro de la cámara del OWC y, por otro, de la velocidad real de la turbina. Ambos parámetros pueden ser medidos a través de sensores. La velocidad óptima se envía como parámetro de referencia al controlador de velocidad de bajo nivel del convertidor de lado del generador (descrito en el apéndice C). Por su parte, el control del convertidor del lado de red, al igual que el anterior, se hace de acuerdo con lo descrito en dicho apéndice C.

El modelo que comprende la cámara de aire del OWC, la turbina Wells, el generador PMSG, el convertidor *back-to-back*, así como el algoritmo de control de velocidad óptima descrito en esta sección, y los controladores de nivel bajo de velocidad y par, han sido desarrollados empleando la herramienta Matlab/Simulink. Como se ha descrito previamente, la entrada de potencia neumática no forma parte del modelo, sino que se deriva del testeo experimental. Las series temporales de potencia neumática, bajo un amortiguamiento óptimo, se obtienen a partir de las pruebas en el tanque de olas y, posteriormente, son atenuadas atendiendo a (6.2) para poder tener en cuenta el factor de amortiguamiento de la turbina. La

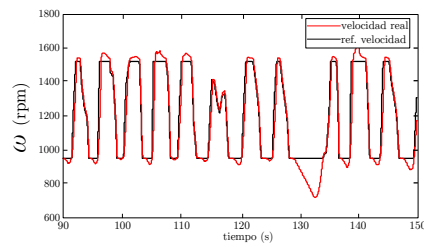
serie temporal de elevación de la ola real aplicada al modelo físico del tanque de olas está basada en estados irregulares del mar de tipo Bretschneider. Es decir, se apoya en condiciones típicas en mar abierto [217] con un desplazamiento de fase aleatorio asociado a cada uno de los componentes espectrales.

La figura 6.9 muestra los resultados obtenidos con este modelo cuando el dispositivo OWC se encuentra bajo uno de los estados del mar más energéticos y se aplica la ley de control de velocidad óptima dada por la ecuación (6.8). Más en detalle, la figura 6.9(a) muestra la potencia neumática en el interior de la cámara durante unos segundos. Se puede apreciar la naturaleza altamente pulsante de la potencia neumática, variando entre cero y un máximo relativo en todos los periodos de ola. La figura 6.9(b) muestra la velocidad de referencia óptima definida por (6.8) y la velocidad real de rotación de la turbina. Se han introducido dos restricciones en los controles de velocidad. La primera restricción hace referencia a la velocidad de referencia óptima, la cual es saturada en el intervalo [950-1550 rpm]. El límite inferior viene impuesto por el factor de amortiguamiento. Si la velocidad de rotación es inferior a 950 rpm el factor de amortiguamiento aplicado a la columna de agua es muy bajo y, por lo tanto, la potencia neumática producida no será la óptima. El límite superior de velocidad viene impuesto debido a las limitaciones de sobre-velocidad del generador. La segunda de las restricciones hace referencia a la potencia eléctrica. En ningún momento y bajo ninguna circunstancia se permite absorber potencia eléctrica de la red. Por lo tanto, cuando la potencia neumática es cercana a cero, las pérdidas mecánicas no pueden ser compensadas y no es posible mantener la velocidad de rotación igual a su valor de referencia. Este hecho explica la caída en la velocidad real del sistema entre el intervalo de tiempo 129-135 segundos (figura 6.9(b)).

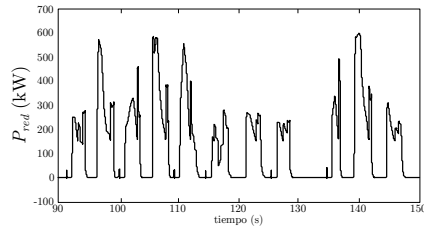
La figura 6.9(b) también muestra la rapidez a la que es necesario que cambie la velocidad de rotación para poder seguir la referencia dada por (6.8). Este hecho hace que esta ley de control sólo sea aplicable a turbinas de baja inercia con una constante de inercia máxima que no supere los 2 segundos. Este valor máximo de la constante de inercia ha sido calculado de forma empírica mediante simulaciones. Se ha analizado un extenso rango de estados del mar representativos del oleaje en Galway Bay (Irlanda), asumiendo distintas constantes inerciales. Apoyándose en los resultados obtenidos, así como el porcentaje de ocurrencia de cada estado del mar, se ha estimado la producción de energía durante un año para esta localización. Para aquellas turbinas cuya constante inercial llega hasta dos segundos la producción energética se encuentra cercana a la máxima. Para turbinas con mayores constantes inerciales no es posible seguir la velocidad de referencia definida en (6.8) de una forma precisa y, como consecuencia, la eficiencia de la turbina se ve reducida. En este caso, se debe utilizar otra estrategia de control que se ajuste mejor y así poder maximizar la eficiencia de dichas



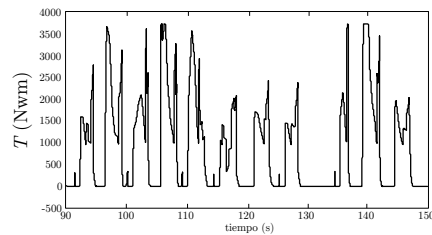
(a) Potencia neumática en el interior de la cámara del OWC.



(b) Velocidad de referencia vs velocidad real de rotación de la turbina.



(c) Potencia eléctrica capturada por el sistema PTO.



(d) Par eléctrico del generador.

Figura 6.9: Resultados de simulación. Ley de control de velocidad óptima.

turbinas.

El valor máximo de la constante de inercia dada anteriormente, depende del clima de ola y debe ser entendido como un valor aproximado. Se deben realizar cálculos específicos para cada ubicación para poder determinar la constante de inercia máxima del sistema. Las figuras 6.9(c) y 6.9(d) muestran la potencia eléctrica capturada por el sistema PTO y el par eléctrico aplicado al generador, respectivamente. De nuevo, se aprecia la naturaleza pulsante de ambas magnitudes. Este hecho genera dos inconvenientes. El primero es que el generador y el convertidor de potencia deben sobredimensionarse para poder soportar los picos de par y potencia, a pesar de que el valor medio de ambas magnitudes sea relativamente bajo. El segundo es que la calidad de la energía inyectada a la red es baja debido a su origen irregular. En áreas donde no haya una alta concentración de sistemas OWC, o donde la red eléctrica sea fuerte, este hecho no resulta un problema importante. Sin embargo, en áreas con grandes concentraciones de OWC, o con redes débiles, la calidad de potencia inyectada no es aceptable y se necesitan incorporar sistemas de almacenamiento de energía en el convertidor de las olas para mitigar las fluctuaciones de la energía eléctrica inyectada en la red.

6.4.1.2 Control de velocidad óptima para turbinas de baja inercia con estimación de par de la turbina

La expresión (6.8) permite realizar una estimación de velocidad óptima como función de la presión dentro de la cámara de aire del OWC. Por lo general, el sensado de la presión suele estar disponible. Sin embargo, si se produjese algún problema con los sensores de presión, todavía es posible controlar el sistema optimizando la eficiencia de la turbina sin dicha medida de presión. Esto se consigue mediante la estimación del valor óptimo del par eléctrico que hay que aplicar al generador en función de la velocidad de rotación.

Sustituyendo (6.4) en (6.1) la potencia neumática se puede expresar como:

$$P_{pneu} = 0,25K_d\phi^2(A_{duct} - A_{hub})^2D^2\omega^3. \quad (6.9)$$

La potencia mecánica en el eje se puede calcular en función de la potencia neumática y la eficiencia de la turbina:

$$P_{mec} = P_{pneu}C_p(\phi), \quad (6.10)$$

donde P_{mec} es la potencia mecánica y $C_p(\phi)$ es la eficiencia de la turbina (figura 6.4).

A partir de (6.9) y (6.10) la potencia mecánica se puede expresar como:

$$P_{mec} = 0,25C_p(\phi)K_d\phi^2(A_{duct} - A_{hub})^2D^2\omega^3. \quad (6.11)$$

La expresión (6.11) permite el cálculo de la potencia mecánica como una función de la velocidad de rotación y el coeficiente de flujo adimensional. Se obtiene la potencia mecánica máxima cuando la velocidad de rotación es tal que $C_p(\phi)$ alcanza su valor máximo. Por lo tanto, es posible reescribir la expresión (6.11) en el punto óptimo de la siguiente manera:

$$P_{mec_opt} = 0,25C_{p_opt}(\phi_{opt})K_d\phi_{opt}^2(A_{duct} - A_{hub})^2D^2\omega_{opt}^3, \quad (6.12)$$

donde P_{mec_opt} es la potencia mecánica máxima para una potencia neumática dada y C_{p_opt} es el valor de pico de la eficiencia de la turbina.

La figura 6.10 muestra la variación de la potencia mecánica con la velocidad de rotación en la figura 6.11 para una potencia neumática dada (curvas en negrita). Asimismo, se caracteriza la potencia mecánica óptima descrita en (6.12). Tal y como se puede ver, si el convertidor del lado del generador sigue la característica definida por (6.12), la velocidad de rotación cambiará hasta que se alcance el pico de potencia mecánica correspondiente. Con el fin de seguir esta característica el convertidor del lado del generador que controla el PMSG tiene que ser controlado en modo par de torsión. Por lo tanto, no es posible utilizar el controlador FOC (*Field Oriented Control*) de velocidad del generador que se ha introducido en en apéndice C (ver sección C.3).

La figura 6.11 muestra el diagrama de bloques del nuevo controlador que es necesario utilizar. El regulador de velocidad se ha eliminado y la referencia de par eléctrico T_e^* se calcula como función de la velocidad de rotación mediante la siguiente expresión:

$$T_e^* = 0,25C_{p_opt}(\phi_{opt})k_d\phi_{opt}^2(A_{duct} - A_{hub})^2D^2\omega^2. \quad (6.13)$$

La figura 6.12 muestra la curva característica de la referencia eléctrica de par teórica dada por la expresión (6.13) descrita en el apéndice C. Siguiendo esta referencia de par es posible capturar la energía máxima. Sin embargo, aún es necesario mantener la velocidad de rotación dentro del rango comprendido entre [950 y 1500 rpm]. Por consiguiente, la curva característica de par teórico tiene que ser modificada para ajustarse al rango de velocidades requerido, obteniendo así la curva roja que muestra la figura 6.12. Para velocidades inferiores a 950 rpm, el par eléctrico de referencia se establece que sea cero. Cuando la velocidad de rotación permanece dentro del intervalo [950 y 1000 rpm] se produce una transición suave hacia el par de referencia teórico. Por último, si la velocidad de rotación está por

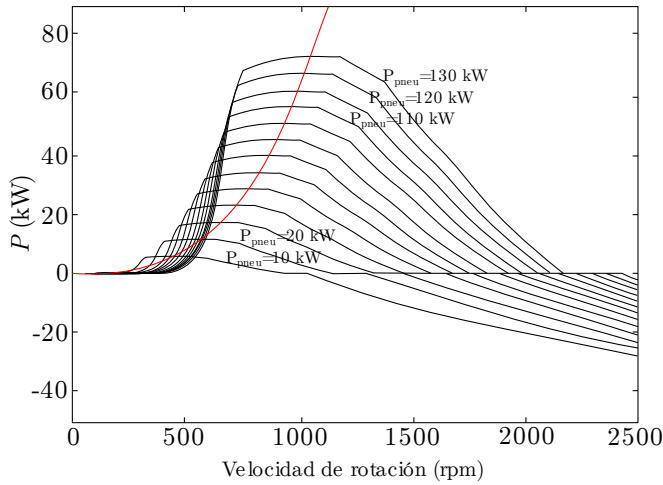


Figura 6.10: Curvas de potencia mecánica para diferentes potencias neumáticas (curva negra); características mecánicas óptimas (curva roja).

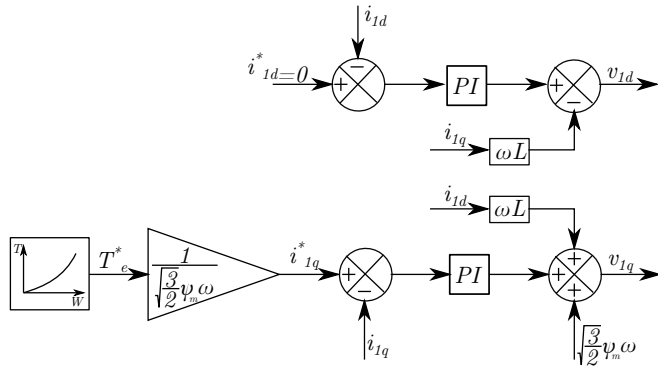


Figura 6.11: Controlador del convertidor del lado del generador con la estimación óptima de par.

encima de 1500 rpm, la pendiente de la referencia de par se incrementa de forma drástica. De este modo, si la velocidad de rotación es ligeramente superior a 1500 rpm, se aplica un par eléctrico alto, evitando así que la velocidad máxima sea muy superior a 1500 rpm.

La figura 6.13(a) muestra una comparativa entre la velocidad de rotación real de la turbina cuando se aplica esta ley de control y la referencia de velocidad óptima

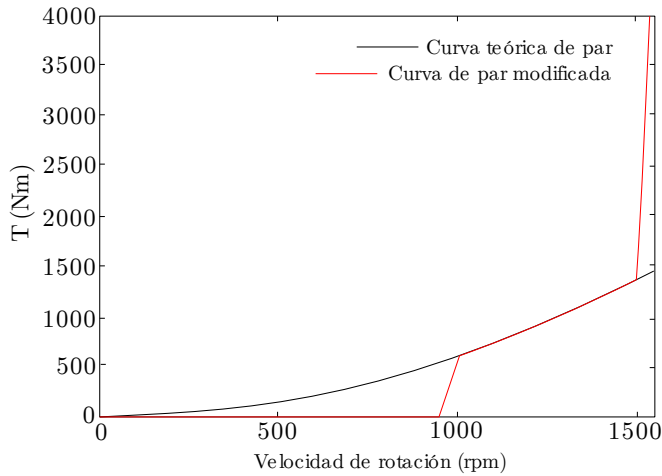


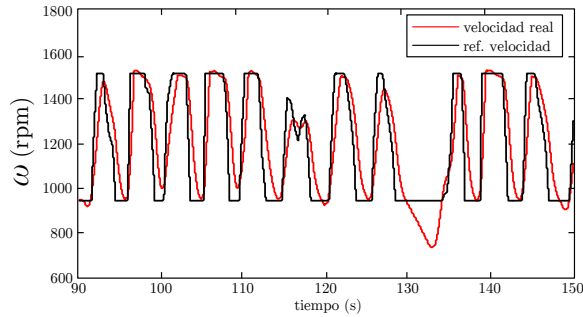
Figura 6.12: Curvas teórica y modificada de par para el seguimiento de potencia máxima.

dada por (6.8). Es evidente que la referencia de velocidad óptima es seguida indirectamente y sin necesidad de medir la presión. La figura 6.13(a) también evidencia que la precisión del seguimiento de la velocidad óptima no es tan alta como con la ley de control anterior, pero es lo suficientemente buena como para llevar a cabo el seguimiento de potencia máxima. La figura 6.13(b) muestra el par eléctrico necesario para alcanzar la velocidad de rotación deseada.

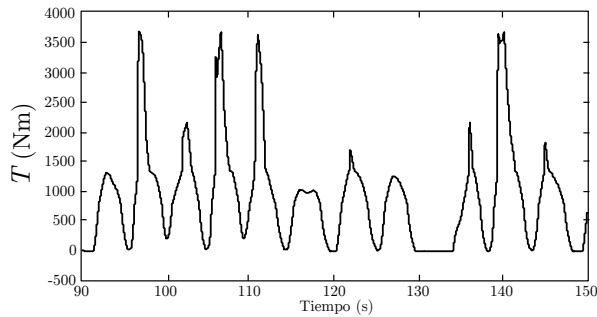
6.4.1.3 Velocidad variable vs leyes de control de velocidad fija: comparativa de la eficiencia

Las dos estrategias de control presentadas anteriormente proporcionan la capacidad de controlar la velocidad de rotación de la turbina en una base de tiempo de ola a ola. Es importante volver a señalar que sólo son aplicables a los sistemas PTO de baja fricción y baja inercia. De lo contrario, se requiere importar grandes cantidades de energía de la red eléctrica durante las aceleraciones, degradando el rendimiento del sistema de forma significativa.

Al emplearse sistemas PTO de baja fricción y baja inercia, estos algoritmos permiten el control instantáneo del coeficiente adimensional de flujo de aire de la turbina con el fin de maximizar la eficiencia de la misma. La tabla 6.1 muestra la mejora en la eficiencia que se consigue cuando se aplican los dos algoritmos descritos en este capítulo. Para calcular la producción energética se han hecho



(a) Velocidad de referencia vs velocidad real de rotación de la turbina.



(b) Par eléctrico de la turbina.

Figura 6.13: Resultados de simulación aplicando la ley de control de estimación de par de la turbina.

simulaciones de todos los estados del mar representativos del oleaje que se tiene en la bahía de Galway, Irlanda. La potencia eléctrica que proporciona el modelo cuando se aplica cada ley de control en cada estado del mar se multiplica por la ocurrencia de ese estado del mar y, así, se estima la producción energética anual. Los datos representados en la tabla 6.1 muestran la producción energética anual en por unidad. Estos datos se obtienen cuando se aplican las dos leyes de control descritas anteriormente, y se comparan con la energía que produce un sistema trabajando a velocidad fija. Se observa cómo la ley de control de velocidad variable óptima tiene la capacidad de aumentar la producción de energía de la turbina alrededor de un 18% en comparación con un sistema equivalente que opera a velocidad fija. Cuando la turbina se controla con la ley de control de estimación del par hay una reducción de alrededor de un 4% en la eficiencia de la misma. Esto se debe a que la referencia de velocidad óptima no es seguida con la misma

Tabla 6.1: Producción energética a lo largo de un año (datos en por unidad).

Velocidad óptima -baja inercia	Estimación de par -baja inercia	Velocidad óptima fija
1	0.96	0.82

precisión que cuando se utiliza un controlador de velocidad. Sin embargo, la cantidad de energía capturada durante un año es todavía significativamente mayor en comparación con un sistema de velocidad fija. Por lo tanto, resulta evidente que la utilización de materiales con bajo peso y soluciones de baja inercia para los diseños de turbina y generador pueden ser muy útiles desde el punto de vista de la eficiencia energética.

6.4.1.4 Resultados experimentales

Para validar las estrategias de control propuestas en la sección anterior y, a su vez, para poder identificar cualquier problemática referente al hardware asociado a la implementación de dichos controles, se ha dispuesto y programado un banco de pruebas consistente en un sistema de extracción de potencia rotatorio. Es decir, se ha construido un PTO rotatorio de 22 kW conectado a la red capaz de emular la potencia de entrada del sistema OWC-turbina y los algoritmos del generador propuestos. La plataforma experimental que se muestra en la figura 6.14 está compuesta por un motor primario, un volante de inercia configurable, un generador y un convertidor *back-to-back* (controlado por medio de un PLC), el cual sirve de interfaz entre el generador y la red. Por lo tanto, la plataforma de pruebas es un sistema de velocidad variable, en el cual la velocidad de rotación del generador puede cambiar entre cero y la velocidad máxima (1200 rpm) sin ningún tipo de limitación. Como la parte correspondiente a la emulación del sistema OWC-turbina se ha implementado únicamente en el software del controlador, la prioridad de la validación experimental se encuentra en la implementación de las diferentes estrategias de control presentadas y no tanto en el rendimiento de las mismas. El banco de pruebas no añade nada a este respecto a los resultados de simulación obtenidos. Sin embargo, sí es un buen indicador de la viabilidad de la implementación de forma práctica de las estrategias de control para un sistema de conversión de potencia a escala real y conectado a la red.

Con la intención de ajustar los datos obtenidos en el banco de pruebas y los obtenidos en simulación, se ha hecho uso, una vez más, de la técnica de escalado de Froude. Mediante este método, el par, las velocidades, las potencias, y los parámetros mecánicos del sistema pueden ser escalados entre la escala del banco de pruebas (1:3) y la escala completa que presentan los resultados de simulación.



Figura 6.14: Banco de pruebas y sala de control.

Las figuras 6.15 y 6.16 muestran una comparativa entre los resultados experimentales obtenidos al aplicar la ley de control de velocidad óptima, y los resultados obtenidos mediante simulaciones. Tanto los resultados experimentales como los de simulación han sido generados en las mismas condiciones de estado del mar. Para poder establecer esta comparativa, los resultados experimentales se recogen en tiempo real en una hoja de cálculo y, posteriormente, son escalados mediante las leyes de Froude.

Se puede observar en las figuras 6.15 y 6.16 que las condiciones de entrada son emuladas casi a la perfección por el banco de pruebas, y que en términos generales, el control del flujo adimensional se ajusta satisfactoriamente con el del controlador modelado. Resulta evidente, aún así, que en ciertas ocasiones se permite que el pico del flujo adimensional en el emulador del banco de pruebas tome un valor ligeramente más alto que el del modelo, lo cual puede traer consigo (en ciertos casos) una pobre eficiencia instantánea de la turbina. Este hecho deriva, ocasionalmente, en picos de par de la turbina inferiores en el banco de pruebas a los obtenidos en simulación. Se ha observado que ésto es debido a pequeños retrasos en el lazo de control de realimentación de velocidad inducidos por la frecuencia de muestreo y posterior filtrado de las medidas en el PLC. Debido a las rápidas condiciones cambiantes de entrada, en ocasiones estos pequeños retrasos pueden producir puntos de funcionamiento instantáneos no óptimos.

En las figuras 6.17 y 6.18 se presentan los resultados de simulación a escala completa de la ley control de velocidad óptima por estimación de par junto con los obtenidos de forma experimental.

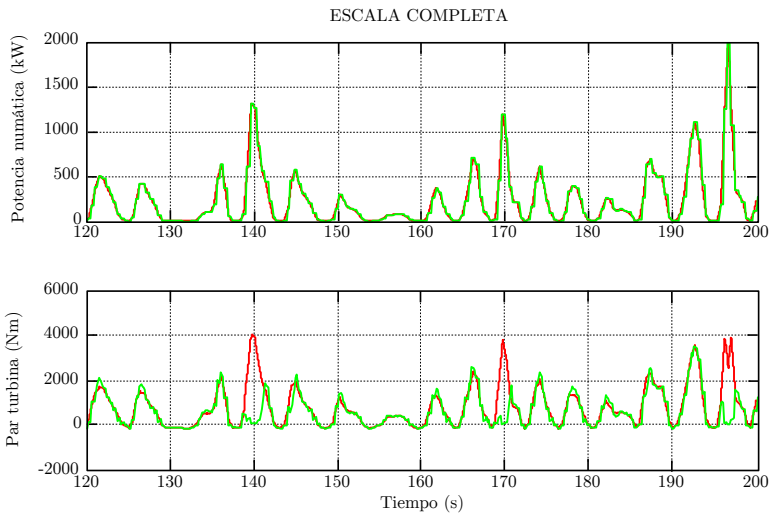


Figura 6.15: Potencia neumática y par de la turbina; comparación de resultados de la ley de control de velocidad óptima en simulación (rojo) y resultados experimentales (verde).

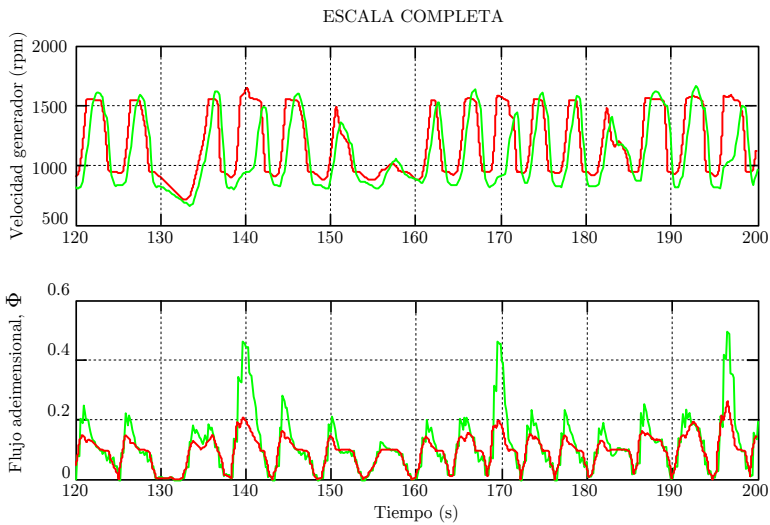


Figura 6.16: Velocidad de generador y coeficiente de flujo adimensional ϕ ; resultados para la ley de velocidad óptima comparación de resultados de simulación (rojo) y experimentales (verde).

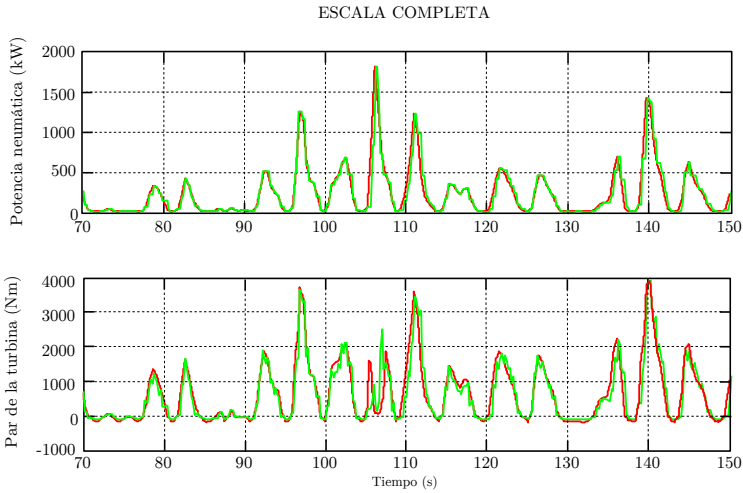


Figura 6.17: Potencia neumática y par de la turbina; comparación de resultados de la ley de control de velocidad óptima con estimación de par en simulación (rojo) y resultados experimentales (verde).

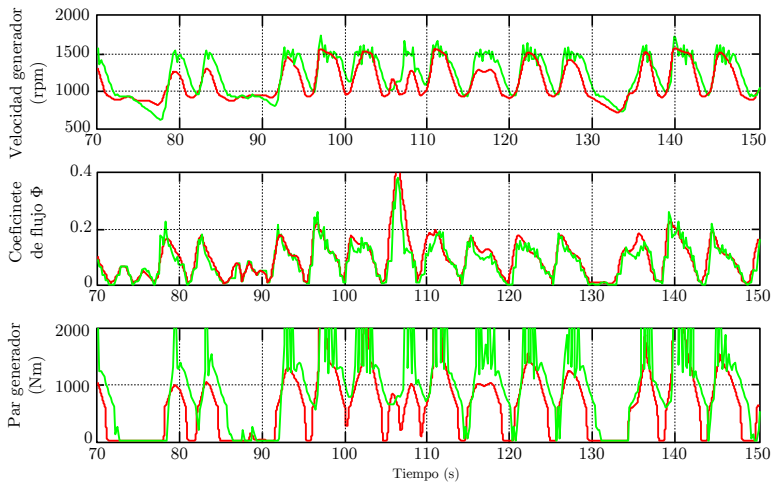


Figura 6.18: Velocidad de generador y coeficiente de flujo adimensional ϕ ; resultados para la ley de velocidad óptima con estimación de par comparación de resultados de simulación (rojo) y experimentales (verde).

De nuevo, tanto los resultados experimentales como los de simulación se ajustan correctamente, e incluso algo mejor que los obtenidos con la ley de control óptimo de velocidad. Esto se debe a la eliminación de la dinámica del controlador de velocidad del lazo de control, lo que resulta, a su vez, en una respuesta más rápida. Sin embargo, la aplicación de esta ley de control presenta una problemática en la creación de la referencia del par del generador. La figura 6.18 muestra unas pequeñas fluctuaciones en la medida de la velocidad del generador que se traducen en unas fuertes variaciones en el par eléctrico aplicado. Esto es resultado de la de alta ganancia aplicada por la ley de control, con la que el par varía rápidamente con un pequeño cambio en la velocidad (figura 6.12). Con el fin de reducir estas fluctuaciones de par se pueden aplicar filtros paso bajo a la medida de velocidad, o aplicar un ciclo de hitéresis alrededor de una determinada velocidad umbral.

En conclusión, los resultados mostrados en las figuras 6.15-6.18 ponen de manifiesto ciertas dificultades en la implementación práctica de las leyes de control introducidas en esta sección, principalmente relacionadas con la rápida respuesta dinámica que se exige. No obstante, en general, los resultados experimentales y de simulación coinciden bastante bien, lo cual demuestra que ambas estrategias se pueden implementar experimentalmente y garantiza una mejora en la eficiencia del sistema respecto a las leyes de control introducidas en la bibliografía.

6.4.2 Estrategias de control enfocadas al almacenamiento energético en un dispositivo OWC

En el apartado anterior se ha mostrado como, debido a la naturaleza pulsante de la energía de las olas, la potencia inyectada a la red por sistemas de baja inercia y sin ningún elemento capaz de almacenar energía es altamente fluctuante. Este hecho degrada la calidad de la potencia, y puede afectar significativamente a la estabilidad de la red eléctrica. Además, la alta variabilidad de la potencia eléctrica también obliga a sobredimensionar el generador y los convertidores de potencia.

En esta sección se incluyen en el PTO dos sistemas de almacenamiento de energía con el objetivo de suavizar la potencia inyectada a red y, así, mitigar estos problemas. Se consideran tanto sistemas eléctricos como mecánicos de almacenamiento energético. Además, se proponen tres estrategias de control para el dispositivo OWC con turbina Wells. El principal objetivo de dichas estrategias es mejorar la calidad de la potencia inyectada a la red. Como objetivo secundario se persigue maximizar la eficiencia de la turbina.

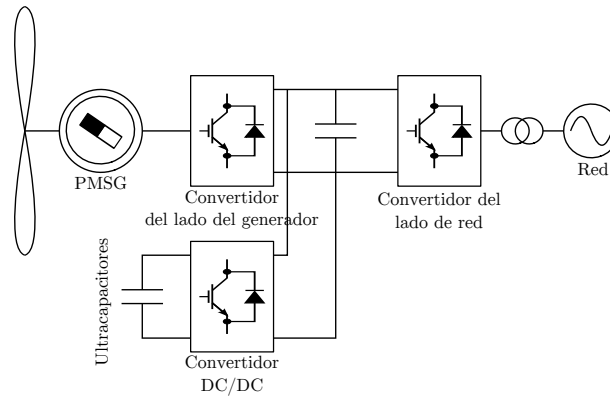


Figura 6.19: Estructura del sistema PTO del dispositivo OWC.

6.4.2.1 Control de velocidad óptima para turbinas con almacenamiento energético a través de supercondensadores

En esta sección se propone el uso de supercondensadores para almacenar energía y suavizar la energía eléctrica suministrada por el OWC a la red. Los supercondensadores están conectados al bus DC del *back-to-back* a través de un convertidor *dc/dc* (figura 6.19). Con el fin de controlar un sistema de este tipo, se han desarrollado tres controladores diferentes, uno para cada convertidor. De estos tres controladores, sólo el del lado del generador y el del lado de la red tienen elementos específicos para esta aplicación en particular, los cuales son descritos a continuación. El tercer controlador, el controlador de convertidor *dc/dc*, mantiene la tensión del bus DC fija a un valor constante. Debido a que este tipo de controlador está ampliamente descrito en la literatura técnica, se ha decidido no añadir su estudio en esta tesis.

El controlador del convertidor del lado del generador es el que se encarga de asegurar que la velocidad de rotación del sistema mecánico siga correctamente la velocidad de referencia. Para garantizar este fin, se emplea el controlador FOC (*Field Oriented Control*) descrito en el apéndice C, y cuyo esquema de bloques se muestra en la figura ???. Para sintonizar los controladores PIs, se sigue el método de sintonización descrito en el apéndice C. La velocidad de referencia óptima se calcula mediante la expresión (6.8) introducida anteriormente.

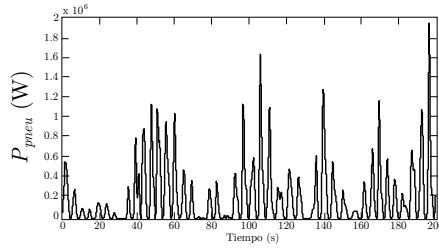
En aplicaciones típicas donde se utilizan convertidores *back-to-back*, el controlador del convertidor del lado de red mantiene la tensión del bus DC fijada a un valor constante. Se suele emplear un controlador VOC (*Voltage Oriented Controller*)

del filtro MAF es corregida a través de una ganancia de histéresis. Si la tensión del supercondensador está por debajo de un cierto umbral mínimo, la salida del MAF es multiplicada por un factor algo inferior a la eficiencia del convertidor de potencia (este valor típicamente suele ser 0.9). Esto se hace tanto para compensar las pérdidas del convertidor, como para compensar las pérdidas del filtro de red. Así, se evita que el supercondensador se vaya descargando lentamente. Una vez se ha calculado i_{2d}^* , ésta se utiliza como parámetro de entrada al controlador de corriente, de forma similar a lo hecho en un controlador VOC.

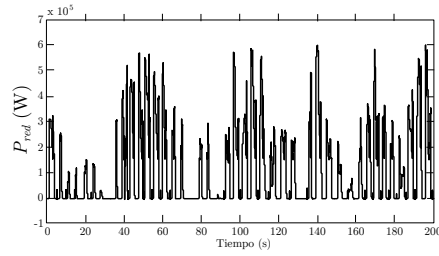
Los resultados de simulación obtenidos en la plataforma Matlab/Simulink se muestran en la figura 6.21. Al igual que en la sección anterior, la respuesta del OWC a la entrada de la ola incidente no forma parte del modelo implementado en Simulink. Este aspecto del sistema se ha derivado de forma experimental de las pruebas realizadas en el tanque de agua.

La figura 6.21(a) muestra la potencia neumática en el interior de la cámara del OWC. En ella se ve reflejada claramente la naturaleza pulsante de la potencia neumática. Parte de dicha potencia es capturada por la turbina y transferida al eje como potencia mecánica. Las figuras 6.21(b) y 6.21(c) representan la potencia mecánica y el par eléctrico del generador, respectivamente. En este punto se deben remarcar dos aspectos. Primero, dado que la velocidad de la turbina ha sido calculada de acuerdo a (6.8), la eficiencia de la turbina se maximiza. En consecuencia, la potencia mecánica representada en la figura 6.21(b) es la potencia máxima que el sistema es capaz de proporcionar. En segundo lugar, queda patente la naturaleza pulsante tanto de la potencia mecánica como la del par eléctrico. Este hecho obliga a sobredimensionar el generador, el convertidor del lado del generador y el convertidor *dc/dc*. De este modo, la ley de control maximiza la eficiencia de la turbina, pero incrementa la demanda de potencia en el generador y los convertidores de potencia. La figura 6.21(d) muestra la potencia inyectada a la red eléctrica. Es claramente visible el efecto del filtrado producido por el supercondensador. Las variaciones de la potencia son suavizadas y, de este modo, se mejora la calidad de la energía inyectada a red. Para finalizar, la figura 6.21(e) muestra la tensión del supercondensador. Tal y como cabía esperar, la tensión varía continuamente en función del estado del mar, permitiendo así almacenar energía en el supercondensador.

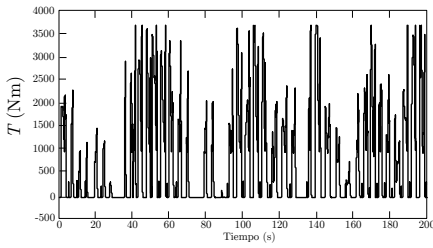
Los datos representados en la figura 6.21 se han obtenido usando un ancho de la ventana del filtro MAF de $T_W = 30$ segundos y una capacitancia del supercondensador de $C = 20$ F. Estos valores se han escogido de acuerdo a un compromiso entre el tamaño de los supercondensadores y la calidad de la energía inyectada a red. Cuanto mayor sea el tamaño de la ventana T_W más suave es la energía inyectada a red, sin embargo, mayor es el valor de la capacidad de los supercon-



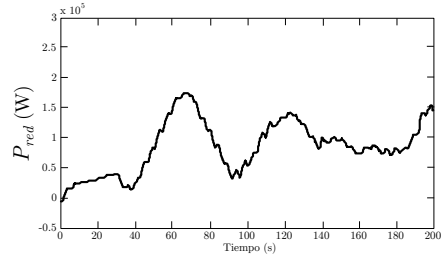
(a) Potencia neumática en el interior de la cámara del OWC.



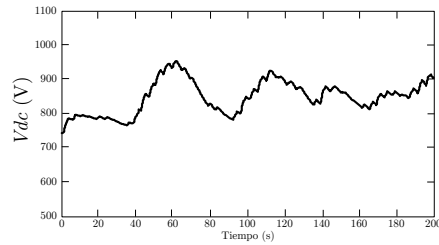
(b) Potencia mecánica del generador.



(c) Par eléctrico del generador.



(d) Potencia inyectada a la red eléctrica.



(e) Tensión en el supercondensador.

Figura 6.21: Resultados de simulación. Supercondensadores.

densadores. Un tamaño de ventana de 30 segundos representa un valor óptimo para la ubicación seleccionada, puesto que nos permite suavizar de forma notable las oscilaciones de la potencia inyectada a red y minimizar el tamaño de los supercondensadores. Obviamente, estos valores dependen del oleaje característico de una ubicación específica, y no pueden ser tomados como valores genéricos. Es necesario simular todos los estados del mar de un sitio específico para definir los valores óptimos del ancho de la ventana del filtro MAF y la capacidad de los supercondensadores.

Por último, es importante volver a señalar que esta ley de control sólo es aplicable a sistemas PTO de baja fricción y baja inercia. De lo contrario, no será posible seguir la velocidad de referencia óptima dada por (6.8) y el sistema no se comportará correctamente.

6.4.2.2 Control de velocidad cuasi-constante para turbinas con almacenamiento energético mecánico: volante de inercia

En esta sección se estudia el uso de un volante de inercia como método de almacenamiento de energía y filtrado de la potencia de salida. El volante de inercia se puede implementar simplemente aumentando la masa de la turbina o uniendo la turbina a un cuerpo cilíndrico de un peso y dimensiones determinadas. No es necesario emplear volantes de inercia más sofisticados.

Si se utiliza un volante de inercia, el controlador de lado de red puede ser controlado por un control VOC estándar. Tal y como se ha venido indicando, el análisis en profundidad del controlador VOC, así como ciertas indicaciones a la hora de sintonizar los reguladores PIs, se encuentran en el apéndice C. Sin embargo, el controlador del convertidor del lado del generador no puede ser un control FOC estándar.

Cuando se utiliza un volante de inercia no puede controlarse de forma directa la velocidad de la turbina. Por consiguiente, el esquema FOC que se muestra en la figura ?? tiene que ser modificado, dando lugar al nuevo esquema que se representa en la figura 6.22. El regulador de velocidad ha sido eliminado y se ha sustituido por un filtro MAF aplicado sobre la potencia mecánica generada por la turbina y que proporciona la referencia de corriente i_{1q}^* . La potencia mecánica capturada por la turbina Wells no puede ser medida de forma directa, pero puede ser estimada con la siguiente expresión:

$$P_{mec} = P_{neu}C_p(\phi), \quad (6.15)$$

donde P_{mec} es la potencia mecánica, P_{neu} es la potencia neumática, y $C_p(\phi)$ es la eficiencia característica de la turbina representada en la figura 6.4.

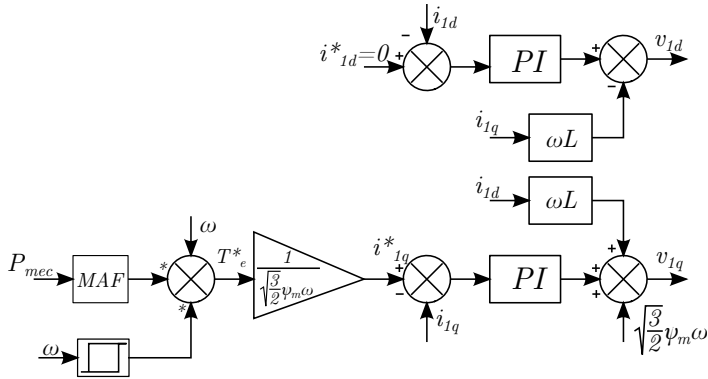


Figura 6.22: Controlador del convertidor del lado del generador cuando se incluye un volante de inercia. Representación en diagrama de bloques.

La potencia neumática, P_{neu} , y el coeficiente de flujo adimensional, ϕ , pueden ser estimados como función de la presión del aire en el interior de la cámara, P_r , y la velocidad angular de la turbina empleando las expresiones (6.16) y (6.17), respectivamente:

$$P_{pneu} = \frac{P_r^2}{K_d \omega}, \quad (6.16)$$

$$\phi = \frac{2P_r}{(A_{duct} - A_{hub})k_d D \omega^2}. \quad (6.17)$$

Sustituyendo (6.16) y (6.17) en (6.15), se obtiene:

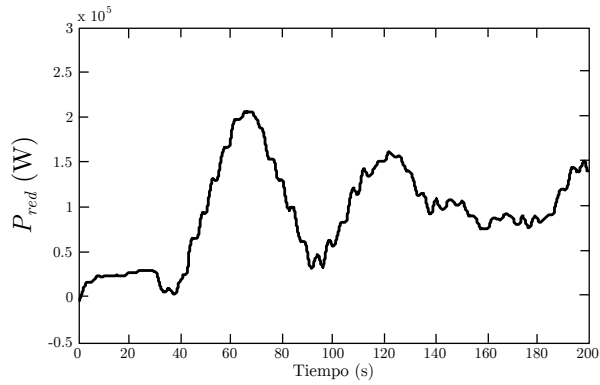
$$P_{mec} = \frac{P_r^2}{K_d \omega} C_p(P_r, \omega). \quad (6.18)$$

La expresión (6.18) permite estimar la potencia mecánica como función de la presión del aire en el interior de la cámara, la velocidad de rotación de la turbina y la curva del coeficiente adimensional de la turbina. Todas estas magnitudes son conocidas o pueden ser medidas, permitiendo, así, calcular la potencia mecánica. Una vez calculada dicha potencia, se calcula su valor medio empleando el filtro MAF, y éste es utilizado como referencia para calcular, primero, el par eléctrico del generador y, después, la referencia de la corriente activa (i_{1q}^*) (figura 6.22). Por lo tanto, la potencia eléctrica del generador es igual al valor medio de la potencia mecánica estimada. En consecuencia, la potencia eléctrica del generador se ve suavizada. También es importante remarcar que el valor medio de la potencia

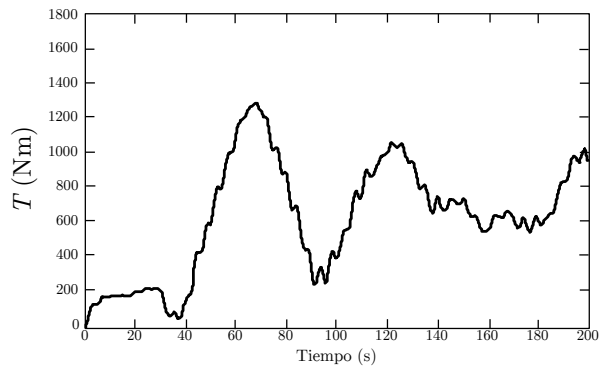
mecánica estimada se corrige mediante una ganancia de histeresis. Si la velocidad de rotación de la turbina cae por debajo de un límite mínimo prefijado la potencia mecánica se multiplica por 0.9. De forma similar, si la velocidad supera un límite máximo definido, la potencia mecánica se multiplicará por 1.1. Esto se hace para compensar los errores de estimación de la potencia mecánica a través de la expresión (6.18).

Una vez obtenido el valor i_{1q}^* , éste se utiliza como entrada en un controlador de corriente similar al FOC (apéndice C). Las figuras 6.23(a) 6.23(b) muestran la potencia eléctrica y el par del generador para el mismo estado del mar que el representado en la figura 6.21. El volante de inercia utilizado para realizar las simulaciones tiene un momento de inercia de 800kgm^2 y se ha utilizado un ancho de ventana para el filtro MAF de $T_W=30$ segundos. Tanto la potencia eléctrica como el par del generador están filtrados y no presentan ningún pico elevado. Por lo tanto, ni los convertidores ni el generador tienen que ser sobredimensionados cuando se utiliza un volante de inercia.

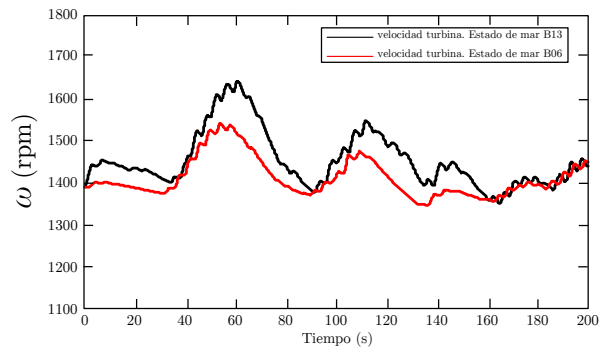
Finalmente, la figura 6.23(c) representa la velocidad de la turbina para dos estados del mar diferentes. En ambos casos la velocidad de la turbina varía lentamente alrededor de una velocidad de referencia definida (1400 rpm). Esta referencia de velocidad es seguida de forma indirecta gracias al efecto de la histéresis introducido en el controlador. Siempre que la velocidad de giro esté por debajo de un límite mínimo inferior a 1400 rpm la ganancia de la histéresis se establece en 0.9. En consecuencia, la potencia eléctrica del generador es inferior a la potencia mecánica capturada por la turbina y la velocidad de rotación tiende a aumentar. Por el contrario, cuando la velocidad de rotación excede un límite máximo superior a 1400 rpm, la ganancia de la histéresis se ajusta a 1.1. En este caso, la potencia mecánica capturada por la turbina es inferior a la potencia eléctrica del generador y, por lo tanto, la velocidad disminuye. La referencia de velocidad (1400 rpm) se ha calculado para optimizar el rendimiento de la turbina. En esta estrategia de control la velocidad de la turbina es cuasi-constante para cualquier estado del mar. El valor de referencia de velocidad se ha obtenido a través de simulaciones *off-line* de todos los estados del mar teniendo en cuenta sus respectivas ocurrencias. Se han probado varias velocidades fijas y se ha concluido que 1400 rpm es la velocidad fija óptima para maximizar la energía producida durante un año.



(a) Potencia eléctrica del generador.



(b) Par eléctrico del generador.



(c) Velocidad de la turbina en dos estados de mar diferentes.

Figura 6.23: Resultados de simulación al incluir un volante de inercia en el PTO a velocidad fija.

Tabla 6.2: Producción energética a lo largo de un año (datos por unidad).

Estado del mar	Velocidad óptima (rpm)	Potencia nominal (W)	Par nominal (Nm)
B02	1075	27110	241
B04	1200	41470	330
B06	1200	38900	310
B07	1580	94680	572
B09	1390	68350	470
B12	950	20490	206
B13	1518	91760	577
B15	1075	27240	242

6.4.2.3 Control de velocidad variable para turbinas con almacenamiento energético mecánico: volante de inercia

El principal inconveniente del algoritmo de control descrito en la sección anterior es que la velocidad de rotación es prácticamente constante en torno a una velocidad fija definida para cualquier estado del mar. A pesar de que se ha seleccionado una velocidad fija óptima, la eficiencia obtenida con esta ley de control es inferior a la eficiencia que se obtendría con una alternativa de velocidad variable equivalente. Por lo tanto, parece ventajoso, desde un punto de vista energético, desarrollar una solución de velocidad variable cuando se utiliza un volante de inercia. Obviamente, en este caso, no es posible seguir la referencia de velocidad dada por (6.8) debido al efecto de la elevada inercia. Sin embargo, si es posible desarrollar una ley de control que varíe la velocidad de rotación de la turbina en base al estado del mar. En este caso, la velocidad de rotación de la turbina variará hasta alcanzar un valor óptimo según el estado del mar del momento. También sería deseable que las transiciones de velocidad se produzcan de forma automática sin ninguna información o de medición sobre el estado del mar. La tabla 6.2 muestra la velocidad óptima, la potencia y el par medio en cada estado del mar representativo del oleaje en la bahía de Galway en Irlanda. Los valores de velocidad óptima se han obtenido a través de simulaciones *off-line*. Se han testado varias velocidades fijas para cada estado del mar seleccionado y, de todas ellas, se ha escogido la velocidad que para ese estado del mar en particular maximiza la eficiencia. Basándose en los datos disponibles en la tabla 6.2, es posible generar una curva característica de par-velocidad. Esta curva permitirá estimar el par de referencia óptimo para una velocidad de rotación dada, optimizando así el rendimiento de la turbina.

Para el caso de estudio propuesto la curva de par-velocidad puede ser aproximada

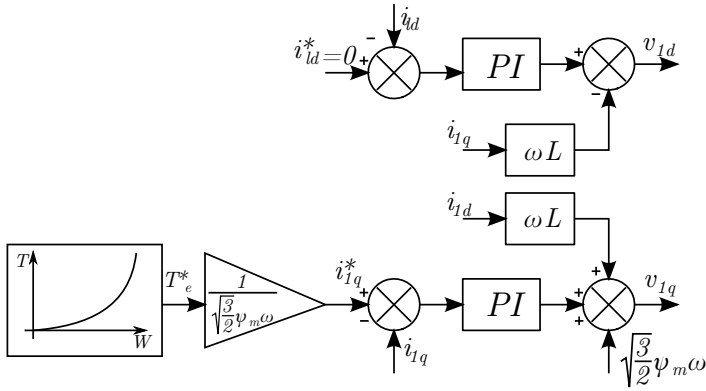


Figura 6.24: Controlador del convertidor del lado del generador basado en curva par-velocidad

por la siguiente expresión:

$$T = 3,10^{-4}\omega_{rpm}^2 - 0,1047\omega_{rpm} + 1,1454, \tag{6.19}$$

donde ω_{rpm} es la velocidad de rotación en rpm.

Una vez que la curva de par-velocidad se ha calculado, ésta es introducida en el controlador. El diagrama de bloques que representa dicho controlador es el que se muestra en la figura 6.24 . Este esquema de control es el empleado para controlar el convertidor de lado del generador.

La figura 6.25 muestra la velocidad de rotación simulada para los mismos dos estados del mar empleados en la sección anterior. En este caso, la velocidad de rotación es diferente para ambos estados del mar en contraposición a las velocidades obtenidas con la ley de control previa, tal y como muestra la figura 6.23(c). Las velocidades de rotación resultantes para cada estado del mar coinciden con los valores que se muestran en la tabla 6.2, optimizando así el rendimiento de la turbina. El resto de las formas de onda son similares a las mostradas en las figura 6.23(a) y 6.23(b). Por lo tanto, esta ley de control suaviza el par del generador y la potencia inyectada en la red, evitando así la necesidad de sobredimensionar el generador y los convertidores de potencia. Además, ya que la velocidad de rotación varía de acuerdo al estado actual del mar, la eficiencia del sistema mejora en comparación con la solución de velocidad fija descrita en la sección anterior.

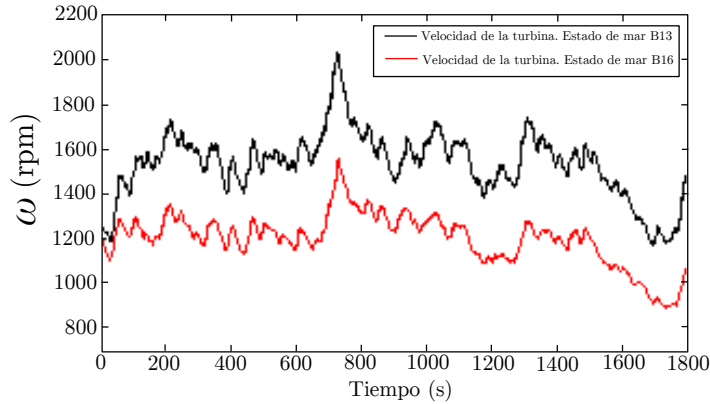
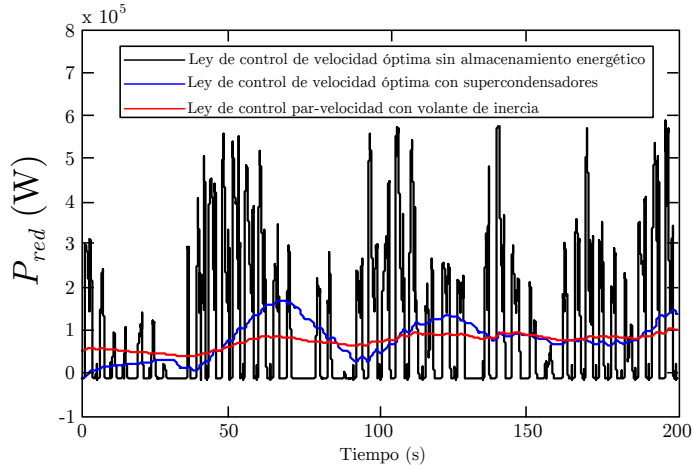


Figura 6.25: Resultados de simulación cuando se incluye un volante de inercia y velocidad variable con dos estados de mar diferentes.

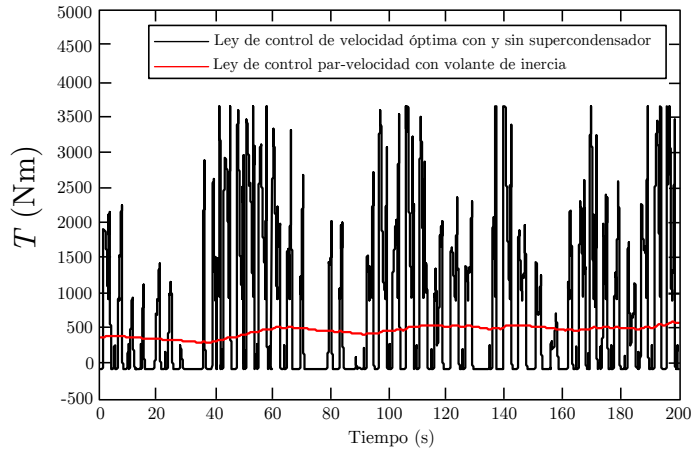
6.4.2.4 Comparativa de eficiencia y calidad de potencia

Esta sección resume y cuantifica las principales características de las tres últimas leyes de control introducidas (estrategias de control enfocadas al almacenamiento energético en un OWC) y las compara con las leyes de control de velocidad óptima desarrolladas para turbinas de baja inercia (estrategias de control para turbinas de baja inercia). Se ha visto que añadir sistemas de almacenamiento energético permite mejorar la calidad de la energía inyectada a la red, eliminando los elevados picos de potencia que de otro modo aparecerían. Este hecho se pone de relieve en la figura 6.26(a). Esta figura muestra una comparación entre las potencias inyectadas en la red cuando se aplican las leyes de control propuestas en la sección anterior (estrategias de control para turbinas de baja inercia), que carecen de sistemas de almacenamiento de energía, y las leyes de control que introducen supercondensadores y volantes de inercia (ley de control de par-velocidad) presentadas en esta sección (estrategias de control enfocadas al almacenamiento energético en un OWC). Es evidente que el uso de dispositivos de almacenamiento de energía, junto con las leyes de control propuestas, suaviza la potencia inyectada en la red. Además, no hay necesidad de sobredimensionar el convertidor de potencia del lado de red cuando se utilizan dichos elementos. Tanto los supercondensadores como el volante de inercia se han dimensionado para producir un efecto de filtrado similar.

La tabla 6.3 muestra el ratio de potencia, definido como el cociente entre el pico máximo de potencia dividido por la potencia media para un determinado estado del mar, cuando se aplican las leyes de control y se utilizan los elementos



(a) Potencia eléctrica del generador.



(b) Par eléctrico del generador.

Figura 6.26: Resultados de simulación al añadir sistemas de almacenamiento energético.

Tabla 6.3: Producción energética a lo largo de un año (datos por unidad).

Ley de control de velocidad óptima. Ultracapacidades	Velocidad variable en base al estado del mar. Volante de inercia	Velocidad fija. Volante de inercia	Ley de control de velocidad óptima. Turbina de baja inercia
3.05	2.3	3.4	6.3

Tabla 6.4: Producción energética a lo largo de un año (datos por unidad).

Ley de control de velocidad óptima. Ultracapacitancias	Velocidad variable en base al estado del mar. volante de inercia	Velocidad fija. Volante de inercia
1	0.87	0.82

de almacenamiento de energía introducidos anteriormente. Este ratio permite dar una idea sobre el dimensionamiento de los equipos eléctricos. Un sistema con un ratio alto requiere un equipamiento eléctrico más grande y caro que el equipamiento requerido en sistemas con un ratio menor, incluso si ambos generan la misma potencia media. Se observa cómo los elementos de almacenamiento de energía permiten reducir el ratio de potencia a la mitad respecto del caso de un OWC sin almacenamiento energético.

La figura 6.26(b) muestra una comparativa del par eléctrico del generador. Sólo el uso del volante de inercia tiene un efecto de filtrado sobre los picos de par eléctrico. No hay diferencia entre usar o no usar supercondensadores desde el punto de vista del generador. Por lo tanto, el convertidor de potencia del lado del generador debe ser sobredimensionado cuando se utilizan supercondensadores.

Finalmente, la tabla 6.4 muestra una comparativa en términos de eficiencia de las diferentes leyes de control presentadas. Esta tabla muestra la producción de energía en por unidad durante un año de un dispositivo OWC bajo el oleaje de la bahía de Galway. Se consigue un aumento en la producción de energía de alrededor del 18% cuando se emplea la ley de control de velocidad óptima conjuntamente con los supercondensadores. También se muestra cómo, cuando se utiliza un volante de inercia, la alternativa del empleo de la ley de control de velocidad variable aumenta la producción de energía en alrededor de un 5% con respecto a la ley de control de velocidad fija.

Basándose en los resultados anteriores, es difícil decir qué solución es la mejor. Como conclusión general, puede decirse que el uso de supercondensadores permite optimizar la producción de energía mientras que suaviza la energía inyectada a la red. Por desgracia, el generador y el convertidor de potencia del lado del

generador sufren un mayor estrés. Por otro lado, el volante de inercia permite una reducción en el coste de los convertidores de potencia, ya que no tienen que soportar picos altos de potencia. En contrapartida, la producción de energía disminuye. Se debe conseguir un equilibrio entre estos dos factores. Se pueden adoptar soluciones mixtas de un volante de inercia y supercondensadores. De este modo, se permitiría la optimización de la energía capturada evitando al mismo tiempo un sobredimensionamiento excesivo de los convertidores de potencia. A pesar de que no se ha realizado un estudio en términos de producción de energía para soluciones mixtas, las leyes de control introducidas en este documento son completamente genéricas y, por lo tanto, pueden ser empleadas en estos sistemas mixtos.

6.4.2.5 Resultados experimentales

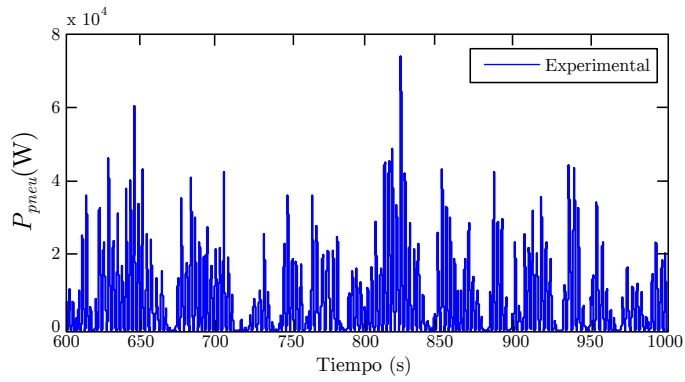
Con el objetivo de validar los resultados de simulación y las estrategias de control que se han presentado, se han realizado una serie de pruebas experimentales sobre la misma plataforma de pruebas descrita en la sección 6.4.1.4.

La figura 6.27 compara los resultados experimentales obtenidos cuando se utiliza la ley de control de par-velocidad y los compara con los resultados de simulación. Estos resultados se han obtenido usando un volante de inercia, cuya inercia es de $8,2 \text{ kg/m}^2$. Las figuras 6.27(a)-6.27(c) muestran la potencia neumática, el par del generador eléctrico y la velocidad de rotación de la turbina, respectivamente. Los resultados de simulación y experimentales se ajustan correctamente, validando así los modelos de simulación utilizados para desarrollar las leyes de control descritas en los apartados anteriores.

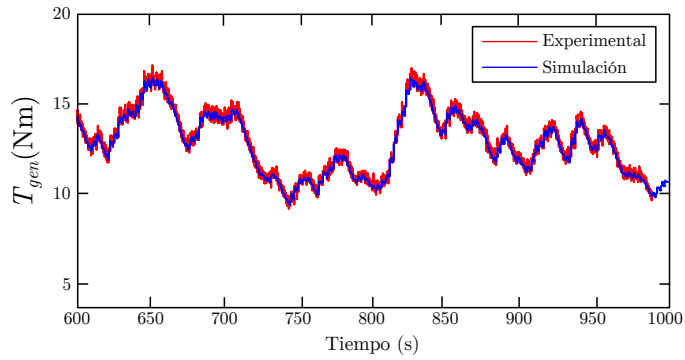
La figura 6.28 muestra la velocidad de rotación experimental de dos estados de mar diferentes. De acuerdo con el enfoque teórico de la ley de control de par-velocidad, la velocidad varía junto con el estado del mar. Finalmente, la figura 6.29 compara los pares eléctricos del generador cuando se utilizan la ley de control de par-velocidad y la ley de control de velocidad óptima para un sistema con supercondensadores. El efecto de filtrado del volante de inercia se manifiesta de forma clara.

6.5 Conclusiones

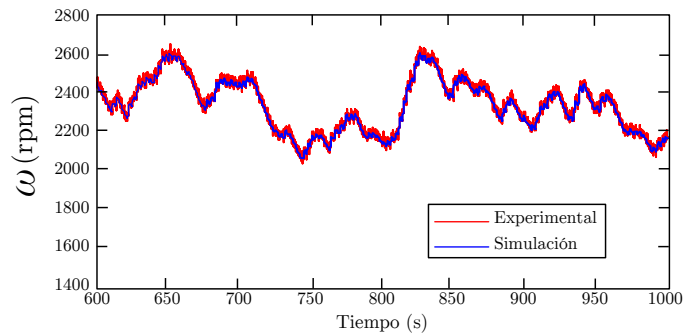
La mayor problemática a la que se enfrentan los dispositivos convertidores de energía de las olas como es el caso del estudiado OWC es la constante variación



(a) Potencia eléctrica del generador.



(b) Par eléctrico del generador.



(c) Velocidad de la turbina en dos estados de mar diferentes.

Figura 6.27: Comparativa de resultados experimentales y de simulación.

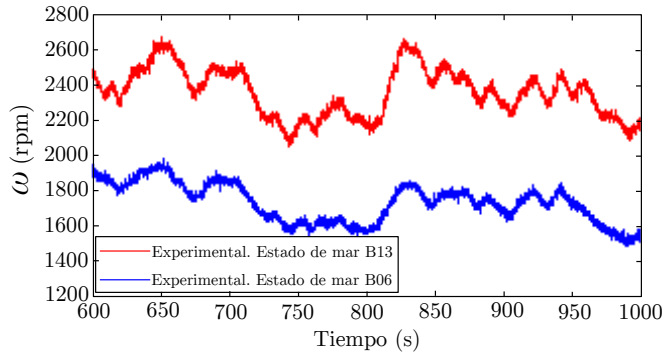


Figura 6.28: Comparativa del par eléctrico del generador.

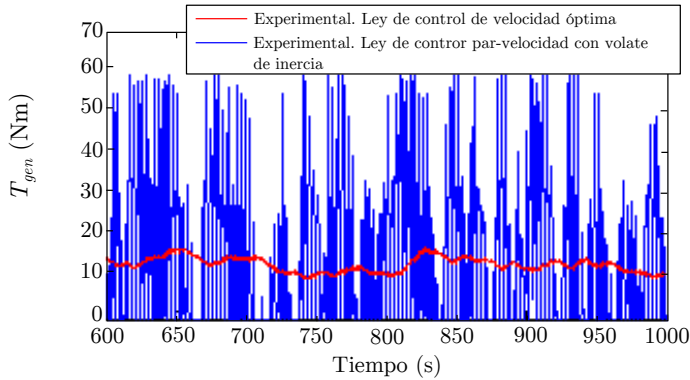


Figura 6.29: Comparativa del par eléctrico del generador.

del oleaje. Dicha irregularidad hace que la potencia obtenida del captador sea igualmente variable, hecho no deseable a la hora de conectarse a la red eléctrica.

De todas las estrategias de control presentadas, la que mayor eficiencia energética presenta es en la que se calcula la velocidad óptima para la extracción de la máxima potencia, junto con la que emplea supercondensadores como elemento de almacenamiento temporal de energía. De entre estas dos alternativas, como se ha visto en los resultados, la segunda de ellas resulta más favorable (supercondensadores) puesto que genera una salida de potencia para inyección a la red mucho más suave que la primera. De este modo, se satisfacen los dos objetivos que se persiguen, la extracción máxima de potencia y el suavizado de la señal para su conexión a red eléctrica.

Por otro lado, se ha de recordar que este tipo de dispositivos trabajan en ambientes húmedos y altamente corrosivos debido a la salinidad del agua del mar. A causa de ello, el número de elementos como condensadores y baterías se deben reducir al mínimo imprescindible. Además, con esta estrategia de control, la potencia producida por el generador no es suavizada. Por lo tanto, la estrategia que emplea un volante de inercia junto con control de velocidad indirecto se presenta como la alternativa más idónea para este tipo de aplicaciones, puesto que tiene una eficiencia energética adecuada y se ven considerablemente reducidas las variaciones de potencia provocadas por el oleaje tanto en el lado del generador como en el lado de red.

Capítulo 7

Conclusiones de la tesis y trabajo futuro

7.1 Conclusiones

Tal y como se ha visto en la primera parte del estado del arte realizado de esta tesis, tanto la tecnología de las olas como la tecnología de las corrientes marinas tienen unas características propias que las diferencian del resto de recursos marinos y sistemas renovables clásicos como el sol y el viento. Dos de las principales virtudes de la energía proveniente de las olas y de las corrientes marinas son su alto potencial energético, muy superior al del viento y el sol, y su elevado factor de predicción. Dichas características hacen que estas dos formas de extracción sean verdaderamente atractivas y, pese a estar sumergidos en un contexto de crisis económica, están consiguiendo un gran apoyo técnico-económico, tanto de entidades públicas como de entidades privadas. Dicho apoyo se constata por el hecho de que se prevén instalar dispositivos WEC (*Wave Energy Converter*) y CEC (*Current Energy Converter*) de menor o igual tamaño físico a los ya instalados en tierra con las tecnologías predecesoras, pero capaces de capturar y, por consiguiente, generar potencias muy superiores.

Sin embargo, y a pesar de las previsiones tan optimistas, son aún muchas las barreras tecnológicas que impiden alcanzar la industrialización de este tipo de plataformas. Primeramente, son tecnologías que aún se encuentran en sus primeros estadios de madurez. Se han desarrollado, tanto para extraer la energía de las olas, como para extraer la energía de las corrientes marinas, un gran abanico de

dispositivos WEC y CEC, sin conseguir ninguno de ellos prevalecer sobre el resto y alcanzar la comercialización. En segundo lugar, debido al entorno marino en el que dichos dispositivos serán instalados, han de soportar grandes cargas estructurales y tener un mantenimiento exhaustivo debido a lo corrosivo del medio. En tercer lugar, atendiendo de nuevo a su ubicación en alta mar, las labores de reparación y mantenimiento no serán tareas sencillas debido a la dificultad de acceso a la zona marítima en cuestión. Asimismo, se debe disponer de sistemas eficientes que, por una parte, sean capaces de procesar las grandes cantidades de energía que se capturen y, por otro lado, que sean capaces de mitigar las irregularidades de la potencia generada para poder inyectar la energía a red. Dicha irregularidad es fruto de la propia naturaleza variable del oleaje y de las corrientes marinas. En este contexto, esta tesis ha querido dar solución a varias de las barreras descritas. En primer lugar, se ha analizado la problemática del procesamiento de la potencia extraída y el aumento de la tolerancia a fallos de los dispositivos captadores. Como solución, se ha propuesto el empleo combinado de generadores multifase y convertidores de potencia multinivel y multifase. Es por ello que en la presente tesis se han propuesto y validado tres estrategias de modulación enfocadas al convertidor de tres niveles de fijación por diodos multifase. La validación experimental se ha llevado a cabo en un prototipo desarrollado por la División de Energía y Medio Ambiente de TecNALIA *Research & Innovation*.

En lo que se refiere al convertidor multinivel sobre el que se ha trabajado, la complejidad de los algoritmos de modulación se incrementa exponencialmente con el aumento del número de fases del dispositivo a controlar. Esto dificulta, por un lado, la tarea del control de la tensión del punto neutro del convertidor de fijación por diodos y, por otro lado, la eliminación de las oscilaciones de tensión de baja frecuencia que aparecen (bajo ciertas condiciones de funcionamiento) en el mismo punto. Asimismo, el aumento del número de fases del convertidor implica un aumento del tiempo necesario para el cálculo de los ciclos de trabajo de los interruptores. Las estrategias de modulación basadas en la modulación PWM (*Pulse Width Modulation*) que se han propuesto en el presente trabajo, son capaces de solventar varios de los problemas señalados. La característica principal de la primera de las modulaciones propuestas es su sencillez y lo intuitivo de su extensión a convertidores de m ramas además de su baja carga computacional. Se trata de un algoritmo de modulación simple que es capaz de mantener en equilibrio la distribución de la tensión en los condensadores que forman el bus de continua bajo cualquier modo de operación a la vez que reduce las pérdidas de conmutación del convertidor. La segunda estrategia de modulación es una mejora del algoritmo anterior. La principal diferencia es que, bajo ciertas condiciones de operación, es posible tener un control completo sobre la corriente que fluye por el punto neutro. En consecuencia, las oscilaciones de tensión de baja

frecuencia que aparecen en dicho punto son eliminadas. Como peaje se tiene un incremento de la complejidad del algoritmo. La tercera estrategia de modulación, por su parte, consigue eliminar por completo las oscilaciones de tensión de baja frecuencia descritas anteriormente, manteniendo la distribución de la tensión en los condensadores del bus de continua en equilibrio para cualquier condición de funcionamiento.

Por otro lado, en esta tesis se han diseñado varias estrategias de control enfocadas al captador tipo OWC, con el objetivo de dar solución a los problemas de la gran irregularidad de la energía capturada, así como maximizar la potencia extraída. Los diferentes controles propuestos han sido validados tanto en simulación como experimentalmente. Esta última validación ha sido realizada en la *University College of Cork, Hydraulics & Maritime Research Centre* (HMRC). La estrategia de control que incluye supercondensadores en el sistema de extracción de potencia y la estrategia que aplica una ley de control de velocidad de la turbina Wells (consistente en optimizar la extracción de energía) son las que consiguen una mayor eficiencia. La primera de ellas, presenta, además, mejores resultados en cuanto a la energía inyectada en la red eléctrica ya que genera señales más suaves y favorables para su conexión a la red, satisfaciendo las dos finalidades que se persiguen. Sin embargo, los ambientes marinos son húmedos y altamente corrosivos debido a la salinidad del agua de mar. En consecuencia, el empleo de elementos como condensadores y baterías se deben reducir al mínimo imprescindible. En este sentido, la alternativa que incluye el empleo de un volante de inercia junto con un control de velocidad indirecto se presenta como la alternativa más idónea para este tipo de aplicaciones. Con esta última alternativa se consigue tener una eficiencia energética adecuada y reducir considerablemente las irregularidades de potencia provocadas por el oleaje.

7.2 Resumen de las principales aportaciones

A continuación se resumen las principales aportaciones de la presente tesis:

1. **Análisis del estado de la tecnología de las olas y de las corrientes marinas.**

En esta tesis se ha realizado un estudio profundo de los sistemas de extracción de la energía de las olas y de las corrientes marinas. Dicho estudio, además de presentar y clasificar los diferentes dispositivos captadores de olas y los diferentes dispositivos captadores de corrientes marinas, se ha centrado en el sistema de extracción de potencia o PTO (*Power Take-Off system*).

El sistema PTO se divide en tres etapas diferentes de conversión energética. En la primera etapa o conversión primaria la energía extraída del mar se transforma en un flujo de trabajo (agua, aceite o gas). En la conversión secundaria, dicho flujo de trabajo se transforma en electricidad a través de sistemas mecánicos, hidráulicos, neumáticos y/o eléctricos. Finalmente, la conversión terciaria es aquella en la que la energía eléctrica es modificada para hacer posible su conexión a red. Es en ésta última etapa, compuesta por generadores eléctricos, convertidores de potencia, transformadores y equipos de protección (entre otro tipo de elementos) junto con la conversión secundaria, donde se ha comprobado que se deben centrar los mayores esfuerzos tecnológicos para conseguir la industrialización de los captadores de energía.

Tal y como se ha indicado, la conversión secundaria junto con la conversión terciaria son aquellas donde se deben implementar mejoras en los métodos de control enfocados a maximizar la potencia extraída. Asimismo, es aquí donde se deben implementar sistemas de almacenamiento temporal de energía, cuya finalidad es eliminar y/o disminuir las fluctuaciones que contiene la señal eléctrica generada para su posterior inyección a la red eléctrica.

Por otro lado, se ha comprobado que la mayor parte de los captadores de energía estudiados disponen de convertidores de potencia clásicos (dos niveles y tres fases). En esta tesis se propone la instalación de un tren de potencia multifase, es decir, la combinación de generador y, por consiguiente, convertidor de potencia multifase, como una buena solución para el procesado de los elevados niveles de energía que se les atribuye a estas dos tecnologías, así como aportar una mayor fiabilidad a dichos sistemas, dado que un sistema multifase podrá seguir en funcionamiento siempre que tenga al menos tres de sus fases operativas.

Todo esto ha dado lugar a un artículo científico que ha sido publicado en la revista *Renewable & Sustainable Energy Reviews* (JCR: 5.510) y, a tres artículos de carácter nacional publicados en las revistas *Ekaia* y *Elhuyar*, así como una publicación en congreso nacional y dos aportaciones web.

2. Aspectos generales de la tecnología multinivel multifase.

En esta tesis se identifica al convertidor de potencia del que disponen los captadores de energía como un elemento en el que se deben invertir mayores esfuerzos tecnológicos para conseguir su entrada en el mercado. Este hecho ha derivado en un amplio estudio. Por un lado se han estudiado las principales arquitecturas de convertidores multinivel, a raíz de éste análisis se ha

concluido como la más apropiada la topología NPC (*Neutral Point Clamped Converter*) y, proponiendo una estructura multifase como alternativa a la trifásica que habitualmente se emplea. Por otro lado, se ha realizado un análisis de varias estrategias de modulación para este tipo de convertidor. Se han descrito tanto estrategias de modulación trifásicas como estrategias multifase con el objetivo de asentar conocimientos y localizar las ventajas y desventajas de cada una de ellas.

Todo esto ha dado lugar a dos publicaciones en congreso, una nacional (SAAEI) y otra internacional (ICREP'Q).

3. Mejora de algoritmos de modulación enfocados a los convertidores multinivel de fijación por diodos multifase.

Los algoritmos de modulación para convertidores de potencia multinivel y multifase son complejos y tediosos. Como consecuencia, se han propuesto tres técnicas de modulación novedosas para el convertidor NPC de tres niveles y m fases. El primer algoritmo de modulación propuesto se caracteriza por su sencillez y lo intuitivo de extensión a convertidores de m ramas. La distribución de las tensiones de los condensadores del bus es controlada por el propio algoritmo y se consigue una reducción de las pérdidas de conmutación al fijar en cada ciclo una de las fases del convertidor a uno de los tres niveles del mismo. Sin embargo, las oscilaciones de tensión de baja frecuencia del punto neutro no pueden ser eliminadas.

El segundo algoritmo aportado es una mejora respecto al primero pudiendo, bajo ciertas condiciones de operación, tener un control total sobre la corriente generada a través del punto neutro.

La tercera estrategia que se aporta en esta tesis consigue solventar las dos principales problemáticas del convertidor NPC multifase. Se ha conseguido realizar un algoritmo que de forma continua y bajo cualquier condición de operación, tiene un absoluto control sobre la corriente generada a través del punto neutro. En consecuencia, por un lado, la distribución de la tensión sobre los condensadores que forman el bus de continua se encuentra en equilibrio en todo momento y, por otro lado, las oscilaciones de tensión de baja frecuencia son completamente eliminadas. Asimismo, este algoritmo goza de una gran sencillez y facilidad de extensión a m fases. Para todos ellos se han presentado resultados tanto en simulación como experimentales sobre una bancada experimental de 20 kW que prueban su validez. Dicha plataforma experimental ha sido desarrollada por la División de Energía y Medio Ambiente de Tecnalia *Research & Innovation*.

Todo esto ha derivado en dos publicaciones en congreso (SAAEI congreso

nacional e IECON congreso internacional), así como un artículo reciente enviado (pendiente de ser aceptado) a la revista IEEE Transactions on Power Electronics (JCR: 5.726).

4. Mejora de estrategias de control para turbinas de baja inercia enfocadas a la máxima extracción de potencia.

En la literatura técnica se propone una extensa variedad de alternativas al control para dispositivos OWC. En su mayoría, hacen alusión a captadores OWC fijos. En este trabajo se han propuesto tres estrategias de control para captadores OWC flotantes, ya que se cree que, debido a los problemas en cuanto a la adecuada ubicación que tienen los captadores fijos, el despliegue a gran escala residirá en los captadores flotantes.

En esta tesis se proponen tres estrategias de control del generador destinadas a captadores OWC que incluyan turbinas de aire tipo Wells. Dichas metodologías de control comprenden tanto sistemas de almacenamiento de energía eléctricos como sistemas mecánicos.

La primera estrategia de control está enfocada a dispositivos OWC con turbinas de baja inercia que incluyan supercondensadores. Esta ley de control optimiza la eficiencia de la captura de energía por medio de un controlador de velocidad instantánea que permite la variación de la velocidad de rotación de la turbina en una base de ola a ola. Además, la calidad de la potencia de la energía eléctrica inyectada en la red también se ve optimizada. La segunda y tercera ley de control se han desarrollado para sistemas OWC que incorporan un volante de inercia. Se proponen controladores de velocidad cuasi constantes y variables. Estas leyes de control no maximizan la eficiencia del sistema, pero permiten el uso de una electrónica de potencia más simple, más pequeña y más barata. Asimismo, la calidad de la energía también es mejorada.

Los algoritmos de control han sido validados tanto en simulación como en un banco de ensayos. Este último ha sido desarrollado por la *University College of Cork, Hydraulics & Maritime Research Centre* (HMRC), Irlanda. Para ello, todas las metodologías de control propuestas han sido ensayadas con diferentes estados de mar, es decir, en diferentes condiciones energéticas de oleaje.

Todo ello ha derivado en una publicación en la revista IEEE Transactions on Energy Conversion (JCR: 3.353) y, en un reciente artículo enviado (pendiente de ser aceptado) a la revista Renewable Energy (JCR: 3.361).

Tabla 7.1: Publicaciones derivadas de la presente tesis con los capítulos correspondientes.

Capítulo	Título	Publicación
2	Energía de mar: conceptos básicos	R1, R2, R4 R5, N3, W1, W2
3	Convertidores de potencia: arquitecturas	I2, N2
4	Estrategias de modulación	
5	Algoritmos de modulación propuestos	R7, I1, N1
6	Alternativas al control de un dispositivo OWC	R3, R6

Ix: congreso internacional

Nx: congreso nacional

Rx: revista científico-técnica

Wx: publicación web (online)

7.3 Publicaciones derivadas del presente trabajo

El trabajo desarrollado en esta tesis ha sido parcialmente publicado en varias revistas, congresos internacionales y congresos nacionales. En la tabla 7.1 se relacionan los trabajos publicados con los capítulos de la presente tesis. Las publicaciones derivadas de esta tesis son:

- **Publicaciones en revistas científico-técnicas.**

- R1) **I. López.** “*BIMEP, olatu-energia Euskadin da*”, Elhuyar, vol. 314, pp 43-46, 2014.
- R2) **I. López, J. Andreu, S. Ceballos, I. Martínez de Alegría, I. Kortabarria.** “*Review of wave energy technologies and the necessary power-equipment*”, Renewable & Sustainable Energy Reviews, vol. 27, pp. 413-434, 2013. Índice de impacto (**JCR**): **5.510**.
- R3) S. Ceballos, J. Rea, **I. López**, J. Pou, E. Robles, D. O’Sullivan. “*Efficiency Optimization in Low Inertia Wells Turbine-Oscillating Water Column Devices*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 28, pp. 553-564, 2013. Índice de impacto (**JCR**): **3.353**.
- R4) **I. López, J. Andreu, I. Kortabarria, I. Martínez de Alegría, S. Ceballos.** “*Olatuak, potentzial handiko energia-iturria*”, Elhuyar, vol. 296, pp. 43-49, 2013.
- R5) **I. López, J. Andreu, I. Martínez de Alegría, I. Kortabarria, S. Ceballos, J.R. Etxebarria** “*Olatu-energiaren bilakaera*”, Ekaia, vol. 25, pp.

171-198, 2012.

- R6) S. Ceballos, J. Rea, E. Robles, **I. López**, J. Pou and D. O’Sullivan. “Control Strategies for Combining Local Energy Storage with Wells Turbine Oscillating Water Column Devices”, Renewable Energy, **primera revisión, pendiente de aceptación**. Índice de impacto (JCR): **3.361**.
- R7) **I. López**, S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, J. Andreu, I. Kortabarria. “Modulation Strategy for Multiphase Neutral-Point-Clamped Converters”, IEEE Transactions on Power Electronics, **segunda revisión, pendiente de aceptación**. Índice de impacto (JCR): **5.726**.

- **Publicaciones en congresos internacionales.**

- 11) **I. López**, S. Ceballos, J. Andreu, I. Kortabarria, J. Pou. “PWM algorithm with adaptive offset for Three-level Multi-phase neutral-point-clamped converters”, IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 1183-1188. Viena (Austria), 2013.
- I2) **I. López**, S. Ceballos, J. Andreu, I. Martínez de Alegría, I. Kortabarria. “Review of Modulation Algorithms for Neutral-Point-Clamped Multilevel Converter”, Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ), pp. 1-6, Bilbao (España), 2013.

- **Publicaciones en congresos nacionales.**

- N1) **I. López**, S. Ceballos, A. Matallana, I. Martínez de Alegría, I. Kortabarria. “Algoritmo de Modulación basado en PWM para Convertidores de Fijación por Diodos Multinivel y Multifase”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), pp. 1-6, Tángier (Marruecos), 2014.
- N2) **I. López**, S. Ceballos, J. Andreu, I. Martínez de Alegría, I. Kortabarria. “Convertidor multinivel de fijación por diodos: algoritmos de modulación”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), pp. 1-6, Madrid (España), 2013.
- N3) **I. López**, J. Andreu, J.L Villate, J.L. Martín, V. Santamaría. “Estado de la Tecnología de las Energías Marinas”, Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación (SAAEI), pp. 309-314, Badajoz (España), 2011.

- **Publicaciones web.**

El Diccionario Enciclopédico de la Energía (*Energiaren Hiztegi Entziklope-*

dikoa) es un trabajo realizado por la Fundación Elhuyar para el Ente Vasco de Energía (EVE). En éste diccionario enciclopédico se describen conceptos relacionados con la energía. Además de ser una obra de consulta para el público técnico, profesionales y expertos, también llega a un público más amplio, dado que la información sobre el mundo energético es requerida desde muchos ámbitos, tales como la educación y los medios de comunicación. Desde 2002 éste diccionario está accesible en Internet.

El contenido de este diccionario ha sido elaborado por un numeroso grupo de expertos en la materia, de entre los cuales se ha formado parte aportando las siguientes publicaciones:

- W1) **I. López**, J. Andreu. “*Olatu-energia*”, EVE Hiztegi Entziklopedikoa (url: <http://www.eve.es/La-energia/Diccionario.aspx>), 2014.
- W2) **I. López**. “*Marea-energia*”, EVE Hiztegi Entziklopedikoa (url: <http://www.eve.es/La-energia/Diccionario.aspx>), 2014.

7.4 Líneas de trabajo futuro

En esta sección se presentan varias líneas de investigación que propone el autor para dar continuidad al trabajo presentado en esta tesis. Estas líneas son:

- **Obtención de resultados experimentales con la estrategia de modulación combinada con inyección de secuencia cero.**

En la presente tesis se han propuesto tres estrategias de modulación diferentes para convertidores NPC de tres niveles y m fases. La estrategia de modulación denominada algoritmo combinado con inyección de secuencia cero (capítulo 5, sección 5.4), ha sido presentada únicamente con los resultados obtenidos en simulación. Es por ello que se propone como nueva línea de investigación la obtención de resultados experimentales con dicha estrategia de modulación a fin de poder validarla completamente.

- **Adaptación de los algoritmos de modulación enfocados a convertidores NPC de m fases y n niveles.**

Para poder definir a un convertidor como multinivel, éste debe ser capaz de generar como mínimo tres niveles de tensión diferentes en cada una de sus ramas. La opción más extendida es el empleo de tres niveles de tensión para sintetizar la salida de tensión del convertidor. Sin embargo, el aumento del número de niveles incrementa las ventajas de las que por sí goza la

arquitectura multinivel. De esta forma, para poder dar servicio a la creciente demanda de aumento de potencia por parte de ciertas aplicaciones, así como cumplir con rigurosidad las normativas de procesamiento energético (reducción de contenido armónico de tensiones y corriente), el empleo de convertidores multinivel y multifase puede ser una solución. Actualmente, en la literatura técnica no existen muchas referencias a estrategias de modulación encaminadas a este tipo de convertidores de n niveles y m fases que sean simples e intuitivas. Por esta razón, se propone investigar en esta línea para, así, completar la estrategia moduladora.

- **Combinación de la estrategia moduladora previa con las propuestas de control presentadas para dispositivos OWC.**

Uno de los campos que se intuyen más que probables para la introducción de convertidores multinivel y multifase es el área de las energía marinas. En esta tesis se han descrito una variedad de alternativas de control buscando la extracción de la máxima potencia enfocadas a dispositivos OWC. Sin embargo, en los lazos de regulación expuestos el convertidor de potencia empleado es un convertidor clásico de dos niveles. Se presenta por lo tanto como nueva línea de investigación el estudio del empleo combinado del convertidor multinivel multifase aplicando las modulaciones en el punto anterior, y las estrategias de control propuestas a fin de completar el trabajo descrito en esta tesis.

7.5 Agradecimientos

Este trabajo ha sido desarrollado en la Unidad de Formación e Investigación UFI11/16 de la UPV/EHU y financiada por el Departamento de Educación, Universidades e Investigación del Gobierno Vasco en base a las ayudas para el programa predoctoral de formación de personal investigador no doctor RBF1-2010-203, RBF1-2011-167, RBF1-2012-101, PRE-2013-2-425.

Bibliografía

- [1] B. Drew, A. Plummer, and M. Sahinkaya, "A review of wave energy converter technology," in *Power and Energy*, vol. 223, 2009, pp. 887–902.
- [2] J. King and T. Tryfonas, "Tidal stream power technology - state of the art," in *Oceans-Europe*, 2009, pp. 1–8.
- [3] F. Rourke, "Marine current energy devices: Current status and possible future applications in Ireland," in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, 2010, pp. 1026–1036.
- [4] E. Ward and H. Harer, "Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor," in *Institution of Electrical Engineers*, vol. 116, no. 6, 1969, pp. 980–984.
- [5] F. Terrien, S. Siala, and P. Noy, "Multiphase induction motor sensorless control for electric ship propulsion," in *Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, vol. 2, no. 498, 2004, pp. 556–561.
- [6] L. Parsa and H. Toliyat, "Five-phase permanent magnet motor drives for ship propulsion applications," in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2005, pp. 371–378.
- [7] A. Nanoty and A. Chudasama, "Design of multiphase induction motor for electric ship propulsion," in *IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, 2011, pp. 283–287.
- [8] G. Singh, K. Yadav, and R. P. Saini, "A self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation," in *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, 2007, pp. 690–695.
- [9] S. Brisset, D. Vizireanu, and P. Brochet, "Design and optimization of a nine-phase axial-flux PM synchronous generator with concentrated winding for

- direct-drive wind turbine,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 3, 2008, pp. 707–715.
- [10] M. Duran, S. Kouro, B. Wu, E. Levi, F. Barrero, and S. Alepuz, “Six-phase pmsg wind energy conversion system based on medium-voltage multilevel converter,” in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011, pp. 1–10.
- [11] M. Simoes and P. Vieira, “A high-torque low-speed multiphase brushless machine—a perspective application for electric vehicles,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, 2002, pp. 1154–1164.
- [12] W. Lhomme, P. Delarue, X. Kestelyn, P. Sandulescu, and A. Bruyere, “Control of a combined multiphase electric drive and battery charger for electric vehicle,” in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2013, pp. 1–10.
- [13] X. Niu, N. Schofield, and A. Al-Adsani, “Comparison of 3- and 9-phase brushless PM drive systems for aerospace actuation,” in *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2012, pp. 1–6.
- [14] L. De Lillo, L. Empringham, P. Wheeler, S. Khwan-On, C. Gerada, M. Othman, and X. Huang, “Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, 2010, pp. 575–583.
- [15] E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, 2008, pp. 1893–1909.
- [16] C. Hodge, S. Williamson, and S. Smith, “Direct drive marine propulsion motors,” in *International Congress on Electrical Machines (ICEM)*, no. 87, 2002, pp. 1–6.
- [17] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. Toliyat, and S. Williamson, “Multiphase induction motor drives - a technology status review,” in *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, 2007, pp. 489–516.
- [18] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. Pontt, and S. Kouro, “Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, 2007, pp. 2930–2945.
- [19] L. Franquelo, J. Rodríguez, J. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. Prats, “The age of multilevel converters arrives,” in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, 2008, pp. 28–39.

- [20] J. Rodríguez, L. Franquelo, S. Kouro, J. Leon, R. Portillo, M. Prats, and M. Perez, "Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, 2009, pp. 1786–1817.
- [21] G. Adam, K. Ahmed, S. Finney, and B. Williams, "Modular multilevel converter for medium-voltage applications," in *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2011, pp. 1013–1018.
- [22] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. Perez, and J. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, 2010, pp. 2553–2580.
- [23] M. Chaves, E. Margato, J. Silva, S. Pinto, and J. Santana, "HVDC transmission systems: Bipolar back-to-back diode clamped multilevel converter with fast optimum-predictive control and capacitor balancing strategy," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 7, pp. 1436 – 45, 2011.
- [24] Z. Chen, X. Xiao, H. Wang, and M. Liu, "Analysis of converter topological structure for direct-drive wind power system with pmsg," in *International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, 2010, pp. 1–5.
- [25] M. Jones, O. Dordevic, N. Bodo, and E. Levi, "PWM algorithms for multilevel inverter supplied multiphase variable-speed drives," in *Electronics*, vol. 16, no. 1, 2012, pp. 22–31.
- [26] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 17, 1981, pp. 518–523.
- [27] T. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," in *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 1, 1992, pp. 39–403.
- [28] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "A nonconventional power converter for plasma stabilization," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, 1990, pp. 212–219.
- [29] T. Prathiba and P. Renuga, "A comparative study of total harmonic distortion in multilevel inverter topologies," in *Information Engineering and Applications (IISTE)*, vol. 2, no. 3, 2012, pp. 26–36.
- [30] A. Sanchez-Ruiz, M. Mazuela, S. Alvarez, G. Abad, and I. Baraia, "Medium voltage high power converter topologies comparison procedure for a 6.6 kv

- drive application using 4.5 kV IGBT modules,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, 2012, pp. 1462–1476.
- [31] S. Ceballos, “Mejora en la fiabilidad y en el control de tensión de punto neutro en convertidores de fijación por diodos de tres niveles,” Ph.D. dissertation, Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Bilbao, 2008.
- [32] M. Prats, J. Leon, R. Portillo, L. Fraquelo, and E. Dominguez, “Three-dimensional space-vector modulation algorithm for four-leg multilevel converters using abc coordinates,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, 2006, pp. 458–466.
- [33] O. López, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, and F. Freijedo, “Multilevel multiphase space vector PWM algorithm with switching state redundancy,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, 2009, pp. 792–804.
- [34] L. Gao and J. Fletcher, “A space vector switching strategy for three-level five-phase inverter drives,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, 2010, pp. 2332–2343.
- [35] O. Dordevic, E. Levi, and M. Jones, “A vector space decomposition based space vector pwm algorithm for a three-level seven-phase voltage source inverter,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, 2013, pp. 637–649.
- [36] O. López, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, and F. Freijedo, “Multilevel multiphase space vector PWM algorithm with switching state redundancy,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, 2009, pp. 792–803.
- [37] M. Duran and E. Levi, “Multi-dimensional approach to multi-phase space vector pulse width modulation,” in *IEEE Industrial Electronics Conference (IECON)*, 2006, pp. 2103–2108.
- [38] European Commission, “Communication from the commission to the european parliament, the council, the european economic and social committee and the committee of the regions on blue energy: Action needed to deliver on the potential of ocean energy,” Communication from the Commission to the European Parliament, Tech. Rep., 2014.
- [39] Marine Energy, “Global Technology Review 2013,” Marine Energy Matters, Private Limited Company, 2013.
- [40] ExxonMobil, “2012 the outlook for energy: A view to 2040,” Exxonmobil, Tech. Rep., 2012.

- [41] Carbon Trust, “Future Marine Energy. Results of the Marine Energy Challenge: Cost competitiveness and growth of wave and tidal stream energy,” CARBON TRUST, Tech. Rep., 2006.
- [42] M. Güney and K. Kaygusuz, “Hydrokinetic energy conversion systems: A technology status review,” in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, 2010, pp. 2996–3004.
- [43] [Online]. Available: <http://www.aquaret.com>
- [44] Carbon Trust, “Accelerating marine energy,” Carbon Trust, Tech. Rep., 2011.
- [45] H. Hamed, H. Aly, and M. El-Hawary, “State of the art for tidal currents electric energy resources,” in *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, (CCECE)*, 2011, pp. 1119–1124.
- [46] A. Clement, P. McCullen, A. Falcao, A. Fiorentino, F. Gardner, K. Hammarlund, G. Lemonis, T. Lewis, K. Nielsen, S. Petroncini, M. Pontes, P. Schild, B. Sjostrom, H. Sorensen, and T. Thorpe, “Wave energy in europe: current status and perspectives,” in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 6, no. 5, 2002, pp. 405–431.
- [47] J. L. Villate, “Situación actual de las energías marinas y perspectivas de futuro,” in *Seminario Anual de Automática, Electrónica e Instrumentación (SAAEI)*, 2010.
- [48] B. Drew, A. Plummer, and M. Sahinkaya, “A review of wave energy converter technology,” in *Power and Energy*, vol. 223, no. A8, 2009, pp. 887–902.
- [49] I. López, J. Andreu, S. Ceballos, I. Martínez de Alegría, and I. Kortabarria, “Review of wave energy technologies and the necessary power-equipment,” in *Renewable & Sustainable Energy Reviews*, vol. 27, 2013, pp. 413–434.
- [50] B. Czech and P. Bauer, “Wave energy converter concepts: design challenges and classification,” in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 6, 2012, pp. 4–16.
- [51] R. Pelc and R. M. Fujita, “Renewable energy from the ocean,” in *Marine Policy*, vol. 26, no. 6, 2002, pp. 471–479.
- [52] “Boletín de inteligencia tecnológica,” Marine Policy.
- [53] A. Falcao, “Wave energy utilization: A review of the technologies,” in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, no. 3, 2010, pp. 899–918.

- [54] M. Lagoun, A. Benalia, and M. Benbouzid, “Ocean wave converters: State of the art and current status,” in *IEEE International Energy Conference and Exhibition (EnergyCon)*, 2010, pp. 636–641.
- [55] [Online]. Available: <http://www.pelamiswave.com>
- [56] [Online]. Available: <http://www.wavedragon.net>
- [57] [Online]. Available: www.oceanpowertechnologies.com
- [58] H. Polinder, M. E. C. Damen, and F. Gardner, “Design, modelling and test results of the aws pm linear generator,” in *European Transactions on Electrical Power*, vol. 15, 2005, pp. 245–256.
- [59] [Online]. Available: <http://www.awsocan.com>
- [60] Queen’s University of Belfast, “Islay limplet wave power plant,” Queen’s University of Belfast, Tech. Rep., 2002.
- [61] Y. Torre-Enciso, I. Ortubia, L. López de Aguilera, and J. Marques, “Mutriku wave power plant: from the thinking out to the reality,” in *European Wave and Tidal energy Conference*, 2009, pp. 319–329.
- [62] [Online]. Available: <http://www.oceanlinx.com>
- [63] R. Dettmer, “Push and pull,” *Engineering Technology*, vol. 3, no. 20, pp. 26–29, 2008.
- [64] [Online]. Available: <http://www.wavestarenergy.com>
- [65] L. Marquis, M. Kramer, J. Kringelum, J. Chozas, and N. Helstrup, “Introduction of wavestar wave energy converters at the danish offshore wind power plant horns rev 2.” in *International Conference on Ocean Energy (ICOE)*, 2012, pp. 1–6.
- [66] J. Chozas, M. Kramer, H. Soerensen, and J. Kofoed, “Combined production of a full-scale wave converter and a full-scale wind turbine - a real case study,” in *International conference on Ocean Energy*, 2012, pp. 1–7.
- [67] [Online]. Available: <http://www.aquamarinepower.com>
- [68] Department of Energy & Climate Change, “Department of Energy & Climate Change, UK offshore energy sea (UK OESEA2),” Department of Energy & Climate Change, Tech. Rep., 2010.
- [69] [Online]. Available: www.emec.org.uk
- [70] [Online]. Available: <http://www.atlantisresourcescorporation.com/>

- [71] [Online]. Available: <http://www.seageneration.co.uk/>
- [72] [Online]. Available: <http://www.blueenergy.com>
- [73] “Ocean energy technology: The davis hydro turbine,” in *Refocus*, vol. 2, no. 2, 2001, pp. 44–47.
- [74] [Online]. Available: <http://www.biopowersystems.com/>
- [75] [Online]. Available: <http://www.engb.com>
- [76] “Stingray tidal stream energy device – phase 1,” The Engineering Business, Tech. Rep., 2001.
- [77] “Stingray tidal stream energy device – phase 2,” The Engineering Business, Tech. Rep., 2003.
- [78] “Stingray tidal stream energy device – phase 3,” The Engineering Business, Tech. Rep., 2005.
- [79] [Online]. Available: <http://www.openhydro.com>
- [80] [Online]. Available: <http://www.atlantisresourcescorporation.com>
- [81] [Online]. Available: <http://www.flumill.com>
- [82] “Tidal energy from distant to near future,” Flumil, Tech. Rep., 2009.
- [83] [Online]. Available: <http://www.minesto.com>
- [84] P. F. Díez, “Técnicas que aprovechan la energía de las olas (—),” Departamento de Ingeniería Eléctrica y Energética, Universidad de Cantabria, Tech. Rep., 2004.
- [85] J. Khan, A. Moshref, and G. Bhuyan, “A generic outline for dynamic modeling of ocean wave and tidal current energy conversion systems,” in *Power & Energy Society General Meeting (PEZ)*, 2009, pp. 1–6.
- [86] M. Takao and T. Setoguchi, “Current status of self rectifying air turbines for wave energy conversion,” in *Energy Conversion and Management*, vol. 47, no. 15,16, 2006, pp. 2382–2396.
- [87] ———, “Air turbines for wave energy conversion,” in *International Journal of Rotating Machinery*, 1-6, 2012.
- [88] D. O’Sullivan, D. Mollaghan, A. Blavette, and R. Alcorn, “Dynamic characteristics of wave and tidal energy converters & a recommended structure for development of a generic model for grid connection,” *International Energy*

- Agency Implementing Agreement on Ocean Energy Systems, Tech. Rep., 2010.
- [89] A. Gareev, “Analysis of variable pitch air turbines for oscillating water column (owc) wave energy converters.” University of Wollongong. School of Mechanical, Material and Mechatronic Engineering., Tech. Rep., 2011.
- [90] O. Paish, “Small hydro power: technology and current status,” in *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 6, no. 6, 2002, pp. 537–556.
- [91] S. Dixon and C. Hall, “Chapter 9 hydraulic turbines,” in *Fluid Mechanics and Thermodynamics of Turbomachinery (Sixth Edition)*. Butterworth-Heinemann, 2010, pp. 303–355.
- [92] [Online]. Available: www.pulsetidal.com
- [93] A. Weinstein, G. Fredrikson, L. Claeson, J. Forsberg, M. Parks, K. Nielsen, M. Jenses, K. Zandiyeh, P. Frigaard, M. Kramer, and T. Andersen, “Aquabuoy-the offshore wave energy converter numerical modeling and optimization,” in *OCEANS*, vol. 4, 2003, pp. 1988–1995.
- [94] R. Henderson, “Design, simulation, and testing of a novel hydraulic power take-off system for the pelamis wave energy converter,” in *Renewable Energy*, vol. 31, no. 2, 2006, pp. 271–283.
- [95] M. Mueller, “Electrical generators for direct drive wave energy converters,” in *IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, vol. 149, no. 4, 2002, pp. 446–456.
- [96] R. Ummaneni, J. Brennvall, and R. Nilssen, “Convert low frequency energy from wave power plant to high frequency energy in linear electrical generator with gas springs,” in *Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference (POWERCON)*, 2008, pp. 1–5.
- [97] N. Kimoulakis, A. Kladas, and J. Tegopoulos, “Power generation optimization from sea waves by using a permanent magnet linear generator drive,” in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 44, no. 6, 2008, pp. 1530–1533.
- [98] N. M. Kimoulakis, P. E. Kakosimos, and A. G. Kladas, “Power generation by using point absorber wave energy converter coupled with linear permanent magnet generator,” in *Mediterranean Conference and Exhibition on Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower)*, 2010, pp. 1–5.
- [99] [Online]. Available: <http://www.seabased.com>

- [100] L. Jonsson and M. Krell, “Evaluating the potential of seabased’s wave power technology in new zealand,” Uppsala University, Tech. Rep., 2011.
- [101] C. Balazs, P. Bauer, H. Polinder, Y. Zhou, and P. Korondi, “Comparing the electrical transmission systems for archimedes wave swing parks,” in *European Wave and Tidal Energy Conference*, no. 11, 2009, pp. 36–43.
- [102] [Online]. Available: <http://www.voith.com>
- [103] “Simple and robust solutions for tidal current power generation,” Royal Belgian Institute of Marine Engineers, Tech. Rep., 2009.
- [104] [Online]. Available: <http://www.tocardo.com>
- [105] D. O’Sullivan and T. Lewis, “Generator selection for offshore oscillating water column wave energy converters,” in *International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, vol. 1790, 2008, pp. 1813–1820.
- [106] D. O’Sullivan and A. Lewis, “Generator selection and comparative performance in offshore oscillating water column ocean wave energy converters,” in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, 2011, pp. 603–614.
- [107] S. Matthews, J. Adams, B. Valpy, and D. Krohn, “Marine Energy in the UK, State of the Industry Report,” in *Renewable*, 2012, pp. 1–6.
- [108] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. Perez, and J. Leon, “Recent advances and industrial applications of multilevel converters,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, 2010, pp. 2553–2580.
- [109] D. Planson, D. Tournier, P. Bevilacqua, N. Dheilily, H. Morel, C. Raynaud, M. Lazar, D. Bergogne, B. Allard, and J. P. Chante, “Sic power semiconductor devices for new applications in power electronics,” in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, 2008, pp. 2457–2463.
- [110] D. Disney and Z. Shen, “Review of silicon power semiconductor technologies for power supply on chip and power supply in package applications,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 9, 2013, pp. 4168–4181.
- [111] J. L. Rodríguez and F. Peng, “Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and applications,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, 2002, pp. 724–738.
- [112] I. López, S. Ceballos, J. Andreu, I. Martínez de Alegría, and I. Kortabarría, “Review of modulation algorithms for neutral-point-clamped multile-

- vel converter,” in *Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ)*, 2013, pp. 1–6.
- [113] J. Pou, D. Boroyevich, and R. Pindado, “Effects of imbalances and non-linear loads on the voltage balance of a neutral-point-clamped inverter,” in *IEEE Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC)*, vol. 1, 2003, pp. 53–58.
- [114] J. Pou, R. Pindado, D. Boroyevich, and P. Rodríguez, “Evaluation of the low-frequency neutral-point voltage oscillations in the three-level inverter,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 6, 2005, pp. 1582–1588.
- [115] O. Vodyakho, T. Kim, S. Kwak, and C. S. Edrington, “Comparison of the space vector current controls for shunt active power filters,” in *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 6, 2009, pp. 653–664.
- [116] C. Wu, W. Lau, and H. Chung, “A five-level neutral-point-clamped h-bridge PWM inverter with superior harmonics suppression: a theoretical analysis,” in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, vol. 5, 1999, pp. 198–201.
- [117] K. Ma and F. Blaabjerg, “Multilevel converters for 10 MW wind turbines,” in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, vol. 30, 2011, pp. 1–10.
- [118] C. Attaianesi, M. Di Monaco, and G. Tomasso, “Three-phase three-level active npc converters for high power systems,” in *International Symposium on Power Electronics Electrical Drives Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2010, pp. 204–209.
- [119] J. Li, A. Huang, Z. Liang, and S. Bhattacharya, “Analysis and design of active NPC (ANPC) inverters for fault-tolerant operation of high-power electrical drives,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, 2012, pp. 519–533.
- [120] A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in *IEEE Bologna Power Tech Conference*, 2003, pp. 1–6.
- [121] S. Allebrod, R. Hamerski, and R. Marquardt, “New transformerless, scalable modular multilevel converters for hvdc-transmission,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2008, pp. 174–179.
- [122] J. Zhao, C. Gao, K. Cao, X. Yang, W. Mao, and J. Jiang, “Research on high-voltage large-capacity modular multilevel converter (MMC) system,”

- in *International Conference on Intelligent System Design and Engineering Application (ISDEA)*, 2012, pp. 1470–1474.
- [123] F. Mekri, S. Benelghali, M. Benbouzid, and J. Charpentier, “A fault-tolerant multiphase permanent magnet generator for marine current turbine applications,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2011, pp. 2079–2084.
- [124] N. Gargov and A. Zobaa, “Multiphase tubular permanent magnet linear generator for wave energy converters,” in *IET Conference on Renewable Power Generation (RPG)*, 2011, pp. 1–5.
- [125] N. Muller, S. Kouro, M. Malinowski, S. Rivera, and B. Wu, “Cascaded h-bridge multilevel converter interface for wave dragon energy conversion system,” in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2013, pp. 6201–6206.
- [126] Pou, “Modulation and control of three-phase PWM multilevel converters,” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de Catalunya (UPC), 2002.
- [127] O. López, “Space vector pulse-width modulation for multilevel multiphase voltage source converters,” Ph.D. dissertation, Vigo University, 2009.
- [128] J. Zaragoza, “Modulation strategies for the neutral-point-clamped converter and control of a wind turbine system,” Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de Catalunya, 2011.
- [129] X. Yuan and I. Barbi, “Fundamentals of a new diode clamping multilevel inverter,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 4, 2000, pp. 711–718.
- [130] S. Buquets-Monge, S. Alepuz, J. Bordonau, and J. Peracaula, “Voltage balancing control of diode-clamped multilevel converters with passive front-ends,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2007, pp. 544–549.
- [131] L. Tolbert and F. Peng, “Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems,” in *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 2, 2000, pp. 1271–1274.
- [132] N. Schibli, T. Nguyen, and A. Rufer, “A three-phase multilevel converter for high-power induction motors,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, 1998, pp. 978–986.
- [133] M. Marchesoni and M. Mazzucchelli, “Multilevel converters for high po-

- wer ac drives : a review,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 1993, pp. 38–43.
- [134] R. Teoderescu, F. Blaabjerg, E. Pedersen, E. Cengelci, and P. Enjeti, “Multilevel inverter by cascading industrial vsi,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, 2002, pp. 823–838.
- [135] M. Manjrekar, P. Steimer, and T. Lipo, “Hybrid multilevel power conversion system: A competitive solution for high-power applications,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, 2000, pp. 834–841.
- [136] J. Rodríguez, L. Morán, J. Pontt, J. Hernandez, L. Silva, C. Silva, and P. Lezana, “High-voltage multilevel converter with regeneration capability,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 4, 2002, pp. 839–846.
- [137] F. Peng, J.-S. Lai, W. Mckeever, and J. VanCoevering, “A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 5, 1996, pp. 1130–1138.
- [138] F.-S. Kang, S.-J. Park, S. Cho, C.-U. Kim, and T. Ise, “Multilevel pwm inverters suitable for the use of stand-alone photovoltaic power systems,” in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, 2005, pp. 906–915.
- [139] S. Kenzelmann, A. Rufer, M. Vasiladiotis, D. Dujic, F. Canales, and Y. De Novaes, “A versatile dc-dc converter for energy collection and distribution using the modular multilevel converter,” in *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011, pp. 1–10.
- [140] S. Xu, H. Rao, Q. Song, W. Liu, and X. Zhao, “Experimental research of mmc based vsc-hvdc system for wind farm integration,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, vol. 1, 2013, pp. 1–5.
- [141] Y. Jie, Y. Yuefeng, H. Zhiyuan, and W. Haitian, “System design of mmc vsc-hvdc demonstration project for windfarm connection,” in *International Conference on AC and DC Power Transmission (ACDC)*, 2012, pp. 1–6.
- [142] B. Gemmell, J. Dorn, D. Retzmann, and D. Soerangr, “Prospects of multilevel vsc technologies for power transmission,” in *IEEE Transmission and Distribution Conference and Exposition (PES)*, 2008, pp. 1–16.
- [143] W. Li, L. Gregoire, and J. Bélanger, “Control and Performance of a Modular Multilevel Converter System,” in *CIGRÉ*, 2011.

- [144] K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga, and H.-P. Nee, “A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency,” in *International Conference on Power Electronics (ECCE)*, 2011, pp. 991–998.
- [145] P. M. Meshram and V. Borghate, “A novel voltage balancing method applied to direct control strategy of mmc-hvdc system,” in *International Conference on Advances in Engineering, Science and Management (ICAESM)*, 2012, pp. 448–452.
- [146] J.-W. Moon, C.-S. Kim, J.-W. Park, D.-W. Kang, and J.-M. Kim, “Circulating current control in mmc under the unbalanced voltage,” in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 3, 2013, pp. 1952–1959.
- [147] J. Mei, K. Shen, B. Xiao, L. Tolbert, and J. Zheng, “A new selective loop bias mapping phase disposition pwm with dynamic voltage balance capability for modular multilevel converter,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, 2014, pp. 798–807.
- [148] C. Wu, W. Lau, and H. Chung, “A five-level neutral-point-clamped h-bridge PWM inverter with superior harmonics suppression: a theoretical analysis,” in *International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, vol. 5, 1999, pp. 198–201.
- [149] V. Guennegues, B. Gollentz, L. Leclere, F. Meibody-Tabar, and S. Rael, “Selective harmonic elimination pwm applied to h-bridge topology in high speed applications,” in *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2009, pp. 152–156.
- [150] T. Bruckner and S. Bernet, “Loss balancing in three-level voltage source inverters applying active npc switches,” in *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, 2001, pp. 1135–1140.
- [151] J. Sayago, S. Bernet, and T. Bruckner, “Comparison of medium voltage igbt-based 3l-anpc-vscs,” in *Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2008, pp. 851–858.
- [152] J. Li, S. Englebretson, and A. Huang, “Reliability comparison for 3l-npc and 3l-anpc converters for drives application,” in *International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2011, pp. 271–276.
- [153] P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke, L. Meysenc, M. Winkelkemper, and N. Celanovic, “Active neutral-point-clamped multilevel converters,” in *Power Electronics Specialist Conference (PESC)*, 2005, pp. 2296–2301.

- [154] K. Wang, Y. Li, and Z. Zheng, “A neutral-point potential balancing algorithm for five-level anpc converters,” in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011, pp. 1–5.
- [155] J. Leon, L. Franquelo, S. Kouro, B. Wu, and S. Vázquez, “Simple modulator with voltage balancing control for the hybrid five-level flying-capacitor based anpc converter,” in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2011, pp. 1887–1892.
- [156] K. Wang, Z. Zheng, Y. Li, K. Liu, and J. Shang, “Neutral-point potential balancing of a five-level active neutral-point-clamped inverter,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 5, 2013, pp. 1907–1918.
- [157] A. Tassarolo, G. Zocco, and C. Tonello, “Design and testing of a 45-mw 100-hz quadruple-star synchronous motor for a liquefied natural gas turbo-compressor drive,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, 2011, pp. 1210–1219.
- [158] A. Tassarolo, “Experimental performance assessment of multiphase alternators supplying multiple ac/dc power converters,” in *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2010, pp. 1–6.
- [159] —, “Modeling and analysis of multiphase electric machines for high-power applications,” Ph.D. dissertation, Scuola di dottorato di ricerca in ingegneria industrial, 2011.
- [160] H. Kim, K. Shin, S. Englebretson, N. Frank, and W. Arshad, “Analytical model of multiphase permanent magnet synchronous machines for energy and transportation applications,” in *IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2013, pp. 172–179.
- [161] A. Baltatanu and M. Florea, “Multiphase machines used in electric vehicles propulsion,” in *International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 2013, pp. 1–6.
- [162] G. Liu, J. Yang, W. Zhao, J. Ji, Q. Chen, and W. Gong, “Design and analysis of a new fault-tolerant permanent-magnet vernier machine for electric vehicles,” in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, 2012, pp. 4176–4179.
- [163] A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, and A. Serpi, “A multi-phase pm synchronous generator torque control for direct-drive wind turbines,” in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2012, pp. 962–968.
- [164] M. Elgenedy, A. Abdel-Khalik, A. Elserougi, S. Ahmed, and A. Massoud,

- “A new five-phase to three-phase back-to-back current source converter based wind energy conversion system,” in *IEEE Conference and Exhibition (GCC)*, 2013, pp. 193–198.
- [165] A. Damiano, I. Marongiu, A. Monni, and M. Porru, “Design of a 10 mw multi-phase pm synchronous generator for direct-drive wind turbines,” in *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 5266–5270.
- [166] F. Mekri, S. Ben Elghali, and M. Benbouzid, “Fault-tolerant control performance comparison of three- and five-phase pmsg for marine current turbine applications,” in *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 2, 2013, pp. 425–433.
- [167] N. Gargov and A. Zobaa, “Multi-phase air-cored tubular permanent magnet linear generator for wave energy converters,” in *Renewable Power Generation (IET)*, vol. 6, no. 3, 2012, pp. 171–176.
- [168] K. S. Khan, “Comparative analysis of multiphase machines,” Master’s thesis, Chalmers University of Technology, Department of Energy and Environment, 2008.
- [169] E. Levi, B. Nandor, O. Dordevic, and J. Jones, “Recent advances in power electronic converter control for multiphase drive systems,” in *IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2013, pp. 158–167.
- [170] N. Celanovic and D. Boroyevich, “A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 2, 2001, pp. 637–641.
- [171] M. Carpita, M. Marchesoni, M. Pellerin, and D. Moser, “Multilevel converter for traction applications: Small-scale prototype tests results,” in *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, 2008, pp. 2203–2212.
- [172] N. Mohan, T. Underland, and W. Robbins, *Power electronics: converters applications ans design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [173] J. Zaragoza, “Modulation strategies for the neutral-point-clamped converter and control of wind turbine systems,” Ph.D. dissertation, Universitat politécnica de Catalunya, 2011.
- [174] J. Pou, J. Zaragoza, S. Ceballos, M. Saeedifard, and D. Boroyevich, “A carrier-based pwm strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, 2012, pp. 305–314.

- [175] J. Pou, J. Zaragoza, P. Rodríguez, S. Ceballos, V. Sala, R. Burgos, and D. Boroyevich, “Fast-processing modulation strategy for the neutral-point-clamped converter with total elimination of low-frequency voltage oscillations in the neutral point,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2288–2294, 2007.
- [176] J. Pou, P. Rodríguez, V. Sala, J. Zaragoza, R. Burgos, and D. Boroyevich, “Fast-processing modulation strategy for the neutral-point-clamped converter with total elimination of the low-frequency voltage oscillations in the neutral point,” in *IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society (IECON)*, 2005, pp. 1–6.
- [177] O. López, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, and F. Freijedo, “Multilevel multiphase space vector pwm algorithm,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, 2008, pp. 1933–1942.
- [178] O. López, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, F. Freijedo, A. Nogueiras, and C. Penalver, “Multilevel multiphase space vector pwm algorithm applied to three-phase converters,” in *Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, 2008, pp. 3290–3295.
- [179] L. Gao and J. E. Fletcher, “A space vector switching strategy for three-level five-phase inverter drives,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, 2010, pp. 2332–2343.
- [180] J.-S. Hu, K.-Y. Chen, T.-Y. Shen, and C.-H. Tang, “Analytical solutions of multilevel space-vector PWM for multiphase voltage source inverters,” in *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 26, no. 5, 2011, pp. 1489–1502.
- [181] M. Irfan, P. Prasad, and P. Venugopal Rao, “Simulation of five-level five-phase SVPWM voltage source inverter,” in *International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES)*, 2010, pp. 1–5.
- [182] C. Newton and M. Sumner, “Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations,” in *Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting*, vol. 2, Oct 1997, pp. 1336–1343.
- [183] Y. Lee, R. Kim, and D. Hyum, “A novel svpwm strategy considering dc-link balancing for a multi-level voltage source inverter,” *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 1, pp. 509–514, March 1999.
- [184] A. Brendre, G. Venkataramanan, D. Rosene, and V. Srinivasan, “Modelling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-

- clamped inverter using multiple-carrier modulation,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 53, no. 3, pp. 718–726, Jun 2006.
- [185] J. Pou, J. Zaragoza, S. Ceballos, M. Saedifard, and D. Boroyevich, “A carrier-based pwm strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 642–651, feb. 2012.
- [186] O. Dordevic, M. Jones, and E. Levi, “A comparison of carrier-based and space vector pwm techniques for three-level five-phase voltage source inverters,” in *IEEE Transactions on industrial informatics*, vol. 9, no. 2, May 2013, pp. 609–619.
- [187] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutari, and G. Sciutto, “A new multilevel pwm method: a theoretical analysis,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 3, pp. 497–505, jul 1992.
- [188] J. Leon, S. Vazquez, J. Sanchez, R. Portillo, L. Franquelo, J. Carrasco, and E. Dominguez, “Conventional space-vector modulation techniques versus the single-phase modulator for multilevel converters,” in *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 57, no. 7, Jul. 2010, pp. 2473–2482.
- [189] E. Levi, D. Dujic, M. Jones, and G. Grandi, “Analytical determination of DC-bus utilization limits in multiphase VSI supplied AC drives,” in *IEEE Transactions Energy Converters*, vol. 23, no. 2, Jun. 2008, pp. 433–443.
- [190] Y. Lee, D. Kim, and D. Hyum, “Carrier based svpwm method for multilevel system with reduced hdf [harmonic distortion factor],” in *Industry Applications Conference*, 2000, pp. 1996–2003.
- [191] N. Celanovic and D. Boroyevich, “A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, no. 2, 2000, pp. 242–249.
- [192] J. Pou, D. Boroyevich, and R. Pindado, “Effects of imbalances and nonlinear loads on the voltage balance of a neutral-point-clamped inverter,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, 2005, pp. 123–131.
- [193] J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, E. Robles, P. Ibaez, and J. Villate, “A comprehensive study of a hybrid modulation technique for the neutral-point-clamped converter,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 2, 2009, pp. 294–304.
- [194] B. Cuan, J. Boake Trevor, and M. Whittaker, “Overview and initial opera-

- tional experience of the limpet wave energy plant,” in *International Offshore and Polar Engineering Conference*, 2002, pp. 586–594.
- [195] F. Neumann and I. Le Crom, “Pico owc - the frog prince of wave energy recent autonomous operational experience and plans for an open real-sea test centre in semi-controlled environment,” in *European Wave and Tidal Energy Conference (EWTEC)*, 2011, pp. 1–25.
- [196] H. Osawa, Y. Washio, T. Ogata, and Y. Tsuritani, “The offshore floating type wave power device “mighty whale” open sea tests, performance of the prototype,” in *International Offshore and Polar Engineering Conference*, 2002, pp. 1–6.
- [197] [Online]. Available: <http://www.pico-owc.net>
- [198] A. F. Falcao, “Control of an oscillating-water-column wave power plant for maximum energy production,” in *Applied Ocean Research*, no. 24, 2002, pp. 73–82.
- [199] J. Cruz, *Ocean Wave Energy: Current Status and Future Perspectives.*, Springer, Ed., 2008.
- [200] P. A. Justino and A. F. Falcao, “Rotational speed control of an owc wave power plant,” in *Journal of Offshore Mechanics and Arctic Engineering-Transactions*, vol. 121, 1999, pp. 65–70.
- [201] M. Alberdi, M. Amundarain, A. Garrido, I. Garrido, O. Casquero, and M. de la Sen, “Complementary control of oscillating water column-based wave energy conversion plants to improve the instantaneous power output,” in *IEEE Transactions Energy Conversion*, vol. 26, no. 4, 2011, pp. 1021–1032.
- [202] M. Alberdi, A. Amundarain, A. Garrido, I. Garrido, and F. Maseda, “Fault-ride-through capability of oscillating-water-column-based wave-power-generation plants equipped with doubly fed induction generator and air?ow control,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, 2011, pp. 1501–1517.
- [203] M. Amundarain, M. Alberdi, A. Garrido, and I. Garrido, “Control strategies for owc wave power plants,” in *American Control Conference*, 2010, pp. 4319–4324.
- [204] V. Jayashankar, K. Udayakumar, B. Karthikeyan, K. Manivannan, N. Venkataramanan, and S. Rangaprasad, “Maximizing power output from a wave energy plant,” in *IEEE Conference on Power Engineering Society Winter Meeting*, 2000, pp. 1796–1801.

- [205] M. A. Ormaza, M. A. Goitia, I. G. Hernández, and A. J. Hernández, “Wells turbine control in wave power generation plants,” in *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp. 177–182.
- [206] D. B. Murray, J. G. Hayes, M. G. Egan, and D. O’Sullivan, “Supercapacitor testing for power smoothing in a variable speed offshore wave energy converter,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2009, pp. 1933–1939.
- [207] J. Duquette, D. O’Sullivan, S. Ceballos, and R. Alcorn, “Design and construction of an experimental wave energy device emulator test rig,” in *European Wave Tidal Energy Conference*, 2009, pp. 1–5.
- [208] D. O’Sullivan and A. Lewis, “Generator selection and comparative performance in offshore oscillating water column ocean wave energy converters,” in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, 2011, pp. 603–614.
- [209] D. P. Cashman, D. O’Sullivan, M. G. Egan, and J. G. Hayes, “Modelling and analysis of an offshore oscillating water column wave energy converter,” in *European Wave Tidal Conference*, 2009, pp. 924–933.
- [210] D. O’Sullivan, D. B. Murray, J. G. Hayes, M. G. Egan, and A. Lewis, “The benefits of device level short term energy storage in ocean wave energy converters,” *Energy Storage Emerging Era Smart Grids*, Tech. Rep., 2011.
- [211] J. Rea, J. Kelly, R. Alcorn, and O’S, “Development and operation of a power take off rig for ocean energy research and testing,” in *European Wave Tidal Conference*, 2011.
- [212] S. Raghunathan, “The wells air turbine for wave energy conversion,” in *Progress in Aerospace Sciences*, 1995, pp. 335–386.
- [213] M. Alves, M. Vicente, A. Sarmento, and M. Guerinel, “Implementation and verification of a time domain model to simulate the dynamics of owcs,” in *European Wave Tidal Conference (EWTEC)*, 2011, pp. 1–6.
- [214] R. Curran, M. Whittaker, and T. Stewart, “Aerodynamic conversion of ocean power from wave to wire,” in *Energy Conversion and Management*, vol. 39, 1998, pp. 1917–1929.
- [215] D. Vassalos, “Physical modeling and similitude of marine structures,” in *Ocean Engineering*, vol. 26, 1998, pp. 111–123.
- [216] Ocean Energy, “Development and Evaluation Protocol. Part 1: Wave Power,” *Hydraulics and Maritime Research Centre*, Tech. Rep., 2003.

-
- [217] E. Robles, S. Ceballos, J. Pou, A. Arias, J. L. Martín, and P. Ibañez, “Permanent-magnet wind turbines control tuning and torque estimation improvements,” in *IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (CECS)*, 2008, pp. 742–745.
- [218] M. Malinowski and S. Bernet, “Simple control scheme of three-level pwm converter connecting wind turbine with grid,” in *International conference on renewable energies and power quality*, 2004, pp. 1–6.
- [219] G. Grandi, G. Serra, and A. Tani, “General analysis of multi-phase system based on space vector approach,” in *Proc. Power Electronics and motion control conference (EPE-PEMC)*, Aug. 2006, pp. 834–840.