

ANÁLISIS, DISEÑO Y CONTROL DE CONVERTIDORES MULTINIVEL

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

Eduardo Burguete Archel

realizada bajo la dirección de

Jesús López Taberna



Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica
Pamplona, Mayo 2016

Agradecimientos

Primero, quiero agradecer a la Universidad Pública de Navarra y a Ingeteam Power Technology por haberme dado la oportunidad de realizar esta tesis, que ha aportado mucho a mi formación.

Quisiera agradecer a Jesús López por todo lo que me ha enseñado y ayudado a lo largo de estos años y a Mikel Zabaleta por sus consejos y su experiencia con un punto de vista más industrial que ha compartido con nosotros durante la realización de esta tesis.

Gracias a mis compañeros del departamento por hacerme el trabajo más fácil tanto dentro como fuera de la sala y ayudarme a recordar estos años con tanto cariño.

A mis amigos por comprender mis ausencias y ayudarme a desconectar, siempre dispuestos a escuchar los problemas que iban surgiendo con paciencia.

A mi familia, mi gran apoyo, por su esfuerzo y dedicación en apoyarme y ayudarme en todo lo que han podido.

A la familia de Itzi, por su apoyo y cariño. Y a ti Itzi, por crear conmigo un lugar donde olvidar los problemas del día a día.

“No puede impedirse el viento.
Pero pueden construirse molinos.”
- Proverbio Holandés -

Índice general

1. Introducción y Objetivos	1
1.1. Introducción	1
1.2. Contexto	3
1.3. Objetivos	6
2. Análisis general de Convertidores Multinivel	9
2.1. Introducción	9
2.2. Definición y características de los convertidores multinivel	9
2.3. Convertidores multinivel clásicos	10
2.4. Modo de representación	13
2.5. Redundancias de los convertidores multinivel	19
2.5.1. Redundancias topológicas	19
2.5.2. Redundancias homopolares	20
2.5.3. Necesidad de redundancias	21
2.6. Frecuencia aparente vs frecuencia de conmutación	22
2.7. Reparto de pérdidas	24
2.8. Modulación	25
2.8.1. Modulación escalar	26
2.8.2. Modulación vectorial	34
2.9. Controlabilidad de puntos intermedios de bus	42
2.9.1. Un punto intermedio de bus	42
2.9.2. Dos puntos intermedios de bus	50
2.9.3. Tres puntos intermedios de bus	54
2.9.4. Conclusiones	60
2.10. Tensión de salida	62
2.11. Inductancia de los lazos de conmutación	64

3. Topologías Existentes	67
3.1. Introducción	67
3.2. Convertidor Generalizado	67
3.3. Convertidores Full Semiconductor	68
3.3.1. Convertidor Stacked Cell - SC	68
3.3.2. Neutral point clamped y Diode clamped converter - NPC y DCC	69
3.3.3. Active Neutral Point Clamped - ANPC	72
3.3.4. Transistor Clamped Converter o Neutral Point Piloted - TCC o NPP	75
3.3.5. Stacked Neutral Point Clamped - SNPC	76
3.3.6. Active Stacked Neutral Point Clamped - ASNPC	77
3.3.7. Multi Point Clamped - MPC	79
3.4. Topologías con CF y sin puntos intermedios	81
3.4.1. Flying Capacitor - FC	82
3.4.2. Modular Multilevel Converter - MMC	83
3.5. Topologías con puntos intermedios y CF	85
3.5.1. Stacked Multicell Converter - SMC	85
3.5.2. Five-level Active Neutral Point Clamped - 5L-ANPC	87
3.5.3. nL-ANPC y un punto intermedio	93
3.5.4. nL-ANPC y varios puntos intermedios	94
3.6. Topologías CHB (Cascaded H bridge y derivadas)	95
3.6.1. CHB	95
3.6.2. CHB generalizado	97
3.6.3. Convertidor + CHB	98
3.7. Otras topologías VSC	99
3.7.1. CCIL - Cross Connected Intermediate Level	99
3.7.2. Topologías con partes comunes	99
4. Topologías Propuestas	103
4.1. Introducción	103
4.2. Objetivos	103
4.3. Topologías con Caux conectadas entre RP	104
4.4. Topologías con Caux conectadas a la rama intermedia	110
4.5. Generalización de uso de capacidades auxiliares	116
4.5.1. Aplicación a otros convertidores	116

4.5.2. Etapas de conmutación	119
5. Comparación de topologías	123
5.1. Introducción	123
5.2. Características generales	123
5.2.1. Número de niveles (n)	123
5.2.2. Número de semiconductores (SC)	124
5.2.3. Número de puntos intermedios de bus (m)	124
5.2.4. Número de capacidades flotantes (CF)	124
5.2.5. Frecuencia aparente (f_{AP})	126
5.2.6. Aislamiento	126
5.2.7. Discusión	126
5.3. Prestaciones	128
5.3.1. Metodología	128
5.3.2. Hipótesis	130
5.3.3. Resultados	132
5.4. Inductancias y Sobretensiones	138
5.5. Conclusiones de la comparación	143
6. Modulación de las topologías propuestas	145
6.1. Introducción	145
6.2. Análisis funcional	146
6.2.1. Redundancias y variables a controlar	149
6.2.2. Conmutaciones	150
6.2.3. Precarga	153
6.3. Modulación, control y resultados de simulación	154
6.3.1. Modulación	154
6.3.2. Controles y resultados de simulación	158
7. Resultados Experimentales	171
7.1. Introducción	171
7.2. Características del prototipo	171
7.3. Resultados	174
7.3.1. Tensión y corriente de salida	174
7.3.2. Control del punto medio	175
7.3.3. Tensión y corriente en las capacidades auxiliares	176

7.3.4. Tensión de bloqueo de los semiconductores	179
7.3.5. Sobretensiones	180
7.3.6. Pérdidas	186
8. Conclusiones, Aportaciones y Líneas Futuras	189
8.1. Conclusiones	189
8.2. Aportaciones	193
8.2.1. Publicaciones en revistas internacionales	193
8.2.2. Contribuciones a congresos internacionales	194
8.2.3. Patentes	194
8.3. Líneas Futuras	195
Anexo A. Cálculos de la modulación vectorial	197
Anexo B. Sobretensiones del 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C	203
Nomenclatura	209
Índice alfabético	211
Bibliografía	214

Capítulo 1

Introducción y Objetivos

1.1. Introducción

La energía eléctrica es una de las formas de energía más utilizadas tanto en el ámbito industrial como en el ámbito doméstico debido a su versatilidad para su transformación, lo cual facilita tanto la generación y transporte, y permite su consumo en muy diferentes formas.

Los convertidores electrónicos de potencia permiten la transformación de la energía eléctrica en muchas aplicaciones, aportando como ventajas principales el aumento de la eficiencia y la mejora de prestaciones.

Durante las últimas décadas los convertidores electrónicos de potencia han disminuido en coste, han reducido su tamaño y han mejorado en eficiencia y fiabilidad, lo que ha llevado a que hoy en día se usen en numerosas aplicaciones:

- Aplicaciones de la red: integración de energías renovables, mejora de la calidad de red (FACTS y STATCOM), transmisión en alta tensión de continua HVDC...
- Industriales: accionamientos para bombas, ventiladores, trenes de laminación, calentamiento por inducción, rectificadores, máquinas de imprenta, grúas, elevadores, robots, tratamientos térmicos, procesos electroquímicos...
- Tracción: tracción ferroviaria, propulsión marina, vehículo eléctrico...

Según la naturaleza de la energía que transforman los convertidores electrónicos de potencia pueden ser:

- AC/AC: conectan dos fuentes de energía de corriente alterna a través de semiconductores de potencia. Un ejemplo de estos convertidores son los cicloconvertidores y los convertidores matriciales.

- AC/DC o DC/AC: transforman energía entre una fuente de energía de corriente alterna y otra de corriente continua. En caso de usar fuentes de tensión continua los convertidores se denominan Voltage Source Converter (VSC) y en caso de utilizar fuentes de corriente los convertidores se denominan Current Source Converters (CSC).
- DC/DC: se conectan dos fuentes de de energía de corriente continua mediante semiconductores de potencia e inductancias.

En muchas de las aplicaciones previamente mencionadas el convertidor electrónico utilizado es el convertidor VSC de dos niveles (Fig. 1.1). Este convertidor está compuesto por un bus de continua y dos semiconductores para cada fase los cuales determinan la tensión y potencia del convertidor. En aplicaciones de baja tensión esta estructura suele ser suficiente para transformar la potencia requerida, pero para aplicaciones de media tensión (MT) y alta potencia esta estructura puede ser insuficiente cuando los semiconductores no pueden soportar la tensión requerida por la aplicación o cuando los semiconductores no pueden transformar la potencia requerida.

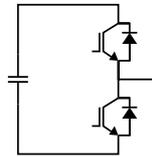


Figura 1.1: Convertidor VSC de dos niveles.

Para aumentar la tensión y potencia del convertidor se han utilizado las siguientes soluciones:

- Paralelización de semiconductores: al paralelizar los semiconductores se aumenta la corriente extraíble y por tanto la potencia del convertidor. Como inconvenientes tiene que la tensión no aumenta, se tienen más pérdidas por trabajar con una corriente mayor y complica el diseño para asegurar el reparto equitativo de la corriente por los semiconductores paralelizados.
- Serialización de semiconductores: al serializar semiconductores la tensión de trabajo aumenta, y por tanto la potencia. El inconveniente es que se requiere circuitos adicionales para asegurar el reparto equitativo de la tensión bloqueada de los semiconductores serializados.
- Convertidores multinivel: son convertidores que serializan semiconductores y que aseguran estructuralmente que los semiconductores se bloquean con su tensión nominal. Al aumentar la tensión también aumenta la potencia del convertidor.

Aparte de aumentar la tensión y potencia del convertidor los convertidores multinivel pueden obtener tensiones intermedias del bus a la salida, o dicho de otra manera distintos niveles de tensión aparte de la tensión de los terminales del bus (de ahí la

denominación de estos convertidores). Además, algunos convertidores multinivel pueden aumentar la frecuencia de salida. Estas características permiten lograr formas de onda con menor distorsión armónica total, THD, reducir la derivada de tensión que ven los devanados de las máquinas y disminuir el tamaño del filtro de salida requerido.

Todas estas características hacen que los convertidores multinivel sean una alternativa seria en numerosas aplicaciones. Y en particular son una solución especialmente atractiva para aplicaciones de media tensión, por sus ventajas de poder aumentar la tensión y potencia.

1.2. Contexto

Esta tesis se enmarca dentro del proyecto “Azimut: Energía Eólica Offshore 2020” en el que se marca como hito desarrollar nuevas estructuras de conversión que permitan alcanzar una mayor potencia y tensión para aplicarla en aerogeneradores offshore.

La potencia nominal de los aerogeneradores ha pasado de ser menor de 1 MW a principios-mediados de los años 90 a 5 MW de la actualidad y se proyecta aumentar esta potencia hasta los 10 MW (o incluso más) para energía eólica offshore. En la Fig. 1.2 se muestra la evolución en tamaño y potencia que han experimentados los aerogeneradores [Yar15].

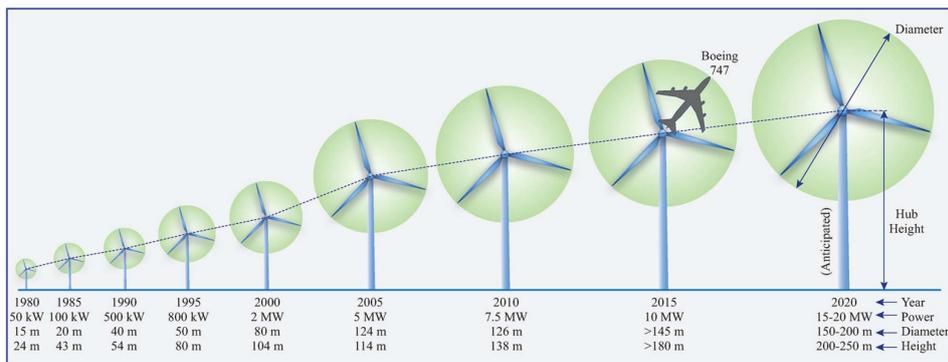


Figura 1.2: Evolución de los aerogeneradores en potencia y tamaño [Yar15].

En la actualidad, se emplean principalmente dos estructuras de conversión: conversión con Máquina Asíncrona Doblemente Alimentada (MADA) y conversión con máquina síncrona Full-converter. Estas dos estructuras utilizan un convertidor compuesto por dos etapas, una AC/DC y otra DC/AC para conectar la máquina (rotor o estator respectivamente) con la red.

La estructura de conversión con MADA tiene como ventaja principal que el convertidor tiene que estar dimensionado únicamente para la potencia del rotor y no para la potencia total del aerogenerador como en el caso de la conversión Full-converter. Aproximadamente el convertidor suele estar dimensionado a un 30 % de la potencia

nominal del aerogenerador. Por el contrario, como inconvenientes pueden citarse que utiliza anillos rozantes y, especialmente, que es muy sensible a perturbaciones de la red.

La estructura Full-converter tiene como gran ventaja que el generador está totalmente desacoplado de la red. Además, el generador puede girar a cualquier velocidad y no se ve influido por perturbaciones en la red. En contrapartida, el convertidor trabaja con toda la potencia del aerogenerador.

La energía eólica ha ido aumentando su penetración en la red de forma exponencial en la primera década del siglo XXI y en algunos países ha llegado a superar el 60 % de la cobertura de la demanda. En consecuencia, las normas para la conexión han ido endureciéndose y el interés por la estructura full-converter que responde mejor ante fallos en la red ha aumentado. Por ello, en esta tesis se decidió centrarse en dicha estructura.

Como se ha comentado la potencia de los aerogeneradores ha ido aumentando y por ello los convertidores han tenido que evolucionar para ser capaces de aportar esa potencia. Una solución consiste en hacer máquinas multiestatóricas de forma que cada convertidor sólo transforma parte de la energía total [Yar15]. Otra opción es aumentar la tensión del convertidor empleando el convertidor multinivel Neutral Point Clamped (NPC) (ver Fig. 1.3), que ha empezado a comercializarse en los últimos años [ing14]. Este convertidor de tres niveles permite trabajar con el doble de tensión de bus aumentando la potencia extraíble y disminuyendo las pérdidas.

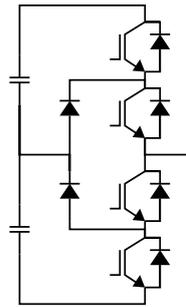


Figura 1.3: Convertidor NPC de tres niveles.

Este trabajo se centra en el estudio de los convertidores multinivel que permitan aumentar la tensión para una aplicación eólica offshore de gran potencia. A pesar de ello, gran parte del trabajo es independiente a la aplicación: Tanto el estudio teórico, las propuestas realizadas, así como los resultados experimentales obtenidos pueden ser útiles para desarrollar convertidores multinivel para otras aplicaciones al margen de la energía eólica.

Los aerogeneradores se han diseñado tradicionalmente para conectarse a redes de 690 V. Actualmente, también se diseñan aerogeneradores de media tensión y alta potencia (3-5 MW) que alcanzan los 3.3 kV (tensión estandarizada para muchas aplicaciones). En un futuro próximo se pretende alcanzar una potencia en torno a los 10 MW y aumentar la tensión de los aerogeneradores a 6.6 kV (tensión que, al

parecer, se está imponiendo como estándar en muchas aplicaciones de la industria) en la generación eólica offshore.

Para lograr el aumento de tensión del convertidor debería emplear semiconductores de mayor tensión. Los semiconductores comercialmente disponibles para la industria en media tensión tienen un rango de tensión de 1.7-6.5 kV y una corriente de 750-2400 A. En la Fig. 1.4 se muestran los límites de tensión y corriente de los semiconductores de potencia y algunos de los semiconductores comercialmente disponibles [Car03].

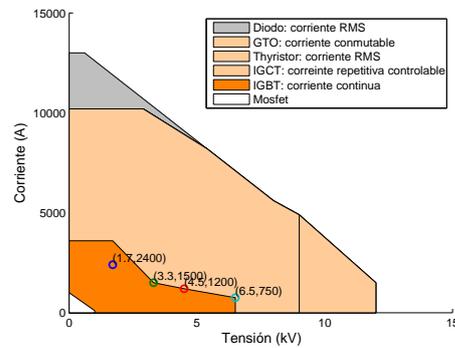


Figura 1.4: Rango de tensión y corriente para los semiconductores de potencia.

Sin embargo, tal y como se puede observar en la Fig. 1.4 conforme aumenta la tensión del semiconductor se reduce su capacidad de corriente. Como se muestra en la Fig. 1.4 existen módulos comerciales de IGBTs de 1.7kV-2.4kA, 3.3kV-1500A, 4.5kV-1200A, y 6.5kV-750A. En el caso de los IGCTs, el módulo de 4.5kV puede alcanzar corrientes mayores que el IGBT, pero se ve limitado por su frecuencia de conmutación que rondaría los 500 Hz por los 1000 Hz del IGBT de 4.5kV-1.2kA y además, el número de proveedores es muy limitado lo que dificulta su uso de forma comercial. En la Fig. 1.5 se muestra el rango de operación de los semiconductores de potencia según su potencia y frecuencia de conmutación [Car03].

Para aplicaciones de media tensión y alta potencia, como es el caso de la eólica, el IGBT de 4.5kV-1.2kA es uno de los semiconductores más utilizados, ya que los IGBTs de más tensión (por ejemplo de 6.5kV-750A) reducen notablemente la corriente.

Utilizando un convertidor binivel con semiconductores de 1.7 kV es suficiente para alcanzar los requerimientos de tensión y corriente de los aerogeneradores de 690 V. Sin embargo, las necesidades de la energía eólica de alta potencia y media tensión de la actualidad (3-5 MW y 3.3 kV) no pueden alcanzarse con un convertidor binivel. Para alcanzar los 3.3 kV de tensión utilizando, por ejemplo, los IGBTs de 4.5kV-1.2kA se requiere al menos una estructura de tres niveles de tensión, como el NPC mostrado en la Fig. 1.3. Esta solución se ha empezado a comercializar en los últimos años. Como ejemplo, en la Fig. 1.6 se muestra el convertidor NPC “Ingedrive MV 100” de Ingeteam [ing14] que puede alcanzar los 4.16 kV.

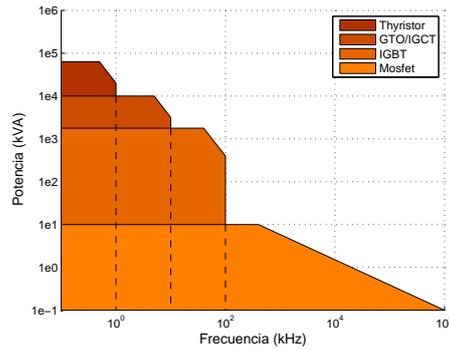


Figura 1.5: Rango de potencia y frecuencia de conmutación para los semiconductores de potencia.



Figura 1.6: Convertidor NPC Ingedrive MV 100 de Ingeteam [ing14].

1.3. Objetivos

En un futuro, el objetivo de alcanzar la tensión de 6.6 kV no podrá conseguirse con la estructura NPC de tres niveles. Con los semiconductores disponibles en la actualidad se requieren 5 niveles para alcanzar los 6.6 kV y podrían transformar una potencia de 9-10 MW. Por consiguiente, un convertidor de cinco niveles podría hacer frente a los retos que presenta generación eólica offshore.

Se han propuesto distintas topologías de 5 niveles que presentan dificultades técnicas en cuanto al diseño electromecánico, control o serialización de semiconductores. Una de las más prometedoras es la estructura 5L-ANPC empleada en el ACS 2000 de ABB, del cual se muestra una fase en la Fig. 1.7 [Kie10], aunque de momento sólo se comercializa para potencias de hasta 2.5 MW (250–2500 kW y 4.0–6.9 kV).

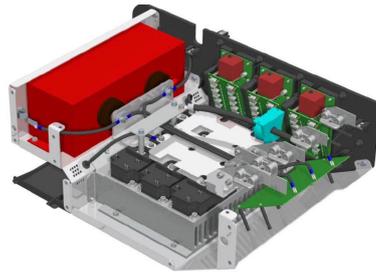


Figura 1.7: Detalle de una fase del ACS 2000 [Kie10].

En resumen, el objetivo de este trabajo de investigación es estudiar y desarrollar topologías multinivel de 5 niveles de tensión que permitan construir un convertidor de 6.6 kV para una aplicación eólica offshore full converter de 9-10 MW, utilizando IGBTs de 4.5 kV y evitando la serialización de semiconductores (restricción impuesta en el proyecto “Azimut”). Se hará una búsqueda de topologías que estén libres de patente o se tratará de inventar nuevas topologías para poder usarlas comercialmente. Se desarrollarán técnicas de modulación apropiadas para las topologías que se consideren más interesantes. Por último, se tratará que las topologías propuestas presenten unas sobretensiones lo menores posible.

Capítulo 2

Análisis general de Convertidores Multinivel

2.1. Introducción

En este capítulo se estudian aspectos comunes a los convertidores multinivel. Los convertidores multinivel presentan varias características propias de este tipo de convertidores. Es decir, hay muchos conceptos propios de los convertidores multinivel que no aparecen en un convertidor de dos niveles de tensión y que conviene estudiarlas.

Por ello, en este capítulo se realiza un análisis general de los convertidores multinivel que permitirá entender mejor el funcionamiento de los convertidores multinivel, proporcionará criterios para la evaluación y comparación de distintas topologías y ayudará a poder desarrollar nuevas topologías.

2.2. Definición y características de los convertidores multinivel

Un convertidor de dos niveles de tensión proporciona a la salida la tensión máxima del bus o la tensión mínima, es decir, dos niveles de tensión distintos como indica su nombre. En cambio, los convertidores multinivel del tipo VSC son convertidores electrónicos de potencia, que generan a la salida más de dos niveles de tensión, capaces de transformar la energía eléctrica.

Los convertidores multinivel tienen dos ventajas principales. Por una parte, permiten alcanzar una tensión mayor para un semiconductor dado sin serializar semiconductores a la vez que aumenta la potencia del convertidor sin haber paralelizado semiconductores, disminuyendo las pérdidas por conducción. Por otra parte, el aumento de niveles hace posible un control de la corriente mejor, obteniendo un THD

menor y permitiendo reducir el tamaño del filtro de salida. Además, algunos convertidores multinivel permiten obtener una frecuencia aparente a la salida superior a la frecuencia de conmutación de los semiconductores empleados.

El aumento de niveles de tensión se consigue mediante dos técnicas:

- Con puntos intermedios de bus: dividiendo el bus y accediendo a estas divisiones se pueden conectar a la salida del convertidor distintos niveles de tensión comprendidos entre los niveles de tensión de los extremos del bus a través de semiconductores de potencia.
- Usando capacidades en serie: sumando o restando la tensión de capacidades para obtener nuevos niveles de tensión.

2.3. Convertidores multinivel clásicos

Hay 3 convertidores multinivel que son ampliamente conocidos y que se pueden denominar como los “Convertidores Multinivel Clásicos”. Estos convertidores multinivel son:

- NPC o Neutral Point Clamped: conecta dos diodos al punto medio de bus para obtener un nivel de tensión adicional, en concreto la tensión del punto intermedio del bus.
- FC o Flying Capacitor: utiliza capacidades para sumar o restar la tensión de la misma a la tensión del bus y así obtener un mayor número de niveles de tensión.
- CHB o Cascaded H-Bridge: conecta en serie puentes en H para obtener más niveles de tensión.

Estos 3 convertidores multinivel son los que mayor aceptación han tenido en la industria hasta la fecha y también son los más conocidos en el ámbito académico [Kou10], [Rod02]. Además, muchos de los convertidores que se proponen actualmente se basan en estos convertidores.

Se estudian brevemente a continuación, adelantándonos al Capítulo 3 en el que se estudian las topologías propuestas en la literatura, ya que estos 3 convertidores nos servirán para entender varios conceptos de los convertidores multinivel.

NPC - Neutral Point Clamped

El convertidor NPC de tres niveles, que se muestra en la Fig. 2.1, ha sido el convertidor multinivel más utilizado hasta la fecha por ser el convertidor multinivel más simple y robusto.

El NPC conecta dos diodos entre el punto medio de bus (PM) y el punto de conexión de los semiconductores serializados 1-2 y 3-4. Estos diodos fijan la tensión

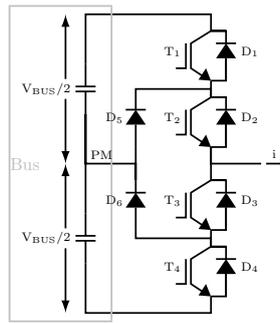


Figura 2.1: Convertidor NPC de tres niveles.

de los semiconductores serializados a $V_{BUS}/2$, y por ello se denominan diodos de clamp (fijar, en inglés). Además, los diodos habilitan un camino a la corriente para poder tener a la salida un nivel de tensión de $V_{BUS}/2$.

Para conseguir el nivel de tensión V_{BUS} se consigue encendiendo T_1 y T_2 y apagando T_3 y T_4 , para conseguir el nivel de tensión $V_{BUS}/2$ se encienden T_2 y T_3 y se apagan T_1 y T_4 y para conseguir el nivel de tensión 0 se encienden T_3 y T_4 y se apagan T_1 y T_2 . Cuando se tiene un nivel de tensión de $V_{BUS}/2$ a la salida, si la corriente es positiva circula por D_5 y T_2 , y si es negativa por D_6 y T_3 . En este convertidor T_1 y T_3 por un lado, y T_2 y T_4 por otro, trabajan como células de conmutación.

Al hacer uso del punto de bus las capacidades de bus se cargan y descargan, provocando un desvío en la tensión del punto medio de bus. Para un sistema trifásico este desvío se puede controlar mediante modulación o usando hardware externo.

FC - Flying Capacitor

El flying capacitor está formado por la asociación en serie de celdas que están formadas por una capacidad y dos semiconductores. Anidando n células de este tipo se obtiene un flying capacitor de n niveles de tensión, como se muestra en la Fig.2.2.

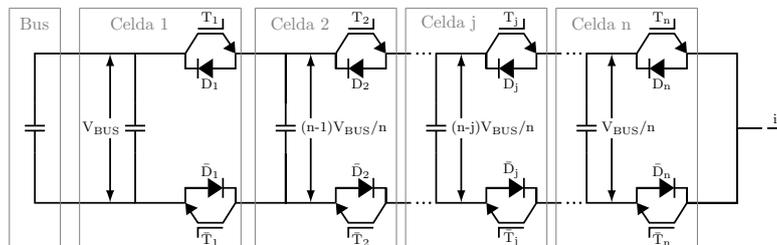


Figura 2.2: Convertidor flying capacitor.

Según como se enciendan los semiconductores las capacidades de cada celda se pueden sumar o restar a la tensión de los terminales del bus, obteniendo distintas tensiones intermedias del bus a la salida. Cada célula proporciona un nivel de tensión

adicional.

Para entender el funcionamiento de este convertidor nos centramos en el caso particular del flying capacitor de 3 niveles, que se muestra en la Fig. 2.3.

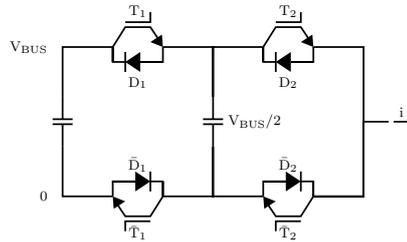


Figura 2.3: Convertidor flying capacitor de tres niveles.

Los semiconductores de cada celda forman una célula de conmutación (T_j y \bar{T}_j). El nivel de tensión V_{BUS} se consigue obteniendo encendiendo T_1 y T_2 , y el nivel de tensión 0 se obtiene apagando T_1 y T_2 . En el flying capacitor los niveles intermedios del bus se pueden conseguir con distintos estados de conmutación de las celdas. Para conseguir el nivel de tensión de $V_{BUS}/2$ se puede o bien encender T_1 y apagar T_2 , o encender T_2 y apagar T_1 . En los dos casos la tensión a la salida es de $V_{BUS}/2$, pero en un caso la capacidad de la celda 2 se carga y en el otro se descarga (con corriente de salida del mismo signo). Esta opción de elegir entre dos estados de conmutación diferentes para una tensión de salida de $V_{BUS}/2$ con efecto opuesto en la capacidad de la celda 2, permite controlar la tensión de la misma. Es decir, permite elegir entre cargar o descargar dicha capacidad según sea su desvío de tensión respecto a su tensión nominal. Para convertidores flying capacitor de más niveles de tensión el funcionamiento es análogo.

Las capacidades de las celdas [2,n] de un flying capacitor de n niveles se denominan Capacidades Flotantes, ya que su tensión respecto al bus depende del estado de conmutación de los semiconductores de las celdas anteriores.

CHB - Cascaded H-Bridge

El convertidor Cascaded H-Bridge, CHB, es una estructura algo más particular que los convertidores anteriores, ya que no tiene un bus de continua como tal, sino que tiene varias fuentes de tensión DC. Se compone de puentes en H conectados en serie, como describe su nombre. En la Fig. 2.4 se muestra una fase del convertidor CHB de $2m+1$ niveles de tensión.

En un sistema trifásico se tendrían 3 ramas como la mostrada en la Fig. 2.4. Un extremo de ellas se conecta formando el neutro y el otro extremo sería la salida de cada fase.

Cada puente en H está formado por una capacidad y dos células de conmutación (T_{j1} y \bar{T}_{j1} , y T_{j2} y \bar{T}_{j2}). Las capacidades de las célula trabajan como distintas fuentes de tensión variable que van poniéndose en serie. Según el estado de conmutación de los semiconductores de cada puente en H se pueden sumar o restar las tensiones de las

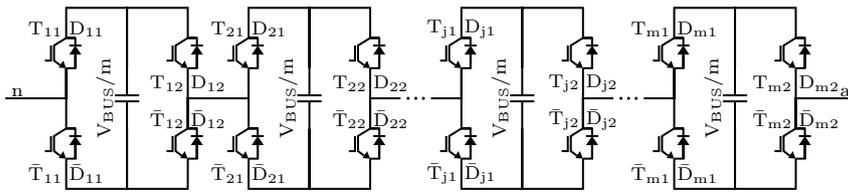


Figura 2.4: Convertidor Cascaded H-Bridge.

capacidades de los puentes en H, obteniendo distintos niveles de tensión a la salida.

Al igual que ocurre con el flying capacitor, existen varios estados de conmutación distintos de las celdas con los que se obtiene el mismo nivel de tensión de salida.

2.4. Modo de representación

Los convertidores multinivel están formados por varios semiconductores por fase y este número aumenta al subir de niveles de tensión. Este hecho hace que a veces sea complicado o cueste identificar una topología que se conoce si está dibujada de manera distinta a la que se está acostumbrado. Por ejemplo, en la Fig. 2.5 se muestra el mismo convertidor dibujado de dos maneras diferentes y no es inmediato ver que se trata de la misma topología a simple vista.

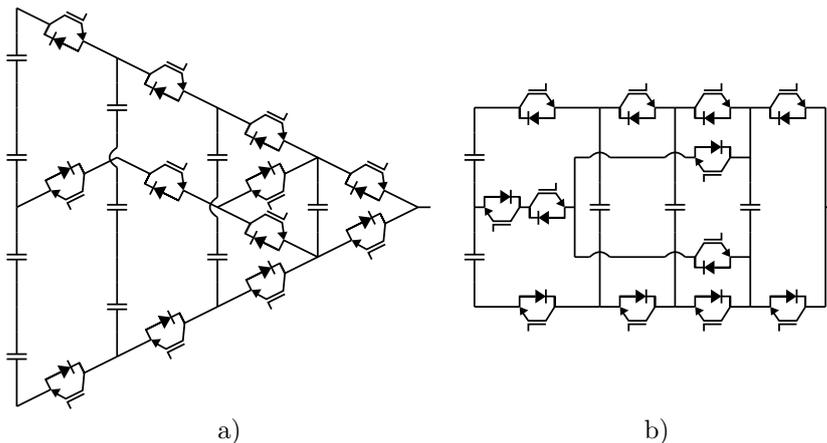


Figura 2.5: Mismo convertidor dibujado de dos maneras distintas.

Por ello, es conveniente estandarizar la manera de dibujar los convertidores multinivel. Dibujar los convertidores multinivel en triángulo como se propone en [Hae08a] (ver Fig. 2.5 a)) parece lo más aconsejable, ya que como se verá más adelante tiene varias ventajas.

Para analizar y entender esta forma de representación se comienza tomando como ejemplo el convertidor de dos niveles. Este convertidor tiene dos niveles de tensión en

el bus, 0 y 1, uno mayor que el otro, y por eso se dibujan dos puntos uno encima del otro en la Fig. 2.6 a). Cada punto representa un busbar del convertidor. La salida se puede conectar tanto al nivel de tensión 0 o 1, y por eso se dibuja a una altura que se encuentra entre los puntos de los busbar 0 y 1.

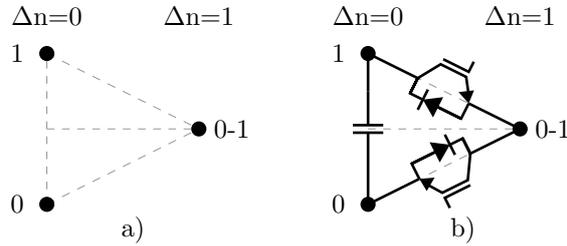


Figura 2.6: Convertidor de dos niveles dibujado con el modo de representación propuesto.

Como los busbar 0 y 1 están siempre a la misma tensión entre ellos se puede conectar una capacidad (bus) que proporcione este nivel de tensión (Fig. 2.6 b)). La salida puede estar a un nivel 0 o 1. Por ello, entre los busbar 0 o 1 y la salida, se requiere un semiconductor bidireccional en corriente y unidireccional en tensión para soportar la diferencia de tensión entre la salida y los busbar 0 o 1.

Este modo de representación se puede generalizar para un convertidor de n niveles de tensión. Como ejemplo, se analiza el modo de representación de un convertidor de tres niveles en la Fig. 2.7 a), usando semiconductores de un nivel de tensión.

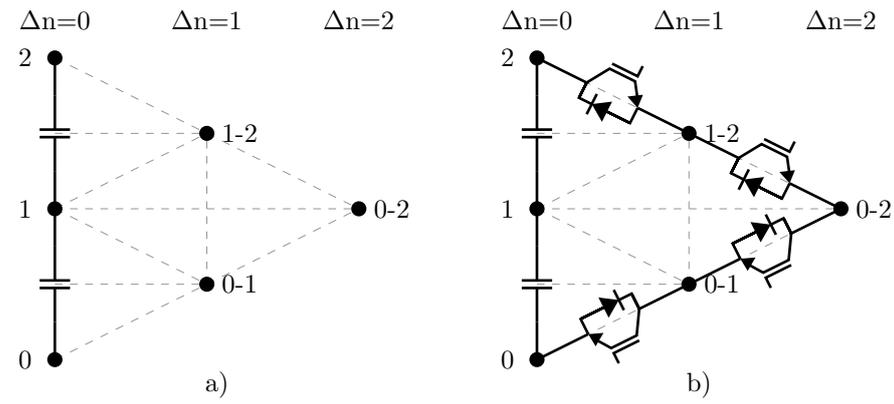


Figura 2.7: Convertidor de tres niveles usando el método de representación propuesto.

Como se puede ver se han dibujado los busbar de los distintos niveles (0, 1 y 2) de bus uno encima del otro. A la derecha se han dibujado los busbar que pueden estar a dos niveles de tensión distintos (0-1 y 1-2) y como se puede apreciar se encuentran a una altura intermedia entre los niveles de tensión que pueden tomar. Aún más a la derecha se dibuja el busbar que puede tomar cualquier valor entre tres niveles de tensión 0-2 (0, 1 o 2). Como se puede ver, en una misma línea vertical se dibujan los

busbar que pueden tener el mismo desvío de niveles, Δn y cada busbar se dibuja a la altura intermedia entre los niveles de tensión que indica, ya que cada busbar puede estar a cualquier nivel de tensión entre dichos niveles.

Los busbar de mayor y menor tensión del bus y la salida del convertidor hay que conectarlos con semiconductores bidireccionales en corriente para poder trabajar con distintos factores de potencia. Por ello, se conectan ramas de semiconductores de un nivel de tensión bidireccionales en corriente entre dichos busbar como se indica en la Fig. 2.7 b). A estas ramas de semiconductores denominaremos “ramas principales”. A la rama de semiconductores que conecta la tensión máxima del bus con la salida denominaremos “rama principal positiva” y a la rama que conecta la tensión mínima del bus y la salida “rama principal negativa”.

A partir de la Fig. 2.7 b) se pueden añadir capacidades flotantes o semiconductores para hacer distintas topologías de tres niveles de tensión.

Las capacidades flotantes tienen entre sus terminales una tensión fija, por lo que pueden conectar semiconductores que estén siempre a la misma diferencia de tensión. Por ello, se pueden conectar entre busbar que estén en la misma línea vertical, donde los busbar tienen el mismo Δn . Si se conecta una capacidad entre los busbar 0-1 y 1-2 al convertidor de la Fig. 2.7 b), se obtiene el convertidor Flying Capacitor de 3 niveles como se muestra en la Fig. 2.8.

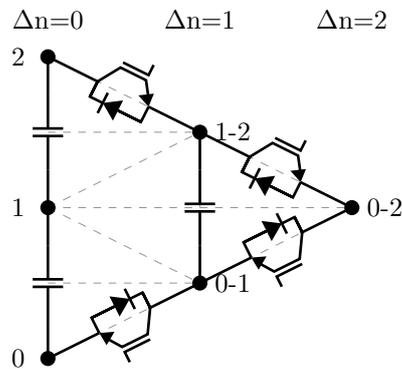


Figura 2.8: Flying Capacitor de 3 niveles.

Los semiconductores unidireccionales en tensión se dibujan sobre las líneas oblicuas, ya que un busbar que se encuentre más a la derecha soporta un Δn de un nivel de tensión mayor, que será la tensión de bloqueo que proporcionará el semiconductor cuando se encuentre en corte. De este modo si en la Fig. 2.7 b) se conectan diodos entre los busbar 1 y 1-2, y entre los busbar 1 y 0-1, se obtiene el convertidor NPC (ver Fig. 2.9 a)). Si se conectan IGBTs con diodos en antiparalelo se obtiene el ANPC (ver Fig. 2.9 b)), que se estudia más adelante.

Un semiconductor bidireccional en tensión, soporta un nivel de tensión en cada sentido, por ello, este tipo de semiconductores se pueden dibujar sobre las líneas horizontales, ya que unen busbar con Δn de dos niveles de tensión (uno nivel superior y otro inferior). Por ejemplo, si en la Fig. 2.7 b) se conecta un semiconductor bidi-

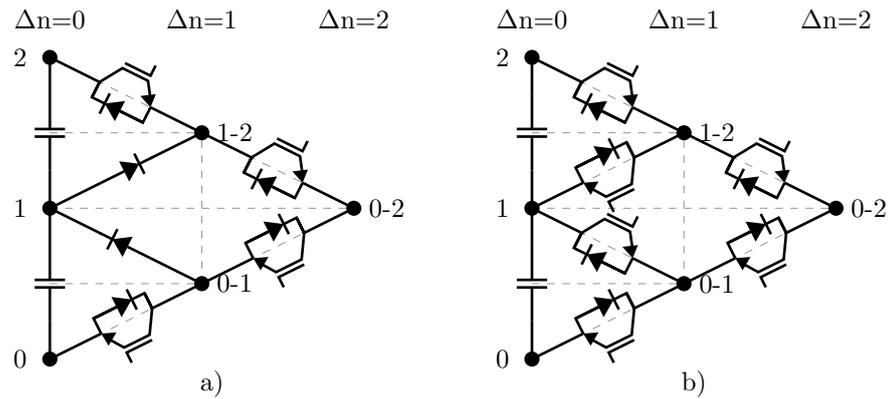


Figura 2.9: Convertidores de tres niveles. a) NPC y b) ANPC.

reccional en tensión entre los busbar 1 y 0-2 se obtiene el convertidor TCC (ver Fig. 2.10), que se estudia más adelante.

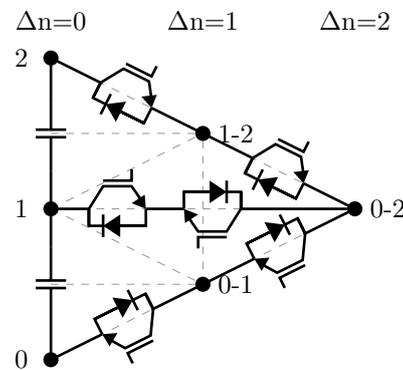


Figura 2.10: Convertidores TCC.

Por otra parte, se podría pensar en conectar un semiconductor unidireccional en tensión sobre las líneas verticales, ya que hay un nivel de tensión de diferencia entre los busbar. Por ejemplo, en la Fig. 2.7 b) se podría conectar un semiconductor entre los busbar 0-1 y 1-2. Pero éste sólo se podría encender si hubiese otro semiconductor encendido entre el busbar 1 y 1-2, ya que sino uno de los semiconductores soportaría más niveles de un nivel de tensión. Por tanto, si se conecta un semiconductor entre 2 busbar verticales, tiene que haber otro semiconductor que se conecte entre el busbar de más tensión y el busbar que queda abajo a la izquierda del mismo. Así, se puede concluir que el semiconductor conectado verticalmente se podría haber conectado entre el terminal de menor tensión vertical y el de su izquierda superior que está habilitado (línea oblicua). Esta última opción aporta características iguales o mejores que conectar el semiconductor de manera vertical (por ejemplo, conectando verticalmente el semiconductor se pierde la simetría que puede ser importante en el diseño

electromecánico) y por ello se considera que conectar los semiconductores en líneas verticales no será la opción óptima. En resumen, se considera que la opción a) de la Fig. 2.11 será mejor que la opción b) de la Fig. 2.11, y por tanto no suelen considerar semiconductores conectados verticalmente.

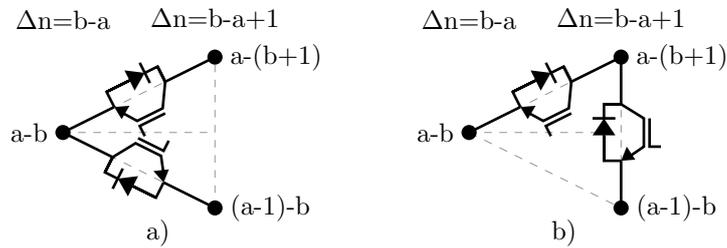


Figura 2.11: Semiconductor conectado a) en línea oblicua y b) en línea vertical.

Como se ha dicho este modo de representación puede generalizarse a un convertidor de cualquier número de niveles. Como ejemplo, se muestra en la Fig. 2.12 una plantilla para un convertidor de 5 niveles de tensión. A esta plantilla se podrían añadir distintos semiconductores y capacidades flotantes para obtener distintas topologías.

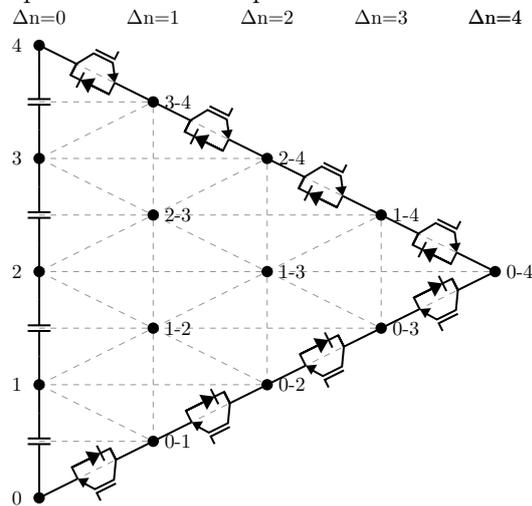


Figura 2.12: Plantilla para un convertidor de 5 niveles con la representación propuesta.

Se pueden mencionar las siguientes ventajas que tiene el modo de representación propuesto:

- Estandarización: los convertidores se dibujan de una manera estándar, permitiendo identificar los convertidores y compararlos entre sí más fácilmente.
- Facilita el análisis de la estructura:
 - Permite identificar los requisitos de los semiconductores utilizados (niveles de tensión de bloqueo y dirección de conducción de la corriente).

semiconductores serializados significaría que en ese lugar se requeriría un semiconductor de dos niveles de tensión si no se quisiese serializar.

- Se obtiene gráficamente la tensión (niveles de tensión) de las capacidades empleadas.
- Se obtiene de manera rápida la tensión de trabajo de los busbar (Un busbar puede tener un nivel de tensión entre los niveles de tensión que se obtienen al llegar al bus siguiendo las líneas oblicuas de dicho busbar).
- Hace más fácil un análisis de la viabilidad del convertidor (más adelante se detallan algunas reglas).
- Se puede usar una plantilla para desarrollar nuevas estructuras.

Aunque también tiene algunas limitaciones:

- Sirve para convertidores VSC (y se adecua mejora a convertidores con bus de continua).
- Se dibuja una sola fase del convertidor.
- Las capacidades dan gráficamente información sobre su tensión, pero hay que tener en cuenta que en energía y volumen la relación entre una capacidad de más de un nivel de tensión y otra de un nivel de tensión es mayor. De todas maneras esta limitación también aparece en otras formas de representación que se suelen emplear.
- Se usan semiconductores de un nivel de tensión.

Una de las ventajas de este modo de representación es que permite analizar la viabilidad de un convertidor de manera sencilla. Se pueden enumerar una serie de reglas que tiene que cumplir un convertidor para que sea viable:

- Para cada nivel de tensión de salida, la corriente tiene que poder ir desde la salida hasta el bus sin hacer zigzag de izquierda a derecha. En caso de que un estado de conmutación requiera que la corriente haga zigzag de izquierda a derecha, habrá algún cortocircuito o algún semiconductor tendrá que bloquear más tensión de su nominal.
- Para cada nivel de tensión, tiene que haber un camino posible para cada sentido de corriente (saliente o entrante) si se quiere que el convertidor pueda trabajar en a cualquier factor de potencia (un ejemplo sería los caminos alternativos que ofrecen los diodos de clamp en el NPC para el nivel de tensión 1).
- Además, en caso de que haya una capacidad flotante (sin estar aislada) deberá ser posible obtener un mismo nivel sumando o restando dicha capacidad, de manera que la tensión de la capacidad flotante pueda controlarse y que de dimensionada a frecuencia de conmutación. En caso contrario la capacidad flotante puede no ser controlable o tendrá que ser dimensionada a frecuencia fundamental.

En conclusión, emplear la forma de representación de convertidores que se ha analizado ofrece una serie de ventajas. Por ello, a partir de aquí se emplea esta forma de representación en el presente documento.

2.5. Redundancias de los convertidores multinivel

La mayor parte de los convertidores multinivel presentan redundancias, esto es, son capaces de dar la misma tensión de varias formas distintas. Por una parte, pueden dar la misma tensión de fase (redundancias topológicas) y por otra, la misma tensión de línea de varias formas distintas (redundancias homopolares).

2.5.1. Redundancias topológicas

En un convertidor binivel solamente existen dos estados de conmutación posibles, que se corresponden directamente con los dos niveles de tensión que puede tomar la tensión de fase. En cambio, en los convertidores multinivel puede haber distintos estados de conmutación para los semiconductores controlados que logren generar la misma tensión a la salida de la fase. A estas distintas opciones las denominaremos redundancias topológicas.

Para ver un ejemplo de redundancia topológica podemos fijarnos en el FC de tres niveles. El nivel de tensión 1 se puede lograr de dos maneras distintas: bien encendiendo T1 y T3 y apagando T2 y T4, o bien encendiendo T2 y T4 y apagando T1 y T3. Estos dos estados de conmutación se muestran en la Fig. 2.13.

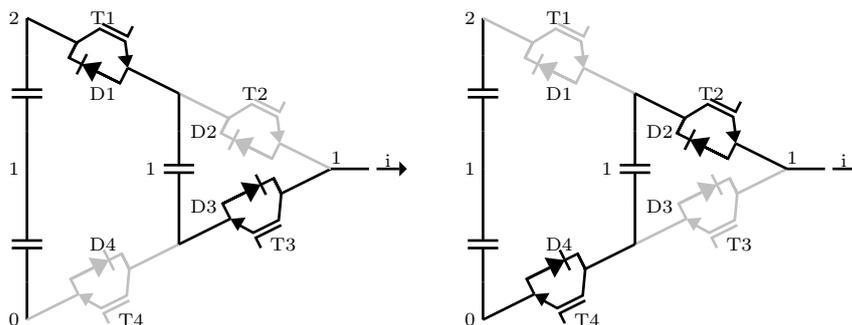


Figura 2.13: Redundancias topológicas del Flying Capacitor de tres niveles.

Como se puede ver en los dos casos se tiene el nivel de tensión 1 a la salida, en un caso restando la tensión de la capacidad flotante a la tensión positiva del bus ($2-1=1$) y en el otro caso sumando la tensión de la capacidad flotante a la tensión negativa del bus ($0+1=1$). En este caso concreto la redundancia topológica se usa para poder controlar la tensión de la capacidad flotante, ya que ambos estados de conmutación tienen efecto opuesto en la carga/descarga de la misma.

Las redundancias topológicas son a priori una ventaja para los convertidores multinivel, ya que un nivel de tensión se puede conseguir con estados de conmutación distintos, y por tanto se conmutarán distintos semiconductores si se usan dichas redundancias, repartiéndose las pérdidas de los mismos.

Las redundancias topológicas se pueden utilizar además para otros propósitos. Por ejemplo, para controlar la tensión de capacidades flotantes (flying capacitor), para obtener una frecuencia mayor a la salida y tener un filtro menor o para repartir las pérdidas de manera más homogénea entre los semiconductores, lo que permite alcanzar una corriente máxima mayor sin llegar al límite térmico.

2.5.2. Redundancias homopolares

Hablamos de redundancias homopolares en inversores trifásicos para referirnos al hecho de que la misma tensión de línea puede obtenerse con distintas tensiones de fase.

Un convertidor binivel trifásico dispone de dos niveles de tensión distintos para cada fase. En este convertidor existen dos estados de conmutación con los cuales se consiguen las mismas tensiones de línea. Estos dos estados de conmutación se obtienen conectando todas las ramas al mismo terminal del bus, al terminal positivo o al negativo. A este conjunto de estados de conmutación denominaremos redundancias homopolares.

En la Fig. 2.14 se muestran las redundancias homopolares de un convertidor de dos niveles. Se puede ver que conectando el nivel 1 y el nivel 0 a las tres fases (a, b y c) la tensión del neutro cambia (de 1 a 0). En cambio, las tensiones de línea permanecen inalteradas. Nos referiremos al nivel de tensión de salida de las tres fases con un vector de tres cifras. Por ejemplo, para los casos anteriores serían los vectores 111 y 000 respectivamente.

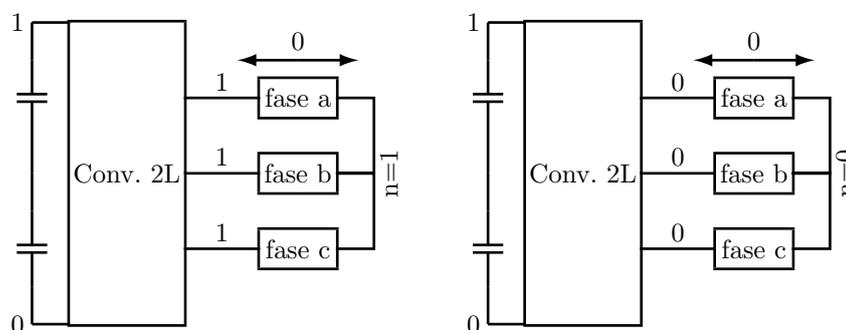


Figura 2.14: Redundancias homopolares en un convertidor binivel.

Como se puede concluir en la Fig. 2.14, las redundancias homopolares no alteran ni la corriente ni la tensión de línea, puesto que la diferencia entre las distintas redundancias homopolares es una componente homopolar que se suma a todas las fases y que no provoca circulación de corriente ni transferencia de energía.

En un convertidor multinivel, al disponerse de más niveles, se tienen más redundancias homopolares que en un convertidor de dos niveles. De hecho, las redundancias homopolares en los convertidores multinivel aumentan exponencialmente con el número de niveles: 15 en un convertidor de 3 niveles, 46 en un convertidor de 4 niveles, 101 en un convertidor de 5 niveles, etc.

A modo de ejemplo, en la Fig. 2.15 se muestra un convertidor trinivel generando la misma tensión de línea de dos maneras distintas. Como puede observarse, las tensiones de uno y otro caso se distinguen por una componente homopolar de un nivel de tensión.

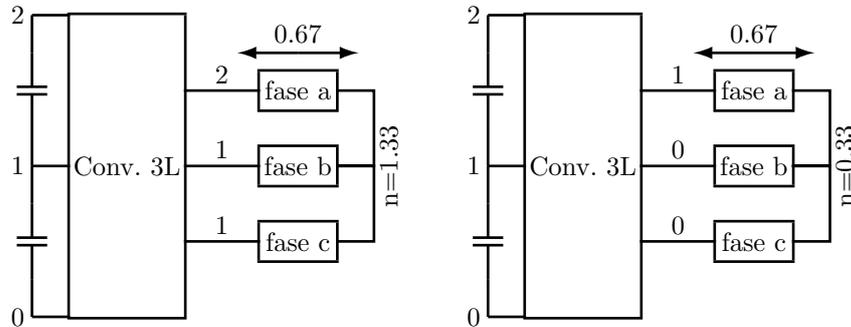


Figura 2.15: Redundancias homopolares en un convertidor trinivel.

Las redundancias homopolares son especialmente útiles en aquellos convertidores que hacen uso de puntos intermedios de bus, como por ejemplo el convertidor NPC. Si suponemos que el convertidor de tres niveles de la Fig. 2.15 es un NPC veremos que la corriente que circula por el punto medio del bus en los dos vectores redundantes es $i_b + i_c$ e i_a respectivamente. Como $i_a = -i_b - i_c$ los dos vectores redundantes producirán una corriente de la misma magnitud pero con signo contrario por el punto medio de bus.

Por ello, las redundancias homopolares se suelen usar normalmente para equilibrar puntos intermedios de bus, aunque también se pueden usar con otros fines como reducir la tensión de modo común.

2.5.3. Necesidad de redundancias

Los convertidores multinivel suelen conseguir sus distintos niveles de tensión mediante capacidades o mediante puntos intermedios del bus provenientes, en muchos casos, de capacidades puestas en serie. La tensión de estas capacidades debe ser controlada, lo que puede conseguirse gracias a las redundancias topológicas y homopolares.

En algunos casos se tienen más redundancias que las estrictamente necesarias para controlar las tensiones internas del convertidor, lo que puede aprovecharse (como es el caso del ANPC) para obtener un reparto de las pérdidas entre los semiconductores más homogéneo.

2.6. Frecuencia aparente vs frecuencia de conmutación

En un convertidor binivel la frecuencia con la que cambia de valor la tensión de salida de una de las fases es la misma con la que conmutan los semiconductores de dicha fase, ya que para cambiar la tensión a la salida tienen que conmutar sus dos semiconductores.

En un convertidor multinivel en cambio no ocurre lo mismo. Cada fase está compuesta por al menos 4 semiconductores; conmutando únicamente dos de ellos se puede obtener una tensión diferente a la salida del convertidor. Por ello, conviene distinguir entre la frecuencia de salida (o aparente) y la frecuencia de conmutación:

- Frecuencia aparente: es la frecuencia con la que cambia de valor la tensión de salida del convertidor.
- Frecuencia de conmutación: es la frecuencia con la que conmuta un semiconductor del convertidor multinivel. Ésta puede ser distinta para cada semiconductor de la topología.

La frecuencia de conmutación de un semiconductor queda determinada por la frecuencia aparente y la topología del convertidor. Cuantas más redundancias tenga el convertidor mayor será la frecuencia aparente aunque los semiconductores conmuten a la misma frecuencia.

Se estudian a modo de ejemplo los casos del FC y el NPC de tres niveles. En la Fig. 2.16 y en la Fig. 2.17 se muestran los estados de conmutación del FC y NPC respectivamente.

Los dos convertidores conmutan en el semiciclo positivo de tensión entre los niveles 2 y 1 y en el semiciclo negativo de tensión entre los niveles 1 y 0.

En el convertidor NPC en el semiciclo de tensión positivo, para que la tensión de salida cambie, deben conmutar T1 y T3 (estados de conmutación a) y b) de la Fig. 2.17). Por lo tanto, la frecuencia de conmutación de estos semiconductores es igual a la frecuencia aparente, mientras que T2 y T4 no conmutan. En el semiciclo de tensión negativo ocurre lo contrario: T1 y T3 no conmutan mientras que la frecuencia de T2 y T4 (conmutación entre b) y c) de la Fig. 2.17) es igual a la frecuencia aparente.

El flying capacitor tiene una redundancia topológica para el nivel de tensión 1, lo que permite obtener este nivel de tensión conmutando distintos semiconductores: en el semiciclo positivo de tensión conmuta entre los niveles a) y b) o a) y c) de la Fig. 2.16, es decir conmutan T2-T3 o T1-T4, y en el semiciclo negativo de tensión conmuta entre los niveles d) y b) o d) y c), por lo que otra vez conmutan T1-T4 o T2-T3. En los dos casos se puede escoger entre el estado b) y c) de forma alterna. Por consiguiente, los semiconductores del flying capacitor pueden conmutar con una frecuencia de conmutación la mitad de la frecuencia aparente.

Como se ha visto, la frecuencia de conmutación de los semiconductores puede ser muy distinta para diferentes topologías multinivel e incluso puede diferir mucho para

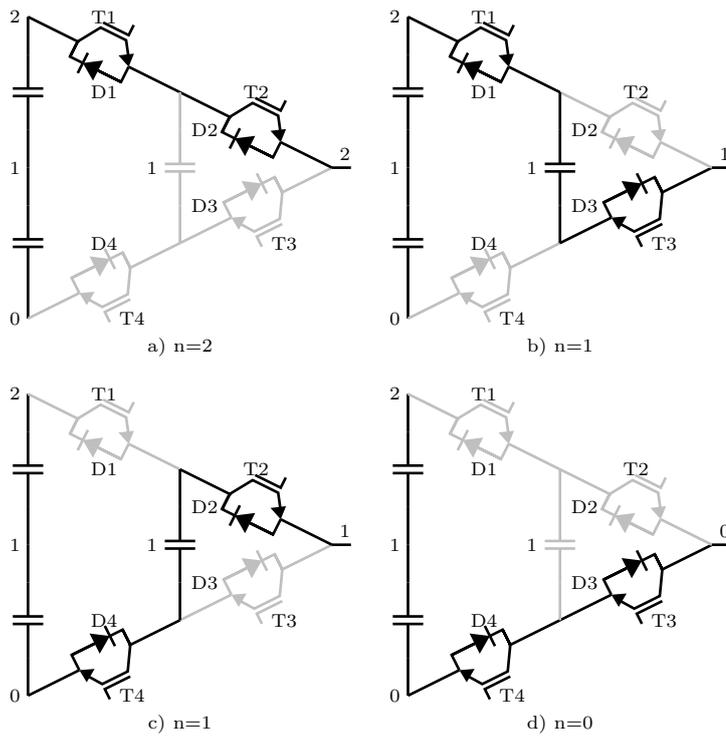


Figura 2.16: Estados de conmutación del Flying Capacitor.

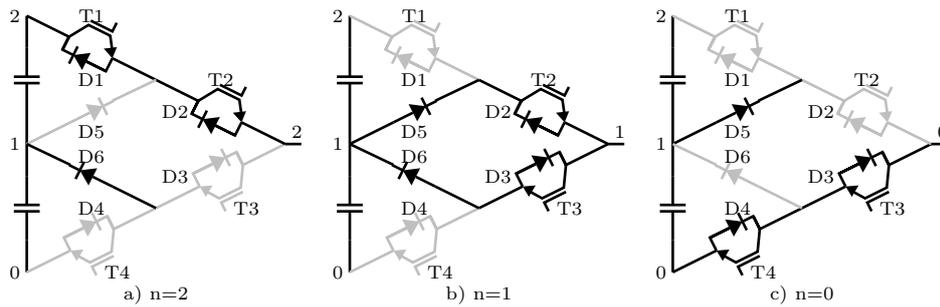


Figura 2.17: Estados de conmutación del NPC.

distintos semiconductores de un mismo convertidor. Este fenómeno tiene influencia en el reparto de pérdidas de los semiconductores del convertidor. Cuanto mejor se repartan las pérdidas (lo que ocurrirá cuando haya más semiconductores conmutando), las pérdidas estarán menos focalizadas, la máxima temperatura del semiconductor que más se caliente será menor y la corriente extraíble del convertidor será mayor (como se verá en el capítulo 5 en la comparación térmica).

2.7. Reparto de pérdidas

En un convertidor binivel se tienen dos semiconductores por fase que trabajan de la misma manera pero en semiciclos de corriente contrarios. Por ello, a lo largo del periodo los dos semiconductores tendrán las mismas pérdidas y alcanzarán su límite térmico con la misma corriente de salida. En cambio, en un convertidor multinivel hay más semiconductores, y en general trabajan de manera distinta, alcanzando el límite térmico con corrientes que pueden ser muy distintas. Un ejemplo clásico de la importancia del reparto de las pérdidas es la diferencia de funcionamiento entre el NPC y el ANPC (que se estudia más adelante) [Bru05a], [Bru05b].

Dos convertidores con el mismo número de niveles, trabajando a la misma frecuencia aparente y que empleen el mismo tipo de semiconductor tendrán las mismas pérdidas totales. El reparto de éstas, sin embargo, puede ser muy distinto. En consecuencia, la corriente con la que alguno de los semiconductores alcance la máxima temperatura de unión puede variar mucho en función de cómo sea el reparto de pérdidas.

Se puede ver un ejemplo de la importancia del reparto de pérdidas comparando el Flying Capacitor de 3 niveles con el NPC de 3 niveles. En la Fig. 2.18 se muestran estos dos convertidores.

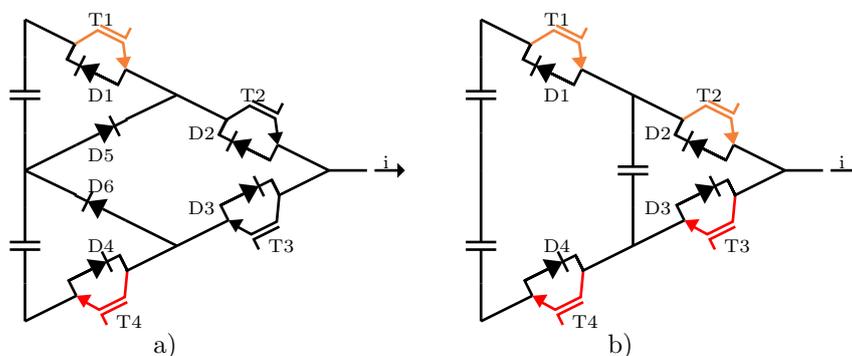


Figura 2.18: Comparación de pérdidas entre a) NPC y b) Flying Capacitor.

Supongamos un factor de potencia unitario. En el caso del NPC durante el semiciclo positivo de tensión conmuta el IGBT T1 con el diodo D5 y en el semiciclo negativo de tensión conmuta T4 con D6. Si además el índice de modulación es alto, T1 conducirá corriente durante más tiempo que D5 y T4 más que D6. Por ello, T1 (en naranja) y T4 (en rojo) concentrarán más pérdidas, se calentarán más y serán los semiconductores que limiten la corriente de salida máxima. En el caso del Flying Capacitor durante el semiciclo positivo de tensión conmuta o bien T1 con D4 o bien T2 con D3, y en el semiciclo negativo de tensión conmuta o bien T3 con D2 o bien T4 con D1. Si además el índice de modulación es alto, T1 y T2 conducirán corriente durante más tiempo que D3 y D4, y T3 y T4 más que D2 y D1. Por tanto, T1 y T2 (en naranja) concentran las pérdidas durante el semiciclo positivo de tensión y T3 y T4 (en rojo) concentran las pérdidas durante el semiciclo negativo de tensión.

Así, para factor de potencia unitario y alto índice de modulación, las pérdidas de conmutación durante el semiciclo positivo de tensión (naranja) se concentran en un único IGBT (T1) en el caso del NPC y en dos IGBTs (T1 y T2) en el caso del Flying Capacitor. Lo mismo ocurre con el semiciclo negativo de tensión (rojo). Por tanto, el Flying Capacitor reparte mejor las pérdidas que el NPC, lo cual le permitirá trabajar a una mayor frecuencia a la salida para la misma corriente, o alcanzar una corriente de salida mayor para la misma frecuencia aparente.

Es importante, por lo tanto, que la topología reparta las pérdidas lo más homogéneamente posible entre todos sus semiconductores. Así, el primer semiconductor que alcance la temperatura máxima lo hará con la mayor corriente de salida posible. Si hay semiconductores que concentran más pérdidas, éstos alcanzan antes el límite de temperatura, por lo que limitan la corriente de salida y por tanto la potencia del convertidor.

Un reparto mejor de las pérdidas se traducirá en que para una misma frecuencia aparente los semiconductores se calentarán menos y será posible alcanzar una corriente mayor, o bien para una misma corriente de salida los semiconductores podrán conmutar más rápido sin llegar al límite térmico, reduciendo el tamaño del filtro de la salida.

Nótese que el reparto de pérdidas está estrechamente relacionado con los conceptos de redundancias topológicas y frecuencia de conmutación anteriormente estudiados.

2.8. Modulación

Tradicionalmente se han empleado dos tipos de modulación para los convertidores binivel: la modulación escalar o por ancho de pulso (Pulse Width Modulation - PWM) y la modulación vectorial (que trabaja con vectores sobre el plano $\alpha\beta$). Para los convertidores multinivel se han propuesto varios tipos de modulaciones todos ellos basados en los métodos mencionados.

Un convertidor binivel está formado por dos semiconductores que tienen órdenes de encendido opuestas (son complementarias). Al conjunto de dos semiconductores que trabajan de esta manera se denomina célula de conmutación. La modulación para un convertidor de dos niveles determina la señal para la célula de conmutación.

Los convertidores multinivel están formados por al menos dos células de conmutación. La modulación debe determinar la señal para todas las células de conmutación del convertidor, lo que hace que sea más complicada en comparación con el binivel como veremos a lo largo de este apartado.

La modulación es una herramienta para decidir cómo conmutar los semiconductores controlados de la topología. El método utilizado (escalar o vectorial) no tiene por qué influir en la tensión de salida, es decir, se puede conseguir la misma forma de onda de salida a partir de una modulación vectorial o escalar.

2.8.1. Modulación escalar

En binivel, la modulación escalar se compone de una portadora (a frecuencia de conmutación) y una moduladora por fase que se compara con la portadora y del resultado de la comparación se obtiene la orden de encendido de la célula de conmutación. En multinivel aparecen varias portadoras.

La ventaja de este tipo de modulación es su simplifidad y bajo coste computacional para implantarla, sobretodo para un convertidor binivel. Como desventajas puede mencionarse que al aumentar de niveles puede complicarse y que, como veremos a continuación, no es sencillo hacer uso de las redundancias homopolares para controlar tensiones internas del convertidor.

En el siguiente análisis supondremos una referencia de tensión senoidal constante (como la que se podría encontrar en un lazo abierto), sin perturbaciones que pudieran aparecer en una aplicación real con control de corriente.

A fin de comparar las distintas modulaciones, se analizará el contenido de armónicos de la tensión de salida y calculará el contenido de distorsión armónica con los siguientes índices: THD (Eq. 2.1), THD normalizado (NTHD) (Eq. 2.2) y THD normalizado y ponderado (NWTHD) (Eq. 2.3).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^n V_n^2}}{V_1} \quad (2.1)$$

$$NTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^n V_n^2}}{V_1} \cdot m \quad (2.2)$$

$$NWTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^n (V_n/n)^2}}{V_1} \cdot m \quad (2.3)$$

donde m es el índice de modulación $[0,1]$.

Binivel

Para un convertidor binivel trifásico se tienen tres moduladoras de cada fase que se comparan con la portadora y de esta manera se decide el estado de la célula de conmutación de cada fase. En la Fig. 2.19 se muestra un ejemplo de esta modulación.

En general podría haber tres portadoras, una para cada fase, y podrían tener cualquier desfase entre ellas. Si se estudian distintos desfases entre portadoras se observa que la opción que minimiza el contenido armónico en la tensión de línea es cuando todas las portadoras están en fase, es decir, usando una única portadora para todas las fases [Alo01]. En la Fig. 2.20 por ejemplo, se muestra el THD normalizado de la tensión de línea para el caso de una sola triangular (desfase 0°) y con las triangulares desfasadas 120° entre sí.

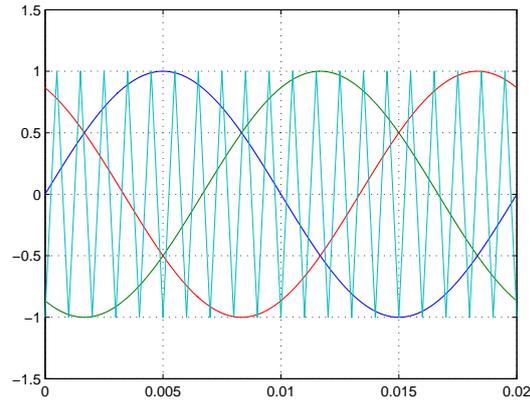


Figura 2.19: Modulación escalar para un convertidor binivel.

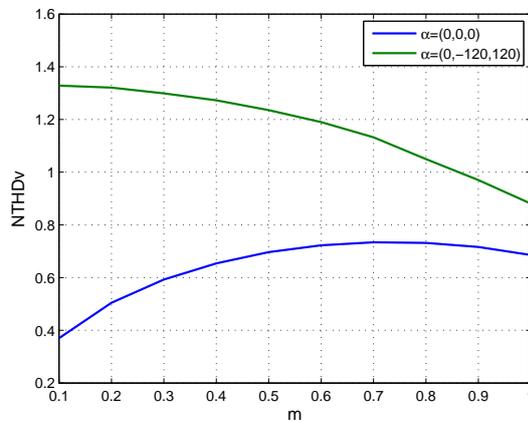


Figura 2.20: THD para un distintos desfases entre portadoras de un binivel.

PSPWM - Phase Shifted PWM

En los convertidores multinivel se tienen varias células de conmutación en cada fase. Es posible conmutar todas las células con la misma portadora, pero en ese caso el convertidor se comportaría como un binivel y no se conseguirían las ventajas en cuanto a cancelación de armónicos, que aportan las estructuras multinivel. Por ello, la técnica utilizada en el convertidor binivel es insuficiente, pues solo se tiene una comparación para varias células elementales de conmutación.

Una opción para resolver este problema es utilizar tantas portadoras como células de conmutación tenga convertidor. A fin de que los armónicos se reduzcan, es necesario desfasar adecuadamente las portadoras. Por ejemplo, el FC de n niveles de tensión

tiene $n-1$ células de conmutación por fase, por lo que la modulación PSPWM usaría $n-1$ portadoras, que se desfasarían $360^\circ/(n-1)$, que es el desfase óptimo para cancelar armónicos [Alo01]. A esta modulación se denomina modulación Phase Shifted PWM, porque desfasa las portadoras para las células de cada fase.

Esta modulación suele aplicarse a convertidores donde cada célula puede cambiar de nivel de tensión en cualquier punto de funcionamiento. Los convertidores FC y CHB por ejemplo cumplen este requisito y por ello suele emplearse la modulación PSPWM en ellos.

En la Fig. 2.21 se muestran las triangulares y moduladoras para un convertidor de 5 niveles, que podría ser el FC. Se escoge un desfase de 90° , por haber 4 células de conmutación (y por tanto, 4 portadoras) por fase.

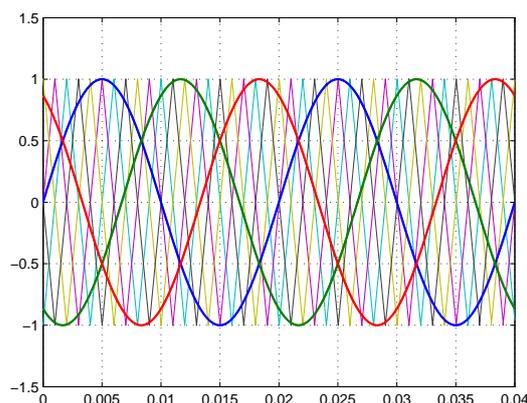


Figura 2.21: Modulación PSPWM para un convertidor de 5 niveles.

Esta modulación produce un THD mayor (ver Fig. 2.25) al que se puede conseguir con otras modulaciones como por ejemplo la PDPWM que se estudia a continuación [Alo06]. Este aumento del contenido de armónicos se debe a que esta modulación produce armónicos adicionales en el cambio de nivel [Mey09]. También se pueden considerar introducir un desfase entre las portadoras de una fase y otra fase para mejorar el THD. Pero como se demuestra en [Alo06], el THD es mayor que para la modulación PDPWM.

La modulación PSPWM, modulando por ejemplo un FC, no toma ninguna medida activa para el control de las tensiones de las capacidades flotantes. Al usar esta modulación se confía en el “Equilibrado Natural” (o Natural Balancing) [Wil06], [McG09], que consiste en determinadas circunstancias la tensión de las capacidades flotantes (y también la del punto medio de bus) tiende a su valor nominal y no es necesario controlarlos. El equilibrado natural se basa en que los armónicos que produce la modulación tienden a compensar el desvío de tensión que pudiera haber en las capacidades flotantes. A veces se incluye un circuito auxiliar (Booster Circuit) para ayudar a conseguir el equilibrado natural [Wil06].

En una aplicación con control de corriente puede pasar que el equilibrado natural no sea suficiente y que las capacidades flotantes se desvíen de su valor nominal hasta alcanzar otro punto de equilibrio no deseado.

Por otra parte esta modulación no puede usarse para todos los convertidores como por ejemplo el NPC de tres niveles, ya que el NPC de tres niveles tiene dos células de conmutación, pero cada una de ellas trabaja solo entre dos niveles de tensión (una entre 2 y 1, y la otra entre 1 y 0). Por ello, esta modulación no es apta para poder modular cualquier convertidor multinivel.

PDPWM - Phase Disposition PWM

La modulación PDPWM utiliza una portadora para cada nivel de tensión del convertidor y las portadoras se disponen en fase (como indica su nombre Phase disposition). Un ejemplo de esta modulación con sus triangulares se puede ver en la Fig. 2.22.

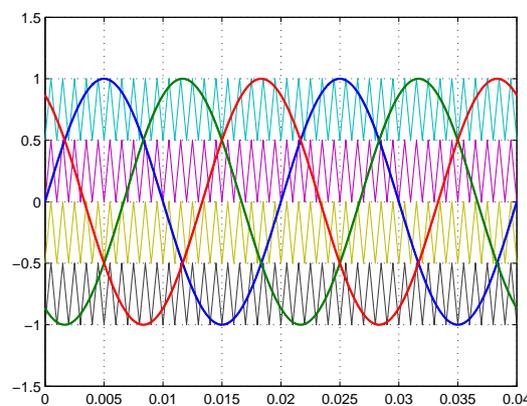


Figura 2.22: Modulación PDPWM para un convertidor de 5 niveles.

Al contrario que en la modulación PSPWM, ahora las órdenes de conmutación de cada célula no provienen directamente de la comparación con una portadora, sino que es el conjunto de comparaciones el que determina el nivel de tensión que el convertidor debe generar a su salida. Si al resultado de cada comparación se le asigna un valor binario (0 si la portadora es mayor que la modulante y 1 en caso contrario), el nivel de tensión se puede calcular como la suma de todas las comparaciones.

En los convertidores tipo NPC, donde cada nivel de tensión sólo puede obtenerse mediante un único estado de conmutación, el resultado de la comparación es ya un reflejo de las órdenes de encendido/apagado de los semiconductores. Sin embargo, en los convertidores con redundancias topológicas, existen distintas maneras de conseguir una misma tensión de salida para un nivel de tensión dado. En general, los estados redundantes se escogen alternativamente para repartir las pérdidas en los

semiconductores y tener efectos opuestos en la tensión de las capacidades flotantes.

Se ha propuesto emplear un modulador universal con esta modulación, es decir, un modulador común a todas las topologías multinivel a las que habría que añadir una máquina de estados particular de cada topología [Mey09], [McG07]. En la Fig. 2.23 se muestra un ejemplo del uso del modulador genérico mostrado en [Mey09].

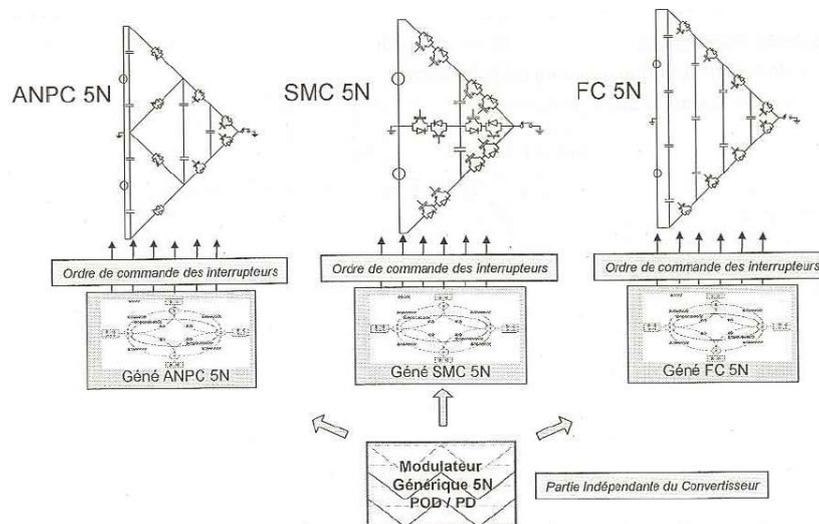


Figura 2.23: Modulación PODPWM para un convertidor de 5 niveles [Mey09].

Como con la modulación PSPWM con esta modulación también se podría obtener un equilibrio natural de las capacidades flotantes [McG07] o puntos medios [Moh11] que pudiera tener la topología. Para tener un control activo de las capacidades flotantes o puntos medios, habría que hacer alguna modificación. En caso de que el convertidor tenga capacidades flotantes, se podría forzar a alterar la máquina de estados de la topología para que utilizase las redundancias topológicas para controlar la tensión de las capacidades flotantes, como se hace en [Cho11] para una modulación vectorial.

Lo más sencillo es que la máquina de estados vaya alternando entre los estados topológicamente redundantes. En este caso se estaría confiando en el equilibrado natural para el control de las capacidades flotantes [McG07] o puntos medios [Moh11]. También es posible que la máquina de estados haga uso de las redundancias topológicas para controlar la tensión de las capacidades flotantes, como se hace en [Cho11]. Si el convertidor tiene algún punto intermedio de bus, como por ejemplo el NPC, se puede añadir un offset (calculado, por ejemplo, con un PI) a las tres moduladoras para controlar la tensión de los puntos intermedios [New97].

Esta modulación consigue eliminar los armónicos que se generaban con la modulación PSPWM en el cambio de niveles de conmutación. De esta manera se obtiene un THD mejor como se puede ver en la Fig. 2.25. Al igual que con la modulación PSPWM, el desfase de las portadoras no es interesante ya que hace aumentar el THD

[Alo06].

En resumen, esta modulación ofrece mejor THD a la vez que permite que el modulador sea universal para todas las topologías.

PODPWM - Phase Opposition Disposition PWM

Al igual que la PDPWM, la PODPWM utiliza una portadora para cada nivel de tensión pero introduce un desfase de 180° entre las portadoras de niveles de tensión adyacentes, tal y como se muestra en la Fig. 2.24.

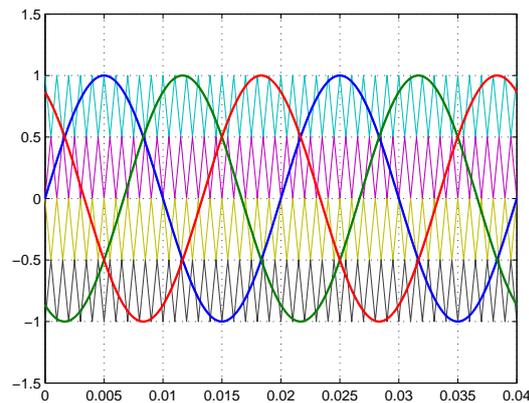


Figura 2.24: Modulación PODPWM para un convertidor de 5 niveles.

La elección del estado de conmutación para las redundancias topológicas se puede hacer con una máquina de estados de manera similar que en la modulación PDPWM.

El problema de esta modulación es que produce los mismos efectos en el cambio de nivel que la modulación PSPWM, ya que las triangulares forman la misma silueta. Como se puede ver en la Fig. 2.25 el THD es igual que el producido por la modulación PSPWM y superior al producido por la PDPWM o la siguiente modulación que se va a presentar: la CSVPWM.

CSVPWM - Centered Space Vector PWM

Se han propuesto varias modulaciones vectoriales (SVM - Space Vector Modulación, que se estudia más adelante). Una de ellas, usa los tres vectores más cercanos al vector de referencia (NTV - Nearest Three Vectors) y hace secuencias de 4 vectores en las que el primero y el último son vectores redundantes. El THD obtenido con esta modulación es mínimo cuando el tiempo de los vectores redundantes es el mismo [McG03] (por ello a esta modulación se le conoce como Centered Space Vector).

Como se ha mencionado anteriormente se puede conseguir la misma forma de onda con la modulación escalar y con la modulación vectorial. Con intención de imitar la

modulación anterior se han propuesto modulaciones escalares que tratan de imitar las secuencias de la modulación vectorial centrada. A esta modulación se le llama CSVPWM (Centered Space Vector PWM) y suma un offset a las moduladoras para conseguir un reparto homogéneo entre los vectores redundantes [McG03].

Una de ellas se propuso en [McG03], que denominaremos CSVPWM1, y que suma el offset V'_{off} (ec. 2.4) a las tres referencias de tensión:

$$\begin{aligned}
 V_{off} &= -\frac{\max(V_a, V_b, V_c) + \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \\
 V'_k &= (V_k + V_{off} + V_{bus}/2) \cdot \text{mod}\left(\frac{V_{bus}}{n-1}\right) \quad \text{con } k = a, b \text{ o } c \\
 V'_{off} &= \frac{V_{bus}}{2 \cdot (n-1)} - \frac{\max(V'_a, V'_b, V'_c) + \min(V'_a, V'_b, V'_c)}{2}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

o de manera equivalente modificando la tensión de referencia a $V_{ref.k}$ (ec. 2.5) como se indica en [McG06].

$$\begin{aligned}
 V'_k &= V_k - \frac{\max(V_a, V_b, V_c) + \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \quad \text{con } k = a, b \text{ o } c \\
 V''_k &= (V'_k + V_{bus}/2) \cdot \text{mod}\left(\frac{V_{bus}}{n-1}\right) \\
 V_{ref.k} &= V'_k + \frac{V_{bus}}{2 \cdot (n-1)} - \frac{\max(V''_a, V''_b, V''_c) + \min(V''_a, V''_b, V''_c)}{2}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

La modulación anterior centra las moduladoras en el cero (como todas las modulaciones vistas hasta el momento), lo cual hace que para algunos índices de modulación durante un ciclo completo se usen más niveles de los estrictamente requeridos. Por ejemplo, si se tiene un convertidor de tres niveles y la amplitud de la moduladora es menor que un nivel de tensión, la moduladora se podría centrar entre los niveles 0 y 1, o 1 y 2, en vez de que esté centrada entre 0 y 2. La ventaja de usar los niveles de tensión estrictamente necesarios es que mejora el THD [McG06]. En [McG06] se propone una modulación parecida a la CSVPWM1 (hay un reparto homogéneo de los vectores redundantes), que añade otro offset ($\frac{V_{bus}}{2(n-1)}$) al cálculo de V'_k , para tener una utilización mejor de los niveles del convertidor. Dicho offset depende del índice de modulación y número de niveles del convertidor (por ejemplo para un convertidor de 5 niveles dicho offset hay que sumarlo para $0 < m < 0.17$ y $0.42 < m < 0.73$). Los offsets de esta modulación, que denominaremos CSVPWM2, quedarían (ec. 2.6):

$$\begin{aligned}
V'_k &= V_k + \frac{V_{bus}}{2(n-1)} - \frac{\max(V_a, V_b, V_c) + \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \\
o \quad V'_k &= V_k - \frac{\max(V_a, V_b, V_c) + \min(V_a, V_b, V_c)}{2} \\
V''_k &= (V'_k + V_{bus}/2) \cdot \text{mod} \left(\frac{V_{bus}}{n-1} \right) \\
V_{ref.k} &= V'_k + \frac{V_{bus}}{2 \cdot (n-1)} - \frac{\max(V''_a, V''_b, V''_c) + \min(V''_a, V''_b, V''_c)}{2}
\end{aligned} \tag{2.6}$$

La ventaja de la modulación CSVPWM es que consigue un THD menor que la modulación PDPWM como se muestra en la Fig. 2.25.

Al igual que en la PDPWM, esta modulación no define las órdenes de encendido/apagado de las células de conmutación, sino los niveles de tensión a la salida de las tres fases. Las órdenes de conmutación se calculan en una segunda etapa mediante, por ejemplo, una máquina de estados.

SHEPWM - Selective Harmonic Elimination PWM

Otra posible modulación escalar, originaria de la modulación binivel, es la modulación SHEPWM (Selective Harmonic Elimination PWM). Esta modulación se aplica a convertidores con muy baja frecuencia de conmutación donde las técnicas convencionales generan armónicos de bajo orden. Mediante esta modulación es posible eliminar algunos armónicos concretos, por ejemplo aquellos que se prevea que puedan interactuar con el filtro de salida. Para ello, se determinan los ángulos de tensión con los que tiene que conmutar las células en función del índice de modulación. Por otra parte, además de eliminar algunos armónicos, con esta modulación se conmuta pocas veces por ciclo, teniendo una eficiencia mejor lo que permite en algunos casos refrigeración por aire.

Sin embargo, los ángulos de conmutación se determinan pensando en un sistema senoidal en estado estacionario, por lo que para aplicaciones con variación de velocidad, los armónicos no se anularían totalmente y el lazo cerrado podría incrementar los de manera muy negativa. Por ello, esta modulación solo se usa con aplicaciones con dinámicas.

Comparación del THD generado por las distintas técnicas

En la Fig. 2.25 se muestra la comparación del NWTHTD obtenido con las modulaciones PSPWM (negro), PODPWM (magenta), PDPWM (cyan sin inyección de tercer armónico y amarillo inyectando), CSVPWM1 (rojo), CSVPWM1 (verde) y SVM o modulación vectorial con tiempo de vectores redundantes igual (azul) para un convertidor de 5 niveles y una frecuencia aparente de 1050 kHz (como en [McG06]).

Se puede observar que el peor NWTHTD lo obtienen las modulaciones PSPWM y PODPWM. La PDPWM reduce el contenido de armónicos respecto a las anteriores

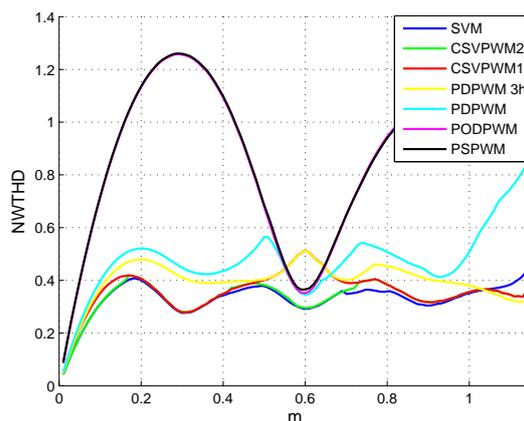


Figura 2.25: NWTHD para distintas modulaciones PWM.

y la CSVPWM aún lo hace más. Además, se puede observar que CSVPWM2 mejora respecto a CSVPWM1, ya que hace una utilización mejor de los niveles del convertidor. La modulación CSVPWM2 tiene un resultado es similar al de la modulación vectorial, SVM, que era su objetivo, aunque en algunas regiones los resultados de simulación muestran que la modulación SVM es algo mejor.

En conclusión, se puede decir que hay muchas variedades para hacer la modulación escalar (también vectorial, como se verá más adelante), la modulación empleada tiene una gran influencia en el contenido armónico, y la modulación CSVPWM2 es la modulación escalar con menor contenido armónico.

Por otro lado, el THD de las modulaciones estudiadas se vería afectado al hacer un control de corriente y en caso de hacer un control activo de las capacidades flotantes o de puntos intermedios de bus.

2.8.2. Modulación vectorial

La modulación vectorial persigue obtener los estados de conmutación del convertidor a partir de un vector de referencia (en vez de las tensiones de las 3 fases como se hace la modulación escalar).

Las ventajas de esta modulación son que los vectores disponibles son los mismos para convertidores con el mismo número de niveles, se introduce el tercer armónico de forma natural, es más sencillo de razonar y se tienen vectores redundantes que se pueden usar para controlar por ejemplo la tensión de los puntos intermedios de manera sencilla. Por el contrario, su implementación práctica es más difícil y tiene un coste computacional mayor, que puede limitar la frecuencia del lazo de control si el microprocesador no es lo suficientemente potente [Alo06].

Al razonar a través de vectores es mucho más fácil hacer un control con una

determinada característica que con la modulación escalar. Con la modulación escalar es mucho más difícil entender la relación entre la suma de una componente a las moduladoras y su efecto en los estados de conmutación y en las tensiones internas (un punto intermedio de bus por ejemplo) del convertidor.

Representación del espacio vectorial

En la Fig. 2.26 se muestra un convertidor de potencia de n niveles. Cada uno de ellos, de una tensión de $\frac{V_{BUS}}{n-1}$.

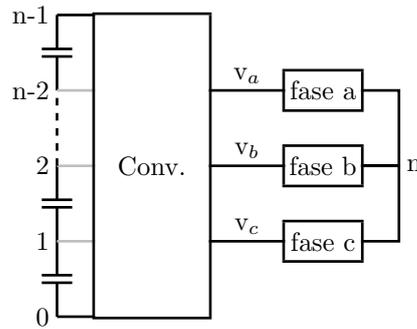


Figura 2.26: Convertidor de potencia trifásico.

Cada combinación de estados de conmutación de las tres fases produce unas tensiones de salida que se pueden representar sobre un plano. Como ejemplo, en la Fig. 2.27 se representan las tensiones de salida de un convertidor de dos niveles. Las coordenadas de los vectores han sido multiplicadas por un factor $\frac{n-1}{V_{BUS}}$, representando los niveles de tensión de salida de cada fase.

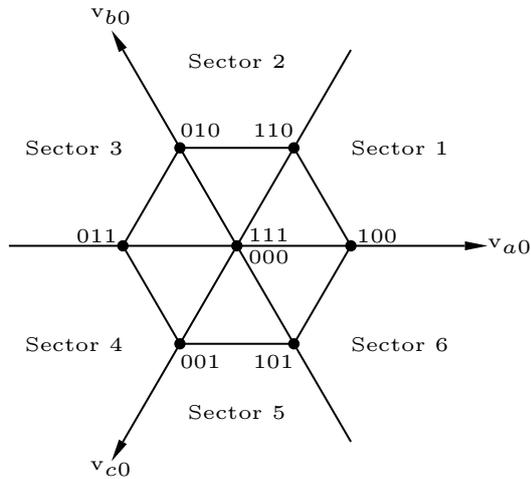


Figura 2.27: Mapa de vectores de un convertidor binivel.

Como se puede ver en la Fig. 2.27 los vectores 000 y 111 están localizados en el mismo punto del plano. Por tanto, estos vectores son redundantes (redundancia homopolar) y con los dos se tienen las mismas tensiones de fase y línea. Por otra parte, el mapa de vectores se puede dividir en 6 sectores.

Para convertidores de más niveles de tensión se puede proceder de la misma manera y dibujar los vectores disponibles. En la Fig. 2.28 y en la Fig. 2.29 se muestran los mapas de vectores para convertidores de 3 niveles y 5 niveles respectivamente. Como puede verse la complejidad aumenta ya que los vectores disponibles aumentan (al cubo con el número de niveles). Para un convertidor de 2 niveles los vectores disponibles son $2^3=8$, para un convertidor de 3 niveles $3^3=27$ y para uno de 5 niveles $5^3=125$. También se tienen más vectores redundantes a mayor número de niveles del convertidor.

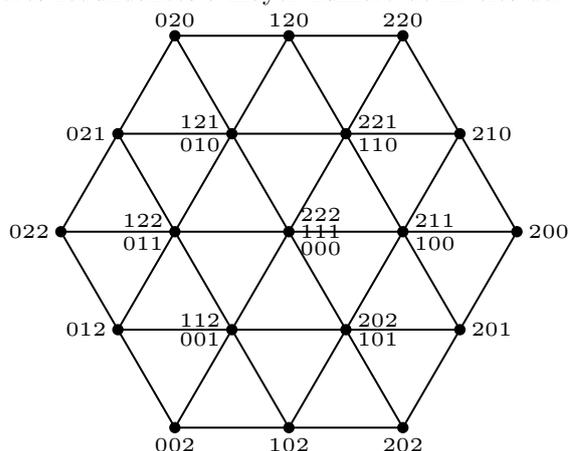


Figura 2.28: Mapa de vectores de un convertidor de 3 niveles.

Si las tensiones de fase o de salida del convertidor se dibujan en el espacio tridimensional [Leo09] como en la Fig. 2.30, se puede observar que los vectores no se encuentran sobre un mismo plano, pero sí que se pueden proyectar sobre un plano. En realidad en las representaciones sobre un plano de las Fig. 2.27, Fig. 2.28 y Fig. 2.29 se pierde la información de la tensión homopolar, pero no nos es importante para nuestro caso ya que esta componente no tiene efecto sobre la corriente en un sistema con neutro aislado.

Una ventaja de la representación en el espacio tridimensional propuesta en [Leo09] es que la compensación del desvío de tensiones internas del convertidor es más sencilla.

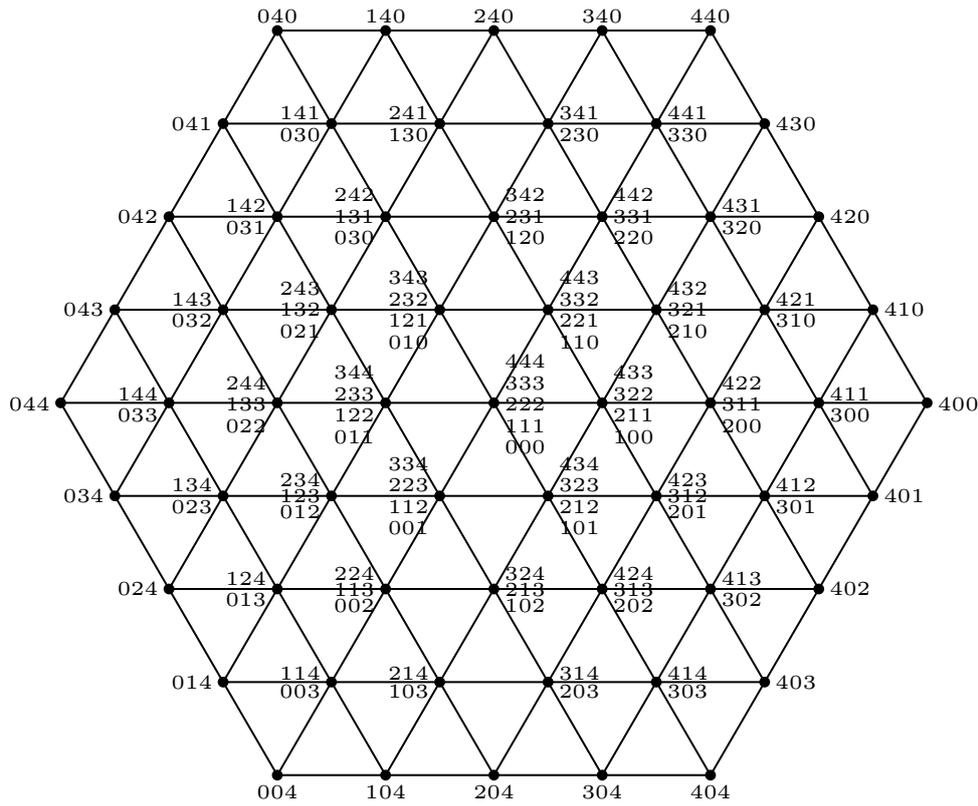


Figura 2.29: Mapa de vectores de un convertidor nivel de 5 niveles.

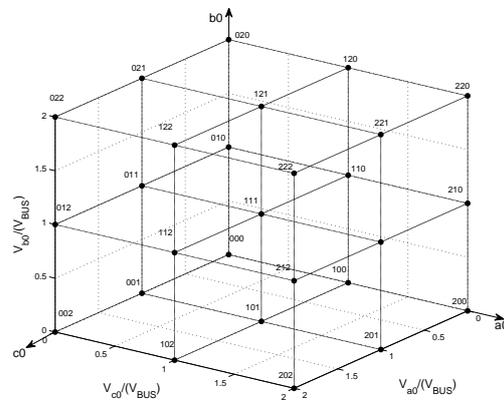


Figura 2.30: Espacio vectorial de las tensiones de salida para un convertidor de 3 niveles

Vector de referencia y cálculo de tiempos

Un vector de referencia \vec{m} se puede conseguir como la media de tres vectores \vec{v}_1 , \vec{v}_2 y \vec{v}_3 si el vector de referencia \vec{m} se localiza dentro del triángulo que forman \vec{v}_1 , \vec{v}_2 y \vec{v}_3 . Suponiendo que el convertidor genera secuencialmente las tensiones \vec{v}_1 , \vec{v}_2 y \vec{v}_3 durante, respectivamente, unos tiempos t_1 , t_2 y t_3 , la tensión media a lo largo de dicha secuencia será (ec. 2.7):

$$\vec{V}_{med} = \frac{1}{t_1 + t_2 + t_3} \cdot (t_1 \cdot \vec{v}_1 + t_2 \cdot \vec{v}_2 + t_3 \cdot \vec{v}_3) \quad (2.7)$$

Definiendo d_1 , d_2 y d_3 como los ciclos de trabajo de los tres vectores se tiene (ec. 2.8):

$$\vec{V}_{med} = d_1 \cdot \vec{v}_1 + d_2 \cdot \vec{v}_2 + d_3 \cdot \vec{v}_3 \quad d_1 + d_2 + d_3 = 1 \quad (2.8)$$

En la Fig. 2.31 se muestra un ejemplo de un vector de referencia \vec{m} en el sector 1 para un convertidor de 3 niveles. En este caso \vec{v}_1 sería v_{100} o v_{211} , \vec{v}_2 podría ser v_{200} y \vec{v}_3 podría ser v_{210} . El ciclo de trabajo d_1 de \vec{v}_1 se repartiría entre los vectores v_{100} y v_{211} .

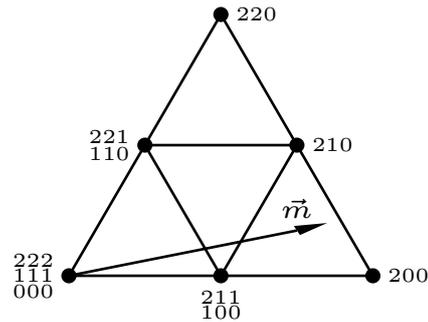


Figura 2.31: Mapa de vectores de un convertidor de 3 niveles.

En el anexo B se detalla un procedimiento para obtener los vectores \vec{v}_1 , \vec{v}_2 y \vec{v}_3 y calcular los ciclos de trabajo d_1 , d_2 y d_3 de manera eficiente en términos de carga computacional.

Secuencias

Una vez que se tienen los todos los vectores \vec{v}_1 , \vec{v}_2 y \vec{v}_3 , se elige la secuencia de vectores. Las secuencias de vectores conviene hacerlas de manera que sólo conmute una fase y un nivel de tensión, de forma que las pérdidas por conmutación sean las mínimas posibles y aprovechar así todos los niveles del convertidor.

En la representación de las Fig. 2.27, Fig. 2.28 y Fig. 2.29 se unen mediante una línea vectores que no están a una conmutación de una fase. Por ejemplo, en el caso del convertidor de 5 niveles se unen los vectores 411 o 300 con el vector 400. Del vector 300 al vector 400 se puede pasar conmutando la fase a de 3 a 4, pero para pasar del vector 411 al vector 400 hay que conmutar las fases b y c, ambas de 1 a 0.

Por ello, se puede dibujar el mapa de vectores con los vectores redundantes ligeramente desplazados para ver de qué vector se puede pasar a qué otro vector con una conmutación de una única fase. En las Fig. 2.32 y Fig. 2.33 se muestran los mapas de vectores de un convertidor de 3 y 5 niveles respectivamente, en los que se puede ver qué vectores están a una conmutación de una única fase.

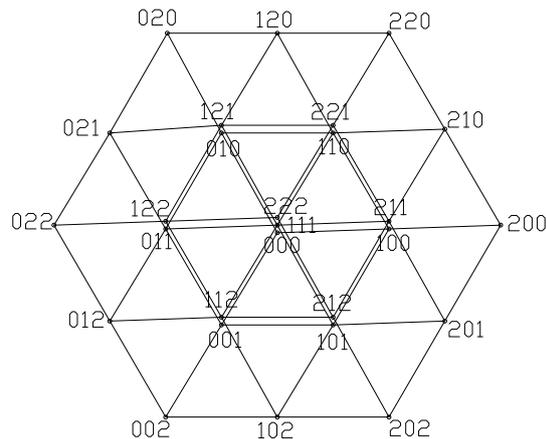


Figura 2.32: Mapa de vectores de un convertidor nivel de 3 niveles con secuencias.

Supongamos un convertidor de 3 niveles y un vector de referencia que se encuentra en el triángulo del primer sector delimitado por los vectores 211-100, 200 y 210. Para sintetizar el vector referencia se tienen distintas opciones según el número de vectores que se utilicen en la secuencia. Algunas de ellas se detallan a continuación.

7 vectores

Una de las secuencias más empleadas en los convertidores binivel comprende 7 vectores (aunque en realidad son 4 distintos porque los 3 primeros y los 3 últimos son los mismos vectores porque se hace una secuencia de ida y vuelta). Suponiendo el ejemplo anterior, la secuencia de vectores sería 100-200-210-211-210-200-100 o 211-210-200-100-200-210-211. En esta secuencia cada fase conmutaría dos veces, lo que equivale a que la tensión de referencia se actualice cada $1/f_{AP}$. Haciendo una analogía con la modulación escalar, la moduladora únicamente se actualizaría en los valles o picos de la portadora.

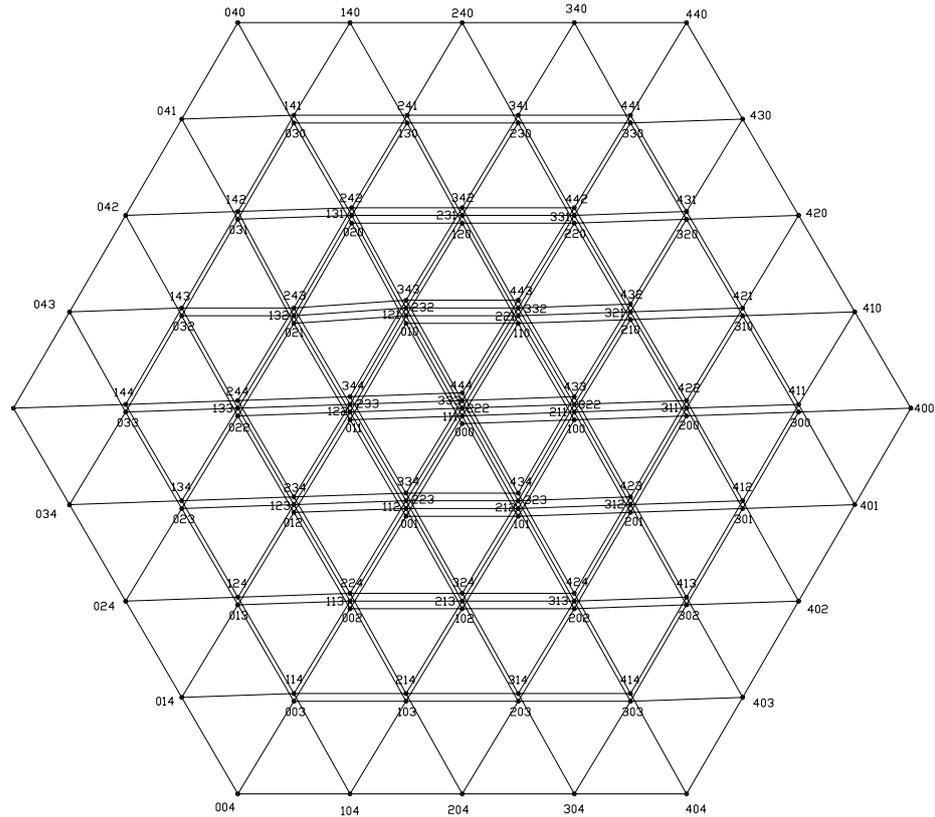


Figura 2.33: Mapa de vectores de un convertidor nivel de 5 niveles.

Esta modulación parece más apropiada para un convertidor de dos niveles de baja tensión, donde la frecuencia de conmutación es más alta y vector referencia rota un ángulo menor en un periodo de conmutación. A medida que aumentan los niveles y disminuye la frecuencia de conmutación puede ser más conveniente que la tensión de referencia se actualice cada $1/(2 \cdot f_{AP})$ como se describe en el siguiente tipo de secuencia, ya que el vector de referencia rotará un ángulo mayor y al haber más niveles es más probable que el vector de referencia se encuentre en un triángulo distinto.

4 vectores

Otra posibilidad es hacer secuencias de 4 vectores. En este caso el primer vector y el último vector son redundantes. Para ello, el vector inicio tiene que ser un vector que no se encuentre en el hexágono exterior, ya que los vectores exteriores no tienen vectores redundantes. En el ejemplo anterior, las secuencias serían 100-200-210-211 o 211-210-200-100.

Con este tipo de secuencia todas las fases conmutan una vez por cada secuencia. Haciendo una analogía con la modulación escalar, la moduladora se actualizaría en

los valles y picos de la portadora.

3 vectores

Las secuencias anteriores usan más vectores que los estrictamente necesarios para sintetizar la tensión de referencia, lo que se traduce en unas mayores pérdidas. Si el vector de referencia se sintetiza usando únicamente 3 vectores, entonces sólo dos fases conmutan por secuencia, disminuyendo las pérdidas respecto a las secuencias anteriormente presentadas. Suponiendo el ejemplo anterior, las secuencias serían 100-200-210, 210-200-100, 200-210-211 o 211-210-200.

En contrapartida se perdería la redundancia homopolar, lo cual puede empeorar la controlabilidad del convertidor y requerir capacidades mayores para un rizado máximo de capacidades flotantes o puntos medios. Además, el THD empeora en comparación a emplear el vector redundante con reparto de tiempos homogéneo.

Reparto de tiempos de los vectores redundantes

Suponiendo que se emplea una secuencia de 4 vectores con un vector de referencia que se encuentra en el triángulo anteriormente considerado, se podría hacer la secuencia 100-200-210-211 o la secuencia 211-210-200-100. El ciclo de trabajo del vector 100-211 se tiene que repartir entre los vectores 100 y 211. Repartiéndolo de manera adecuada se pueden controlar algunas tensiones internas de un convertidor, como por ejemplo, la tensión del punto medio si el convertidor se trata de un NPC.

Para obtener el mínimo THD posible habría que repartir el ciclo de trabajo de manera equitativa entre los vectores redundantes [McG03]. En la Fig. 2.25 se puede ver que esta modulación es la que menor THD obtiene.

Elección del vector inicio de la secuencia

En algunos casos es posible hacer la secuencia de vectores utilizando como vector inicio el último vector de la secuencia anterior. Pero en otras ocasiones, por ejemplo, cuando hay cambio de triángulo a veces no es posible. En estos casos habría que modificar el tipo de secuencia o emplear una conmutación adicional para situarse en un vector inicio apropiado. Estas conmutaciones adicionales aumentan las pérdidas de conmutación. En un convertidor de 5 niveles, se pueden tener hasta 6 conmutaciones adicionales por fase en un ciclo de frecuencia fundamental.

El criterio que normalmente se suele elegir es escoger el vector con mayor ciclo de trabajo y que menores conmutaciones requiera. También se pueden plantear otras opciones como emplear el vector inicio que mayor corriente controlada pueda inyectar en el punto medio de bus, que no tiene por qué ser el vector con mayor ciclo de trabajo.

Otra mejora planteable para las secuencias mencionadas es anticiparse al cambio de vector inicio para no incurrir en conmutaciones adicionales. Por ejemplo, suponiendo una secuencia de 4 vectores se podría no terminar una secuencia si se predice que el penúltimo vector de la secuencia será el vector inicio de la siguiente secuencia.

En este caso se perdería algo de controlabilidad del convertidor y se disminuirían las pérdidas de conmutación.

Elección de la secuencia

También hay regiones en las que hay distintas secuencias posibles para un mismo vector inicio. Se puede escoger una u otra secuencia según distintos criterios (minimizar THD, reducir la tensión de modo común, control del punto medio...).

2.9. Controlabilidad de puntos intermedios de bus

Una manera de obtener convertidores más niveles de tensión es mediante el uso de puntos intermedios del bus. Esta técnica presenta como ventaja que no requiere capacidades flotantes, pero por el contrario, requiere el control de la tensión de dichos puntos intermedios de bus.

El control de la tensión de los puntos medios de bus se puede conseguir mediante dos técnicas diferentes. Una de ellas es la utilización de hardware adicional y la otra mediante la modulación, usando las redundancias homopolares.

En caso de utilización de hardware adicional el control no es complejo, pero la utilización de elementos adicionales hace más costoso el convertidor, requiere más volumen y se aumenta la probabilidad de fallo debido a tener más componentes.

Por otro lado, el control por modulación no requiere hardware adicional, pero es más complejo y no siempre es posible, tal y como se va a analizar en este apartado.

Para el estudio de la controlabilidad de la tensión de los puntos intermedios en un sistema trifásico se supondrá una técnica de modulación NTV (Nearest Three Vectors), que usa los tres vectores de tensión más cercanos a la tensión de referencia. Además, no se tendrá en cuenta el número de conmutaciones entre los vectores. Esta modulación aprovecha todos los niveles de tensión y vectores de tensión disponibles.

Como se verá, en algunos casos no se puede usar una modulación NTV sin perder el control de la tensión de los puntos intermedios. En tales casos, la referencia de tensión no se obtendrá con los tres vectores más cercanos lo que provocará el aumento del THD.

2.9.1. Un punto intermedio de bus

Muchos convertidores multinivel hacen uso de un punto intermedio de bus, tales como el 3L-NPC, 5L-ANPC, etc. En estos convertidores el bus está compuesto de dos capacidades puestas en serie, cargadas las dos a la mitad de la tensión del bus como se muestra en la Fig.2.34. Suponiendo que el bus no dispone de hardware para controlar la tensión del punto medio, la variación de esta tensión depende de la corriente i_1 que el convertidor introduzca o extraiga del punto intermedio.

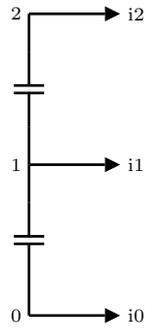


Figura 2.34: Bus de un punto intermedio.

El mapa de vectores de un convertidor de tres niveles puede verse en la Fig. 2.35. Los vectores forman dos hexágonos, uno más pequeño que el otro.

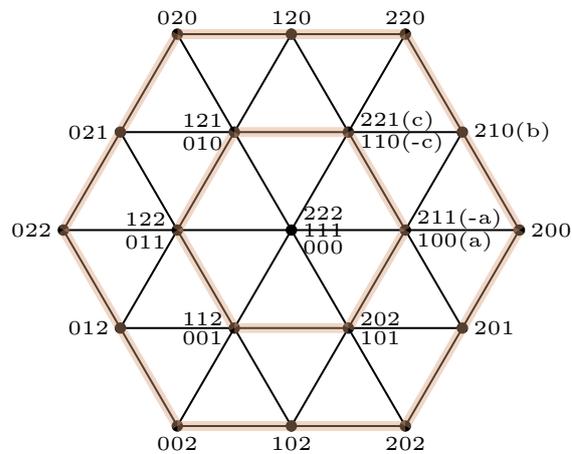


Figura 2.35: Mapa de vectores de un convertidor de 3 niveles.

Supondremos que el nivel de tensión 1 se obtiene haciendo uso del punto intermedio de bus 1 (como ocurre por ejemplo en el 3L-NPC). A los vectores del primer sector de la Fig. 2.35 se les ha añadido entre paréntesis la fase de la corriente que se extrae del punto intermedio.

Los vectores que quedan en el centro de los dos hexágonos no introducen corriente en el punto medio de bus, y por lo tanto, no alteran la tensión del punto medio de bus.

Los pares de vectores que quedan sobre el hexágono pequeño, son vectores que proporcionan una corriente por el punto medio de misma magnitud y signo contrario, es decir, tienen un efecto contrario en la tensión del punto medio de bus. Los vectores 211 y 100 inyectan y extraen la corriente de la fase a respectivamente y los vectores 221 y 110 extraen e inyectan la corriente de la fase c respectivamente. Por lo tanto, se pueden usar estos vectores (redundantes en cuanto a las tensiones de línea), para controlar la tensión del punto medio de bus.

Los vectores que quedan en los vértices del hexágono grande no introducen corriente en el punto medio de bus. Los vectores que quedan en los lados del hexágono grande introducen una corriente no controlable (no tienen un vector redundante homopolar para ello) en el punto medio de bus. El vector 210 extrae una corriente de la magnitud de la corriente de la fase b.

La magnitud de estas corrientes que introducen los vectores en el punto intermedio depende del factor de potencia al que se trabaja. Por lo tanto, la influencia de los vectores en la tensión del punto medio depende del factor de potencia. En la Fig. 2.36 se muestran dos hexágonos que representan el mapa de vectores de un convertidor de tres niveles hace uso de un punto medio. Se muestra un hexágono para $FP=1$ y otro para $FP=0$. Los vectores que introducen una corriente en el punto intermedio de bus se han marcado con un círculo de un color. El color indica el sentido de la corriente i_l . El color rojo indica que la corriente i_l es positiva, el azul, que la corriente i_l es negativa y el color verde, que se puede elegir si la corriente i_l es positiva o negativa. Si el círculo está relleno significa que ese vector tiene una influencia alta en la tensión del punto intermedio (la corriente que introduce es “grande”). Por el contrario, si el círculo está vacío indica que ese vector no influye mucho en la tensión del punto medio (que la corriente que introduce es “pequeña”). De hecho los vectores que aparecen con el círculo vacío no introducen corriente cuando el vector de referencia son ellos mismos.

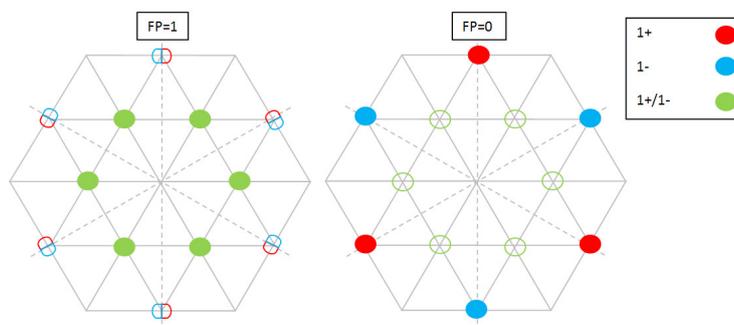


Figura 2.36: Mapa de vectores de un convertidor de 3 niveles.

En el hexágono de $FP=1$ los vectores del hexágono interior tienen una influencia alta en la tensión del punto medio y pueden controlar el signo de la corriente que se introduce en el punto medio (verdes y rellenos). En el hexágono exterior hay unos vectores que tienen poca influencia en la tensión del punto medio y que introducen una corriente positiva o negativa (tienen medio círculo de cada color porque la corriente i_l cambia de signo dependiendo el ángulo del vector referencia). Por lo tanto, excepto para índices de modulación altos donde el ciclo de trabajo de los vectores exteriores sea muy alto, la tensión del punto medio estará influenciada predominantemente por los vectores verdes que pueden controlar la tensión del punto medio.

En el hexágono de $FP=0$ los vectores del hexágono interior tienen una influencia baja en la tensión del punto medio, por lo que su poder de control de la tensión del punto medio es limitada. En el hexágono exterior hay unos vectores que tienen una

influencia alta en la tensión del punto medio y que o bien introducen una corriente positiva o negativa. Por lo tanto, excepto para índices de modulación bajos donde el ciclo de trabajo de los vectores del hexágono interior sea grande y el ciclo de trabajo de los vectores del hexágono exterior sea pequeño, la tensión del punto medio estará influenciada predominantemente por los vectores del hexágono exterior que introducirán una corriente no compensable en un ciclo de conmutación.

Así, los vectores que quedaban bajo los puntos verdes tienen mayor influencia en el control del punto medio cuanto mayor sea el factor de potencia y, los vectores que quedan bajo los puntos azules y rojos, cuanto menor sea el factor de potencia. Por tanto, el punto medio de bus será más controlable cuanto mayor sea el factor de potencia.

Es importante, la existencia de simetría con respecto a la corriente en el punto medio cada 60° . Esta simetría permite afirmar que la tensión del punto medio es controlable para una referencia senoidal, aunque no pueda compensarse en cada ciclo de conmutación.

La tensión del punto medio de bus se puede mantener a su valor nominal durante cada ciclo de conmutación siempre y cuando para cada ciclo de conmutación la corriente inyectada en el punto medio por los vectores redundantes que quedan en el hexágono pequeño, sea mayor que la inyectada por el resto de vectores en dicho ciclo de conmutación. En caso contrario, aparecerá un rizado en la tensión del punto medio al triple de frecuencia que la fundamental.

Se supone una referencia de tensión senoidal con inyección de tercer armónico, con una modulación NTV sin tiempos mínimos. Se considera que para sintetizar la tensión de referencia se pueden usar todos los vectores que sean NTV, sin tener en cuenta secuencias de vectores.

Un vector de referencia con un índice de modulación m , de ángulo θ y que trabaja con un factor de potencia FP introduce una corriente media controlable (i_{1c}) en el punto medio y una corriente media no controlable (i_{1nc}) como indican la ec. 2.9 y la ec. 2.10 respectivamente. La corriente controlable media depende de la corriente que introducen los vectores verdes de la Fig. 2.36, $i_{1,vp}$, y del ciclo de trabajo de los mismos, d_{vp} . Por su parte, la corriente media no controlable depende de la corriente que introducen los vectores rojos y azules de la Fig. 2.36, $i_{1,vg}$, y del ciclo de trabajo de los mismos, d_{vg} .

$$i_{1c}(m, \theta, FP) = i_{1,vp}(m, \theta, FP) \cdot d_{vp}(m, \theta, FP) \quad (2.9)$$

$$i_{1nc}(m, \theta, FP) = i_{1,vg}(m, \theta, FP) \cdot d_{vg}(m, \theta, FP) \quad (2.10)$$

La corriente total media (i_1) que se introduce en el punto medio para un vector de referencia dada se calcula como la suma de la corriente no controlable y la corriente controlable por un factor $m_{vp} \in [1, -1]$ (eq. 2.11). El factor m_{vp} puede elegirse entre $[1, -1]$ según sea el reparto de tiempos de los vectores redundantes. En caso de que la corriente introducida en valor absoluto por los vectores del hexágono pequeño sea mayor que la introducida por los vectores del hexágono mayor ($i_{1,c}(m, \theta, FP) >$

$i_{1,nc}(m, \theta, FP)$), la tensión del bus puede ser mantenida a su valor nominal en un ciclo de conmutación.

$$i_1(m, \theta, FP) = i_{1,nc}(m, \theta, FP) + m_{vp} \cdot i_{1,c}(m, \theta, FP) \quad (2.11)$$

Se puede extender el análisis anterior a lo largo de un periodo fundamental. Si para cada ángulo del vector referencia se cumple que $i_{1,c}(m, \theta, FP) > i_{1,nc}(m, \theta, FP)$, entonces el punto medio del bus es controlable en todos los ciclos de conmutación a lo largo de un periodo fundamental y no aparecería el rizado a 3 veces la frecuencia fundamental. En caso de que para algún ángulo ocurra que $i_{1,c}(m, \theta, FP) < i_{1,nc}(m, \theta, FP)$, aparecerá un rizado en el punto medio a 3 veces la frecuencia fundamental (debido a la simetría de 60°).

En la Fig. 2.37. se muestra la frontera en la que el rizado de la tensión del punto medio puede eliminado para cada índice de modulación y factor de potencia posible. Todos los puntos que quedan debajo de la curva azul, son puntos de funcionamiento en los que el rizado de la tensión del punto medio puede eliminarse y los puntos que quedan por encima de la curva azul, son puntos de funcionamiento en los que aparecerá un rizado en la tensión del punto medio al triple de la frecuencia fundamental [Cel00].

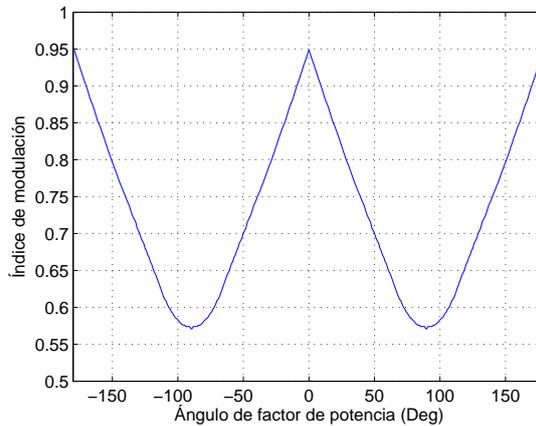


Figura 2.37: Región en la que se puede eliminar el rizado de baja frecuencia para un convertidor de un punto intermedio y 3 niveles.

Una vez que se ha calculado la corriente por el punto intermedio, se puede calcular la corriente por el punto medio a lo largo de un sector y la capacidad necesaria para un cierto rizado de tensión en estado estacionario que depende de la corriente máxima I_m , el rizado estacionario de tensión pico-pico máximo del punto intermedio ΔV_1 , de la frecuencia fundamental f_o y, por supuesto, del índice de modulación m y del factor de potencia FP . Para hacer el dimensionamiento de la capacidad genérico a convertidores con distintos parámetros se define el rizado normalizado de carga $Q_{norm}(m, FP)$ [Cel00]. Así, la capacidad (cada una de las dos capacidades del bus)

requerida para los puntos intermedios se puede calcular a partir de la ec. 2.12.

$$C(m, \theta) = \frac{Q_{norm}(m, FP) \cdot I_m}{2 \cdot f_o \cdot \Delta V_1} \quad (2.12)$$

El rizado normalizado de carga $Q_{norm}(m, FP)$ se muestra en la Fig. 2.38:

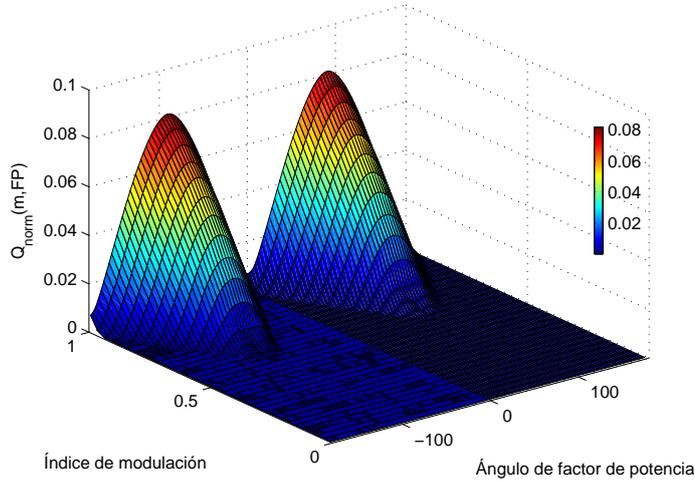


Figura 2.38: Amplitud normalizada de la componente de baja frecuencia para un convertidor de 1 punto intermedio y 3 niveles.

Un convertidor de 5 niveles con un solo punto intermedio (ver Fig. 2.39), por ejemplo el 5L-ANPC que se estudia más adelante, se puede calcular de manera análoga a como se ha hecho para el convertidor de tres niveles de tensión la corriente controlable y no controlable por el punto intermedio de bus. La diferencia es que se tienen más variables debido a que se tienen más vectores redundantes. Se supone que los niveles de tensión 1 y 3 introducen la mitad de corriente en el punto medio, ya que para el 5L-ANPC se tiene dos estados redundantes para cada uno de estos niveles y uno de ellos usa el punto medio de bus y el otro no.

En la Fig. 2.40 se muestra la corriente (controlable verdes, no controlable rojos y vectores que introducen una parte de corriente controlable y otra no controlable azules) que introducen en el punto intermedio los vectores del convertidor de cinco niveles para factor de potencia nulo. A medida que se aumenta el factor de potencia los vectores verdes inyectan una mayor corriente y los rojos y azules menor.

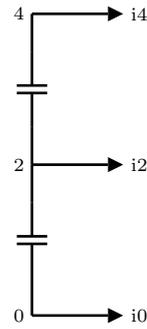


Figura 2.39: Bus de un punto intermedio de un convertidor de 5 niveles.

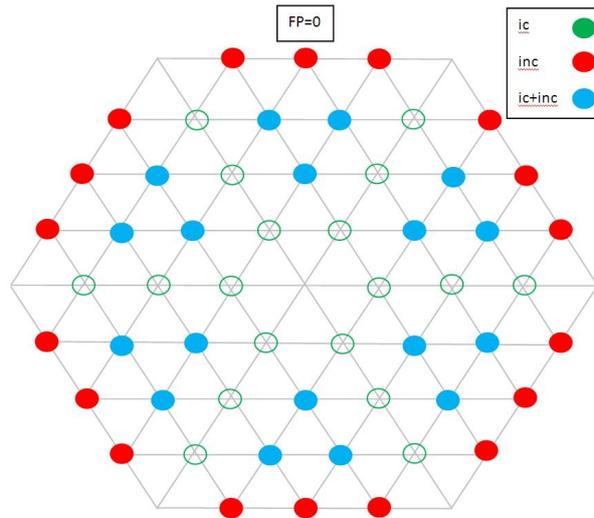


Figura 2.40: Mapa de vectores de un convertidor de 5 niveles.

Para el convertidor de 5 niveles la región de la eliminación del rizado de la tensión del punto medio es parecida a la del de 3 niveles, idéntica para factores de potencia cercanos a uno y ligeramente menor para un factor de potencia nulo como se puede ver en la Fig. 2.41.

De manera análoga al convertidor de 3 niveles, también se puede calcular la capacidad requerida (cada una de las dos capacidades del bus) con la ec. 2.12. El rizado normalizado de carga $Q_{norm}(m, FP)$ para el convertidor de 1 punto intermedio y 5 niveles se muestra en la Fig. 2.42.

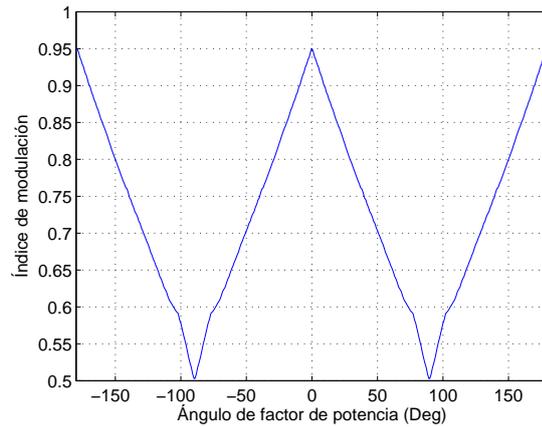


Figura 2.41: Región en la que se puede eliminar el rizado de baja frecuencia (por debajo de la curva) para un convertidor de un punto intermedio y 5 niveles.

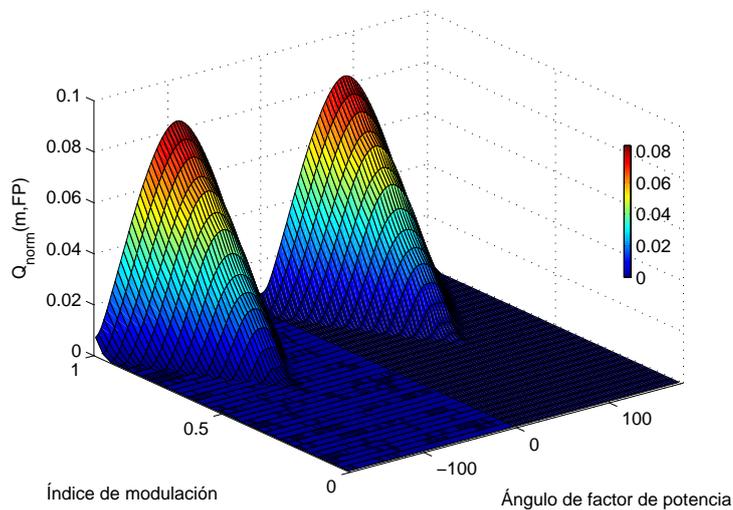


Figura 2.42: Amplitud normalizada de la componente de baja frecuencia para un convertidor de 1 punto intermedio y 5 niveles.

Tanto para un convertidor de 3 niveles como para el de 5 niveles, en una aplicación back-to-back, la capacidad requerida podría llegar a ser el doble, ya que los rizados provocados por cada convertidor podrían sumarse.

Cabe destacar que en la capacidad resultante de la ec. 2.12 sólo se ha tenido en cuenta el rizado a baja frecuencia (al triple de la frecuencia fundamental). Es posible que la capacidad final sea mayor al resultado de la ec. 2.12 si se añaden otros criterios.

Uno de ellos es según el rizado de alta frecuencia. En este caso la capacidad requerida para tener un desvío de tensión pico-pico ΔV en el punto intermedio se puede calcular como se indica en las ec. 2.13 y ec. 2.14 para un convertidor de 3 y 5 niveles respectivamente.

$$C = \frac{I_m}{2 \cdot f_{AP} \cdot \Delta V_1} \quad (2.13)$$

$$C = \frac{I_m}{f_{AP} \cdot \Delta V_2} \quad (2.14)$$

donde I_m es la corriente máxima y f_{AP} la frecuencia aparente.

Otro criterio podría ser que la tensión del bus no bajase de un % de su valor nominal durante un transitorio en el que se tuviera que aportar la energía desde las dos capacidades del bus.

2.9.2. Dos puntos intermedios de bus

Un convertidor de 4 niveles que hace uso de dos puntos intermedios de bus divide el bus en tres capacidades iguales, como se muestra en la Fig. 2.43. La tensión de los puntos intermedios 1 y 2 permanece inalterada mientras la corriente neta i_1 e i_2 respectivamente sea nula.

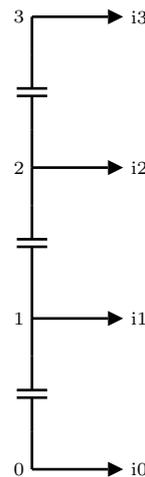


Figura 2.43: Bus de 2 puntos intermedio.

Para poder mantener la tensión de los dos puntos intermedios es necesario tener redundancias de vectores que sean capaces introducir una corriente neta nula en cada punto intermedio de bus.

Se hace un estudio de la corriente que introducen los vectores de un convertidor de 4 niveles con dos puntos medios (1 y 2) suponiendo que el nivel de tensión 2 hace

uso del punto intermedio 2 del bus y que para obtener el nivel de tensión 1 hace uso del punto intermedio 1.

Se necesita controlar el sentido de la corriente en los dos puntos para poder controlar su tensión. El efecto que producen los vectores de un convertidor de 4 niveles con 2 puntos intermedios de bus para $FP=1$ y $FP=0$ se muestra en la Fig. 2.44.

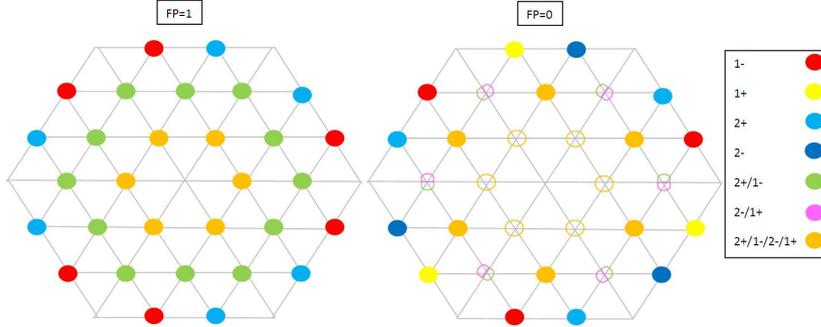


Figura 2.44: Mapa de vectores de un convertidor de 4 niveles con 2 puntos intermedios.

Como se puede observar en la Fig. 2.44, para un factor de potencia unitario, no existe una simetría angular, y además la corriente introducida por los vectores de los dos hexágonos más grandes tiene el mismo signo en cada punto intermedio, por lo que la tensión de los puntos intermedios es incontrollable. Los vectores del hexágono más pequeño sí presentan redundancias para el control de los 2 puntos intermedios, por lo que el límite de controlabilidad para $PF=1$ estará entre los dos hexágonos más pequeños como se verá más adelante.

Si el factor de potencia es nulo, existe una simetría cada 120° para la corriente introducida por los vectores en los puntos intermedios de bus, como se puede ver en la Fig. 2.44. En este caso, la tensión en los puntos intermedios de bus será controlable.

Un vector de referencia con un índice de modulación m , de ángulo θ y que trabaja con un factor de potencia FP introduce una corriente media controlable $i_{1,c}(m, \theta, FP)$ e $i_{2,c}(m, \theta, FP)$ y una corriente media no controlable $i_{1,nc}(m, \theta, FP)$ e $i_{2,nc}(m, \theta, FP)$ en los puntos intermedios 1 y 2 respectivamente. La corriente controlable hay que multiplicarla por unos factores $m_{i1}((m, \theta, FP, m_{i2}))$ e $m_{i2}((m, \theta, FP, m_{i1}))$ dependiendo del reparto de tiempos escogido de los vectores redundantes. La corriente media total por los puntos 1 y 2 se calcula como muestra la ec. ec. 2.15.

$$\begin{aligned} i_1(m, \theta, FP) &= i_{1,nc}(m, \theta, FP) + m_{i1}(m, \theta, FP, m_{i2}) \cdot i_{1,c}(m, \theta, FP) \\ i_2(m, \theta, FP) &= i_{2,nc}(m, \theta, FP) + m_{i2}(m, \theta, FP, m_{i1}) \cdot i_{2,c}(m, \theta, FP) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Con los grados de libertad ($m_{i1}(m, \theta, FP, m_{i2})$ y $m_{i2}(m, \theta, FP, m_{i1})$) que proporcionan los vectores redundantes hay que conseguir que la corriente neta por 1 o 2 a lo largo de un ciclo sea nula para poder decir que los puntos intermedios son controlables. Es decir, se tienen que cumplir las ec. 2.16.

$$\begin{aligned}
i_1(m, FP) &= \int_0^{2\pi} (i_{1,nc}(m, \theta, FP) + m_{i1}(m, \theta, FP, m_{i2}) \cdot i_{1,c}(m, \theta, FP)) \cdot d\theta = 0 \\
i_2(m, FP) &= \int_0^{2\pi} (i_{2,nc}(m, \theta, FP) + m_{i2}(m, \theta, FP, m_{i1}) \cdot i_{2,c}(m, \theta, FP)) \cdot d\theta = 0
\end{aligned}
\tag{2.16}$$

En la Fig. 2.45 se muestra la región en la que la tensión de los puntos medios es incontrolable (no cumplen la ec. 2.16). Los puntos de funcionamiento que quedan por encima de la curva son puntos en los que la tensión de los puntos intermedios es incontrolable para un convertidor de 4 niveles con 2 puntos intermedios para una modulación NTV.

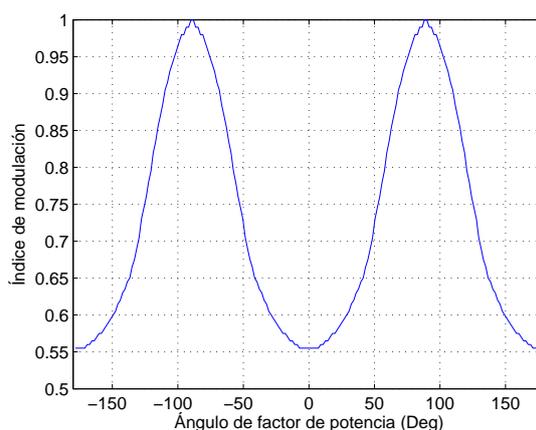


Figura 2.45: Región en la no se puede controlar la tensión de los puntos intermedios de bus para un convertidor de 2 puntos intermedios.

Para una configuración Back-To-Back, la corriente introducida en los puntos intermedios por parte de uno de los convertidores compensa en parte la corriente introducida en los puntos intermedios por parte del otro convertidor, por lo que los límites de controlabilidad aumentan.

Teniendo en cuenta la Fig. 2.45, la tensión de los puntos medios de bus será menos controlable cuanto mayor sea el factor de potencia y mayor sea el índice de modulación de ambos convertidores, ya que se tiene una mayor corriente no controlable inyectada en los puntos intermedios. Para un mismo factor de potencia de ambos convertidores, para que la tensión de los puntos intermedios sea incontrolable tiene que haber una diferencia en los índices de modulación de ambos, porque sino la corriente inyectada en los puntos intermedios sería la misma con signo opuesto.

En los puntos de operación en los que la tensión de los puntos intermedios no es controlable, los condensadores de bus tienden a cargarse/descargarse hasta tener un bus de un punto medio o un bus sin puntos medios. En este caso, los vectores

de uno de los convertidores introducen más corriente en los puntos intermedios que los vectores del otro. Para estos puntos de operación los vectores del convertidor que tienen una gran influencia en que la tensión de los puntos intermedios sea incontrolable se muestran en la Fig. 2.46.

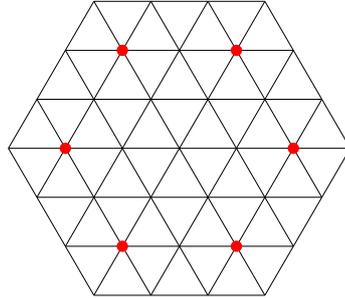


Figura 2.46: Vectores con una alta influencia en los puntos de incontrolabilidad.

Se puede calcular, para un índice de modulación y factor de potencia dado, la corriente media por cada punto intermedio a lo largo de un periodo fundamental teniendo en cuenta los dos convertidores. Para que los puntos intermedios sean controlables se tienen que cumplir las ec. 2.17.

$$\begin{aligned}
 i_1(m_{i1,rec}, FP_{rec}, m_{i1,inv}, FP_{inv}) &= \int_0^{2\pi} [(i_{1,nc,rec} + m_{i1,rec} \cdot i_{1,c,rec}) + \\
 &\quad (i_{1,nc,inv} + m_{i1,inv} \cdot i_{1,c,inv})] \cdot d\theta = 0 \quad (2.17) \\
 i_2(m_{i2,rec}, FP_{rec}, m_{i2,inv}, FP_{inv}) &= \int_0^{2\pi} [(i_{2,nc,rec} + m_{i2,rec} \cdot i_{2,c,rec}) + \\
 &\quad (i_{2,nc,inv} + m_{i2,inv} \cdot i_{2,c,inv})] \cdot d\theta = 0
 \end{aligned}$$

La Fig. 2.47 muestra algunos resultados del cálculo de la ec. 2.17 para distintos factores de potencia del rectificador e inversor. Los sombreados rojos representan regiones en las que la tensión de los puntos intermedios no es controlable bajo una modulación NTV. El peor de los casos es cuando el factor de potencia es unitario para los dos convertidores (Fig. 2.47 a)). Para factores de potencia menores la región va disminuyendo, como se muestra por ejemplo en la Fig. 2.47 b), para un factor de potencia de ambos convertidores de 0.825. Para factores de potencia distintos las regiones dejan de ser simétricas. Un ejemplo se muestra en la 2.47 c).

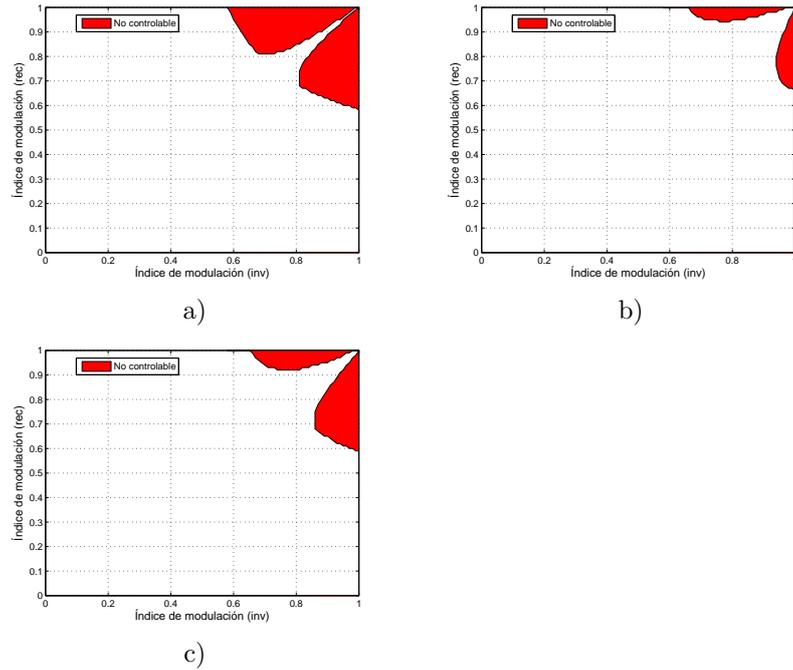


Figura 2.47: Región no controlable: a) $FP_{rec} = FP_{inv} = 1$, b) $FP_{rec} = FP_{inv} = 0,825$ y c) $FP_{rec} = 1, FP_{inv} = 0,825$.

2.9.3. Tres puntos intermedios de bus

Un convertidor de 5 niveles que hace uso de 3 puntos intermedios de bus divide el bus en 4 capacidades iguales, como se muestra en la Fig. 2.48. La tensión de los puntos intermedios 1, 2 y 3 permanece inalterada mientras la corriente neta i_1 , i_2 e i_3 respectivamente sea nula.

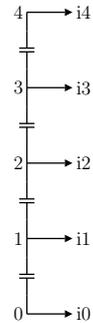


Figura 2.48: Bus de 3 puntos intermedio.

Para poder mantener la tensión de los dos puntos intermedios es necesario tener

redundancias de vectores que sean capaces introducir una corriente neta nula en cada punto intermedio de bus.

Se hace un estudio de la corriente que introducen los vectores en los puntos intermedios de un convertidor de 5 niveles con 3 puntos intermedios (1, 2 y 3) suponiendo que el nivel de tensión 3 hace uso del punto intermedio 3 del bus, que el nivel de tensión 2 hace uso del punto intermedio 2 del bus y que para obtener el nivel de tensión 1 hace uso del punto intermedio 1.

En este caso, se necesita controlar el sentido de la corriente en los 3 puntos para poder controlar su tensión. El efecto que producen los vectores de un convertidor de 5 niveles con 3 puntos intermedios de bus para $FP=1$ y $FP=0$ se muestra en la 2.49:

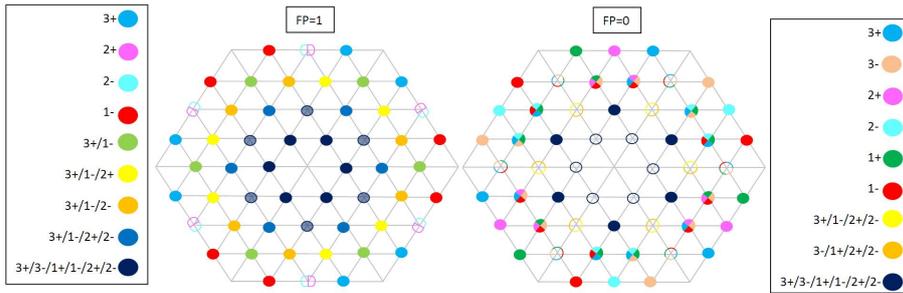


Figura 2.49: Mapa de vectores de un convertidor de 5 niveles con 3 puntos intermedios.

Como se puede observar en la 2.49, para un factor de potencia unitario, no existe una simetría angular para los puntos intermedios 1 y 3. La corriente introducida por los vectores de los 2 hexágonos más grandes en los puntos intermedios 1 y 3 tiene el mismo signo en cada uno de ellos y la corriente neta introducida por estos vectores en el punto intermedio 2 es nula, ya que existe una simetría cada 120° . La corriente introducida por los vectores del 2° hexágono más pequeño presentan redundancias para el signo de la corriente del punto intermedio 2, y sólo unos de ellos (los que están bajo los puntos más oscuros transparentes) y de manera limitada (por ello se han dibujado transparentes) presentan redundancias para el signo de la corriente de los puntos intermedios 1 y 3. La corriente introducida por los vectores del hexágono más pequeño presenta redundancias para el signo de la corriente por los 3 puntos intermedios. Por ello el límite de controlabilidad para $PF=1$ estará cercano a $m=0.5$ (índice de modulación de los vectores transparentes).

Para el caso de un factor de potencia nulo, existe una simetría cada 120° para la corriente introducida por los vectores en los puntos intermedios de bus, como se puede ver en la Fig. 2.49. Para este caso la tensión en los puntos intermedios de bus será controlable.

Un vector de referencia con un índice de modulación m , de ángulo θ y que trabaja con un factor de potencia FP introduce una corriente media controlable $i_{1,c}(m, \theta, FP)$, $i_{2,c}(m, \theta, FP)$ e $i_{3,c}(m, \theta, FP)$ y una corriente media no controlable $i_{1,nc}(m, \theta, FP)$, $i_{2,nc}(m, \theta, FP)$ e $i_{3,nc}(m, \theta, FP)$ en los puntos intermedios 1, 2 y 3 respectivamente. La corriente controlable hay que multiplicarla por unos factores

$m_{i1}((m, \theta, FP, m_{i2}, m_{i3}))$, $m_{i2}((m, \theta, FP, m_{i1}, m_{i3}))$ e $m_{i3}((m, \theta, FP, m_{i1}, m_{i2}))$ dependiendo del reparto de tiempos escogido de los vectores redundantes. La corriente media total por los puntos 1, 2 y 3 se calcula como muestra la ec. 2.18.

$$\begin{aligned} i_1(m, \theta, FP) &= i_{1,nc}(m, \theta, FP) + m_{i1}(m, \theta, FP, m_{i2}, m_{i3}) \cdot i_{1,c}(m, \theta, FP) \\ i_2(m, \theta, FP) &= i_{2,nc}(m, \theta, FP) + m_{i2}(m, \theta, FP, m_{i1}, m_{i3}) \cdot i_{2,c}(m, \theta, FP) \\ i_3(m, \theta, FP) &= i_{3,nc}(m, \theta, FP) + m_{i3}(m, \theta, FP, m_{i1}, m_{i2}) \cdot i_{3,c}(m, \theta, FP) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Con los grados de libertad $(m_{i1}(m, \theta, FP, m_{i2}, m_{i3}))$, $m_{i2}(m, \theta, FP, m_{i1}, m_{i3})$ y $m_{i3}(m, \theta, FP, m_{i1}, m_{i2})$ que proporcionan los vectores redundantes hay que conseguir que la corriente neta por los puntos intermedios 1, 2 y 3 a lo largo de un ciclo sea nula para poder decir que los puntos intermedios son controlables. Es decir, se tienen que cumplir las ec. 2.19.

$$\begin{aligned} i_1(\theta, FP) &= \int_0^{2\pi} (i_{1,nc}(m, \theta, FP) + m_{i1}(m, \theta, FP, m_{i2}, m_{i3}) \cdot i_{1,c}(m, \theta, FP)) \cdot d\theta = 0 \\ i_2(\theta, FP) &= \int_0^{2\pi} (i_{2,nc}(m, \theta, FP) + m_{i2}(m, \theta, FP, m_{i1}, m_{i3}) \cdot i_{2,c}(m, \theta, FP)) \cdot d\theta = 0 \\ i_3(\theta, FP) &= \int_0^{2\pi} (i_{3,nc}(m, \theta, FP) + m_{i3}(m, \theta, FP, m_{i1}, m_{i2}) \cdot i_{3,c}(m, \theta, FP)) \cdot d\theta = 0 \end{aligned} \quad (2.19)$$

En la 2.50. se muestra la región en la que la tensión de los puntos medios es incontrolable (no cumplen las ec. 2.19). Los puntos de funcionamiento que quedan por encima de la curva son puntos en los que la tensión de los puntos intermedios es incontrolable para un convertidor de 5 niveles con 3 puntos intermedios para una modulación NTV.

Para una configuración Back-To-Back, la corriente introducida en los puntos intermedios 1 y 3 por parte de uno de los convertidores compensa en parte la corriente introducida en los puntos intermedios 1 y 3 por parte del otro convertidor, por lo que los límites de controlabilidad aumentan.

Teniendo en cuenta la Fig. 2.50, la tensión de los puntos medios 1 y 3 de bus será menos controlable cuanto mayor sea el factor de potencia y mayor sea el índice de modulación de ambos convertidores, ya que se tiene una mayor corriente no controlable inyectada en los puntos intermedios. Para un mismo factor de potencia de ambos convertidores, para que la tensión de los puntos intermedios 1 y 3 sea incontrolable tiene que haber una diferencia en los índices de modulación de ambos, porque sino la corriente inyectada en los puntos intermedios sería la misma con signo opuesto.

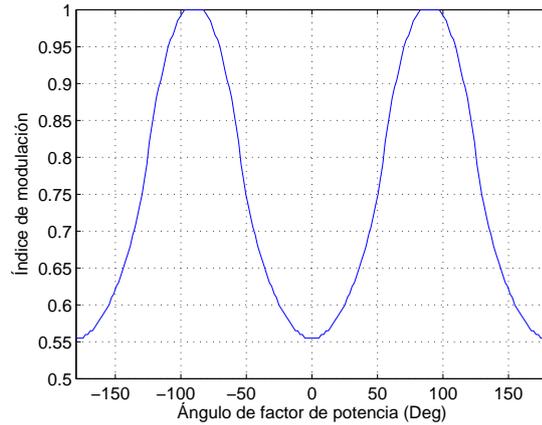


Figura 2.50: Región en la no se puede controlar la tensión de los puntos intermedios de bus para un convertidor de 3 puntos intermedios.

En los puntos de operación en los que la tensión de los puntos intermedios 1 y 3 no es controlable, los condensadores de bus tienden a cargarse/descargarse hasta tener un bus de un punto medio. En este caso, los vectores de uno de los convertidores introducen más corriente en los puntos intermedios que los vectores del otro. Para estos puntos de operación los vectores del convertidor que tienen una gran influencia en que la tensión de los puntos intermedios sea incontrolable se muestran (en rojo) en la Fig. 2.51:

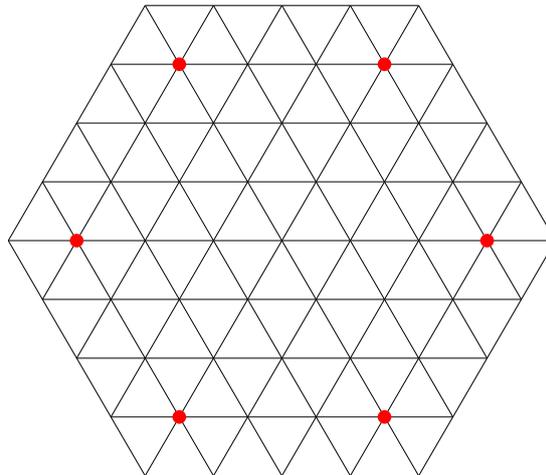


Figura 2.51: Vectores con una alta influencia en los puntos de incontrolabilidad.

Se puede calcular, para un índice de modulación y factor de potencia dado, la corriente media por cada punto intermedio a lo largo de un periodo fundamental teniendo en cuenta los dos convertidores. Para que los puntos intermedios sean controlables se tienen que cumplir las ec. 2.20.

$$\begin{aligned}
 i_1(m_{i1,rec}, FP_{rec}, m_{i1,inv}, FP_{inv}) &= \int_0^{2\pi} [(i_{1,nc,rec} + m_{i1,rec} \cdot i_{1,c,rec}) + \\
 &\quad (i_{1,nc,inv} + m_{i1,inv} \cdot i_{1,c,inv})] \cdot d\theta = 0 \\
 i_2(m_{i2,rec}, FP_{rec}, m_{i2,inv}, FP_{inv}) &= \int_0^{2\pi} [(i_{2,nc,rec} + m_{i2,rec} \cdot i_{2,c,rec}) + \\
 &\quad (i_{2,nc,inv} + m_{i2,inv} \cdot i_{2,c,inv})] \cdot d\theta = 0 \\
 i_3(m_{i3,rec}, FP_{rec}, m_{i3,inv}, FP_{inv}) &= \int_0^{2\pi} [(i_{3,nc,rec} + m_{i3,rec} \cdot i_{3,c,rec}) + \\
 &\quad (i_{3,nc,inv} + m_{i3,inv} \cdot i_{3,c,inv})] \cdot d\theta = 0
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

La Fig. 2.52 muestra algunos resultados del cálculo de la ec. 2.17 para distintos factores de potencia del rectificador e inversor. Los sombreados rojos representan regiones en las que la tensión de los puntos intermedios no es controlable bajo una modulación NTV. El peor de los casos es cuando el factor de potencia es unitario para los dos convertidores (Fig. 2.52 a)). Para factores de potencia menores la región va disminuyendo, como se muestra por ejemplo en la Fig. 2.47 b), para un factor de potencia de ambos convertidores de 0.825. Para factores de potencia distintos las regiones dejan de ser simétricas. Un ejemplo se muestra en la 2.47 c).

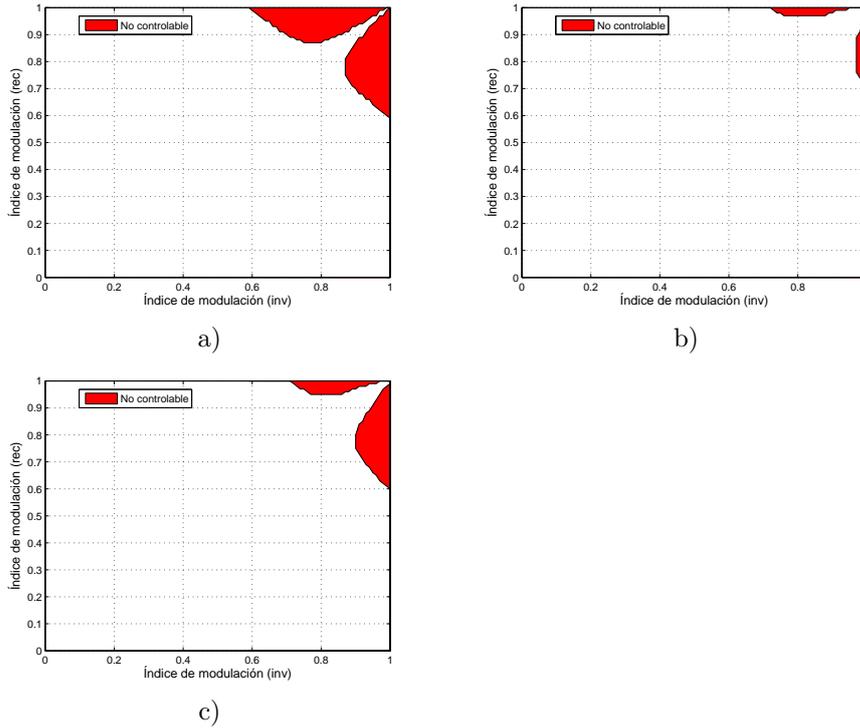


Figura 2.52: Región no controlable: a) $FP_{rec} = FP_{inv} = 1$, b) $FP_{rec} = FP_{inv} = 0,825$ y c) $FP_{rec} = 1, FP_{inv} = 0,825$.

Los resultados de la Fig. 2.52 concuerdan con los obtenidos en [Mar12], pero en [Mar12] se hace el análisis a partir de una modulación PWM.

Se puede calcular la corriente por los puntos intermedios a lo largo de un sector y la capacidad necesaria para un cierto rizado de tensión en estado estacionario, eligiendo los estados redundantes de manera que se minimice la energía almacenada en cada capacidad de bus y en consecuencia los desvíos de tensión de los puntos intermedios. Suponiendo que las 4 capacidades del bus son iguales, para minimizar la energía almacenada hay que minimizar la expresión de la ec. 2.21.

$$3 \cdot i_3^2 + 4 \cdot i_2^2 + 3 \cdot i_1^2 + 2 \cdot i_3 \cdot i_2 + 2 \cdot i_2 \cdot i_1 + i_3 \cdot i_2 \quad (2.21)$$

Se puede definir el rizado normalizado de carga $Q_{norm}(m_{rec}, FP_{rec}, m_{inv}, FP_{inv})$ de manera análoga a como se empleó en el estudio del equilibrado de un punto medio de bus. Para una corriente máxima I_m , un rizado estacionario de tensión pico-pico máximo de un punto intermedio de ΔV , una frecuencia fundamental f_o y unos factores de potencia FP_{rec} y FP_{inv} la capacidad (cada una de las cuatro capacidades del bus) requerida se puede calcular a partir de la ec. 2.22.

$$C(m, \theta) = \frac{Q_{norm}(m_{inv}, m_{rec}) \cdot I_m}{f_o \cdot \Delta V} \quad (2.22)$$

El rizado normalizado de carga para unos factores de potencia dados $Q_{norm}(m_{inv}, m_{rec})$ se muestra en la Fig. 2.53 (a) cuando los dos convertidores trabajan con factor de potencia unitario y b) cuando los dos convertidores trabajan con factor de potencia nulo). La zona plana de la 2.53 a) corresponde con la zona en la que los puntos intermedios no son controlables.

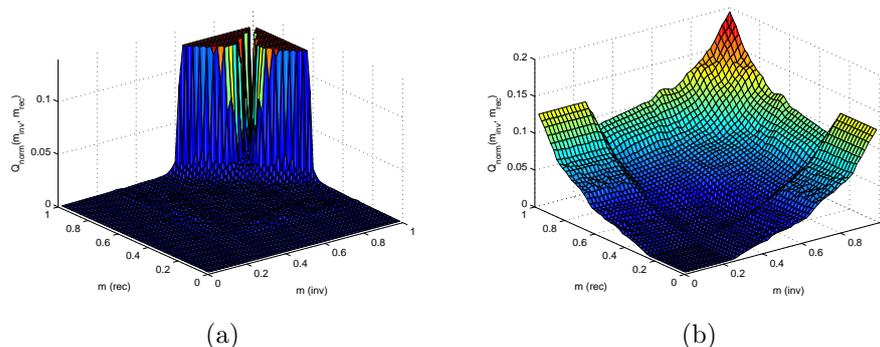


Figura 2.53: Amplitud de carga normalizada: (a) $FP_{rec} = FP_{inv} = 1$, (b) $FP_{rec} = FP_{inv} = 0$.

La capacidad anterior se ha diseñado para el rizado de baja frecuencia. También se puede tener en cuenta el rizado de alta frecuencia. En este caso la capacidad requerida para tener un desvío de tensión pico-pico ΔV en un punto intermedio se puede calcular como se indica en la ec. 2.23 para un convertidor de 3 puntos medios y 5 niveles.

$$C = \frac{I_m}{2 \cdot f_{AP} \cdot \Delta V} \quad (2.23)$$

donde I_m es la corriente máxima y f_{AP} la frecuencia aparente.

2.9.4. Conclusiones

Como se ha visto el convertidor con un punto intermedio es controlable en todos los puntos de operación bajo una modulación NTV, mientras que los convertidores con más puntos no lo son. En caso de una estructura back-to-back la región en la que los convertidores de más de un punto intermedio no son controlables se reduce, pero sigue habiendo puntos de operación con índices de modulación altos y factores de potencia cercanos a uno en los que se perdería el control de los puntos intermedios con una modulación NTV. Por lo tanto, los convertidores con un punto intermedio ofrecen mejores prestaciones en cuanto a controlabilidad que los convertidores con más puntos intermedios.

El convertidor de 3 puntos intermedios de bus se puede ver en cuanto a controlabilidad como la suma de un convertidor de 1 punto medio de bus y de otro de 2 puntos intermedios. De hecho, para el convertidor de 3 puntos intermedios de bus, el problema reside en el control de la tensión de los puntos intermedios 1 y 3, mientras que el punto intermedio 2 es controlable como si fuera un convertidor de un punto medio de bus. Por lo tanto, el problema en la controlabilidad de un convertidor de 3 puntos intermedios es similar al de dos puntos intermedios. Una diferencia es que los vectores disponibles en los convertidores de 2 y 3 puntos intermedios de bus son distintos.

Una curiosidad es que el convertidor de 3 puntos de bus es ligeramente más controlable que el de 2 puntos intermedios, como se puede ver en la Fig. 2.54. Además para ∞ puntos intermedios el límite de controlabilidad es mayor y viene dado por la ec. 2.24 [Mar01a].

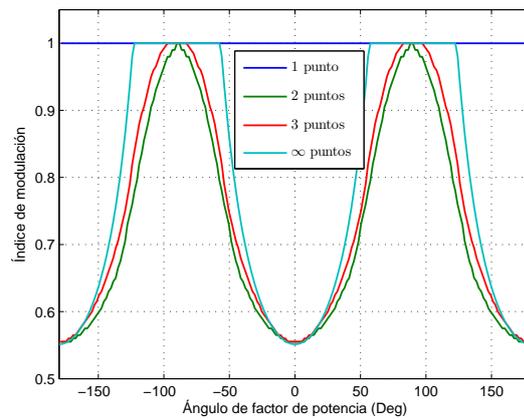


Figura 2.54: Región de controlabilidad para convertidores con distinto número de puntos intermedios.

$$m \cdot \cos(\phi) \geq \frac{\sqrt{3}}{\pi} \quad (2.24)$$

La diferencia entre la controlabilidad de los convertidores de 2 y 3 puntos intermedios es más notable al conectar dos convertidores Back-To-Back, como se puede ver en la Fig. 2.55 donde el área sombreada representa la región en la que los puntos intermedios son incontrolables con una modulación NTV.

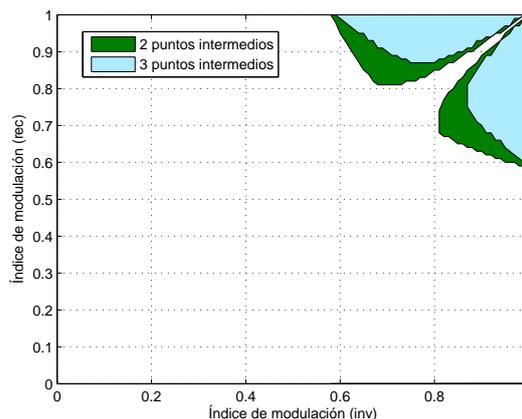


Figura 2.55: Comparación de la controlabilidad de convertidores con de 2 y 3 puntos intermedios con FP=1 y conexión back-to-back.

2.10. Tensión de salida

La tensión máxima depende principalmente de la tensión del bus. El máximo absoluto que se podría alcanzar de forma teórica sería $\sqrt{2}/2$, pero ese valor disminuye debido a tiempos muertos y tiempos mínimos de conducción de los semiconductores.

Como se ha visto en el apartado de la modulación los convertidores del mismo número de niveles pueden modularse de la misma manera, es decir, pueden conmutarse para dar a la salida la misma forma de onda de tensión. Por tanto, para una misma frecuencia de aparente deseada distintos convertidores multinivel pueden trabajar con la misma tensión máxima de salida.

La afirmación anterior no es del todo cierta, ya que no tiene en cuenta posibles rizados en las tensiones internas de capacidades de los convertidores multinivel que podrían modificar ligeramente la tensión de salida máxima posible. Estos rizados pueden ser distintos para cada topología. Por ello, en este análisis supondremos que todas las tensiones internas del convertidor están perfectamente controladas a su valor nominal.

La tensión máxima obtenible para un convertidor depende de si se trabaja como rectificador o inversor ya que el tiempo muerto afecta de distinta manera (si es una conmutación de diodo a transistor o de transistor a diodo).

Por otro lado, dos convertidores con el mismo número de niveles para conectar a la salida un determinado nivel conducen el mismo número de diodos y transistores en ambos y además para pasar de un nivel a otro se hace el mismo cambio. Por ello, el tiempo muerto no causa ninguna diferencia en la tensión máxima obtenible de dos convertidores el mismo número de niveles trabajando a la misma frecuencia aparente, pero sí en la tensión máxima obtenible entre convertidores de distintos

niveles o trabajando a distintas frecuencias aparentes.

Para simplificar supondremos un tiempo mínimo de conducción, es decir, el tiempo mínimo que tiene que conducir un semiconductor habiendo tenido en cuenta el tiempo muerto.

Para un convertidor de n niveles, conmutando con una frecuencia aparente f_{AP} y un tiempo mínimo de conducción (T_{MC}) se puede calcular la tensión máxima de salida. En la Fig. 2.56 se muestra una modulación PD escalar con su portadora y se identifican las dimensiones para calcular el índice de modulación máximo.

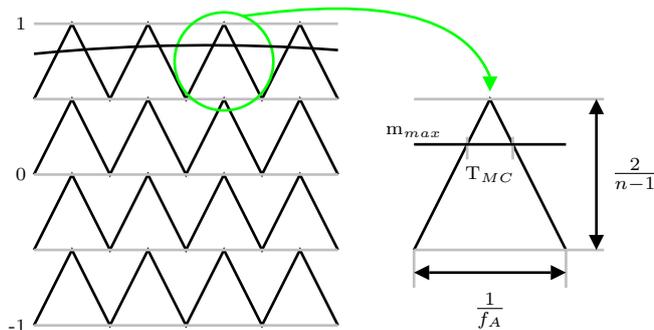


Figura 2.56: Cálculo de la máxima tensión de salida.

A partir de la Fig. 2.56 se puede calcular el índice de modulación máximo como se indica en la Ec. 2.25 (tomando $m \in [0,1.15]$). El factor 1.15 es debido al aumento del índice de modulación máximo al introducir el tercer armónico. Como se puede ver el número de niveles de tensión aparece dividiendo por lo que cuanto más niveles mayor será la tensión máxima a la salida obtenible. Esto se puede razonar observando que para un número mayor de niveles los triángulos de las portadoras de la modulación escalar son más pequeños (más planos) y por tanto para conseguir el mismo T_{MC} la moduladora puede tener mayor amplitud.

$$m_{max} = 1,15 \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot f_{AP} \cdot T_{MC}}{n - 1} \right) \quad (2.25)$$

Para aplicaciones de media tensión se puede considerar que la frecuencia aparente puede variar entre 600 y 2000 Hz y se puede suponer un tiempo mínimo de conducción de 20 μs . En la Fig. 2.57 se ha calculado el índice de modulación máximo para estas condiciones.

Como se puede observar, que aumentar el número de niveles del convertidor permite obtener un índice de modulación mayor. Para convertidores de menos de 4 niveles se ve un descenso del índice de modulación máximo significativo pero a partir de 4-5 niveles el aumento del máximo índice de modulación es relativamente pequeño.

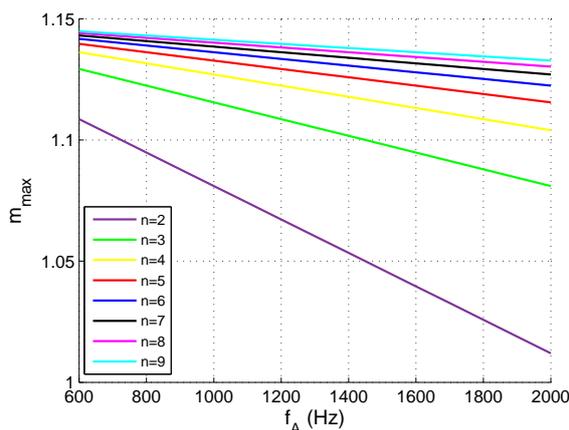


Figura 2.57: Índice de modulación máximo.

2.11. Inductancia de los lazos de conmutación

En las conmutaciones hay grandes derivadas de corriente que provocan una caída de tensión en las inductancias parásitas del lazo de conmutación. Esta caída de tensión se suma a la tensión que se bloquea en la conmutación, provocando una sobretensión en el semiconductor que se apaga.

En un convertidor binivel el lazo de conmutación comprende dos semiconductores. En cambio, en un convertidor multinivel el lazo de conmutación puede comprender varios semiconductores e incluso alguna capacidad flotante. Por ello, en los convertidores multinivel pueden aparecer lazos de conmutación con una inductancia parásita notablemente mayor y, en consecuencia, la tensión que cae en el lazo de conmutación y la sobretensión que tiene que soportar el semiconductor el semiconductor que se apaga puede ser mayor.

Una inductancia parásita grande puede limitar el funcionamiento del convertidor por sobretensión. En tal caso habría que aumentar la resistencia de puerta para tener una derivada de corriente menor, pero aumentarían las pérdidas y limitaría la potencia extraíble del convertidor. Normalmente, esto es más crítico en convertidores de media tensión, ya que por el tamaño de los módulos los lazos suelen ser más inductivos y, por tanto, mayor la sobretensión.

Se analizan las conmutaciones del NPC a modo de ejemplo. Las conmutaciones del NPC pueden ser entre el nivel 2 y 1 y entre el nivel 1 y 0. La conmutación entre los niveles 2 y 1 se hace apagando/encendiendo los semiconductores T1-T3 y la conmutación entre los niveles 1 y 0 se hace apagando/encendiendo los semiconductores T4-T2.

Según el signo de la corriente se tienen dos lazos distintos para cada una de las conmutaciones (T1-T3 y T4-T2). Al conmutar T1-T3 el lazo de conmutación puede

ser 1-D5-T1-2 o 1-D6-T3-D2-D1-2. De manera análoga, al conmutar T4-T2 el lazo de conmutación puede ser 1-D6-T4-0 o 1-D5-T2-D3-D4-0. Estos lazos de conmutación del NPC se muestran en la Fig. 2.58 (en rojo y sombreado). Por simplicidad del modelo, se supone una inductancia parásita en serie con cada semiconductor.

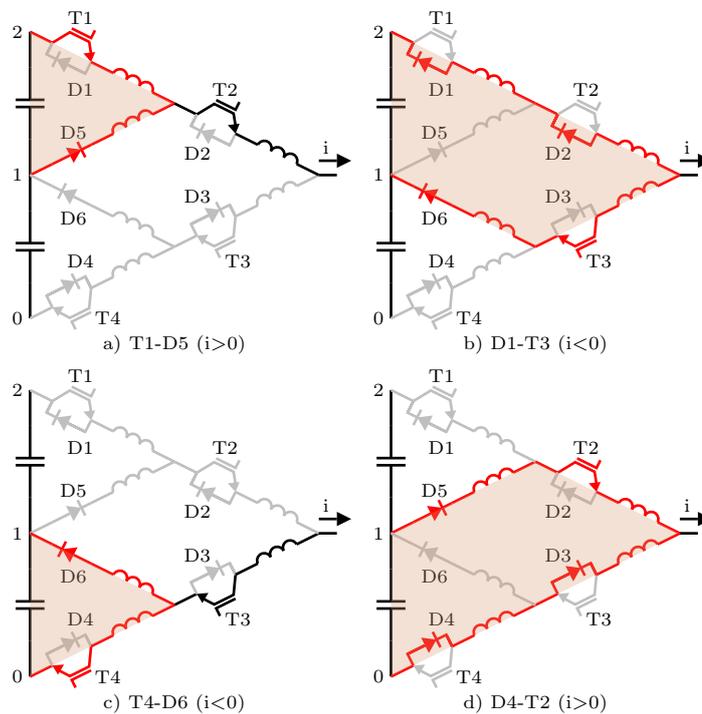


Figura 2.58: Lazos de conmutación de del NPC.

Como se puede ver en la Fig. 2.58 los lazos de conmutación a) y c), y b) y d) son análogos pero en semiciclos de tensión distintos. Los lazos de conmutación a) y c) comprenden dos semiconductores, mientras que los lazos de conmutación b) y d) comprenden 4 semiconductores. Es de esperar que los lazos de conmutación a) y c) presenten una inductancia parásita menor que los lazos de conmutación b) y d) porque comprenden menos semiconductores. Aparte del número de semiconductores la inductancia total de cada lazo dependerá del diseño electromecánico, pero seguramente los lazos de conmutación con más semiconductores, b) y d), serán lazos más inductivos y provocarán una sobretensión mayor en el semiconductor apagado.

Del análisis anterior se concluye que un NPC normalmente tendrá unos lazos de conmutación con una inductancia parásita distinta. Los lazos más inductivos podrían llegar a limitar el funcionamiento del convertidor. Para mejorar las prestaciones del NPC los fabricantes de semiconductores han desarrollado módulos para baja tensión en los que se incluyen todos los semiconductores del NPC [Spr11] y los han diseñado de manera que todos los lazos tengan una inductancia lo más igual y pequeña posible para que la sobretensión no limite las prestaciones del convertidor.

Capítulo 3

Topologías Existentes

3.1. Introducción

Además de los convertidores clásicos [Rod02], tales como el NPC, FC y CHB descritos en el apartado 2, en la literatura se han propuesto una gran variedad de topologías [Rod09], [Pen10], [Kou10].

Muchas de las topologías propuestas combinan características de los convertidores clásicos (NPC, FC y CHB) y tratan de obtener las ventajas de cada una de ellas.

3.2. Convertidor Generalizado

El convertidor generalizado fue presentado en [Pen00] y usa todos los elementos posibles que puede tener un convertidor. En la Fig. 3.1 se muestra el convertidor generalizado de 5 niveles.

El Convertidor Generalizado posee una gran cantidad de redundancias posibles para cada nivel de tensión intermedio de bus. Los niveles de tensión $n-1$ y 0 se pueden obtener desde los niveles de tensión de bus $n-1$ y 0 respectivamente, pero también desde otros puntos intermedios haciendo uso de capacidades flotantes. Lo mismo ocurre con los niveles intermedios del bus, que se pueden obtener haciendo uso del mismo punto intermedio de bus o haciendo uso de otro punto de bus y de capacidades flotantes.

Este convertidor no es factible en la práctica debido al tamaño y coste del elevado número de componentes, tanto de semiconductores como de capacidades. La mayor virtud de este convertidor es que puede servir como plantilla. Quitando elementos al convertidor generalizado se pueden conseguir distintos convertidores multinivel [Pen00].

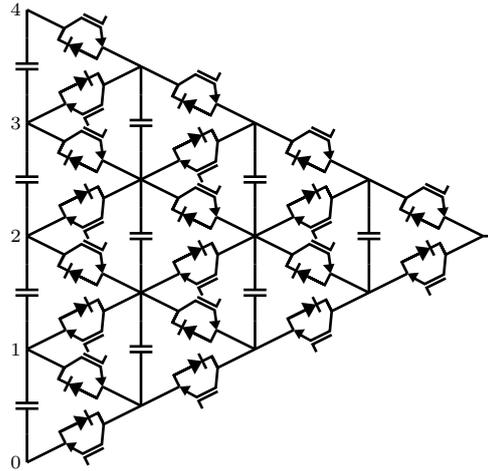


Figura 3.1: Convertidor generalizado de 5 niveles.

3.3. Convertidores Full Semiconductor

Se denominan convertidores Full Semiconductor a aquellos convertidores multi-nivel que hacen uso de puntos intermedios de bus para obtener distintos niveles de tensión y que no emplean capacidades flotantes, como por ejemplo es el caso del convertidor clásico 3L-NPC.

La gran ventaja de estos convertidores es que al no utilizar capacidades flotantes para obtener ningún nivel de tensión, a priori su diseño electromecánico es más sencillo y pueden ser más robustos en comparación con un convertidor que use capacidades flotantes.

Por el contrario, requieren controlar de la tensión de los puntos del bus utilizados. En el caso de un convertidor de 3 niveles de tensión, el convertidor sólo haría uso del punto medio de bus. Como se ha visto en el capítulo anterior, en el caso de convertidores trifásicos la tensión del punto medio del bus es controlable mediante modulación para un convertidor que sólo hace uso de un único punto intermedio de bus. Pero para convertidores de más de 3 niveles de tensión empiezan a aparecer problemas. Para configuraciones tanto de un sólo convertidor como de una configuración back-to-back [Mar01a] y [Mar12] existen puntos de operación en los que los puntos intermedios de bus no son controlables sin hardware adicional con una modulación NTV.

3.3.1. Convertidor Stacked Cell - SC

En 1981 se patentó [Bha81] el que se considera el primer convertidor multinivel. Este convertidor conecta los diferentes niveles de la tensión de continua mediante tiristores en antiparalelo. La topología SC [Bha83] es similar a la del TCC que se estudiará más adelante. En la Fig. 3.2 se puede ver el convertidor SC.

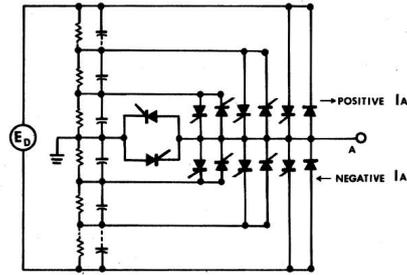


Figura 3.2: Convertidor stacked cell [Bha83].

Un problema de esta topología es que los interruptores tienen que ser de distintas tensiones de bloqueo, o hay que serializarlos o algunos están sobredimensionados. Además, hay que controlar la tensión de todos los puntos intermedios del bus.

3.3.2. Neutral point clamped y Diode clamped converter - NPC y DCC

El convertidor NPC se propuso por primera vez en [Nab81], aunque la primera patente de la que se tiene constancia es de 1991 por HITACHI [Mor91].

El convertidor NPC de tres niveles es el convertidor multinivel con mayor aceptación por parte de la industria, probablemente, por ser el convertidor multinivel más sencillo y robusto. En la Fig. 3.3 se muestra el convertidor NPC para el caso de 3 y 5 niveles de tensión.

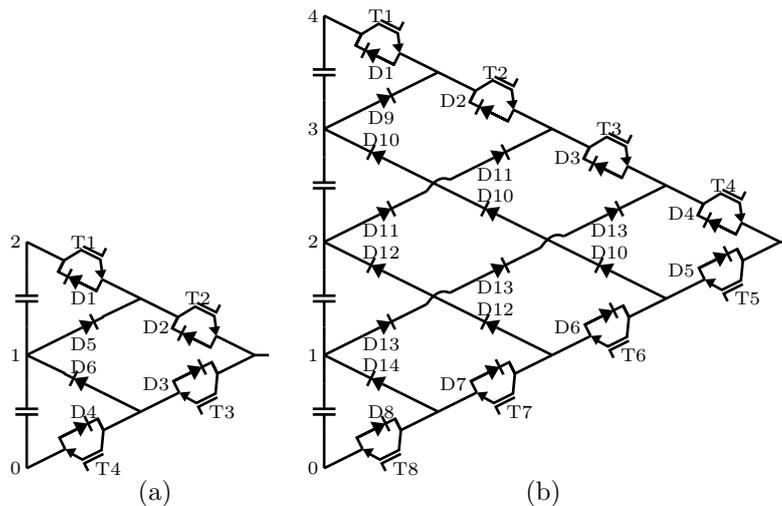


Figura 3.3: Convertidores NPC: a) 3 niveles y b) 5 niveles.

Tanto el convertidor NPC como el DCC conectan mediante diodos distintos puntos

intermedios del bus con puntos intermedios de las ramas principales. La filosofía de estos convertidores es proporcionar dos caminos (uno para corriente saliente y otro para corriente entrante), para niveles intermedios de tensión mediante la conexión de diodos entre los puntos intermedios del bus y las ramas principales.

Gracias a la representación utilizada, queda claro que para el convertidor NPC de 5 niveles hace falta serializar dos pares (D11 y D12) y dos tríos (D10 y D13) de diodos por fase, o disponer de diodos de distinta tensión de bloqueo, de 1 nivel de tensión, de 2 niveles de tensión (D11 y D12) y de 3 niveles de tensión (D10 y D13) o que haya semiconductores sobredimensionados.

Teniendo en cuenta que los diodos serializados del NPC de cinco niveles podrían tener problemas de reparto desigual de tensión bloqueada, se puede proponer conectar las ramas de los diodos de manera que no se serializan y su tensión queda fijada. Este convertidor se denomina DCC (Diode Clamped Converter) [Yua99]. En la Fig. 3.4 se muestra el convertidor DCC de 5 niveles:

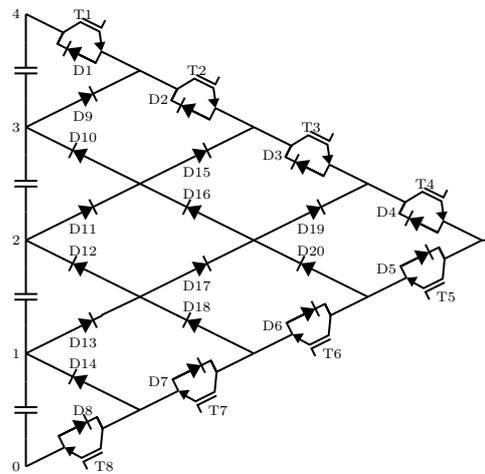


Figura 3.4: Convertidores DCC de 5 niveles.

El funcionamiento de estos convertidores es tan simple como habilitar los dos caminos antes citados para el nivel de tensión que se quiera tener a la salida. Es decir, para un nivel de tensión, los interruptores que tienen que estar encendidos son aquellos que quedan entre el terminal de tensión AC y los puntos de conexión entre las ramas de diodos para ese nivel y las ramas principales. Para los niveles de tensión máxima y mínima se encienden todos los interruptores de la rama principal positiva o de la rama principal negativa respectivamente.

El principal problema del NPC y DCC es que para más de 3 niveles, los puntos intermedios de bus no son controlables para todos los puntos de operación usando una modulación NTV, y por lo tanto, se requerirá hardware adicional, se tendrá que limitar la región de operación o se empeorará el THD.

Los estados de conmutación del 3L-NPC se pueden ver en la Tabla 3.1. Los semiconductores T1 y T3 son complementarios, como también lo son los semiconductores

T2 y T1.

3L-NPC	T1	T2	T3	T4
Nivel 2	1	1	0	0
Nivel 1	0	1	1	0
Nivel 0	0	0	1	1

Tabla 3.1: Estados de conmutación del 3L-NPC.

Con el fin de asegurar que cada semiconductor soporta en bloqueo un solo nivel de tensión, sólo están permitidas las conmutaciones entre niveles de tensión adyacentes. En el caso de tres niveles, por ejemplo, sólo se permiten conmutaciones entre los niveles de tensión 2 y 1, y entre los niveles de tensión 1 y 0. Las conmutaciones entre los niveles de tensión 2 y 0 no son seguras, ya que no se asegura que los semiconductores vayan a bloquear un sólo nivel de tensión. Por ejemplo, si se conmuta del nivel 0 al 2, no se puede asegurar que los semiconductores T3 y T4 vayan a soportar la misma tensión de bloqueo y el diodo D6 no vaya a soportar tensión. De la misma forma, si se conmuta del nivel 2 al nivel 0, no se puede asegurar que los interruptores T1 y T2 vayan a soportar la misma tensión de bloqueo y el diodo D5 no vaya a soportar tensión.

Uno de los inconvenientes de los convertidores NPC es que el repartido de pérdidas entre los distintos semiconductores no es homogénea. Esto es debido a que no todos los semiconductores conmutan y conducen la corriente de la misma manera. Por ejemplo, en el 3L-NPC para una corriente positiva, el interruptor T1 conduce solo para el nivel de tensión 2, mientras que el interruptor T2 conduce para los niveles de tensión 2 y 1. El número de conmutaciones y la corriente conmutada tampoco son iguales para todos los semiconductores. Por tanto, las pérdidas en los semiconductores no son uniformes y en consecuencia, habrá semiconductores que alcancen la temperatura máxima de unión antes que los demás semiconductores, actuando de como un cuello de botella.

Para el caso de convertidores de 5 niveles, los interruptores T1 y T5 son complementarios, como también lo son T2 y T6, T3 y T7, y T4 y T8, para evitar que algún interruptor soporte una tensión mayor que su nominal. Por la misma razón, los interruptores T1 y T8 y los interruptores T2 y T7 no pueden estar encendidos a la vez.

Los estados de conmutación del 5L-NPC (o 5L-DCC) se pueden ver en la siguiente Tabla 3.2.

5L-NPC	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0
Nivel 3	0	1	1	1	1	0	0	0
Nivel 2	0	0	1	1	1	1	0	0
Nivel 1	0	0	0	1	1	1	1	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1

Tabla 3.2: Estados de conmutación de un 5L-NPC o 5L-DCC.

Al igual que en el caso de 3 niveles, solo están permitidas las conmutaciones entre niveles de tensión adyacentes. Las conmutaciones entre niveles de tensión no adyacentes no son realizables, ya que no se puede asegurar que los interruptores vayan a repartirse la tensión de forma homogénea.

3.3.3. Active Neutral Point Clamped - ANPC

Uno de los inconvenientes del NPC y DCC era que las pérdidas se concentraban en algunos semiconductores. El convertidor 3L-ANPC, patentado por [Bij98], sustituye los diodos clamp del 3L-NPC por semiconductores controlados bidireccionales en corriente (por ejemplo, IGBT con diodo en antiparalelo). Esta modificación permite elegir el camino de la corriente cuando se tiene el nivel de tensión 1 mediante distintos estados de conmutación, algo que no ocurría en el NPC. Estos estados de conmutación reparten de manera distinta las pérdidas de conducción y conmutación en los semiconductores. Es decir, las pérdidas totales se mantienen iguales que en el NPC, pero se pueden repartir de manera más homogénea en todos los semiconductores eligiendo de manera adecuada los estados de conmutación del nivel 1. En consecuencia, se puede reducir la temperatura de unión máxima de los semiconductores en comparación con el NPC. Esto permite aumentar la potencia máxima de trabajo del convertidor o aumentar la frecuencia aparente.

Aunque la mejora así obtenida depende de la dinámica térmica de los semiconductores, según [Bru05a], [Bru05b] la potencia puede aumentar en torno al 20% o se puede llegar a doblar la frecuencia aparente del 3L-NPC o incluso llegar a una frecuencia aparente del 225% de la frecuencia del 3L-NPC en caso de IGBTs.

Este convertidor, que se muestra en la Fig. 3.5, al igual que el NPC requiere controlar la tensión del punto medio del bus, lo que puede realizarse mediante modulación en el caso de un convertidor trifásico como se ha explicado en el análisis de controlabilidad de un punto medio de bus en el capítulo anterior.

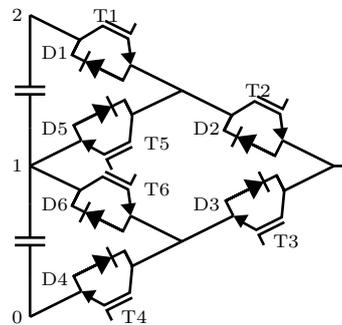


Figura 3.5: Convertidores ANPC de 3 niveles.

Los estados de conmutación del 3L-ANPC se pueden ver en la Tabla 3.3. Los interruptores T2 y T3 son complementarios, como también lo son T5 y T6. Por la misma razón, T1 y T4 no pueden estar encendidos a la vez.

3L-ANPC	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Nivel 2	1	1	0	0	0	1
Nivel 1+0	0	1	0	0	1	0
Nivel 1+1	0	1	0	1	1	0
Nivel 1-1	1	0	1	0	0	1
Nivel 1-0	0	0	1	0	0	1
Nivel 0	0	0	1	1	1	0

Tabla 3.3: Estados de conmutación del 3L-ANPC.

Para este convertidor existe una sola opción para obtener los niveles de tensión 2 y 0 pero, a diferencia del 3L-NPC que solo puede obtener el nivel de tensión 1 de una manera, el 3L-ANPC existen 4 estados redundantes para obtener el nivel de tensión 1.

Eligiendo de manera adecuada los estados de conmutación para el nivel de tensión 1, se puede obtener una distribución de pérdidas lo más uniforme posible, de manera que las temperaturas de unión de los semiconductores sean lo más parecidas posible.

Se examinan, a modo de ejemplo, las conmutaciones entre los niveles de tensión 2 a 1 con corriente saliente. En la conmutación del nivel de tensión 2 al nivel de tensión 1+0, primero se apaga T6 sin pérdidas, a continuación se apaga el T1 y tras el tiempo muerto se enciende T5. En esta conmutación las pérdidas se pueden aproximar a las pérdidas de apagado de T1. La conmutación del nivel de tensión 2 al nivel de tensión 1+1 puede o no usarse ya que no aporta nada en comparación con la conmutación 2 a 1+0, excepto el encendido sin pérdidas de T4. En la conmutación del nivel de tensión 2 al nivel de tensión 1-1, se apaga T2 y tras el tiempo muerto se enciende T3. En esta conmutación las pérdidas se pueden aproximar a las pérdidas de apagado de T2. En la conmutación del nivel de tensión 2 al nivel de tensión 1-0, primero se apaga T1 y tras el tiempo muerto se enciende T3. T2 se puede apagar sin tensión (apagándolo ligeramente más tarde que T1) por lo que no tendrá pérdidas. En esta conmutación las pérdidas se pueden aproximar a las pérdidas de apagado de T1.

En la Tabla 3.4 se muestran para cada conmutación las pérdidas (pérdidas de conmutación P_{sw} y pérdidas de conducción P_c) que se producen en los semiconductores [Bru05a].

Teniendo en cuenta la Tabla 3.4 se muestra una Tabla 3.5 en la que se decide el tipo de estado redundante de nivel de tensión 1 según las temperaturas de unión (T_j) de los semiconductores.

El principal problema para utilizar esta tabla es que resulta muy costoso medir dichas temperaturas. Se han propuesto técnicas de estimación de las temperaturas de unión de los semiconductores para este convertidor [And11]. El problema que tienen es que conllevan un alto coste computacional, por lo que es necesario hardware capaz de procesar las operaciones requeridas [And11].

Para aplicaciones en las que hardware y frecuencia de control no permitiesen calcular la temperatura de unión de los semiconductores, se puede pensar en una tabla de consulta guardada con la que se seleccionaría cuantas veces se usa cada tipo de

nivel de tensión 1 en cada punto de operación, buscando obtener unas pérdidas lo más uniformes posible en los semiconductores [Bru07].

Corriente	n	P_{sw}	n	P_c	P_{sw}	n
$i > 0$	2	Poff T1	1+0	D5, T2	Pon T1, Poff D5	2
	2	Poff T1	1+1	D5, T2	Pon T1, Poff D5	2
	2	Poff T1	1-0	T6, D3	Pon T1, Poff D3	2
	2	Poff T2	1-1	T6, D3	Pon T2, Poff D3	2
	0	Pon T2, Poff D4	1+0	D5, T2	Poff T2	0
	0	Pon T2, Poff D3	1+1	D5, T2	Poff T2	0
	0	Pon T6, Poff D4	1-0	T6, D3	Poff T6	0
	0	Pon T6, Poff D4	1-1	T6, D3	Poff T6	0
$i < 0$	2	Pon D1, Poff T5	1+0	T5, D2	Poff T5	2
	2	Pon D1, Poff T5	1+1	T5, D2	Poff T5	2
	2	Pon D1, Poff T3	1-0	D6, T3	Poff T3	2
	2	Pon D2, Poff T3	1-1	D6, T3	Poff T3	2
	0	Poff T4	1+0	T5, D2	Pon T4, Poff D2	0
	0	Poff T3	1+1	T5, D2	Pon T3, Poff D2	0
	0	Poff T4	1-0	D6, T3	Pon T4, Poff D6	0
	0	Poff T4	1-1	D6, T3	Pon T4, Poff D6	0

Tabla 3.4: Pérdidas en los semiconductores de un 3L-ANPC.

Cambio nivel	Corriente	Temperaturas de las uniones		Tipo 1
2 a 1	$i > 0$	$\theta_{jT1} > \theta_{jT2}$	$\theta_{jD5} > \theta_{jD3}$	1-1
			$\theta_{jD5} < \theta_{jD3}$	1-1
		$\theta_{jT1} < \theta_{jT2}$	$\theta_{jD5} > \theta_{jD3}$	1+0
			$\theta_{jD5} < \theta_{jD3}$	1-0
	$i < 0$	$\theta_{jD1} > \theta_{jD2}$	$\theta_{jT5} > \theta_{jT3}$	1-1
			$\theta_{jT5} < \theta_{jT3}$	1-1
		$\theta_{jD1} < \theta_{jD2}$	$\theta_{jD1} > \theta_{jT3}$	1+0
			$\theta_{jD1} < \theta_{jT3}$	1+0
0 a 1	$i > 0$	$\theta_{jD4} > \theta_{jD3}$	$\theta_{jT6} > \theta_{jT2}$	1+1
			$\theta_{jT6} < \theta_{jT2}$	1+1
		$\theta_{jD4} < \theta_{jD3}$	$\theta_{jD4} > \theta_{jT2}$	1-0
			$\theta_{jD4} < \theta_{jT2}$	1-0
	$i < 0$	$\theta_{jT4} > \theta_{jT3}$	$\theta_{jD6} > \theta_{jD2}$	1+0
			$\theta_{jD6} < \theta_{jD2}$	1+1
		$\theta_{jT4} < \theta_{jT3}$	$\theta_{jT4} > \theta_{jD2}$	1-0
			$\theta_{jT4} < \theta_{jD2}$	1-0

Tabla 3.5: Tabla para la elección del estado redundante de un 3L-ANPC.

3.3.4. Transistor Clamped Converter o Neutral Point Piloted - TCC o NPP

El convertidor TCC (Transistor Clamped Converter) o NPP (Neutral Point Piloted) es un convertidor de tres niveles que hace uso del punto medio de bus al igual que el 3L-NPC o el 3L-ANPC. También puede verse como un SMC (Stacked Multicell Converter que se estudia más adelante) de 3 niveles.

El TCC conecta el punto medio del bus con la salida mediante un interruptor bidireccional en tensión y corriente que puede implementarse con dos semiconductores controlados con diodo en antiparalelo conectados en antiserie, tal y como puede verse en la Fig. 3.6.

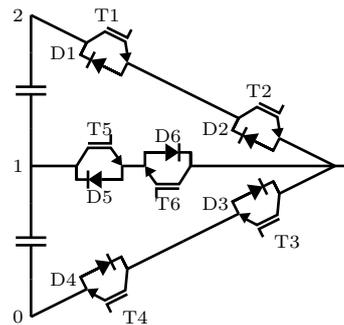


Figura 3.6: Convertidor TCC de 3 niveles.

Este convertidor, al igual que el NPC, requiere controlar la tensión del punto medio del bus, lo que suele hacerse de la misma manera que en dicho convertidor.

Los estados de conmutación del TCC se pueden ver en la Tabla 3.6. Los interruptores T1 y T2 son complementarios con T6, de la misma manera que T3 y T4 son complementarios con T5.

TCC	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Nivel 2	1	1	0	0	1	0
Nivel 1	0	0	0	0	1	1
Nivel 0	0	0	1	1	0	1

Tabla 3.6: Estados de conmutación del 3L-TCC.

En comparación con el NPC, el TCC distribuye mejor las pérdidas en los semiconductores, ya que las pérdidas de apagado y encendido de los semiconductores de las ramas principales se reparten. Es decir, al pasar de un nivel de tensión 2 o 0 al nivel de tensión 1, las pérdidas de apagado se reparten entre T1 y T2 o entre T3 y T4, y al pasar del nivel de tensión 1 al nivel de tensión 2 o 0, las pérdidas de encendido se reparten entre T1 y T2 o entre T3 y T4.

Al distribuir las pérdidas de manera más homogénea, las temperaturas de unión de los semiconductores son menores. Por ello, el TCC también puede trabajar a una

potencia mayor o con una frecuencia aparente mayor que el 3L-NPC.

Por el contrario, este convertidor tiene el problema que serializa los semiconductores de las ramas principales, lo que dificulta el equilibrado de tensiones de los mismos. Este efecto se ve algo mitigado por el hecho que los semiconductores serializados bloquean únicamente la mitad de su tensión nominal al apagarse, y en una segunda conmutación pasan a bloquear su tensión nominal de bloqueo. En ocasiones los interruptores T1 y T2 y los interruptores T3 y T4 se sustituyeran por interruptores con el doble de tensión nominal de bloqueo, lo que evidentemente evita el problema.

3.3.5. Stacked Neutral Point Clamped - SNPC

El convertidor 3L-SNPC (Stacked Neutral Point Clamped) es un convertidor de 3 niveles que tiene los diodos Clamp del NPC y que además tiene los semiconductores en antiserie del TCC. En la Fig. 3.7 se puede ver el 3L-SNPC.

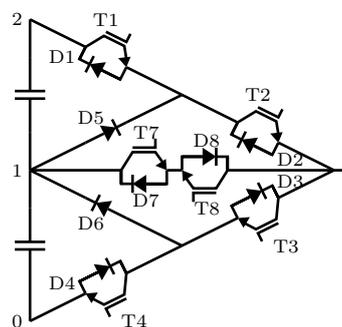


Figura 3.7: Convertidor SNPC de 3 niveles.

El TCC y el ANPC se propusieron para mejorar el reparto de pérdidas del NPC. En esta misma línea, el SNPC se propuso para mejorar el reparto de pérdidas del TCC y ANPC.

Los semiconductores adicionales del SNPC proporcionan 3 caminos distintos para la corriente cuando se tiene un nivel de tensión 1. Dos de ellos (ramas NPC) son unidireccionales en corriente y el otro de ellos (rama TCC) es unidireccional o bidireccional según los interruptores que se enciendan.

Se pueden proponer distintas estrategias de conmutación en función de los estados redundantes de nivel de tensión 1 utilizados. Según [Flo07] la mejor estrategia para que las pérdidas sean lo más uniformes en los semiconductores y que la frecuencia aparente sea el doble de la de conmutación es utilizar para los estados de conmutación de nivel 1 una rama de NPC y el camino complementario en corriente de la rama de TCC (encendiendo solo un interruptor de la rama TCC, de manera que se permita la circulación de corriente en sentido contrario a la rama NPC). A modo de ejemplo, se muestra en la Fig. 3.8 los estados de conmutación para el nivel de tensión 1 para el semiciclo de tensión positivo. En rojo, se muestra el camino de la corriente si ésta fuera saliente, y en azul, si la corriente fuera entrante. Como se puede ver, cada

uno de los estados de conmutación utiliza una de las ramas NPC y la rama TCC unidireccionalmente en corriente.

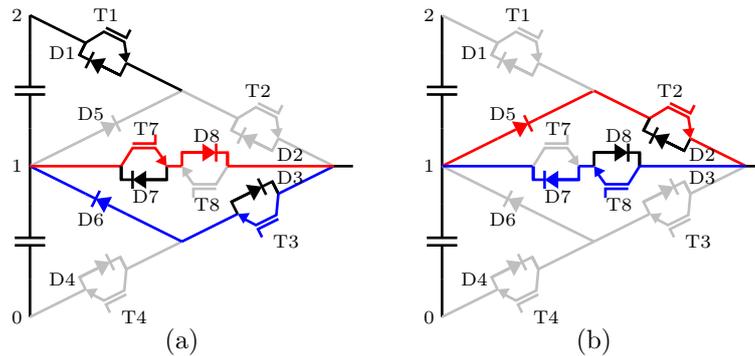


Figura 3.8: Estados redundantes del nivel de tensión 1 para el semiciclo de tensión positivo. a) Nivel 1 (1+) y b) Nivel 1 (2+).

Los estados de conmutación de la estrategia de [Flo07] para el 3L-SNPC se pueden ver en la Tabla 3.7:

SNPC	T1	T2	T3	T4	T7	T8
Nivel 2	1	1	0	0	1	0
Nivel 1 (1+)	1	0	1	0	1	0
Nivel 1 (2+)	0	1	0	0	0	1
Nivel 1 (1-)	0	1	0	1	0	1
Nivel 1 (2-)	0	0	1	0	1	0
Nivel 0	0	0	1	1	0	1

Tabla 3.7: Estados de conmutación del 3L-SNPC.

Al tener las pérdidas de potencia en los semiconductores más repartida, y por tanto las temperaturas de unión que se alcanzan menores, este convertidor podría operar con mayor potencia o frecuencia que el ANPC o el TCC a costa de emplear más semiconductores.

Otra característica de este convertidor es que mientras los interruptores T1 y T4 solo conmutan durante un semiciclo de tensión, los interruptores T2, T3, T7 y T8 conmutan durante los dos semiciclos de tensión.

Este convertidor requiere el control de un punto medio de bus y se consigue de manera análoga al 3L-NPC.

3.3.6. Active Stacked Neutral Point Clamped - ASNPC

Se puede considerar el 3L-ASNPC o ASNPC (Active Stacked Neutral Point Clamped) [Flo10b] [Flo10a] como un convertidor formado por la fusión de un ANPC y de un TCC, es decir, tiene las ramas de interruptores entre las ramas principales y el

punto medio de bus (ANPC) y tiene los interruptores en antiserie entre el punto medio de bus y la salida (TCC). El convertidor 3L-ASNPC puede verse en la Fig. 3.9.

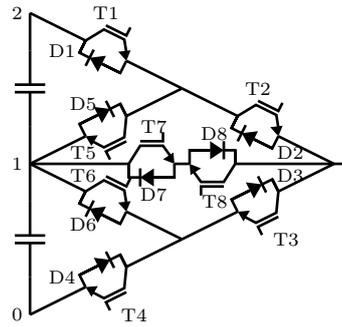


Figura 3.9: Convertidor ASNPC de 3 niveles.

Este convertidor se propuso [Flo10b] con el objetivo de que las pérdidas de los semiconductores fuesen lo más parecidas posible y que todos los semiconductores conmutasen solo durante medio semiciclo de tensión [Flo10a]. Esto último es lo que diferencia este convertidor del ANPC y del SNPC: al hacer conmutar los semiconductores solo la mitad del semiciclo se obtienen unas pérdidas menores en cada uno de ellos y unas temperaturas de unión más parecidas respecto a los convertidores ANPC y SNPC.

A cambio, el convertidor requiere dos interruptores controlados con diodos en antiparalelo más que el ANPC y dos interruptores más que el SNPC. Resulta discutible que el aumento de potencia conseguido gracias a los semiconductores adicionales compense el sobrecoste asociado a éstos.

Al igual que el NPC y el SNPC, el ASNPC también obtiene una frecuencia aparente el doble de la frecuencia de conmutación.

Los estados de conmutación del ASNPC se pueden ver en la Tabla 3.8:

TCC	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
Nivel 2	1	1	0	0	0	0	1	0
Nivel 1 (1+)	0	1	0	0	1	0	0	0
Nivel 1 (2+)	1	0	0	0	0	0	1	1
Nivel 1 (1-)	0	0	0	1	0	0	1	1
Nivel 1 (2-)	0	0	1	0	0	1	0	0
Nivel 0	0	0	1	1	0	0	0	1

Tabla 3.8: Estados de conmutación del 3L-SNPC.

Para obtener el nivel de tensión 1 se tienen 4 redundancias, haciendo uso de la rama ANPC que se conecta a la rama principal positiva, de la rama ANPC que se conecta a la rama principal negativa y de la rama TCC (2 estados distintos).

Los estados 1 (1+) y 1 (2+) solo se usan en el semiciclo positivo de tensión y los estados 1 (1-) y 1 (2-) solo se usan en el semiciclo negativo de tensión. Por lo tanto, los semiconductores T1-D1, T2-D2 y T5-D5, sólo tienen pérdidas de conmutación y de conducción durante el semiciclo positivo de tensión mientras que los semiconductores T3-D3, T4-D4 y T6-D6, solo tienen pérdidas de conmutación y de conducción durante el semiciclo negativo de tensión.

Los semiconductores T7-D7 y T8-D8 se emplean durante los dos semiciclos de tensión, por lo que tienen pérdidas de conducción en los dos semiciclos de tensión. Sin embargo, los semiconductores T7-D7 no soportan tensión durante el semiciclo positivo, por lo que sus pérdidas de conmutación durante ese semiciclo son despreciables. Lo mismo ocurre con T8-D8 durante el semiciclo negativo.

Por consiguiente, las pérdidas de conmutación en cada semiconductor del ASNPC sólo se producen en un semiperiodo de tensión, obteniendo un reparto de pérdidas más uniforme que para el caso del ANPC o SNPC y, por lo tanto, unas temperaturas de unión de los semiconductores más uniformes. Esto permite al ASNPC operar a una tensión potencia o frecuencia mayor que el ANPC y SNPC [Flo10a].

Este convertidor requiere el control de un punto medio de bus y se consigue de manera análoga al 3L-NPC.

3.3.7. Multi Point Clamped - MPC

Los convertidores MPC (Multi Point Clamped) o a veces llamados también FS (Full Semiconductor) son convertidores que usan varios puntos intermedios de bus para obtener distintos niveles de tensión.

Estos convertidores siguen la misma filosofía que el NPC a la que se añaden algunos interruptores para reducir el número de diodos utilizado. En principio, están planteados para 5 niveles, aunque pueden ampliarse a 7, 9 o en general a un número impar de niveles mayor que 3.

Como no se usan capacidades flotantes, para obtener un convertidor n niveles de tensión se requiere hacer uso de n-2 puntos medios del bus, por lo que habrá que controlar la tensión de esos n-2 puntos.

Como se estudió en el capítulo 2, el control de 1 solo punto medio es posible mediante los vectores de tensión redundantes. Para controlar la tensión de 2 o 3 puntos medios del bus en todas las condiciones de operación posibles, se requiere o bien hardware adicional, o bien tener una arquitectura Back-to-Back y controlar los puntos medios a costa de empeorar el THD.

Se pueden plantear una gran cantidad de arquitecturas diferentes. Como ya se conocen técnicas para controlar 3 puntos medios de bus, nos centraremos en las topologías de 5 niveles.

La Fig. 3.10 muestra un convertidor 5L-MPC. Comparando con un 5L-NPC, este convertidor usa dos IGBTs más que le permiten no usar las dos ramas de tres diodos en serie. Esta topología está patentada sólo en Japón por Fuji [Fuj06].

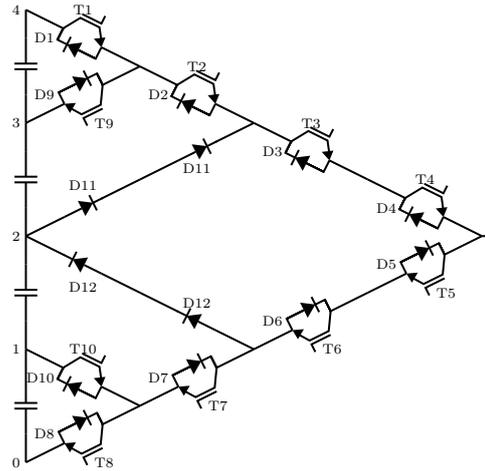


Figura 3.10: Convertidores MPC de 5 niveles (Fuji).

En la Tabla 3.9 se indican los estados de conmutación del convertidor:

5L-MPC (Fuji)	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
Nivel 3	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1
Nivel 2	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1
Nivel 1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0

Tabla 3.9: Convertidores MPC de 5 niveles (Fuji).

Los interruptores T1 y T9 son complementarios y T1 solo se enciende para obtener el nivel de tensión 4. De forma similar, los interruptores T8 y T10 son complementarios y T8 solo se enciende para obtener el nivel de tensión 0. Para obtener el nivel de tensión 2 se procede como en el NPC, es decir, se encienden los 4 semiconductores más próximos a la salida, habilitando dos caminos de los que se usará uno u otro en función del sentido de la corriente.

La Fig. 3.11 muestra otra variante del convertidor 5L-MPC, patentado por la empresa Convertteam [Flu10].

En comparación con el convertidor 5L-MPC (Fuji), el 5L-MPC (Convertteam) requiere dos semiconductores controlados más por fase. En la Tabla 3.10 se muestra los estados de conmutación del convertidor 5L-MPC (Convertteam).

Los interruptores T1 y T2 son complementarios con el interruptor T13 y los interruptores T7 y T8 son complementarios con el interruptor T14. Así, T1 y T2 sólo se encienden para el nivel de tensión 4, T13 para todos los niveles menos dicho nivel de tensión. De igual manera, T7 y T8 sólo se encienden para el nivel de tensión 0, T13 para todos los niveles menos para el nivel de tensión 0. Los interruptores T5 y T6 son complementarios al interruptor T9 y los interruptores T3 y T4 son complementarios

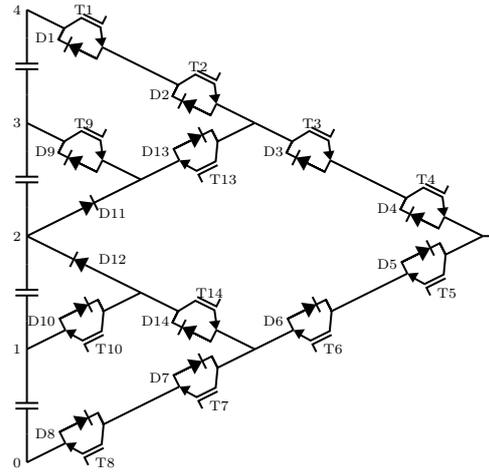


Figura 3.11: Convertidores MPC de 5 niveles (Convertteam).

5L-MPC (Conv.)	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T13	T14
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1
Nivel 3	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1
Nivel 2	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
Nivel 1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	1	1
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0

Tabla 3.10: Convertidores MPC de 5 niveles (Convertteam).

al interruptor T10.

El mayor inconveniente de los dos convertidores analizados es el uso de 3 puntos intermedios de bus. Por otra parte, también serializan semiconductores, lo que hace necesario disponer de mecanismos para asegurar el reparto de tensiones. Sin embargo, los semiconductores serializados se bloquean a mitad de tensión nominal, por lo que la serialización puede no ser tan crítica.

3.4. Topologías con CF y sin puntos intermedios

En este grupo se incluyen los convertidores multinivel que no hacen uso de puntos intermedios de bus para obtener distintos niveles de tensión. En su lugar, emplean condensadores flotantes que, al ser conectados en serie, incrementan o decrementan la tensión de salida en uno o más niveles de tensión.

La principal ventaja de estos convertidores es que no requieren control de la tensión de puntos medios de bus.

3.4.1. Flying Capacitor - FC

El convertidor FC (Flying Capacitor) de n niveles de tensión se compone de n células conectadas en serie formadas por una capacidad a la que se conecta a cada semiconductor con diodo en antiparalelo. Esta topología fue patentada en [Mey91].

Este convertidor se caracteriza por obtener los n niveles de tensión del convertidor sumando y restando la tensión de capacidades flotantes. En concreto, un FC de n niveles tiene $n-2$ capacidades flotantes. La primera de ellas de $n-2$ niveles, la segunda de $n-3$ niveles, y así sucesivamente hasta llegar a la última, de 1 nivel de tensión.

El FC de 5 niveles se puede ver en la Fig. 3.12:

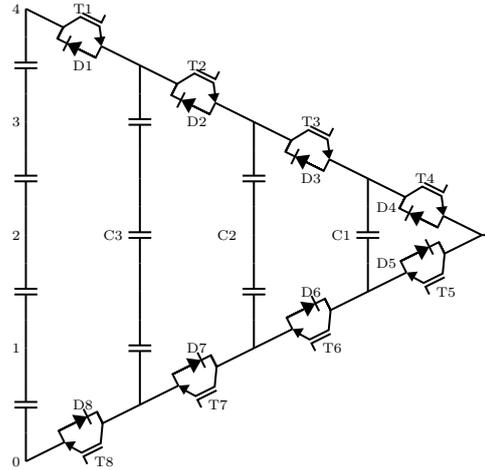


Figura 3.12: Convertidor FC de 5 niveles.

Los interruptores de cada célula del FC son complementarios (por ejemplo para el convertidor de la Fig. 3.12, T1 y T8 son complementarios, al igual que T2 y T7, T3 y T6, y T4 y T5). Para obtener un nivel de tensión j hay que encender j interruptores cualesquiera de la rama principal positiva, como se indica en la ec. 3.1. El número de estados redundantes para un nivel de tensión $j \in [0, n-1]$ de un convertidor de n niveles es $\binom{n-1}{j}$.

$$v_0 = \frac{V_{bus}}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^{n-1} T_i \quad (3.1)$$

Una ventaja del FC es que no requiere controlar ningún punto medio de bus, pero a cambio necesita controlar la tensión de $n-2$ capacidades flotantes para un convertidor de n niveles. Este control puede realizarse aprovechando las redundancias que aparecen al generar niveles de tensión intermedios (en el caso de la Fig. 3.12 los niveles 1, 2 y 3).

Para un mismo nivel de tensión, según los interruptores que se hayan encendido se tendrá un efecto en la carga y descarga de las capacidades distinto. Para cada

nivel de tensión existen el mismo número de estados redundantes que afectan a cada capacidad. Además, la mitad de los estados redundantes de cada nivel que afectan a una capacidad tienden a cargar esa capacidad, mientras que la otra mitad tiende a descargarla. De esta manera, queda claro que existen estados redundantes para el control de las capacidades flotantes del convertidor.

En la Tabla 3.11 se pueden ver los estados de conmutación para el 5L-FC. Se ha añadido en la penúltima columna el número de semiconductores de la rama principal positiva que están encendidos. En la última columna aparece el efecto de carga (+) o descarga (-) que tendría una corriente saliente sobre las capacidades flotantes.

5L-FC	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	$\sum[T1,T4]$	Efecto CF
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	4	-
Nivel 3	0	1	1	1	1	0	0	0	3	C1+
Nivel 3	1	0	1	1	0	1	0	0	3	C1-,C2+
Nivel 3	1	1	0	1	0	0	1	0	3	C2-,C3+
Nivel 3	1	1	1	0	0	0	0	1	3	C3-
Nivel 2	0	0	1	1	1	1	0	0	2	C2+
Nivel 2	0	1	0	1	1	0	1	0	2	C1+,C2-,C3+
Nivel 2	0	1	1	0	1	0	0	1	2	C1+,C3-
Nivel 2	1	0	0	1	0	1	1	0	2	C1-,C3+
Nivel 2	1	0	1	0	0	1	0	1	2	C1-,C2+,C3-
Nivel 2	1	1	0	0	0	0	1	1	2	C2-
Nivel 1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	C1-
Nivel 1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	C1+,C2-
Nivel 1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	C2+,C3-
Nivel 1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	C3+
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	-

Tabla 3.11: Convertidor FC de 5 niveles.

Con una modulación adecuada [McG07] se puede controlar la tensión de las capacidades flotantes. Lo ideal es conmutar de manera alterna las células de las que se compone el FC. Así, se puede llegar a obtener una frecuencia aparente a la salida $n-1$ veces mayor que la frecuencia de conmutación. Comparando el 5L-FC con el 5L-NPC, para una misma frecuencia de salida, los interruptores del flying capacitor conmutarían a una frecuencia $n-1$ veces menor.

El mayor problema de este convertidor es que al aumentar de niveles el tamaño de las capacidades aumenta, haciendo el convertidor más voluminoso y encareciéndolo. Por ello, el FC suele ser inviable a partir de 4 o 5 niveles de tensión [Mey06].

3.4.2. Modular Multilevel Converter - MMC

El convertidor MMC (o M2C o M²LC) está compuesto por dos ramas de p células elementales de conmutación conectadas una tras otra [Mar03], [Gli03], [Mar01b], [Per14]. Se pueden conectar tantas células elementales como se requieran.

El convertidor MMC de p módulos tiene $n=p+1$ niveles de tensión y puede llegar a obtener una frecuencia aparente de p veces la frecuencia de conmutación. El MMC con $p=4$ se puede ver en la Fig. 3.13.

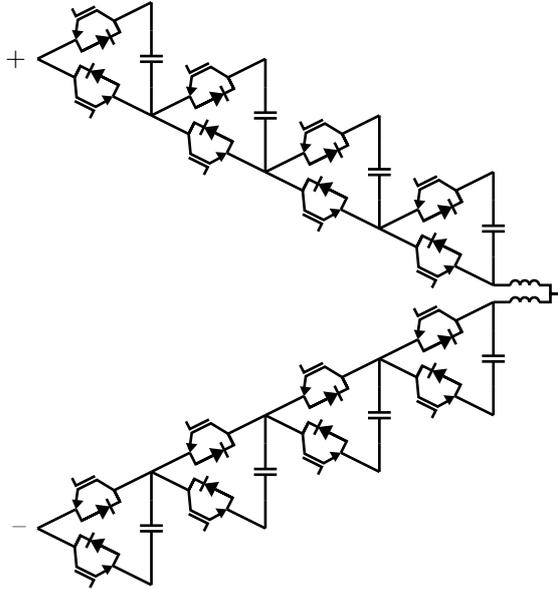


Figura 3.13: Convertidor MMC de 5 niveles.

Como se puede ver en la Fig. 3.13 este convertidor tiene la particularidad de no requerir una capacidad de bus, ya que son las capacidades de cada célula las que cumplen con ese rol. La forma de funcionamiento de este convertidor también es muy particular: las dos ramas del convertidor están siempre activas y conduciendo, lo que requiere que las dos ramas generen a la salida la misma tensión. Por ello, si la rama principal positiva resta l capacidades a la tensión $n-1$, entonces la rama principal negativa suma $n-1-l$ capacidades al nivel de tensión 0. La pequeña diferencia que puede haber entre las tensiones de las dos ramas debido a los inevitables desfases entre las conmutaciones de una y otra rama, hace necesario la conexión de inductancias entre las dos ramas en la salida para evitar cortocircuitos [Hag09].

La principal ventaja de este convertidor es su modularidad, lo que lo hace fácilmente escalable. Por el contrario, utiliza más elementos de los estrictamente necesarios y las capacidades utilizadas se cargan y descargan a la frecuencia fundamental, por lo que su tamaño es mucho mayor que las de otros convertidores donde se dimensionan para trabajar a frecuencia de conmutación. La energía almacenada requerida se ha calculado en [Ilv14].

Su modularidad le permite obtener niveles altos de tensión y es una solución atractiva para aplicaciones de mucha tensión, donde lo importante es alcanzar la tensión deseada y que pueda operar con algún módulo estropeado, y donde no es tan crítico el tamaño del convertidor. Por ello, actualmente se está utilizando este convertidor en algunas líneas HVDC.

3.5. Topologías con puntos intermedios y CF

3.5.1. Stacked Multicell Converter - SMC

El convertidor SMC, patentado en [Gat00] y presentado en [Gat01], es una evolución del FC que busca reducir el tamaño de las capacidades necesarias de este último. Al igual que el FC, el SMC está formado por células elementales de conmutación que van imbricándose unas dentro de otras. Sin embargo, las células incluyen una rama intermedia además de las dos exteriores presentes en las células del FC. Eso hace que se usen menos capacidades y de menor tamaño que en el FC.

En general, el SMC podría usar cuantos puntos intermedios como se quisiera, pero en caso de usar dos o más puntos intermedios, hay que modificar algunas células y se pierde la filosofía de formación de las células presentado en [Gat01]. Por ello, nos centraremos en el caso de un único punto intermedio.

La Fig. 3.14 muestra el convertidor SMC de 5 niveles de tensión.

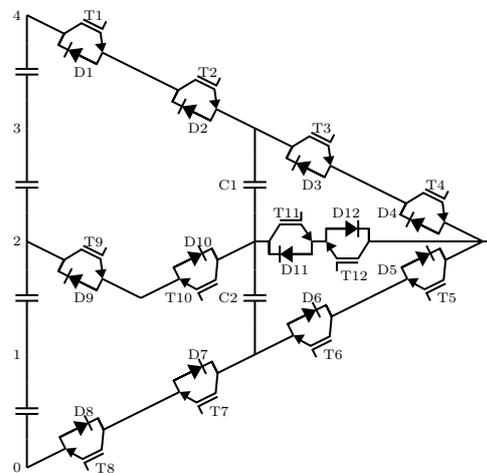


Figura 3.14: Convertidor SMC de 5 niveles.

Según [Gat00] los interruptores serializados de las ramas principales tienen la misma señal de puerta y de esta manera los interruptores serializados de las ramas principales conmutan a mitad de tensión cuando estaban encendidos. Si estaban bloqueando la mitad de su tensión nominal, pueden pasar a conducir o a bloquear su tensión nominal dependiendo de la conmutación. Una alternativa sería conmutar los interruptores serializados de las ramas principales alternativamente. De esta manera cada interruptor conmutaría la mitad de las veces y bloquearía su tensión nominal.

Si se usa un sólo punto intermedio de bus, el convertidor SMC queda dividido en dos flying capacitor de $(n + 1)/2$ niveles de tensión, uno compuesto por la rama principal superior y la rama que se conecta al punto intermedio del bus y otro compuesto por la rama principal inferior y la rama que se conecta al punto intermedio del bus. Estos dos subconvertidores tienen las mismas características que el FC en cuando a

la obtención de niveles de tensión, su efecto en las capacidades flotantes y el control de la tensión de las capacidades flotantes. Cada FC trabaja en un sólo semiciclo de la tensión.

Para todos los SMC con un punto medio de bus se puede sustituir la célula más cercana a la salida por un NPC. En la Fig. 3.15 se muestra el resultado en caso de un SMC de 5 niveles.

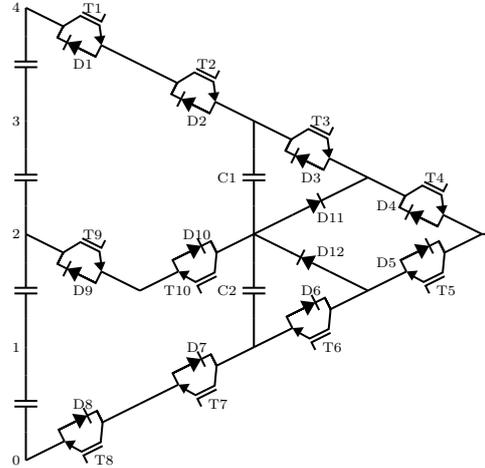


Figura 3.15: Convertidor SMC de 5 niveles (salida NPC).

En la Tabla 3.12 se pueden ver los estados de conmutación para el SMC de 5 niveles con configuración NPC en la célula más cercana a la salida. Se ha añadido el efecto de carga (+) o descarga (-) que tendría una corriente saliente sobre las capacidades flotantes.

SMC 2x2	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	CF
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	-
Nivel 3	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	C1+
Nivel 3	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	C1-
Nivel 2	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	-
Nivel 1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	C2+
Nivel 1	0	0	0	1	1	0	1	1	0	1	C2-
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	-

Tabla 3.12: Convertidor SMC de 5 niveles con terminación NPC.

Para el convertidor SMC con un punto intermedio se puede hacer que cada interruptor sólo conmute en un semiciclo de tensión a una frecuencia de conmutación $\frac{2}{n-1}$ veces la frecuencia aparente.

Este convertidor requiere el control tanto de la tensión del punto medio del bus como de las capacidades flotantes. Esto puede hacerse mediante el uso de los vectores redundantes de tensión y de las redundancias propias del convertidor.

3.5.2. Five-level Active Neutral Point Clamped - 5L-ANPC

Los convertidores 5L-ANPC son una familia de convertidores de 5 niveles que hacen uso del punto medio de bus y de al menos una capacidad flotante para obtener los niveles de tensión 1, 2 y 3, aunque en numerosas ocasiones en la literatura únicamente se conoce como 5L-ANPC el convertidor de la Fig. 3.16 [Bar05b], [Mei06], [Kie10], [Ser08], [Win08b], [Win08a]. En este trabajo se ha optado por una acepción más general, reservando para el convertidor de la Fig. 3.16 el nombre de “5L-ANPC ABB” (ya que esta topología se usa en el convertidor ACS 2000 de ABB).

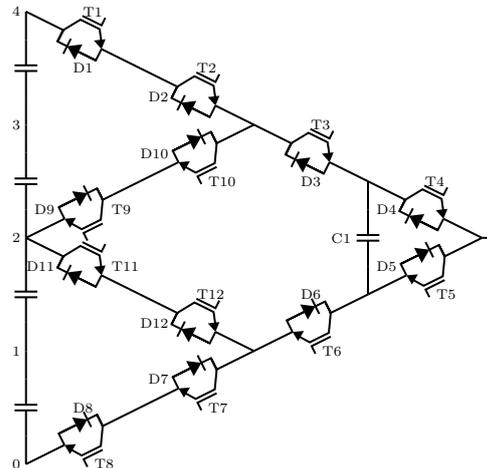


Figura 3.16: Convertidor 5L-ANPC ABB (ACS 2000).

En general, en este trabajo se considera 5L-ANPC a los convertidores de 5 niveles que cumplen que:

- que haga uso solo del punto medio de bus.
- que pueda obtener el nivel de tensión 3 tanto de la rama principal positiva (restando una capacidad flotante) como partiendo del punto medio de bus (sumando una capacidad flotante).
- que pueda obtener el nivel de tensión 1 tanto de la rama principal negativa (sumando una capacidad flotante) como partiendo del punto medio de bus (restando una capacidad flotante).

En la Tabla 3.13 se hace un resumen de las características de un 5L-ANPC. Cabe destacar que el convertidor SMC de 5 niveles de tensión también cumple la Tabla 3.13.

Otra manera de ver estos convertidores es como dos Flying Capacitor de 3 niveles, uno se conecta entre la tensión máxima del bus y el punto medio y el otro entre la tensión mínima del bus y el punto medio. Para el caso de la Fig. 3.16 se usa sólo un Flying Capacitor que se conecta, o bien entre la tensión máxima del bus y el punto

5L-ANPC	Forma de obtención	Efecto en CF ($i>0$)
Nivel 4	Rama principal	-
Nivel 3	Rama principal - capacidad flotante	C1+
Nivel 3	Punto medio + capacidad flotante	C1-
Nivel 2	Punto medio	-
Nivel 1	Punto medio - capacidad flotante	C2+
Nivel 1	Rama principal + capacidad flotante	C2-
Nivel 0	Rama principal	-

Tabla 3.13: Forma de obtención de niveles de un 5L-ANPC.

medio, o entre la tensión mínima del bus y el punto medio. Al estar formado por Flying capacitor de 3 niveles la frecuencia aparente es el doble de la frecuencia de conmutación.

Como la familia de convertidores 5L-ANPC solo usan un punto medio de bus se puede controlar haciendo uso de los vectores de tensión redundantes y las capacidades flotantes se controlan con las redundancias propias de la topología (igual que en el apartado anterior).

El convertidor de la Fig. 3.16 se patentó junto con la patente del 3L-ANPC [Bij98]. En [Bar03] vuelve a aparecer algo parecido, por lo que muchos autores creen erróneamente que esta última es la patente original. La patente [Bar03] propone conectar 3 FC, uno entre el punto de más tensión del bus y el punto medio, otro entre el punto de menos tensión del bus y el punto medio y otro entre las salidas de los dos FC anteriores. La Fig. 3.17 muestra un convertidor 5L-ANPC que se puede derivar de la patente [Bar03].

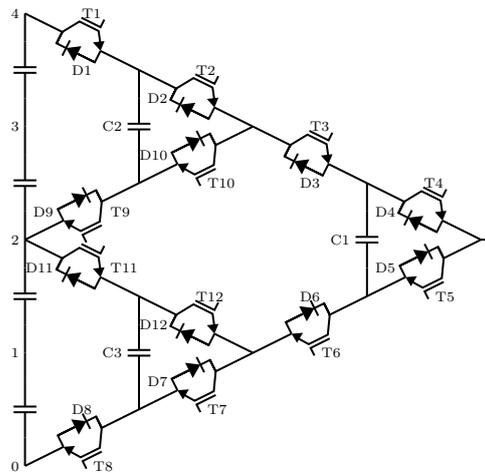


Figura 3.17: Convertidor 5L-ANPC (Patente [Bar03]).

En realidad, el convertidor de la Fig. 3.17 tiene más redundancias de las necesarias para conseguir los 5 niveles. Con la capacidad C1 sería suficiente para obtener todos

los niveles necesarios y no serían necesarias las capacidades flotantes C2 y C3. Otra alternativa sería tener las capacidades flotantes C2 y C3 y no tener la capacidad flotante C1.

Si se dispone de C1, C2 y C3, se puede llegar a obtener una frecuencia aparente de 4 veces la frecuencia de conmutación. El FC más cercano a la salida, conmutaría durante los dos semiciclos de la tensión y los otros dos solo durante un semiciclo de tensión. Las pérdidas en los semiconductores se podrían equilibrar haciendo uso de las redundancias, para obtener unas temperaturas de unión más homogéneas y obtener una potencia del convertidor mayor.

Partiendo de [Bar03] si se trata de minimizar las capacidades se obtiene el convertidor de la Fig. 3.16, que es el convertidor conocido en la literatura como “5L-ANPC” (“5L-ANPC ABB” en este documento y “5L-ANPC Derived 2” en [Mey09]). Los estados de conmutación para este convertidor se presentan en la Tabla 3.14:

5L-ANPC ABB	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12	CF
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	-
Nivel 3+	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1	C1+
Nivel 3-	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	C1-
Nivel 2+	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	-
Nivel 2-	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	-
Nivel 1+	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	C1+
Nivel 1-	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0	C1-
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	-

Tabla 3.14: Estados de conmutación del 5L-ANPC ABB (Fig. 3.16).

En el convertidor de la Fig. 3.16 los interruptores serializados se pueden sustituir por semiconductores del doble de tensión de bloqueo, con bajas pérdidas de conducción y mayores pérdidas de conmutación, como los IGCTs, ya que operan a 50 Hz. T1-T2 y T11-T12 permanecen encendidos durante el semiciclo positivo de tensión, mientras que T7-T8 y T9-T10 permanecen encendidos durante el semiciclo negativo de tensión.

Otra opción partiendo de [Bar03] es eliminar la capacidad C1, y operar con las capacidades C2 y C3, obteniendo el convertidor 5L-ANPC (denominado Derived 1 en [Mey09] o dual flying capacitor ANPC en [Nad16]) que se muestra en la Fig. 3.18.

En el convertidor de la Fig. 3.18 también se podrían sustituir los semiconductores serializados por semiconductores del doble de tensión de bloqueo, con bajas pérdidas de conducción y mayores pérdidas de conmutación, como los IGCTs, ya que operan a la frecuencia fundamental. T3-T4 permanecen encendidos durante el semiciclo positivo de tensión, mientras que T5-T6 permanecen encendidos durante el semiciclo negativo de tensión. Además, el paso de un semiciclo al otro (que la corriente pase de T3-T4 a T5-T6) se puede hacer sin tensión.

La capacidad C2 trabaja durante el semiciclo positivo de tensión, conmutando los interruptores T1, T2, T9 y T10, mientras que la capacidad C3 trabaja durante el semiciclo negativo de tensión, conmutando los interruptores T7, T8, T11 y T12.

En [Hae06] se patenta otro convertidor de la familia 5L-ANPC, al que denomina-

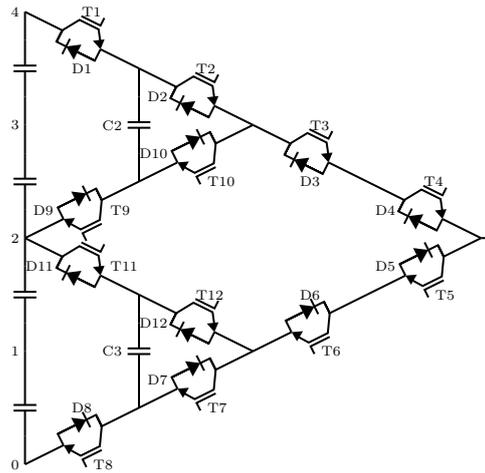


Figura 3.18: Convertidor 5L-ANPC (Derived 1).

remos “5L-ANPC Circuito Intermedio” (ver Fig. 3.19). Este convertidor utiliza una capacidad flotante y puede llegar a obtener una frecuencia aparente el doble de la frecuencia de conmutación. Conecta al punto medio un circuito bidireccional en corriente y tensión.

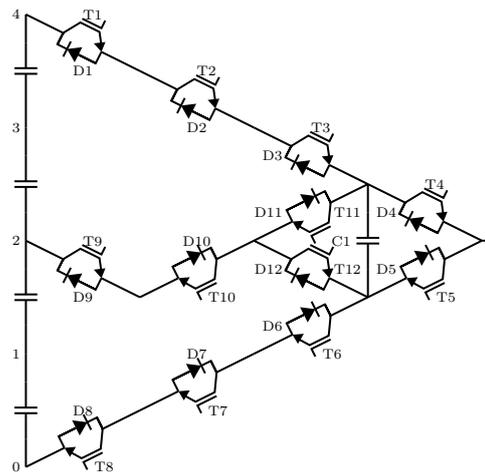


Figura 3.19: Convertidor 5L-ANPC Circuito Intermedio ([Hae06]).

Este convertidor conmuta entre las ramas principales y la rama del punto medio (T1-T2-T3 son complementarios a T10 y T6-T7-T8 son complementarios a T9) y entre los interruptores T4 y T5 que forman una la célula elemental de conmutación. En [Hae06] se contempla que los semiconductores 9 y 10 se pueden reemplazar por una combinación de semiconductores o un semiconductor bidireccional en corriente y tensión.

Algo más tarde, en la patente [Hae08b] se propusieron muchas opciones que cumplen las condiciones descritas en la Tabla 3.13. Entre ellas las mostradas en la Fig. 3.20.

Aunque en la patente [Hae06] se dibuje el convertidor de la Fig. 3.20 f) no parece que los convertidores que conectan el circuito intermedio a la salida en vez de a las ramas principales queden protegidos por las reivindicaciones. En [Hae08a] también se muestran distintas opciones para la familia de convertidores 5L-ANPC.

En casi todos los convertidores 5L-ANPC que se han mostrado en este apartado los semiconductores conmutan a la mitad de la frecuencia aparente (en algún caso aún más despacio). Por otra parte, cuando se produce el cambio de signo de la tensión puede haber un desvío de un nivel de tensión durante el tiempo muerto. Otro inconveniente que tienen algunas de las topologías mostradas es que serializan semiconductores, por lo que es necesario hardware adicional o semiconductores de distinta tensión.

En general, en todos los convertidores 5L-ANPC existe un compromiso entre capacidades utilizadas y reparto de pérdidas en los semiconductores. En efecto, si se emplean una sólo capacidad como en las Fig. 3.16 y Fig. 3.19, entonces hay semiconductores que trabajan a frecuencia de conmutación todo el tiempo, mientras que otros trabajan a frecuencia fundamental. En cambio, si se usan más capacidades, es posible que los semiconductores que trabajan a frecuencia de conmutación lo hagan únicamente durante un solo semiciclo de tensión.

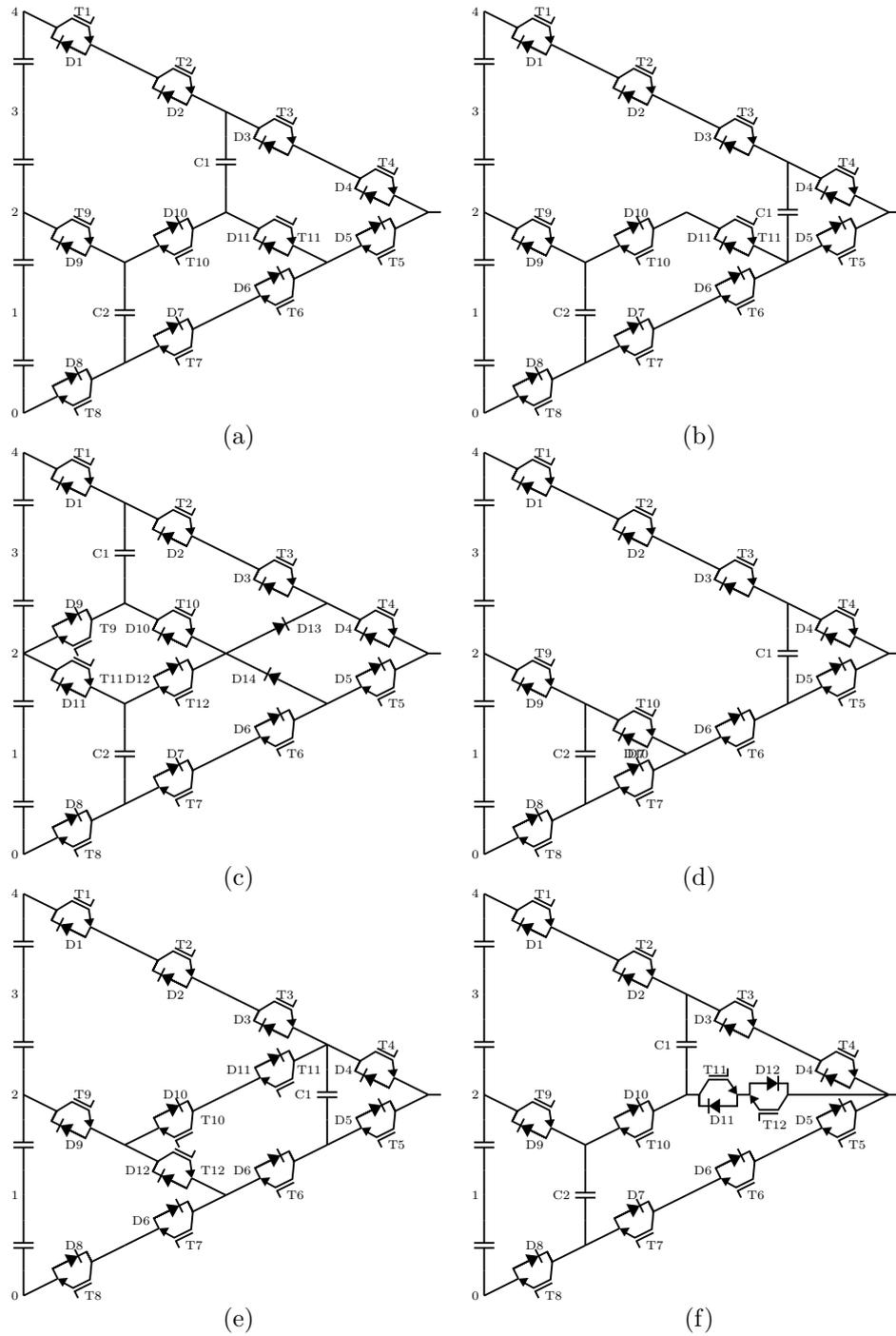


Figura 3.20: Convertidores 5L-ANPC que se describen en [Hae08b].

3.5.3. nL-ANPC y un punto intermedio

El concepto 5L-ANPC puede extenderse a n niveles de tensión añadiendo capacidades flotantes. Se obtiene así un convertidor que sólo hace uso del punto medio del bus y que genera la mitad superior de los niveles haciendo uso de la rama principal positiva y del punto medio del bus, mientras que la mitad inferior se genera haciendo uso de la rama principal negativa y del punto medio del bus.

Por ejemplo, en la Fig. 3.21 se muestra un convertidor 7L-ANPC (que ya aparece en la patente [Bij98]) [Kon12].

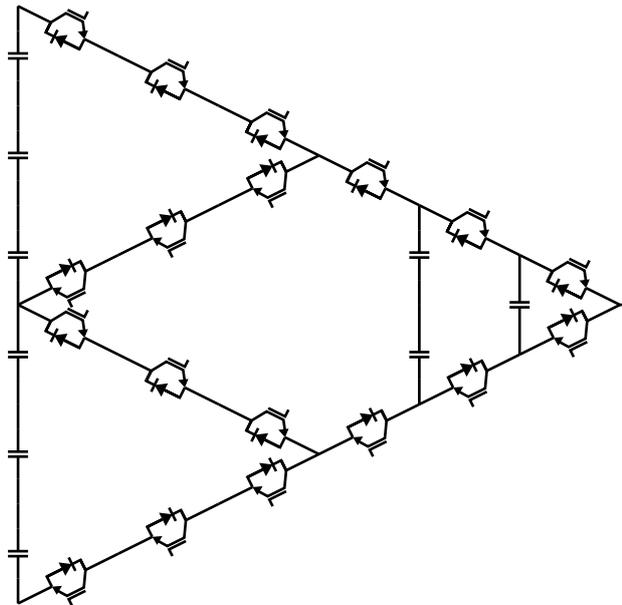


Figura 3.21: Convertidor 7L-ANPC.

Un problema que pueden tener este tipo de convertidores (por ejemplo el 7L-ANPC que aparece en [Bij98]) es que los lazos de conmutación comprenden cada vez más semiconductores y son cada vez más largos conforme aumentan los niveles. Esto hace aumentar la inductancia parásita de los lazos de conmutación, lo que provoca sobretensiones al conmutar. Estas sobretensiones, especialmente si son elevadas, pueden limitar las prestaciones del convertidor.

Otro problema de estos convertidores es que requieren serialización de semiconductores, y por lo tanto no se puede asegurar que el reparto de tensión en los mismos sea equitativo. Si se quiere evitar la serialización de semiconductores se pueden usar semiconductores de distinta tensión de bloqueo, pero reduce la modulabilidad del convertidor y a veces no es factible debido a la indisponibilidad de los mismos. Por otro lado, la serialización de semiconductores permite que éstos tengan unas pérdidas de conmutación menores, porque las pérdidas se reparten entre ellos.

3.5.4. nL-ANPC y varios puntos intermedios

Se pueden proponer convertidores con la misma filosofía que los 5L-ANPC pero usando más de un punto intermedio de bus y para más niveles de tensión. Los distintos niveles de tensión se consiguen a partir de los niveles de tensión disponibles en el bus y sumando/restando las tensiones de capacidades flotantes.

Las opciones para hacer nuevos convertidores son muchas. Por ejemplo, en la [Bar05a] se patenta un convertidor de 7 niveles que hace uso de dos puntos intermedios de bus y de un convertidor SMC 2x2 de 5 niveles de tensión [Sae12].

Otros convertidores propuestos recientemente son los convertidores denominados Hybrid Clamped Converter. En [Wan14c] y [Wan14a] se presentan dos convertidores de 4 y 5 niveles respectivamente que usan dos puntos medios de bus y 1 y 2 capacidades flotantes respectivamente. Estos convertidores se muestran en la Fig. 3.22.

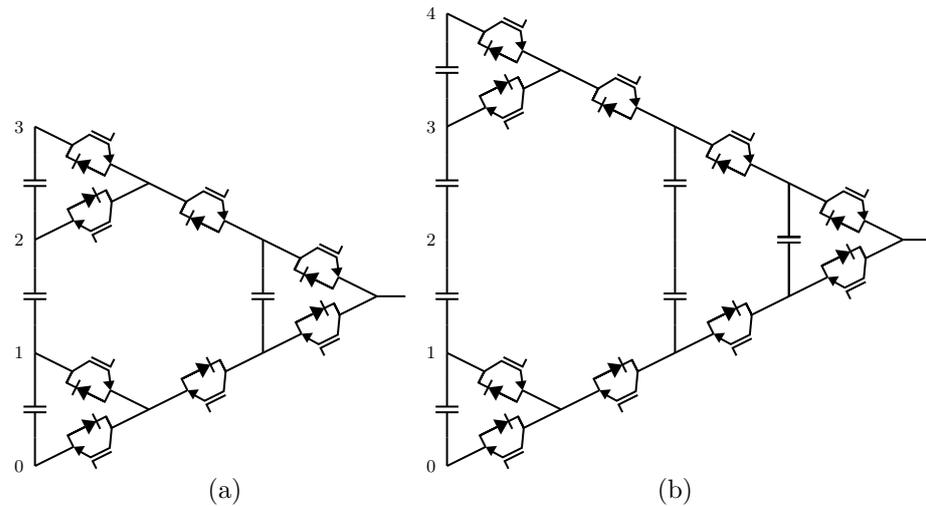


Figura 3.22: Convertidores híbridos: a) de 4 niveles y b) de 5 niveles.

El principal inconveniente de estos convertidores es que pueden tener problemas para controlar la tensión de los puntos intermedios de bus en puntos de operación con altos índices de modulación y factores de potencia cercanos al unitario. No está claro que se pueda controlar la tensión de las capacidades flotantes y de los puntos intermedios para esos puntos. Los resultados que se presentan en [Wan14a] están obtenidos para factor de potencia cero, que es un punto de operación muy favorable para estas topologías.

3.6. Topologías CHB (Cascaded H bridge y derivadas)

Dentro de esta categoría consideraremos las topologías formadas por la serialización de medios puentes o puentes en H para obtener distintos niveles de tensión.

3.6.1. CHB

El CHB es un convertidor modular que está formado por la conexión en cascada de puentes en H. Se pueden conectar tantos puentes en H como sea preciso, y los niveles de tensión se obtienen mediante la suma o resta de tensiones de las capacidades de los puentes en H.

En la Fig. 3.23 se puede ver un puente en H. Cada puente en H puede dar 3 niveles de tensión, 1, 0 y -1 entre los puntos A y B. La particularidad de este convertidor es que no cuenta con un bus de continua, sino que obtienen la potencia de las capacidades comprendidas en los puentes en H.

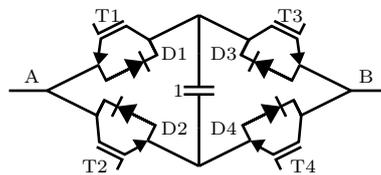


Figura 3.23: Puente en H.

Utilizando 3 puentes en H como el de la Fig. 3.23 y conectando los extremos A entre sí se puede conseguir un convertidor trifásico de 3 niveles. En vez de usar un solo puente en H para cada fase se pueden usar varios puentes en H serie tal y como se muestra en la Fig. 3.24, para el caso particular de 2 puentes en H ($p=2$) por cada fase.

Los niveles de tensión obtenibles por un convertidor de p puentes en H viene dado por la ec. 3.2:

$$n = 2p + 1 \quad (3.2)$$

Por otra parte la máxima y mínima tensión obtenible se calcula como indica la ec. 3.3:

$$V_{max,min} = \pm p \cdot V_{HB} \quad (3.3)$$

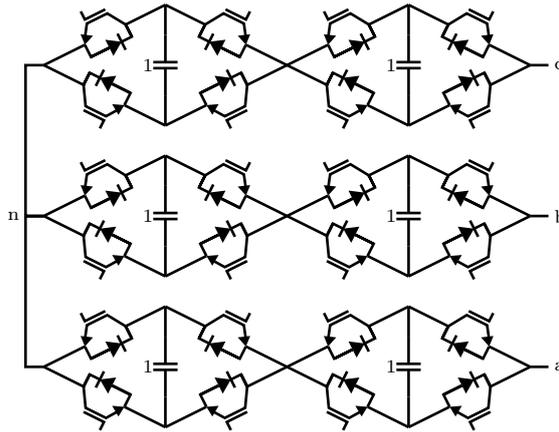


Figura 3.24: Convertidor CHB de 5 niveles.

La gran ventaja de este convertidor es su modularidad, ya que se pueden añadir puentes en H sin dificultad y la modulación y el control de las capacidades de los puentes en H no cambia mucho. Su mayor inconveniente es que requieren una fuente de tensión por cada puente en H. En aquellas aplicaciones donde no hay intercambio de potencia activa por parte del convertidor (como por ejemplo STATCOMs), esto no supone un problema, ya que las fuentes de tensión pueden sustituirse por capacidades cuya tensión es controlada por el mismo convertidor. En el resto de aplicaciones, sin embargo, se requiere una fuente de tensión aislada en cada puente en H, como se muestra en la Fig. 3.25. Otra posibilidad es utilizar fuentes de tensión sin aislar e incorporar el aislamiento en alterna, como se muestra en la Fig. 3.26.

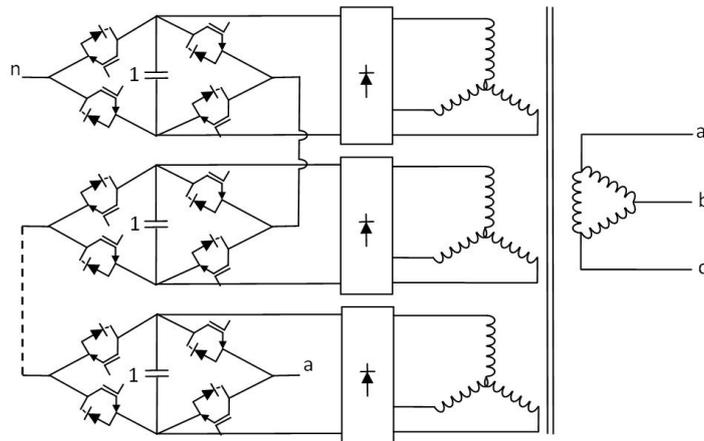


Figura 3.25: Convertidor CHB con fuentes de tensión DC aisladas.

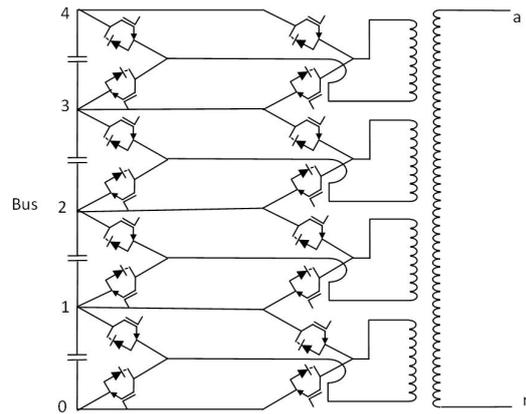


Figura 3.26: Convertidor CHB con aislamiento en AC.

Una variante del CHB es el ACHB - Asimetric CHB, es decir, un CHB en el que las capacidades de los puentes en H son de diferente tensión. De esta manera se obtiene un convertidor de más niveles de tensión con el mismo número de puentes en H. Por el contrario, se pierden redundancias y modularidad del convertidor, que era una de sus principales virtudes. Al perder redundancias la frecuencia de conmutación será igual a la frecuencia aparente. Debido a las asimetrías se requieren semiconductores de distinta tensión de bloqueo en cada puente en H y el reparto térmico ya no es el mismo para todos los semiconductores. En la Fig. 3.27 se muestra una fase del CHB asimétrico con $p=2$.

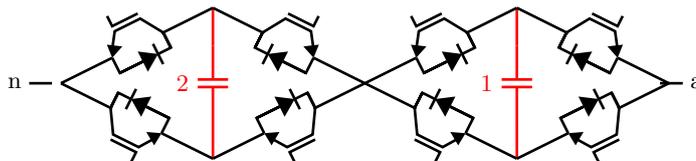


Figura 3.27: Convertidor ACHB de 7 niveles.

3.6.2. CHB generalizado

El CHB forma puentes en H a partir de dos convertidores binivel colocados back-to-back. Este mismo concepto se puede aplicar con cualquier convertidor multinivel con capacidades de bus.

Se pueden crear “puentes en H” a partir de dos convertidores multinivel cualesquiera y conectar estos puentes en H en serie como el CHB. De esta manera se obtendrían una familia de convertidores CHB generalizado. Un convertidor CHB generalizado que se ha propuesto es el formado por un puente en H de NPCs (CHB-NPC), que se muestra en la Fig. 3.28 [Kou10].

El CHB-NPC y la familia de convertidores CHB generalizado tienen el mismo problema que el CHB: requieren aislamiento para transferir potencia activa, y por lo

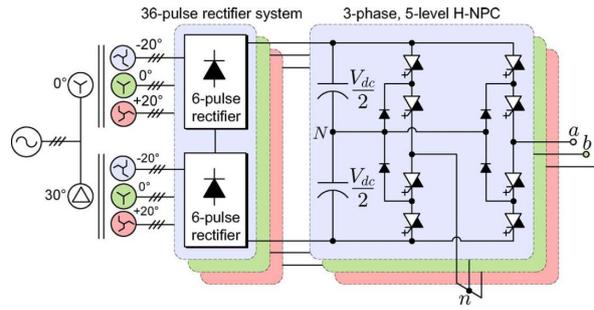


Figura 3.28: Convertidor CHB-NPC [Kou10].

tanto aumenta tanto el coste como el tamaño del convertidor debido a la necesidad del transformador.

El convertidor CHB generalizado con un solo puente en H formado por dos convertidores multinivel de n niveles, obtiene $2n-1$ niveles de tensión. Por ejemplo, el CHB-NPC con los puentes en H formados por dos NPCs de 3 niveles, obtiene 5 niveles de tensión. Con p puentes en H formados por convertidores multinivel de n niveles, entonces se obtienen $p(2n-1)$ niveles de tensión.

3.6.3. Convertidor + CHB

Esta categoría no es una topología en sí, sino que consiste en añadir uno o varios puentes en H a la salida de un convertidor cualquiera, lo que permite a dicho convertidor aumentar su número de niveles [Ste01b], [Ste01a], [Vee05].

Los puentes en H no eleva ni la tensión ni la potencia del convertidor, sino que solamente proporcionan niveles intermedios para la tensión de salida del convertidor, reduciendo el THD y por lo tanto el tamaño del filtro requerido.

En la Fig. 3.29 se puede ver un esquema de una fase de la topología Convertidor + CHB:

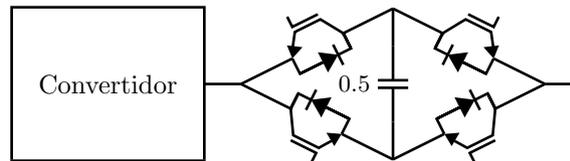


Figura 3.29: Convertidor + CHB.

Para que el puente en H proporcione nuevos niveles de tensión se requiere que la capacidad del puente en H sea menor de un nivel de tensión (por ejemplo, 0.5 niveles), por lo que los semiconductores del puente en H serían de menor tensión que los del convertidor principal.

El puente en H de este convertidor puede actuar como un filtro activo para mejorar

la calidad de la potencia transferida y reducir la tensión de modo común. Por el contrario, introduce más pérdidas de conducción y conmutación. Además, se requieren sensores de tensión para controlar las tensiones de las capacidades de los puentes en H [Kou10].

3.7. Otras topologías VSC

Como se ha visto a lo largo del presente capítulo, han sido muchas las topologías propuestas desde la aparición de los convertidores multinivel clásicos e, incluso hoy en día, se siguen proponiendo nuevas estructuras. En este apartado se citan algunas topologías recientes aunque también poco interesantes.

3.7.1. CCIL - Cross Connected Intermediate Level

El CCIL (Cross Connected Intermediate Level) es una etapa de conmutación o convertidor modular que tiene como objetivo el aumento de niveles, a partir de la suma o resta de una capacidad con conexiones cruzadas [Cha07]. Este etapa de conmutación CCIL y un convertidor con dicha etapa de conmutación CCIL se muestran en la Fig. 3.30.

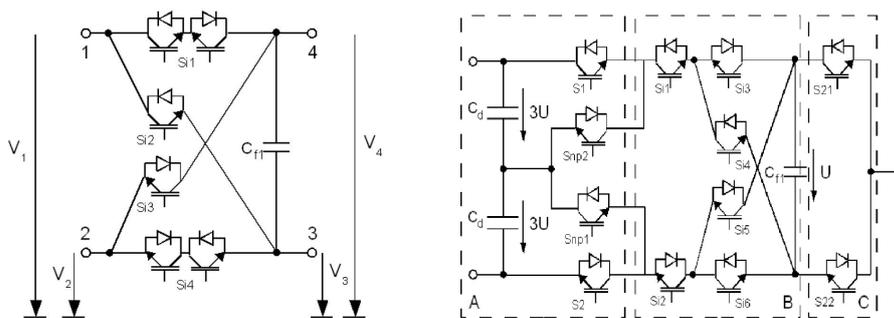


Figura 3.30: Etapa de conmutación CCIL y un convertidor con dicha etapa de conmutación CCIL [Cha07].

Como inconvenientes se pueden citar que requiere más semiconductores que la topología “Convertidor + CHB” para obtener el mismo número de niveles y que requiere serializar o utilizar semiconductores de distinta tensión.

3.7.2. Topologías con partes comunes

Todas las topologías presentadas hasta ahora tenían como fin generar la tensión de una sola fase. Por supuesto, en todos los casos es posible construir convertidores trifásicos replicando la misma estructura 3 veces, una por fase.

Existen también propuestas de convertidores que incluyen estructuras comunes a todas ellas, con el fin de reducir el número de semiconductores y capacidades utilizado, aunque todas ellas tienen algún inconveniente.

CCCS - Common Cross Converter Stage

Una propuesta para obtener más niveles usando menos componentes es introducir una etapa de conmutación “Common Cross Converter Stage” (CCCS o C³S), conectada al punto medio de bus [Cha10]. Como ejemplo, la Fig. 3.31 muestra un convertidor 5L-ANPC con la etapa de conmutación CCCS.

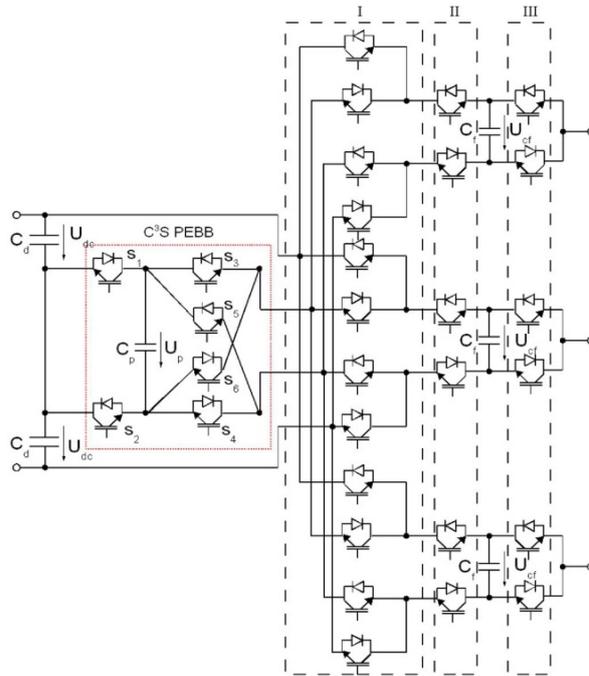


Figura 3.31: 5L-ANPC con etapa de conmutación CCCS [Cha10].

El inconveniente de esta estructura es que hay que sobredimensionar algunos semiconductores [Cha10] [Cha08], lo cual significará utilizar más tensión de bloqueo en algunos semiconductores o serializar semiconductores, cuando el objetivo principal era reducir su número. Por un lado, al tener partes comunes para las 3 fases, hay estados de conmutación de la etapa CCCS en los que no se asegura la tensión de bloqueo necesaria. Para obtener todos los vectores posibles hay que sobredimensionar algunos de los semiconductores. Por otra parte, para índices de modulación altos y factor de potencia cercano al unitario, la capacidad de la etapa CCCS se descargaría, por lo que hay que incluir un estado de conmutación no deseable que requiere el sobredimensionamiento de algunos semiconductores para poder cargarla [Cha08].

5L-ANPC con capacidades flotantes comunes

Más sentido tiene la propuesta de [Zha13], que emplea 2 capacidades flotantes comunes para realizar un convertidor con características similares al 5L-ANPC. Este convertidor se puede ver en la Fig. 3.32 [Zha13].

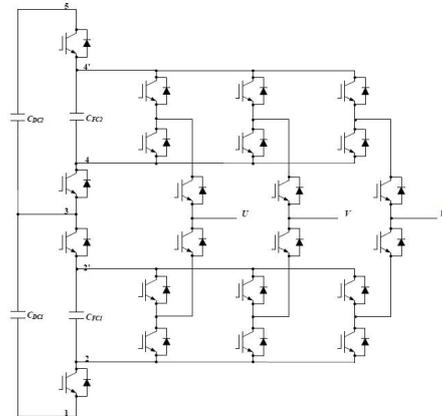


Figura 3.32: 5L-ANPC con capacidades flotantes comunes [Zha13].

Este convertidor consigue utilizar una capacidad flotante y dos semiconductores menos que el convertidor 5L-ANPC. Por el contrario pierde un vector por fase, para hacer algunas conmutaciones hay que conmutar más de una pareja de semiconductores y, sobretodo, algunos semiconductores conducen más corriente que la corriente de fase.

Capítulo 4

Topologías Propuestas

4.1. Introducción

En este apartado se proponen topologías novedosas que aportan características interesantes a las existentes en el estado del arte actual. En el capítulo anterior se han presentado una gran cantidad de convertidores multinivel, abarcando muchas posibilidades y reduciendo mucho las opciones a crear nuevas topologías que mejoren las topologías propuestas y que puedan suscitar interés.

4.2. Objetivos

Tal y como se ha visto en el capítulo anterior, cuando se aumenta de niveles, especialmente a partir de 3 niveles muchas de las topologías requieren serializar semiconductores, o requieren utilizar semiconductores de distinta tensión de bloqueo. Si se serializan semiconductores el convertidor requerirá componentes adicionales para asegurar el reparto de tensión de los semiconductores serializados.

Otro inconveniente que tienen muchas de las topologías multinivel es que tienen lazos de conmutación distintos y algunos de ellos son notablemente más largos que el de una célula de conmutación. Incluso en un NPC de 3 niveles, uno de los convertidores más sencillo, aparecen lazos de conmutación notablemente más largos que en un binivel, y por tanto, con más inductancia. El aumento de inductancia de estos lazos en comparación con un convertidor binivel, produce en las conmutaciones mayores sobretensiones que pueden limitar el funcionamiento del convertidor.

El objetivo principal de la tesis es proponer topologías que solventen los problemas anteriores. En concreto, se buscan topologías que cumplan que:

- Al menos 5 niveles de tensión (para llegar a los 6.6 kV con IGBTs de 4.5 kV).
- No serializar para evitar el hardware adicional de reparto de tensión de bloqueo.

- Emplear semiconductores del mismo nivel de bloqueo (por temas de disponibilidad de mercado).
- Reducir los lazos de conmutación en la medida de lo posible.
- Emplear un único punto intermedio de bus para que sea controlable en cualquier punto de operación.

Con el objetivo de cumplir los requisitos anteriores, se proponen utilizar unas capacidades flotantes auxiliares que se conecten entre los semiconductores serializados para que cada semiconductor bloquee su tensión nominal. De esta manera las capacidades flotantes se encargarán de que el reparto entre los semiconductores previamente serializados sea equitativo y no se requerirá hardware adicional (aparte de estas capacidades) para asegurar el reparto de tensión de bloqueo de los semiconductores serializados. Por otra parte, como se verá más adelante las capacidades auxiliares proporcionarán a la corriente caminos alternativos de manera que el lazo de conmutación se alcorza, y por tanto se reduce la inductancia del lazo. Esta reducción de la inductancia del lazo de conmutación permitirá poder trabajar con una corriente mayor al convertidor sin llegar a límite de sobretensión.

Estas capacidades se denominan auxiliares porque no conducen corriente en estado estacionario, únicamente conducen parte de la corriente durante las conmutaciones.

4.3. Topologías con Caux conectadas entre RP

En esta sección se proponen dos topologías que conectan capacidades auxiliares entre las ramas principales. En la Fig. 4.1 se muestra la primera de las topologías propuestas, que denominaremos 5L-ANPC1C [Bur13][Bur14]. Consiste en un convertidor que podría incluirse en la familia 5L-ANPC que se describió en el apartado 3.5.2 del capítulo anterior.

Resaltados en negro aparecen los elementos por donde puede circular la corriente de forma permanente. Se trata de 12 semiconductores y un condensador flotante, algo similar a lo que aparecía en la Fig. 3.19.

Lo más novedoso de esta topología son las capacidades auxiliares, representadas en gris en la figura. Estas capacidades aseguran que los semiconductores 1, 2, 3, 6, 7 y 8 bloqueen siempre un sólo nivel de tensión. La tensión que tienen que soportar las capacidades auxiliares se puede ver de manera gráfica según el número de capacidades que aparecen representadas en los diagramas. Así, la capacidad C3 tiene que tener una tensión de 3 niveles y C2 una tensión de 2 niveles.

En la Tabla 4.1 se muestran los estados de conmutación de este convertidor. A los niveles 3 y 1 se añade un signo según si cargan o descargan la capacidad flotante C1 con corriente saliente. Para el nivel de tensión 2 se añade un signo según si se usa en el semiciclo positivo o negativo de tensión. Para distintos estados de conmutación con el mismo nivel de tensión de salida y mismo efecto en las capacidades flotantes

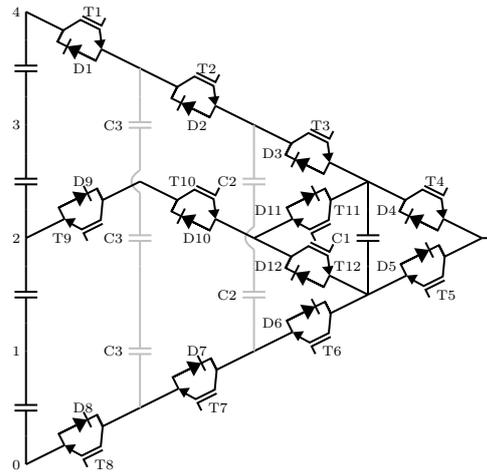


Figura 4.1: Convertidor 5L-ANPC1C con capacidades auxiliares.

5L-ANPC1C	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1
Nivel 3+	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1
Nivel 3-1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1
Nivel 3-2	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1
Nivel 3-3	1	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1
Nivel 2+1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1
Nivel 2+2	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1
Nivel 2+3	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1
Nivel 2-1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	0
Nivel 2-2	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0
Nivel 2-3	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0
Nivel 1+1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0
Nivel 1+2	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0
Nivel 1+3	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	0
Nivel 1-	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0

Tabla 4.1: Estados de conmutación del 5L-ANPC1C.

(no capacidades auxiliares) se añade un número para cada estado de conmutación alternativo.

En la Fig. 4.2 se muestran los estados de conmutación del nivel 3 del 5L-ANPC1C. Se puede comprobar que si las capacidades auxiliares están a su tensión nominal todos los semiconductores soportan como mucho un nivel de tensión.

En los estados de conmutación 3- la corriente dispone dos caminos alternativos, uno señalizado en azul y que pasa por las capacidades auxiliares y otro verde que no pasa las capacidades auxiliares. Si la capacidad flotante C1 es mucho mayor que las

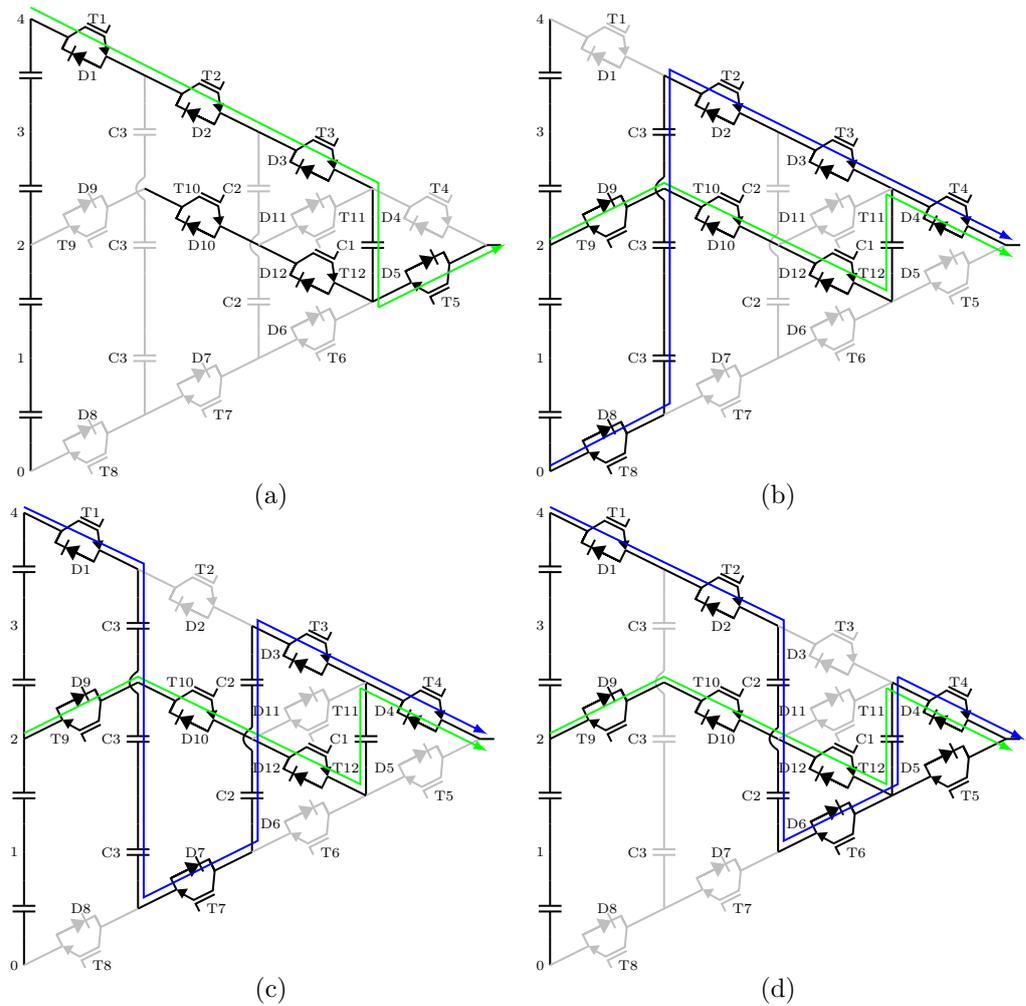


Figura 4.2: Estados de conmutación del 5L-ANPC1C: a) 3+, b) 3-1, c) 3-2 y d) 3-3.

capacidades auxiliares C2 y C3, entonces prácticamente la corriente sólo circula por el camino verde. Las capacidades auxiliares pueden ser muy pequeñas (menores incluso que una capacidad de desacople), lo que hace que sea muy sencillo incorporarlas en el stack de potencia sin modificar el diseño electromecánico. Comparando con el Flying Capacitor de 5 niveles la gran diferencia de este convertidor es que se ha reducido notablemente el tamaño de las capacidades requeridas.

La tensión de las capacidades auxiliares no necesita ser controlada, ya que al aparecer en paralelo con otros elementos (el bus y C1), su tensión queda fijada por éstos. En el estado 3-1, por ejemplo, la tensión de C3 queda impuesta por la suma de la tensión del bus (su mitad inferior) y de la tensión de C1. Algo parecido ocurre en el resto de los estados de conmutación. Controlando la tensión del punto medio

de bus y la tensión de C1, y alternando los distintos estados de conmutación 3-, la tensión de C2 y C3 se mantiene a su valor nominal sin necesidad de ningún control activo. La tensión de las capacidades C3 y C2 no requieren ser medidas haciendo la topología más simple y robusta.

El pequeño rizado de tensión en el punto medio del bus y en la capacidad flotante C1 hace que aparezcan pequeños cortocircuitos al poner en paralelo las capacidades C2 y C3 con las capacidades del bus y C1. Sin embargo, la corriente de cortocircuito está fuertemente limitada por el diminuto tamaño de C2 y C3. Además, el ΔV del cortocircuito queda limitado por la amplitud de los rizados de la capacidad flotante y punto medio. En caso de que la corriente fuera demasiado grande se podría plantear poner una resistencia en serie con las capacidades auxiliares, aunque en las pruebas experimentales se ha podido ver que esto no es necesario, tal y como se verá en el capítulo 7.

La tensión de las capacidades auxiliares queda controlada porque se producen pequeños cortocircuitos en los estados de conmutación 3-, 2+, 2- y 1+. El punto medio de bus y la capacidad flotante C1 tienen un rizado de tensión, que en los estados de conmutación mencionados producen cortocircuitos del orden de los rizados del punto medio y capacidad flotante. El tamaño pequeño de las capacidades auxiliares tiene un efecto positivo en la corriente del cortocircuito ya que con una corriente relativamente pequeña afectará de manera notable al desvío de tensión de las capacidades auxiliares. Además, el ΔV del cortocircuito queda limitado por la amplitud de los rizados de la capacidad flotante y punto medio. En caso de que no la corriente fuera demasiado grande se podría plantear poner una resistencia en serie con las capacidades auxiliares.

Si se dejan de lado las capacidades auxiliares los lazos de conmutación del convertidor 5L-ANPC1C se pueden dividir en 4 tipos según qué semiconductores conmuten:

- 4-5: conmutación como célula elemental de conmutación.
- 11-12: conmutación como célula elemental de conmutación.
- 9-(1,2,3): Conmutación entre la rama principal positiva y la conmutación rama intermedia (rama de semiconductores conectada al PM). El lazo es relativamente largo, comprende 6 semiconductores y a priori tendrá una inductancia grande.
- 10-(5,6,7): Conmutación entre la rama principal positiva y la conmutación rama intermedia. El lazo es relativamente largo, comprende 6 semiconductores y a priori tendrá una inductancia grande.

En la Fig. 4.3 se muestran sombreados los lazos de conmutación más largos y críticos del convertidor. Los caminos alternativos que proporcionan las capacidades auxiliares a la corriente permite reducir el lazo de conmutación de los mismos, reduciendo la inductancia del lazo y por tanto la sobretensión. Para verlo, se analiza el apagado de T1 y encendido de D9 en la Fig. 4.4, que puede darse por ejemplo pasando del estado de conmutación 4 al 3-1 con corriente saliente. Al apagarse T1, la corriente se encuentra con 2 caminos, el verde a través de D9 y el azul que aparece al añadir la capacidades auxiliares. Este nuevo camino tiene un lazo de conmutación (sombreado

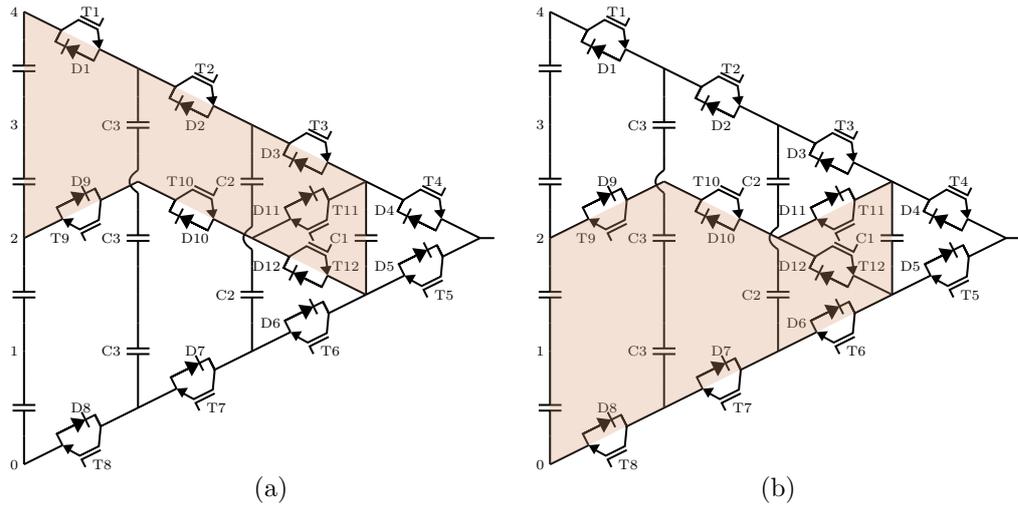


Figura 4.3: Lazos de conmutación 5L-ANPC1C: a) entre rama principal positiva e intermedia y b) entre rama principal negativa e intermedia.

en la Fig. 4.4) mucho menor que el original. La conmutación, al final, se encuentra con los dos lazos en paralelo, lo que provoca que la inductancia total sea mucho menor que la que se encontraba originalmente.

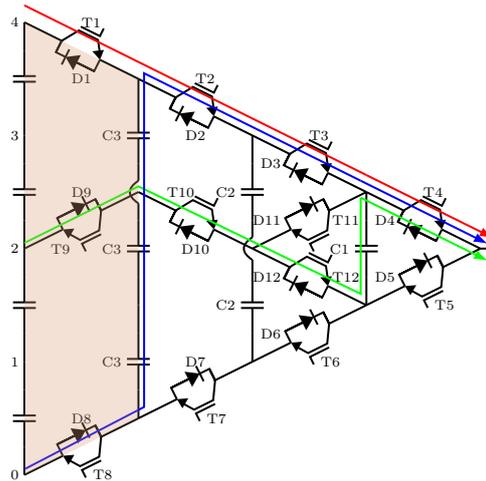


Figura 4.4: Reducción del lazo de conmutación a través de las capacidades flotantes.

En el resto de conmutaciones donde la corriente pasa de circular por una rama principal a la rama intermedia, el lazo de conmutación se reduce con las capacidades auxiliares.

En cambio, si la corriente pasa de la rama intermedia a una de las ramas principales las capacidades flotantes no habilitan ningún camino. Por ejemplo, en la conmutación

de 3-1 a 4, al apagarse D9 y encenderse T1 no se habilita ningún camino nuevo. Observando la Fig. 4.4, antes de la conmutación (estado 3-1), prácticamente toda la corriente circularía por el camino verde y muy poca por el camino azul. Cuando se encendiese T1, la corriente empezaría a circular por el camino rojo y el lazo de conmutación sería el mostrado en la Fig. 4.3 a).

Por este motivo, las capacidades auxiliares reducirán la sobretensión de los semiconductores de las ramas principales pero no la sobretensión de los semiconductores de la rama intermedia, en concreto, la sobretensión de los semiconductores 9 y 10.

En la Fig. 4.5 se muestra la segunda de las topologías propuestas en este apartado, que denominaremos 5L-ANPC2C. Comparando con el 5L-ANPC1C, la principal diferencia es que el 5L-ANPC2C utiliza dos capacidades flotantes (C21 y C22) en vez de una. Emplea una capacidad auxiliar (C3) dibujada en gris en la Fig. 4.5.

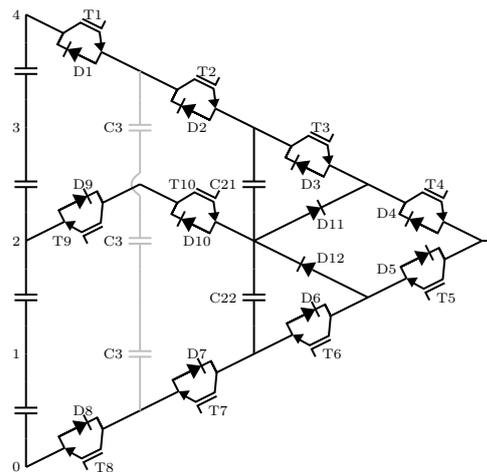


Figura 4.5: Convertidor 5L-ANPC2C con capacidades auxiliares.

En la Tabla 4.2 se muestran los estados de conmutación para el convertidor 5L-ANPC2C. Para el nivel 3 se añade un signo según si se carga o se descarga la capacidad flotantes C21 con corriente saliente. Lo mismo con el nivel de tensión 1 y la capacidad flotante C22. Para el nivel de tensión 2 se añade un signo según si se usa en el semiciclo positivo o negativo de tensión. Para distintos estados de conmutación con el mismo nivel de tensión de salida y mismo efecto en las capacidades flotantes (no capacidades auxiliares) se añade un número para cada estado de conmutación alternativo.

5L-ANPC2C	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
Nivel 3+	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
Nivel 3-1	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1
Nivel 3-2	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1
Nivel 2+1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1
Nivel 2+2	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1
Nivel 2-1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1
Nivel 2-2	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1
Nivel 1+1	1	0	0	0	1	1	1	0	1	1
Nivel 1+2	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1
Nivel 1-	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0

Tabla 4.2: Estados de conmutación del 5L-ANPC2C.

El convertidor 5L-ANPC2C tiene características y funcionamiento similares al convertidor 5L-ANPC1C. Por ello, no se estudian en profundidad y se detallan a continuación:

- La capacidad auxiliar C3 asegura que la tensión de bloqueo de los semiconductores 1, 2, 3 y 4 sea su nominal.
- La tensión de la capacidad auxiliar C3 no necesita ser controlada. Controlando la tensión del punto medio y de las capacidades flotantes C21 y C22, y alternando distintos estados de conmutación 3-, 2+, 2- y 1+, la tensión de C3 se mantiene a su valor nominal sin ningún control activo.
- La capacidad auxiliar C3 proporciona nuevos caminos a la corriente cuando la corriente conmuta de una rama principal (semiconductores 1-2 o 7-8) a la rama intermedia (semiconductores 9-10), reduciendo la inductancia del lazo de conmutación.
- La capacidad auxiliar C3 no proporciona ningún camino nuevo cuando la corriente conmuta de la rama intermedia a una rama principal.

4.4. Topologías con Caux conectadas a la rama intermedia

Las propuestas previas han cumplido el objetivo de evitar la serialización y consiguen reducir los lazos de conmutación al conmutar de las ramas principales a la intermedia. No logran, sin embargo, reducir lo mismo en las conmutaciones inversas. Esto puede conseguirse modificando ligeramente las topologías de forma que las capacidades auxiliares, además de conectar las ramas principales, también estén conectadas

4.4. TOPOLOGÍAS CON CAUX CONECTADAS A LA RAMA INTERMEDIA111

a la intermedia tal y como se muestra en las Fig. 4.6 a) y b) [Bur16]. Estos convertidores también se llamarán 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C. Las capacidades dibujadas en gris son las capacidades auxiliares.

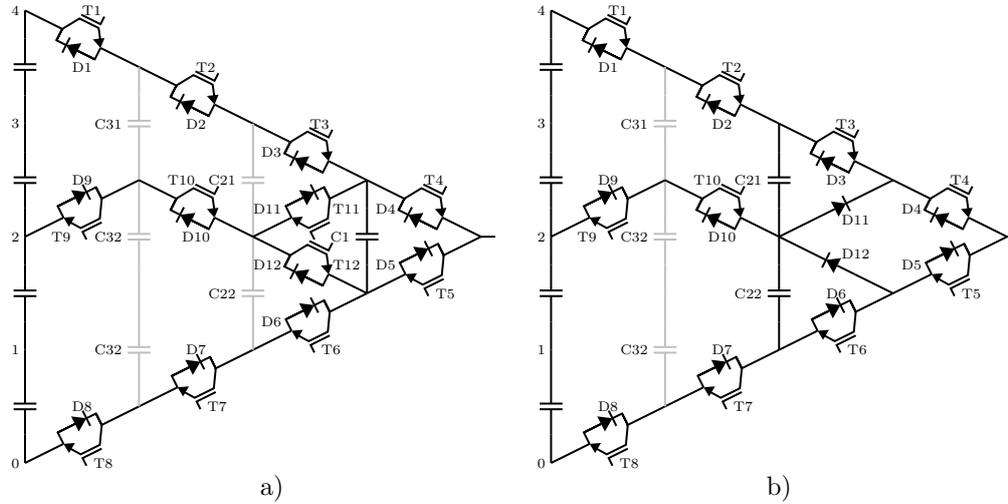


Figura 4.6: Convertidores conectando capacidades auxiliares a la rama intermedia a) 5L-ANPC1C y b) 5L-ANPC2C.

Al igual que en las propuestas anteriores, ahora también es interesante utilizar capacidades auxiliares de muy poco valor, de forma que sólo conduzcan corriente (y muy poca) durante las conmutaciones.

En la Tabla 4.3 se muestran los estados de conmutación para el convertidores 5L-ANPC1C conectando las capacidades auxiliares a la rama intermedia.

5L-ANPC1C	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1
Nivel 3+	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1
Nivel 3-	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1
Nivel 2+	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1
Nivel 2-	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0
Nivel 1+	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0
Nivel 1-	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0

Tabla 4.3: Estados de conmutación del 5L-ANPC1C.

En este caso si se estudian todos los estados de conmutación la tensión de los semiconductores también queda fijada por las capacidades auxiliares y los semiconductores únicamente soportan un nivel de tensión. Por tanto, las capacidades auxiliares solucionan el problema del reparto de tensión de semiconductores serializados. Además, su tensión queda de nuevo controlada si las capacidades flotantes y el punto medio

se mantienen a su tensión nominal al quedar, en ciertos estados de conmutación, en paralelo con las capacidades de bus y con C1.

De nuevo al poner en paralelo las capacidades pueden producirse cortocircuitos. Las capacidades C31, C21 y C22 solo sufren cortocircuitos cuando hay cambio de semiciclo. C32 en cambio puede sufrir cortocircuitos en cada conmutación entre los semiconductores 1 y 9 del semiciclo positivo de tensión. Incluso si no se enciende T8, podría haber cortocircuitos en cada conmutación entre los semiconductores 1 y 9 si la corriente por el punto medio es positiva.

El 5L-ANPC1C tiene los siguientes lazos de conmutación en función de los semiconductores que conmuten:

- 4-5: conmutación como célula elemental de conmutación.
- 11-12: conmutación en el cambio de semiciclo como célula elemental de conmutación.
- 1-9: Conmutación entre la rama principal positiva y la conmutación rama intermedia..
- 7-10: Conmutación entre la rama principal positiva y la conmutación rama intermedia.

Si no se tuvieran en cuenta las capacidades auxiliares, cuando conmutan los semiconductores 1-9 y 7-10 se tendrían los lazos de conmutación de la Fig. 4.3. Sin embargo, las capacidades auxiliares reducen notablemente los lazos de estas conmutaciones.

Se analiza, por ejemplo, la conmutación entre los semiconductores 1 y 9 (Fig. 4.7), que podría ser, por ejemplo, una conmutación entre los estados 4 y 3-.

Si se estudia la conmutación de la Fig. 4.7 a), de 4 a 3-, al comienzo en el estado 4 la corriente circula por el camino rojo. Al apagar T1, la corriente puede circular por el camino verde y el camino azul. Sin capacidades auxiliares la corriente cambiaría al camino verde y el lazo de conmutación sería el de la Fig. 4.3 a). Pero la capacidad auxiliar C31 habilita un camino menos inductivo y la corriente puede circular durante la conmutación por el camino azul, reduciendo el lazo, que aparece sombreado en la Fig. 4.7 a).

También se produce una reducción del lazo de la conmutación de 3- a 4 (Fig. 4.7 b)). Antes de la conmutación la corriente circula por el camino verde. Al encender T1, la corriente tiene los caminos alternativos rojo y azul. En ausencia de capacidades auxiliares la corriente circularía por el camino rojo y el lazo de conmutación sería nuevamente el de la Fig. 4.3 a). Pero la capacidad C31 habilita un camino que reduce el tamaño del lazo, que se muestra sombreado en la Fig. 4.7 b).

Se puede hacer un análisis similar para otros estados de conmutación comprobando que en todos los casos en los que la corriente pasa de una rama principal a la rama intermedia o viceversa las capacidades auxiliares habilitan un camino menos inductivo que puede reducir la sobretensión.

4.4. TOPOLOGÍAS CON CAUX CONECTADAS A LA RAMA INTERMEDIA113

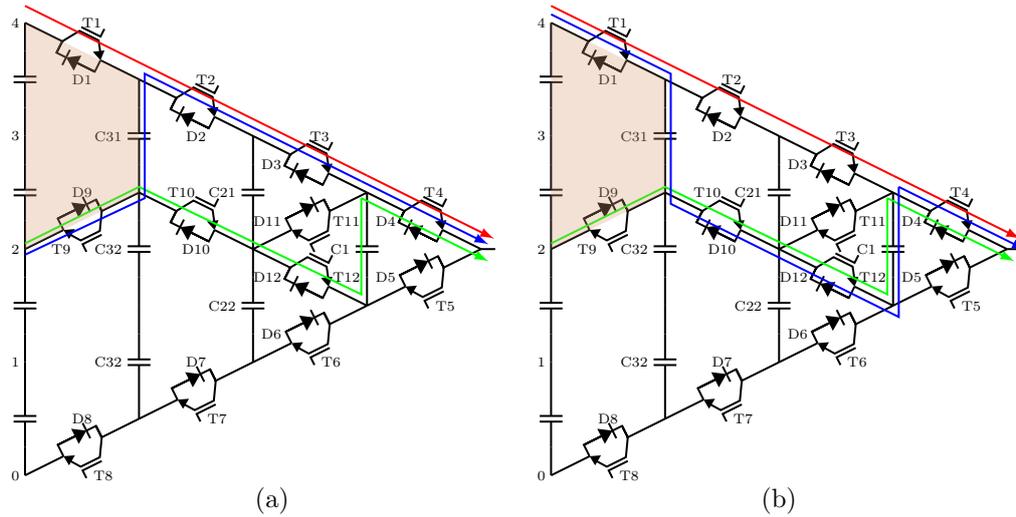


Figura 4.7: Reducción del lazo de conmutación a través de las capacidades flotantes
a) conmutación 4 a 3- y b) conmutación 3- a 4.

En la Fig. 4.8 se muestra cómo se reduce el lazo de conmutación cuando se conmuta de la rama principal negativa a la rama intermedia o viceversa (conmutación entre los semiconductores 7 y 10).

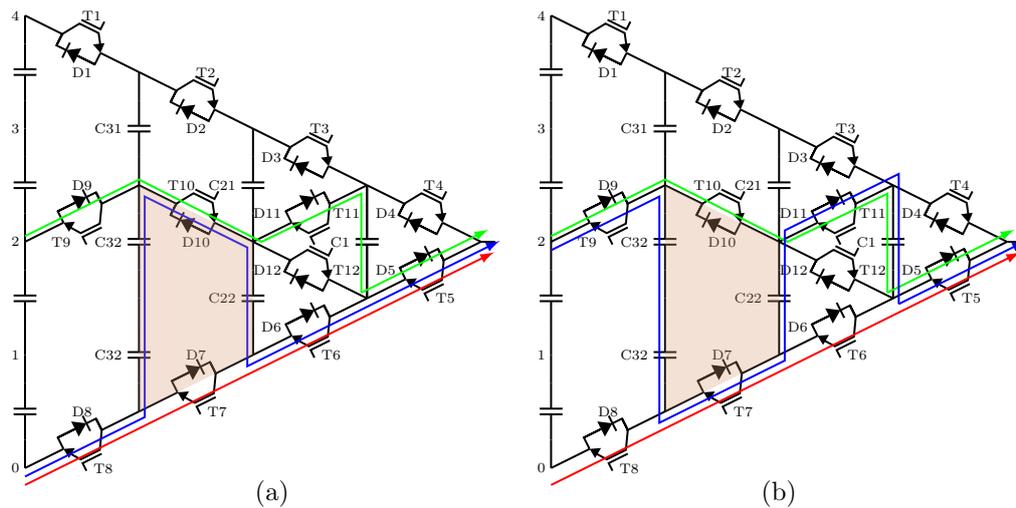


Figura 4.8: Reducción del lazo de conmutación a través de las capacidades flotantes
a) conmutación 0 a 1+ y b) conmutación 1+ a 0.

En la Fig. 4.8 a) se muestra la conmutación de 0 a 1+. En el estado 0 la corriente circula por el camino rojo. Al encender T10, la corriente podría circular por los caminos verde y azul. En ausencia de capacidades auxiliares la corriente cambiaría al

camino verde y el lazo de conmutación sería el de la Fig. 4.3 b). Pero las capacidades auxiliares C32 y C22 habilitan un camino menos inductivo y la corriente puede circular durante la conmutación por el camino azul reduciendo el lazo, que se muestra sombreado en la Fig. 4.8 a).

La conmutación inversa, de 1+ a 0, se muestra en la Fig. 4.8 b). En el estado 1+ la corriente circularía por el camino verde. Al apagar T10, la corriente tiene los caminos alternativos rojo y azul. Sin capacidades auxiliares la corriente circularía por el camino rojo y el lazo de conmutación sería el de la Fig. 4.3 b). Pero las capacidades auxiliares C32 y C22 habilitan un camino que reduce el tamaño del lazo, sombreado en la Fig. 4.8 b).

En comparación con la opción propuesta en el apartado anterior, donde las capacidades auxiliares se conectaban entre las ramas principales, conectar las capacidades auxiliares también a la rama intermedia tiene la ventaja de que también reduce las sobretensiones en los semiconductores 9 y 10 cuando la corriente conmuta de la rama intermedia a una rama principal y además la reducción de los lazos es mayor.

En la Fig. 4.9 se muestran los lazos de conmutación resultantes para el 5L-ANPC1C. Se muestran los lazos cuando conmutan los semiconductores 1-9 (rojo), 7-10 (verde), 11-12 (beis) y 4-5 (azul). Como puede apreciarse los lazos de conmutación han sido notablemente reducidos en comparación a no utilizar capacidades auxiliares.

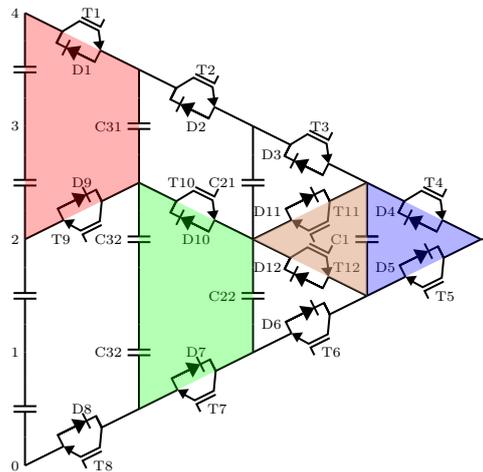


Figura 4.9: Lazos de conmutación con capacidades auxiliares conectadas a las ramas intermedias del 5L-ANPC1C

El convertidor 5L-ANPC2C propuesto en la Fig. 4.6 tiene características y un funcionamiento similares al del 5L-ANPC1C que se ha estudiado detalladamente en este apartado. La Tabla 4.4 muestra los estados de conmutación para estos los convertidores 5L-ANPC2C, conectando las capacidades auxiliares a la rama intermedia.

4.4. TOPOLOGÍAS CON CAUX CONECTADAS A LA RAMA INTERMEDIA115

5L-ANPC2C	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
Nivel 3+	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
Nivel 3-	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1
Nivel 2+	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1
Nivel 2-	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1
Nivel 1+	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1
Nivel 1-	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0

Tabla 4.4: Estados de conmutación del 5L-ANPC2C.

El 5L-ANPC2C tiene los siguientes lazos de conmutación en función de los semiconductores que conmuten:

- 3-5/11: conmutación como un NPC.
- 6-4/12: conmutación como un NPC.
- 1-9: Conmutación entre la rama principal positiva y la conmutación rama intermedia.
- 7-10: Conmutación entre la rama principal positiva y la conmutación rama intermedia.

Las capacidades auxiliares del 5L-ANPC2C se tiene un comportamiento análogo al que presenta el 5L-ANPC1C. Además de evitar la serialización de semiconductores, habilitan caminos adicionales menos inductivos en conmutaciones, tanto cuando la conmutación se realiza de una rama principal a la rama intermedia, como cuando se realiza de la rama intermedia una rama principal.

En la Fig. 4.10 se muestran los lazos de conmutación resultantes para el 5L-ANPC2C. Se muestran los lazos de conmutación cuando conmutan los semiconductores 1-9 (rojo), 7-10 (verde) y uno de los peores lazos para la conmutación del NPC de la salida, en este caso, cuando conmutan 3-5 (beis). Como puede apreciarse los lazos de conmutación en los que participan las capacidades auxiliares han sido notablemente reducidos en comparación a cuando no se utilizan dichas capacidades.

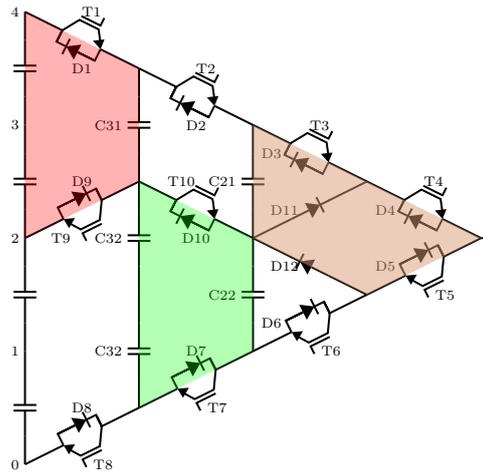


Figura 4.10: Lazos de conmutación con capacidades auxiliares conectadas a las ramas intermedias del 5L-ANPC2C.

4.5. Generalización de uso de capacidades auxiliares

El mismo concepto de capacidades auxiliares utilizadas en el 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C se puede usar en otros convertidores. Además, se pueden generalizar unas estructuras con capacidades auxiliares que se denominarán etapas de conmutación.

4.5.1. Aplicación a otros convertidores

Muchas estructuras multinivel presentan lazos de conmutación largos muy inductivos y/o con serialización de semiconductores. A algunos convertidores se pueden conectar capacidades auxiliares de la misma manera que en los convertidores 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C. En general, se puede aplicar a cualquier convertidor que presente dos puntos cuya diferencia de tensión sea constante en todos los estados de conmutación. Con el método de representación que se tiene empleado en esta tesis, estos puntos son fácilmente identificables porque aparecen situados sobre la misma vertical.

Como ejemplo, se estudia el convertidor 5L-ANPC ABB (Fig. 3.17). Los estados de conmutación de este convertidor se muestran en la Tabla 4.5.

5L-ANPC ABB	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
Nivel 3+	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	1
Nivel 3-	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1
Nivel 2+	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1
Nivel 2-	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0
Nivel 1+	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0
Nivel 1-	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	0	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0

Tabla 4.5: Estados de conmutación del 5L-ANPC ABB.

Para este convertidor los dos lazos de conmutación más largos son los que se muestran en la Fig. 4.11, que pueden darse por ejemplo con una conmutación 4 a 3- (izquierda) y 0 a 1+ (derecha). En ambos casos, se trata de una conmutación entre los semiconductores 3 y 6, y los lazos de conmutación resultantes son relativamente largos ya que comprenden 6 semiconductores y la capacidad flotante. Por lo tanto, estos lazos de conmutación serán muy inductivos y podrían limitar el funcionamiento del convertidor.

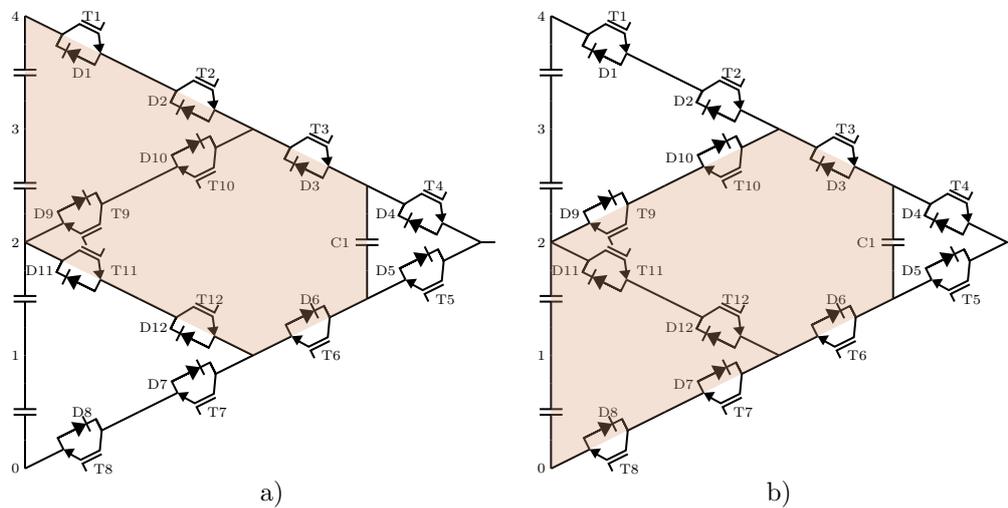


Figura 4.11: Lazos de conmutación del convertidor 5L-ANPC ABB.

Las capacidades auxiliares permiten también en esta topología reducir las inductancias de conmutación. Se puede conectar una capacidad auxiliar C2 como se muestra en la Fig. 4.12. Esta capacidad habilita un camino alternativo a la corriente que reduce los lazos de conmutación cuando conmutan los semiconductores 3 y 6.

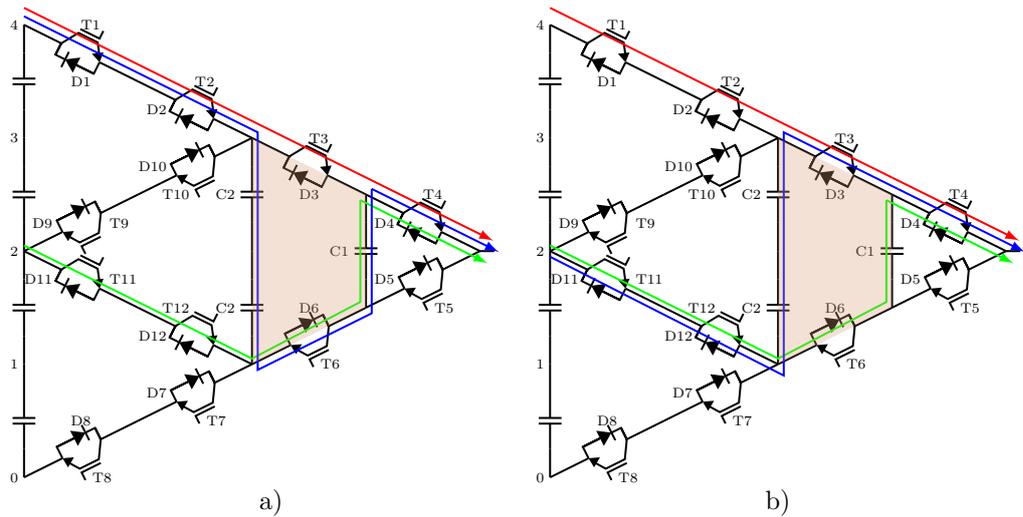


Figura 4.12: Lazos de conmutación del convertidor 5L-ANPC ABB con capacidad auxiliar: a) de 4 a 3- y b) de 3- a 4.

En la Fig. 4.12 se muestran como ejemplos las conmutaciones de 4 a 3- (izquierda) y de 3- a 4 (derecha). En la Fig. 4.12 a), conmutación de 4 a 3-, la corriente circula por el camino rojo y al conmutar el semiconductor 3 con el 6, la corriente circularía por el camino verde si no hubiera capacidad auxiliar, teniendo un lazo de conmutación como el de la Fig. 4.11 a). Pero la capacidad auxiliar C2 proporciona un camino (azul) alternativo menos inductivo y reduce el lazo de conmutación (sombreado). En la Fig. 4.12 a), conmutación de 3- a 4, la corriente circula por el camino verde y al conmutar los semiconductores 3 y 6, la corriente circularía por el camino rojo y se tendría un lazo de conmutación como el de la Fig. 4.11 a) sin capacidad auxiliar. La capacidad C2 habilita el camino azul, una vez más reduciendo la inductancia del lazo.

La capacidad C2 reduce el lazo de conmutación para otras conmutaciones siempre que conmuten los semiconductores 3 y 6, que son las conmutaciones que presentan el lazo de conmutación más largo.

En el convertidor 5L-ANPC ABB también se pueden usar capacidades auxiliares para evitar la serialización de semiconductores. Se puede conectar una capacidad auxiliar entre el punto de conexión de los semiconductores 1 y 2, y el punto de conexión de los semiconductores 11 y 12, para asegurar el reparto equitativo de tensión entre los semiconductores 1 y 2, y 11 y 12. También se puede conectar otra capacidad auxiliar entre el punto de conexión de los semiconductores 7 y 8, y el punto de conexión de los semiconductores 9 y 10, para asegurar el reparto equitativo de tensión entre los semiconductores 7 y 8, y 9 y 10.

A parte de este convertidor se pueden poner a otros convertidores como el TCC, SMC, otras variantes del 5L-ANPC como las mostradas en 3.20... En general, se puede aplicar a convertidores que usen capacidades flotantes y/o que hagan uso de algún punto intermedio de bus. Como ejemplo, la Fig. 4.13 muestra algunos tipos de 5L-ANPC con capacidades auxiliares (en gris).

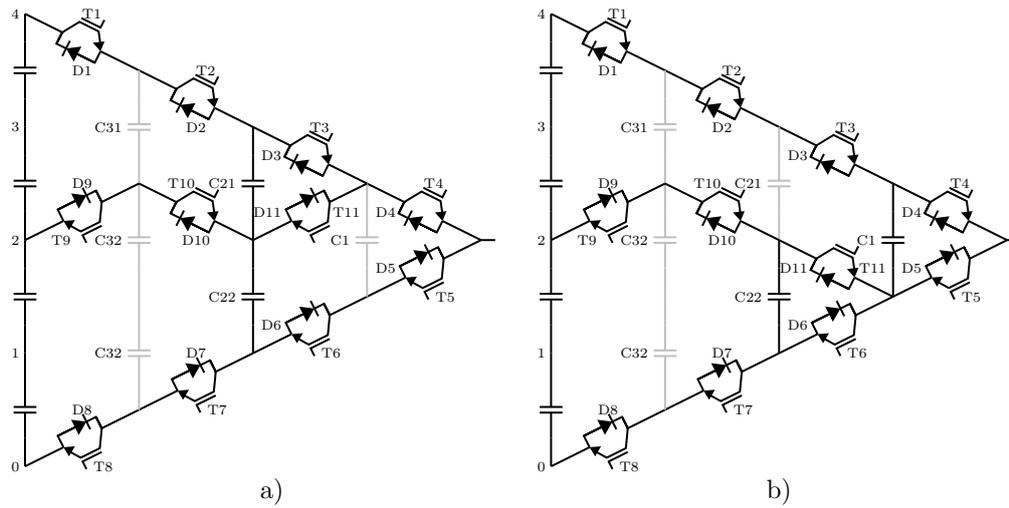


Figura 4.13: Ejemplos de 5L-ANPC con capacidades auxiliares.

4.5.2. Etapas de conmutación

En el apartado anterior se ha visto como el uso de capacidades auxiliares puede aplicarse a muchas de las topologías existentes actualmente. Con las capacidades auxiliares también se pueden concebir lo que denominaremos etapas de conmutación: subestructuras de convertidores a partir de las cuales se pueden construir nuevas topologías completas de convertidores multinivel.

En la Fig. 4.14 se muestra un ejemplo de una de estas etapas. No es un convertidor en sí, pero puede convertirse en uno de 5 niveles añadiendo a la derecha un convertidor de 3 niveles (3L-NPC, 3L-TCC, 3LANPC) conectado a los terminales a, b y c.

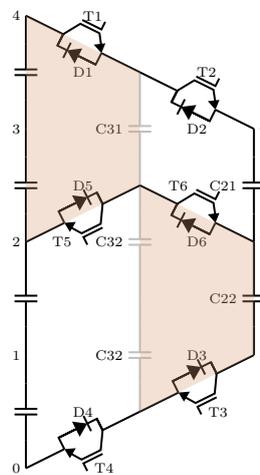


Figura 4.14: Etapa de conmutación.

El empleo de capacidades auxiliares en la etapa de conmutación (en el caso de la Fig. 4.14 C31 y C32) hace que la etapa goce de las mismas ventajas que caracterizaban a los convertidores propuestos en este capítulo, es decir:

- Se evita la serialización semiconductores.
- Se acortan los lazos de conmutación reduciendo notablemente su inductancia.

Los estados de conmutación para la etapa de conmutación de la Fig. 4.14 se pueden ver en la Tabla 4.6. En este caso los niveles de tensión se definen por la tensión que van a tener los terminales a, b y c.

Etapa con.	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Nivel 4,3,2	1	1	0	0	0	1
Nivel 3,2,1	0	1	0	1	1	1
Nivel 2,1,0	0	0	1	1	1	0

Tabla 4.6: Estados de conmutación de la etapa de conmutación.

La etapa de conmutación anterior no solo sirve para un convertidor de 5 niveles sino que se puede extender a un convertidor de un número impar de niveles. Por ejemplo, si se añadiese una etapa de conmutación similar a la derecha, se obtendría entonces un convertidor de 7 niveles tal y como se muestra en la Fig. 4.15. Las capacidades en negro serían capacidades flotantes y las capacidades en gris capacidades auxiliares. Los lazos de conmutación se han sombreado y se puede ver que son relativamente cortos.

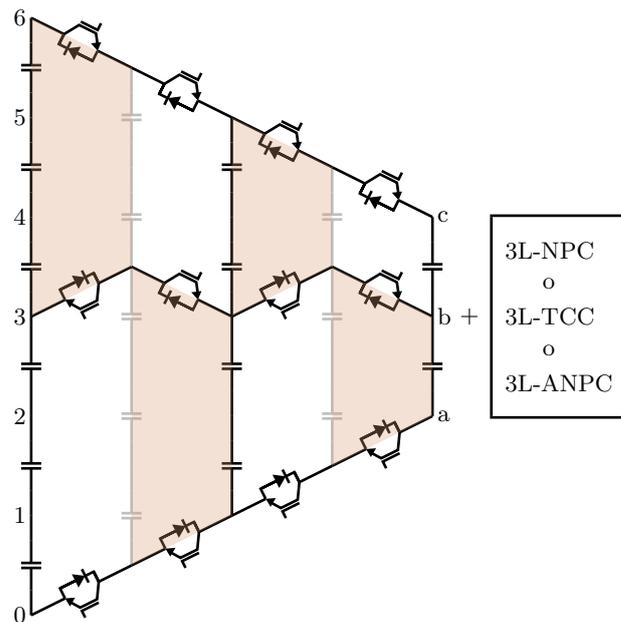


Figura 4.15: Etapa de conmutación.

Como se ha dicho la posibilidad de utilización de las capacidades auxiliares es bastante amplia. En las Fig. 4.16 se muestran algunas etapas de conmutación y convertidores que se pueden hacer usando capacidades auxiliares.

Incluso, tal como se muestra en la Fig. 4.16 c), se pueden proponer etapas de conmutación que hagan uso de más de un punto intermedio de bus. A esta etapa habría que conectar un convertidor de 4 niveles con dos puntos intermedios. Por su parte, la etapa de la Fig. 4.16 d) permite crear un convertidor de 7 niveles añadiendo a su derecha un Flying Capacitor de 3 niveles.

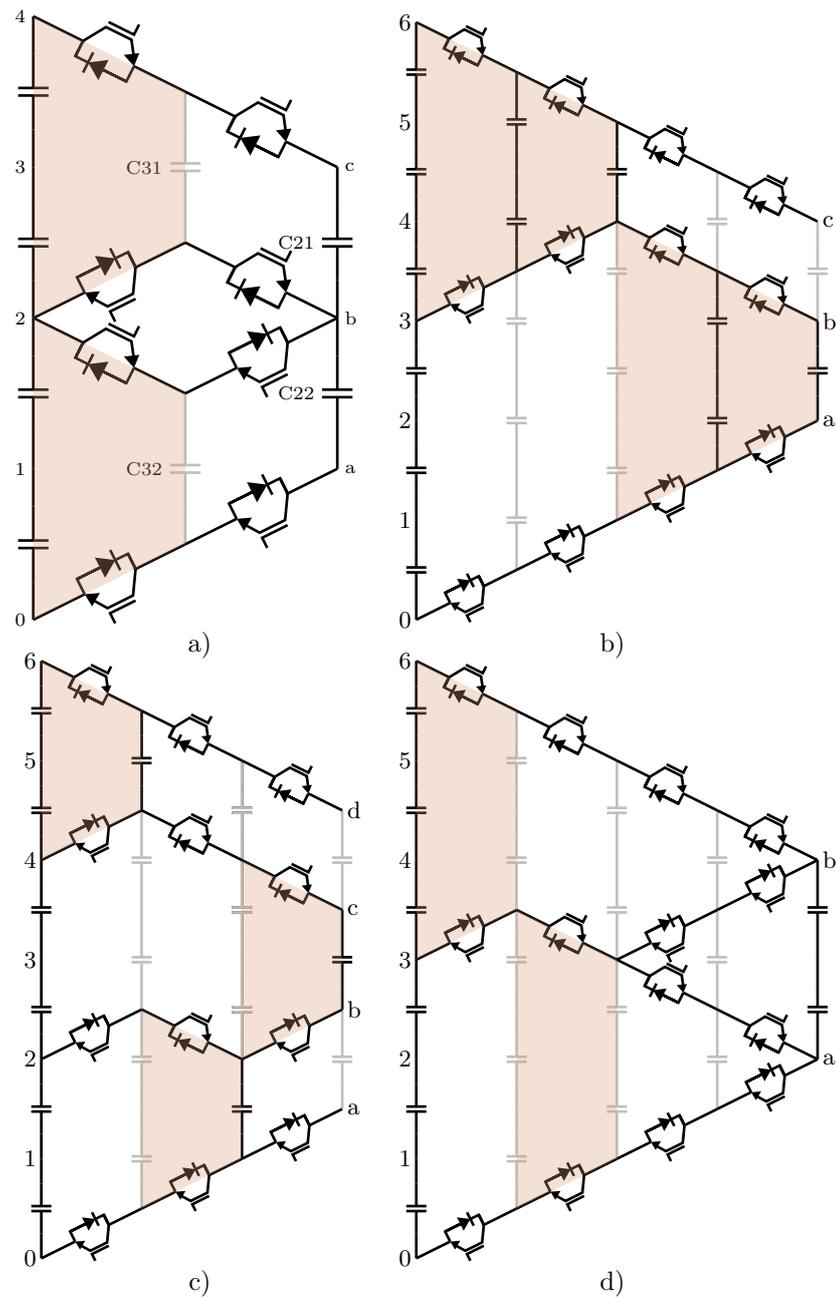


Figura 4.16: Ejemplos de etapas de conmutación.

Capítulo 5

Comparación de topologías

5.1. Introducción

En los capítulos anteriores se han estudiado características propias de convertidores multinivel, se han recopilado las topologías más interesantes existentes en la literatura y se han propuesto nuevas topologías.

En este capítulo se comparan algunas de las topologías previamente existentes y las topologías propuestas. Primero se comparan características generales de los convertidores, tales como número de niveles, semiconductores, capacidades flotantes, frecuencia de conmutación... Posteriormente, se comparan las prestaciones que ofrecen los distintos convertidores (tensión de salida, pérdidas, corriente máxima extraíble...). Por último, se hace una comparación descriptiva de las sobretensiones que se pueden esperar encontrar en las distintas topologías estudiando sus lazos de conmutación.

5.2. Características generales

A continuación se analizan distintas características generales de los convertidores que permitirán hacer una comparación de diferentes topologías multinivel.

5.2.1. Número de niveles (n)

Para una tensión de bus dada, el número de niveles de tensión determina el ΔV que se produce en una conmutación y por tanto tiene influencia en la calidad de onda a la salida. A mayor número de niveles, mejor será la onda de salida y menor será el THD, que se traduce en un filtro de salida más pequeño y más barato.

En el caso de este trabajo, se puso como objetivo analizar un convertidor de 6.6 kV empleando IGBTs de 4.5 kV. Con estos semiconductores, se necesitan 5 niveles para llegar a los 6.6 kV, por lo que se consideran convertidores de 5 niveles para realizar

la comparación.

5.2.2. Número de semiconductores (SC)

Un aspecto importante es el número de semiconductores empleado, que afecta a varios aspectos. Por un lado, el coste de los semiconductores tiene un peso considerable en el coste total del convertidor, por lo que cuanto más semiconductores se empleen mayor será el coste del convertidor. Por otro lado, el uso de más semiconductores añade complejidad al convertidor, complica el diseño electromecánico y reduce su robustez.

Para el cómputo de semiconductores se supone que cada semiconductor empleado es de un nivel de tensión y los diodos únicamente se computan si no son diodos en antiparalelo de un IGBT. Los diodos en antiparalelo con el IGBT vienen en el mismo módulo y su precio se considera dentro del precio del IGBT. Evidentemente, el tamaño de un módulo de un diodo es menor que el módulo de un IGBT que lleva diodo en antiparalelo, pero la diferencia no es tan grande como se a priori se podría esperar. Por ejemplo, el módulo de IGBT 5SNA1200G450300 [ABB14b] de 4.5 kV y 1.2 kA ocupa una superficie de 190x140 (mm²), mientras que el módulo de diodo 5SLD0650J450300 [ABB14a] de 4.5 kV y 2.650 A (o 4.5 kV y 1.3 kA si se paralelizan los dos diodos del módulo para tener una corriente similar al del módulo del IGBT) ocupa una superficie de 130x140 (mm²), un 32 % menor.

5.2.3. Número de puntos intermedios de bus (m)

Es fácil y económico crear puntos intermedios en el bus, basta con colocar en el bus el número adecuado de capacidades en serie. Los puntos intermedios así creados, sin embargo, deben ser controlados en tensión. Como se ha analizado en el Capítulo 2, un punto medio de bus se puede controlar mediante el ciclo de trabajo de los vectores redundantes para cualquier punto de operación. Con 2 puntos intermedio de bus o más, empiezan a surgir problemas y no se puede operar en todos los puntos de operación posibles sin perder el control de los puntos intermedios. En caso de tener un sólo convertidor, el índice de modulación máximo con el que se puede operar baja cuanto mayor es el factor de potencia. Las regiones de operación son mayores en una estructura back-to-back, pero para factores de potencia e índice de modulación altos existen puntos donde los puntos intermedios no son controlables con una modulación NTV.

5.2.4. Número de capacidades flotantes (CF)

El empleo de capacidades tiene varios inconvenientes. Por una parte, se requiere el control de las mismas, añadiendo complejidad al sistema. Por otra parte, las capacidades flotantes pueden ser muy voluminosas y pueden complicar mucho el diseño electromecánico. Debido a estas razones, según [Mey06] el Flying Capacitor queda limitado a un máximo de 4-5 niveles de tensión.

No sólo es importante el número de capacidades flotantes. Su tamaño es proporcional a la energía almacenada, y por tanto, al cuadrado de la tensión de las mismas, por lo que es muy importante la tensión con la que trabajan. Por ello, en la comparación además del número de capacidades requeridas se presta atención al número de niveles con la que trabaja cada capacidad flotante. Además, es importante mirar la frecuencia con la que cambia de signo la corriente por la capacidad, ya que es inversamente proporcional a su tamaño.

Las capacidades flotantes se pueden calcular como se indica en la eq. 5.1, siendo ΔV_{max} el desvío de tensión pico-pico admisible en la capacidad flotante, f_{AP} la frecuencia aparente de salida e i_{max} la corriente máxima. Para convertidores que se comporten como un FC de 3 niveles la capacidad flotante se puede calcular como se indica en la eq. 5.1a y si se comporta como un FC de más niveles, como se indica en la eq. 5.1b.

$$C_{CF} = \frac{2 \cdot i_{max}}{2 \cdot f_{AP} \cdot \Delta V_{max}} \text{ para 3L-FC, 5L-ANPC, 5L-SMC...} \quad (5.1a)$$

$$C_{CF} = \frac{3 \cdot i_{max}}{2 \cdot f_{AP} \cdot \Delta V_{max}} \text{ para 5L-FC, 7L-ANPC, 7L-SMC...} \quad (5.1b)$$

En la Fig. 5.1 se muestra la energía almacenada requerida por las capacidades flotantes por parte de los convertidores nL-FC, nL-ANPC ABB y nL-SMC para distinto número de niveles de tensión. Para obtener la Fig. 5.1 se ha supuesto que un nivel de tensión son 2800 V, la corriente máxima 1200 A y un desvío de tensión máximo pico-pico del 5% de 2800 V. En la Fig. 5.1 a) se ha considerado una frecuencia aparente de 2 kHz y en la Fig. 5.1 b) una frecuencia de conmutación de 1 kHz. Como se puede ver, el FC requiere una energía almacenada mucho mayor, y por tanto un volumen mucho mayor, que complica el diseño electromecánico. Al aumentar el número de niveles la energía requerida por parte de las capacidades flotantes aumenta exponencialmente debido a que depende de la tensión al cuadrado.

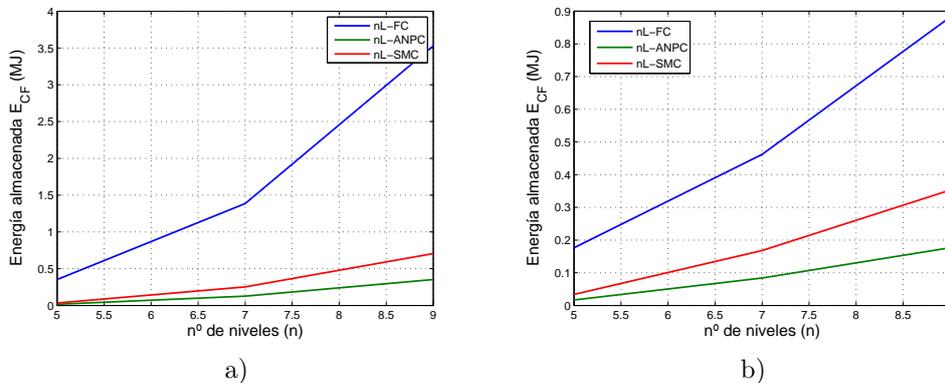


Figura 5.1: Energía almacenada requerida: a) $f_{AP} = 2 \text{ kHz}$, b) $f_{SW} = 1 \text{ kHz}$.

Las capacidades auxiliares son de algún modo capacidades flotantes pero, debido a que su tamaño es mucho menor que el de las capacidades flotantes y que no requieren un control activo (no es necesario medir su tensión), no se tendrán en cuenta a la hora de comparar los convertidores.

5.2.5. Frecuencia aparente (f_{AP})

La frecuencia aparente (f_{AP}) es la frecuencia a la que conmuta la tensión de salida del convertidor multinivel pero internamente los semiconductores pueden conmutar a una frecuencia distinta. Por ello, se toma como la frecuencia de conmutación (f_{sw}) la mayor de las frecuencias de conmutación de los semiconductores de la topología. La frecuencia aparente (f_{AP}) de un convertidor se evalúa como un múltiplo de la frecuencia de conmutación.

Para una frecuencia aparente de salida, cuanto mayor es el término x que multiplica a la frecuencia de conmutación ($x \cdot f_{sw}$), menor es la frecuencia de conmutación máxima con la que conmuta uno los semiconductores del convertidor. Esto se traducirá en que los semiconductores tendrán menos pérdidas y la corriente extraíble será mayor.

5.2.6. Aislamiento

Algunos convertidores como el CHB requieren aislamiento para transformar potencia activa. El transformador aumenta considerablemente el coste y volumen del convertidor y hace que estos convertidores no sean una solución muy atractiva para la aplicación considerada en este trabajo. Por su parte, el MMC necesita dos inductancias para conectar las dos ramas de cada fase.

5.2.7. Discusión

En la Tabla 5.1 se comparan algunos convertidores en base a las características anteriores. Para la comparación se contabilizan las tres fases. Los convertidores seleccionados para esta comparación son el 5L-NPC, 5L-MPC, 5L-FC, 5L-ANPC ABB, 5L-SMC, 5L-MMC y el 5L-CHB. Los valores de la tabla incluyen

Convertidor	5L-NPC	5L-MPC Fuji	5L-FC	5L-ANPC ABB ¹	5L-SMC ²	5L-MMC	5L-CHB
Niveles	5	5	5	5	5	5	5
Pts. Interm.	3	3	0	1	1	0	0
nº SC	24 IGBTs 36 Diodos	30 IGBTs 12 Diodos	24 IGBTs	36 IGBTs	30 IGBTs 6 Diodos	48 IGBTs	24 IGBTs
CF	0	0	3 CF (3n) 3 CF (2n) 3 CF (1n)	3 CF (1n)	6 CF (1n)	24 CF (1n)	6 FTA ³ (1n)
f_{AP}	$1 \cdot f_{SW}$	$1 \cdot f_{SW}$	$4 \cdot f_{SW}$	$2 \cdot f_{SW}$	$2 \cdot f_{SW}$	$4 \cdot f_{SW}$	$4 \cdot f_{SW}$
Aislamiento	no	no	no	no	no	induct.	transf.

Tabla 5.1: Comparación de distintos convertidores multinivel.

La Tabla 5.1 muestra las características de convertidores de 5 niveles de muy distinta naturaleza: con/sin puntos medios, con/sin aislamiento, con/sin capacidades flotantes...

El convertidor CHB tiene la ventaja de ser modular, la frecuencia aparente es, además, 4 veces la frecuencia de conmutación y usa el mínimo número de semiconductores posible. Por el contrario, para transferir potencia activa requiere un transformador por lo que el coste y volumen del convertidor aumentan mucho. Por ello, esta solución no se considera apropiada para la aplicación objeto de este trabajo.

El MMC comparte las mismas ventajas: también es modular y la frecuencia aparente es 4 veces la frecuencia de conmutación. Pero requiere dos inductancias por fase, el doble de semiconductores que la alternativa anterior y una gran cantidad de capacidades flotantes. Estas capacidades flotantes son de 1 nivel de tensión y sustituyen al bus de continua, pero su dimensionamiento depende de la frecuencia fundamental en vez de la frecuencia aparente, lo cual hace que la energía requerida aumente mucho y con ello su tamaño. Esta opción ofrece mejores prestaciones en aplicaciones en las que se requiera un gran número de semiconductores y por ello su aplicación común es en redes HVDC.

La topología 5L-FC tiene como ventajas que usa el número mínimo de semiconductores posible, la frecuencia aparente es 4 veces la frecuencia de conmutación y no usa ningún punto intermedio de bus. Por el contrario, requiere 3 capacidades flotantes de cada nivel de tensión intermedio de bus. Por la cantidad y la tensión con las que trabajan estas capacidades el tamaño requerido es elevado, como se puede ver en la Fig. 5.1 y como se dice en [Mey06]. El elevado tamaño y la dificultad del diseño electromecánico hacen que esta topología se descarte.

Los convertidores 5L-NPC y 5L-MPC no tienen capacidades flotantes, pero presentan otros inconvenientes. En los dos convertidores la frecuencia aparente y la frecuencia de conmutación es igual, por lo que térmicamente pueden ser inferiores a otros convertidores tal y como se verá en el apartado 5.3.3. Por otra parte, los dos convertidores usan 3 puntos intermedios de bus, lo que limita el funcionamiento del convertidor para factores de potencia e índices de modulación altos tal y como se vió en el apartado 2.9.3. El 5L-NPC además requiere una gran cantidad de diodos. Este aspecto lo mejora el 5L-MPC que con 6 IGBTs más usa 24 diodos menos.

Las topologías 5L-ANPC ABB y 5L-SMC tienen características similares. Los dos usan un sólo punto intermedio de bus que es controlable, la frecuencia aparente es el doble de la frecuencia de conmutación, usan capacidades flotantes y no requieren aislamiento. La diferencia radica en que el 5L-ANPC ABB usa solo una capacidad flotante por fase mientras que el 5L-SMC usa dos, pero el 5L-SMC usa dos IGBTs menos y dos diodos más por fase.

Por lo tanto, se concluye que las topologías más prometedoras son el 5L-ANPC ABB y el 5L-SMC, y otras topologías similares a éstas como 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C. Estas topologías llegan a un buen compromiso entre semiconductores, ca-

¹El 5L-ANPC 1C presenta las mismas características.

²El 5L-ANPC 2C presenta las mismas características.

³6 fuentes de tensión aisladas de un nivel de tensión.

pacidades floantes, puntos intermedios de bus y frecuencia aparente.

5.3. Prestaciones

La comparación anterior se quedaría muy incompleta sin un estudio térmico. Se puede hacer un análisis térmico de cada convertidor calculando la corriente máxima extraíble para una temperatura de unión del semiconductor. En este trabajo, se sigue en líneas generales la metodología presentada en [SR12].

5.3.1. Metodología

En [SR12] se presenta una metodología para comparar convertidores. Entre otros aspectos, analiza la tensión máxima que puede proporcionar el convertidor, las pérdidas, y la corriente y potencia máxima extraíbles sin superar la temperatura máxima de unión de los semiconductores.

En nuestro caso, primero analizamos la tensión máxima que puede proporcionar el convertidor y calcularemos su THD. A continuación realizamos un análisis térmico con el que se calculan las pérdidas y la corriente máxima extraíble, con la que se puede calcular la potencia máxima extraíble.

Se sigue el procedimiento descrito en [SR12] para obtener la corriente máxima extraíble de un convertidor para un punto de funcionamiento dado (factor de potencia, índice de modulación). Un esquema de este procedimiento se muestra en la Fig. 5.2 [SR12].

Se definen dos arrays de frecuencias aparentes y corrientes con las que se va a simular un convertidor. Para las distintas frecuencias se hacen simulaciones con una de las corrientes. Se obtienen de la simulación las temperaturas de todos los semiconductores de la topología trabajando con esa corriente y cada una de las frecuencias. Para cada frecuencia se escoge la temperatura del semiconductor que presente la mayor temperatura. Con las temperaturas máximas de las distintas frecuencias se crea una recta y se escoge la frecuencia con la que la temperatura alcance la temperatura máxima de unión. De esta manera se obtiene un punto de frecuencia máxima para la corriente que se ha analizado. Se repite este proceso para las distintas corrientes obteniendo un punto (frecuencia - corriente) por cada una de ellas. Con estos puntos se traza una curva que proporciona la corriente máxima extraíble del convertidor para cada frecuencia aparente en el punto de operación estudiado.

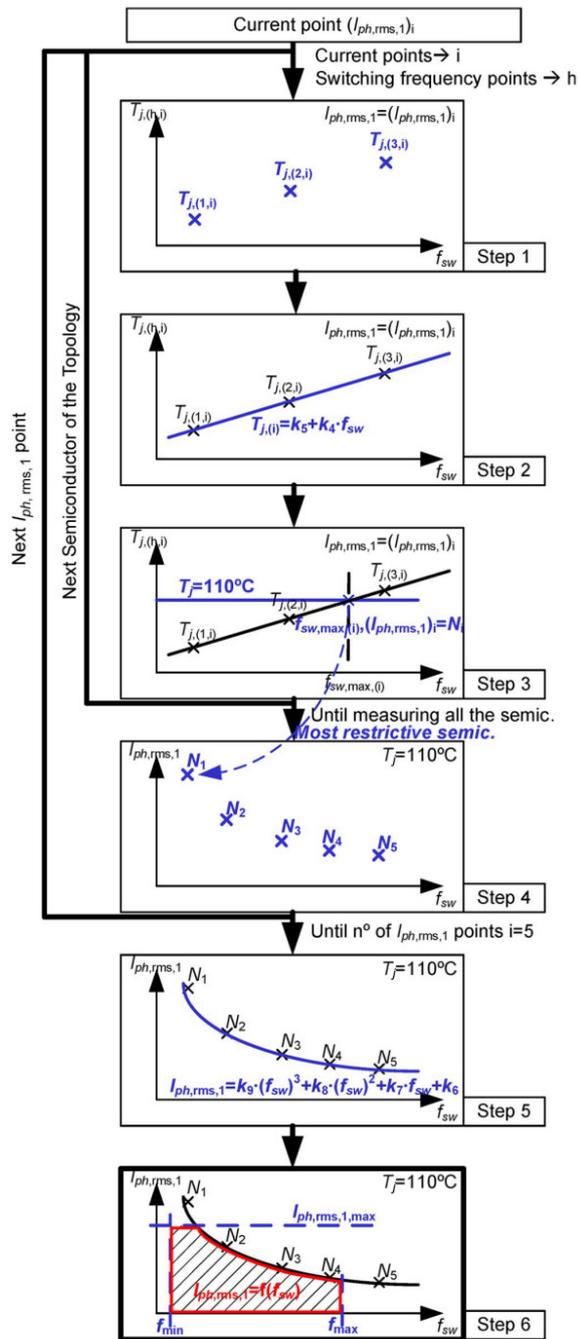


Figura 5.2: Procedimiento de cálculo de corriente máxima[SR12].

5.3.2. Hipótesis

Convertidores

Para la comparación se han seleccionado los convertidores 5L-MPC Fuji, 5L-ANPC ABB, 5L-ANPC 1C, 5L-ANPC 2C y 5L-SMC. El 5L-MPC no requiere ninguna capacidad flotante pero tiene el inconveniente de usar 3 puntos intermedios de bus. Los demás tienen características similares, usan 1 punto intermedio y alguna capacidad flotante de un nivel de tensión y su frecuencia aparente es el doble de la frecuencia de conmutación.

Semiconductores

Se supone un convertidor trifásico de 6.6 kV. Un convertidores de 5 niveles necesita semiconductores de 4.5 kV para alcanzar esta tensión. El análisis se ha realizado usando el módulo de IGBT 5SNA1200G450300 [ABB14b] de 4.5 kV y 1.2 kA. El módulo de diodo (para los diodos sin IGBT en antiparalelo) que se usa para este análisis es el 5SLD0650J450300 [ABB14a] de 4.5 kV y 2x650 A. La corriente máxima se fija en los 1.2 kA pico, o 850 A_{RMS} .

Se toma una tensión nominal de bloqueo del IGBT de 2800 V, que corresponde con una tasa de fallos en 10^9 horas (FIT) de 100. De esta manera el bus de los convertidores de 5 niveles queda fijado en 11200 V.

Los resultados son dependientes de las impedancias térmicas y de la temperatura del refrigerante. Se considera una temperatura del refrigerante de 45 °C y una resistencia térmica del radiador al refrigerante de 0.0052 W/K. Las resistencias térmicas y las impedancias térmicas del semiconductor se toman de las hojas de características [ABB14b] y se muestran en la Tabla 5.2 y la Tabla 5.3. Con las resistencias térmicas se calcula la temperatura en estado estacionario, a la que se le suma la mitad de la temperatura pico-pico que se obtiene del circuito con impedancias térmicas para calcular la temperatura máxima de unión del semiconductor. La Fig. 5.3 y Fig. 5.4 muestran los circuito térmicos que se emplearon. Se considera una temperatura de unión del semiconductor (T_j) máxima de 110 °C.

Resistencias	$R_{th(j-c)}$ (K/W)	$R_{th(c-s)}$ (K/W)
IGBT 5SNA	0.0095	0.009
Diodo 5SNA	0.019	0.018
Diodo 5SLD	0.030	0.027

Tabla 5.2: Resistencias térmicas de los semiconductores.

Impedancias	R_1 (K/kW)	C_1 (J/K)	R_2 (K/kW)	C_2 (J/K)	R_3 (K/kW)	C_3 (J/K)
IGBT 5SNA	6.36	30.35	2.11	10.14	1.04	2.67
Diodo 5SNA	12.5	15.36	4.37	5.17	2.16	1.44
Diodo 5SLD	20	9.58	7.01	3.22	3.46	0.90

Tabla 5.3: Impedancias térmicas de los semiconductores.

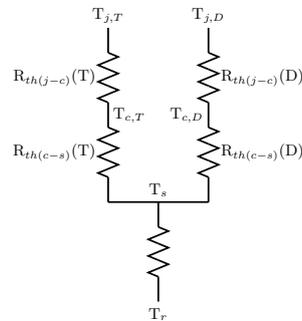


Figura 5.3: Circuito térmico con resistencias.

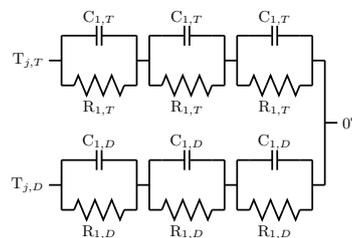


Figura 5.4: Circuito térmico con impedancias.

Modulación

Para que la modulación empleada no influya en la comparación entre convertidores, se emplea la modulación escalar PDPWM, presentada en el capítulo 2. El nivel de tensión que el convertidor multinivel debe proporcionar queda definido sin tener en cuenta la topología empleada, para convertidores con un mismo número de niveles de tensión (n). La modulación PDPWM, emplea $n-1$ triangulares, una encima de otra de amplitud $(n-1)/2$, disponiéndolas en el intervalo $[-1,1]$, a una frecuencia f_{AP} . Comparando la moduladora con estas triangulares, queda definido el nivel de tensión que debe proporcionar el convertidor. Por supuesto, como en cualquier otra modulación escalar, se puede introducir el tercer armónico y en esta comparación se introduce. La modulación también se ve influenciada por el tiempo muerto (T_D) y el tiempo mínimo (T_M). Se considera un tiempo muerto de $T_D = 20\mu\text{ s}$ y un tiempo mínimo de $10\mu\text{ s}$ mayor que el tiempo muerto, es decir, $T_M = 30\mu\text{ s}$.

En este análisis se supone que los puntos intermedios de bus y las capacidades flotantes no requieren ser controladas, es decir, se modelan como fuentes de tensión

constantes.

Frecuencia aparente y frecuencia fundamental

La frecuencia fundamental se supone de 60 Hz. Para que la calidad de onda sea buena se fija una frecuencia aparente mínima de 600 Hz y una frecuencia aparente máxima de 3 kHz. Como en algunos de los convertidores considerados la frecuencia aparente es el doble de la frecuencia de conmutación se estará considerando una frecuencia de conmutación entre 300-1500 Hz. Para los convertidores que no doblan la frecuencia de conmutación la frecuencia de conmutación consideradas es de 600-3000 Hz.

5.3.3. Resultados

Tensión máxima

Como ya se explicó en el Capítulo 2 los convertidores con el mismo número de niveles pueden conmutar de la misma manera si no se tiene en cuenta el equilibrado de variables internas. Por ello, la tensión máxima realizable viene determinada por el tiempo mínimo y la frecuencia aparente.

A continuación se analiza el punto de operación $FP=0.95$ e índice de modulación máximo.

En la Fig. 5.5 se puede ver la máxima tensión de línea de los convertidores. En la Fig. 5.5 a) los convertidores trabajan en modo inversor y en la Fig. 5.5 b) en modo rectificador. Como se puede ver la tensión máxima es igual para todos los convertidores (las pequeñas diferencias que existen se deben a imperfecciones en las simulaciones). En el caso del rectificador la tensión es mayor porque para los niveles de tensión 4 y 0 conduce el diodo durante el tiempo muerto, aumentando la tensión máxima.

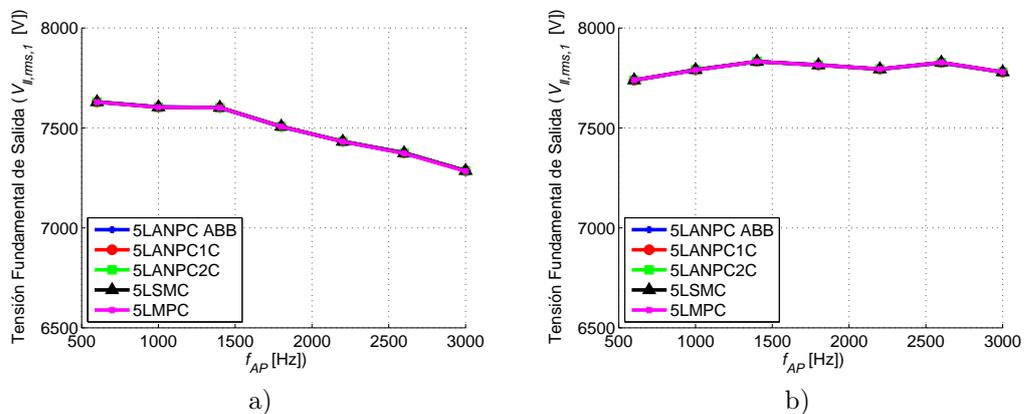


Figura 5.5: Máxima tensión de línea de salida: a) inversor y b) rectificador.

En las Fig. 5.6 y Fig. 5.7 se muestran el THD y WTHD para la tensión de línea de los convertidores funcionando como inversor y rectificador respectivamente. Al ser la tensión de salida de los convertidores igual, no hay diferencias en el THD y WTHD de los convertidores. Las pequeñas diferencias en los convertidores son por imperfecciones en las simulaciones y en el caso del 5L-ANPC ABB también puede influir el desvío de un nivel de tensión que se produce en el cambio de semiciclo de tensión durante el tiempo muerto.

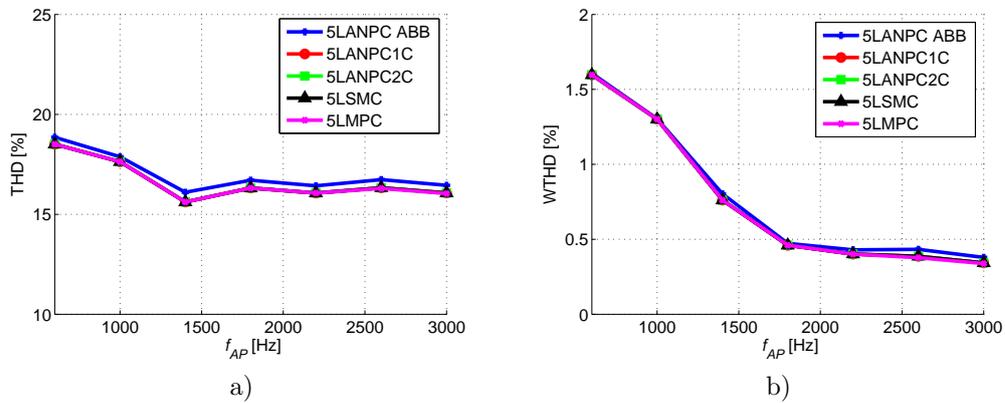


Figura 5.6: Distorsión armónica como inversor: a) THD y b) WTHD.

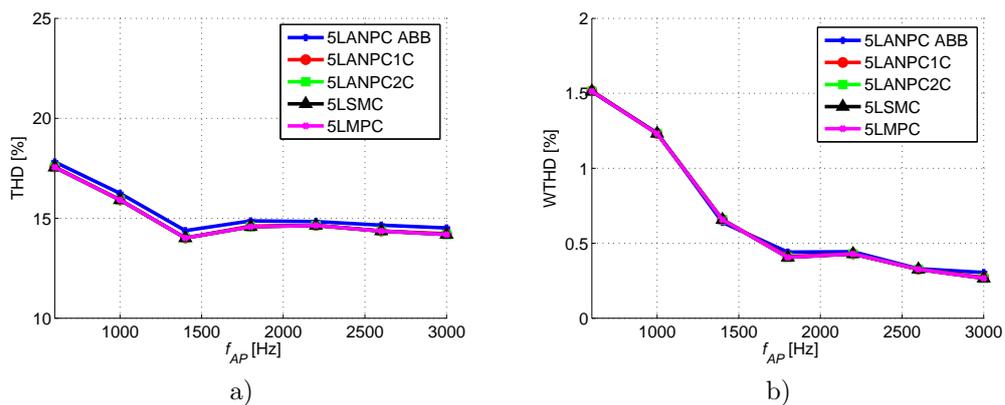


Figura 5.7: Distorsión armónica como rectificador: a) THD y b) WTHD.

Para una frecuencia aparente dada, al ser la tensión de línea de los convertidores igual, basta con comparar la corriente máxima extraíble para ver qué convertidor puede trabajar con la mayor potencia (es lo mismo hablar de máxima corriente extraíble o máxima potencia extraíble). Además, para una misma frecuencia aparente, las pérdidas totales de los convertidores serán iguales, a excepción de las pérdidas de conmutación de semiconductores serializados que pueden diferir ligeramente y de las

diferencias por usar los módulos de diodos 5SLD, que pueden ser algo distintas a las de los diodos del módulo 5SNA. Por consiguiente, la eficiencia también será la misma para una frecuencia aparente dada.

Pérdidas

Como se ha mencionado en esta comparación se modulan todos los convertidores de la misma forma. Así, se puede esperar que las pérdidas de los convertidores sean las similares si trabajan con la misma corriente y frecuencia aparente en un punto de operación dado. Como ejemplo, la Fig. 5.8 muestra las pérdidas de los convertidores para distintas corrientes cuando los convertidores trabajan con una frecuencia aparente de 1300 Hz. Como se puede observar las pérdidas son similares en todos los convertidores. Hay pequeñas diferencias debidas a que algunos de los convertidores serializan algunos semiconductores, a que las pérdidas de los módulos de diodo son algo diferentes a las de los diodos de los módulos de IGBT y a posibles imperfecciones en las simulaciones.

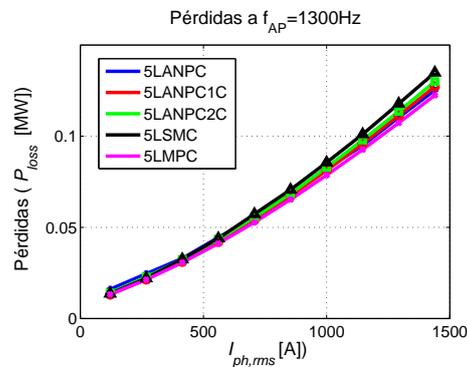


Figura 5.8: Pérdidas con $f_{AP}=1300\text{Hz}$

En vista de estos resultados se puede concluir que el rendimiento de los convertidores es similar si trabajan con la misma corriente y frecuencia aparente en el mismo punto de operación. La diferencia es que un convertidor podrá alcanzar una corriente mayor que otro sin superar la temperatura de unión máxima, debido a un mejor reparto de pérdidas.

Corriente/Potencia máxima extraíble

En la Fig. 5.9 se muestran la corriente máxima (RMS) y potencia máxima extraíble para los convertidores trabajando como inversor con factor de potencia 0.95 y máximo índice de modulación. El convertidor 5L-SMC obtiene los mejores resultados mientras que el 5L-MPC es el peor parado en la comparación. Las distintas variantes de 5L-ANPC aparecen en una posición intermedia con resultados muy similares entre sí.

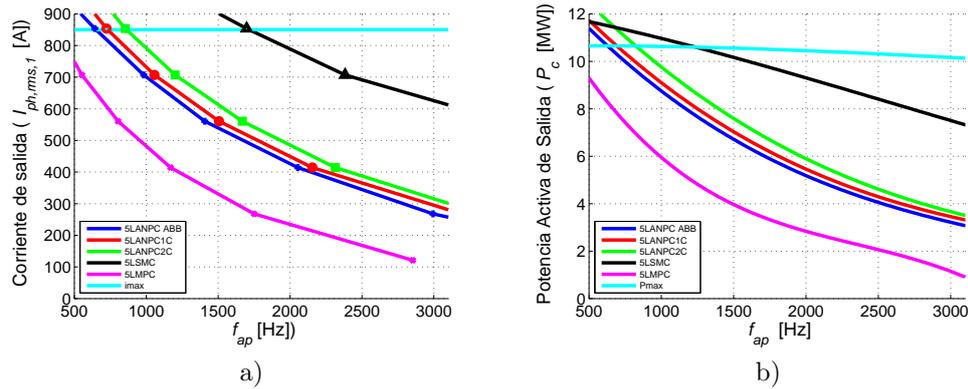


Figura 5.9: Corriente y potencias máximas: a) Corriente máxima y b) potencia máxima.

Por las formas de onda de tensión y corriente, en este punto de operación los IGBTs que conmutan de 4 a 3 y de 0 a 1 son los semiconductores que más pérdidas tienen. Para todos los convertidores considerados la frecuencia aparente es el doble de la de conmutación excepto para el 5L-MPC que es igual. Por ello, cuando se conmuta entre los niveles 4 y 3 o 0 y 1, en el caso del 5L-MPC siempre conmuta el mismo IGBT (T1 o T8 respectivamente), concentrando las pérdidas y obteniendo una corriente máxima extraíble menor. En cambio, en los demás convertidores se reparten en al menos dos semiconductores.

Los resultados del 5L-SMC son superiores porque serializa IGBTs, que se reparten las pérdidas (entre T1 y T2 o entre T3 y T4 para una conmutación de 4 a 3).

El resto tienen unas conmutaciones parecidas por lo que los resultados son parecidos. El 5L-ANPC2C tiene mejores resultados que el 5L-ANPC1C y 5L-ANPC ABB porque los diodos en antiparalelo de los IGBTs que más pérdidas tienen (D1, D3, D6 o D7) no conducen ni conmutan durante un semiciclo de tensión, mientras que los convertidores 5L-ANPC1C y 5L-ANPC ABB (D4 o D5) sí. Las diferencias entre el 5L-ANPC1C y 5L-ANPC ABB se deben a imperfecciones en las simulaciones porque los semiconductores 4 y 5 de ambos convertidores son los semiconductores que limitan la corriente y tienen el mismo comportamiento en los dos convertidores.

En la Fig. 5.10 se muestran la corriente máxima (RMS) y potencia máxima extraíble para los convertidores trabajando como rectificador.

Como se puede ver se obtienen unos resultados con el mismo comportamiento que en el modo inversor. El 5L-SMC obtiene los mejores resultados, porque reparte las pérdidas entre los semiconductores serializados, seguido de los 5L-ANPC y por último el 5L-MPC, debido a que la frecuencia de conmutación es igual a la frecuencia aparente.

Llama la atención que la diferencia entre el 5L-ANPC2C y los otros 5L-ANPC es mayor. Esto se debe a que el semiconductor (1, 3, 6 o 7) del 5L-ANPC2C solo trabaja durante un semiciclo de tensión, mientras que los semiconductores críticos del 5L-

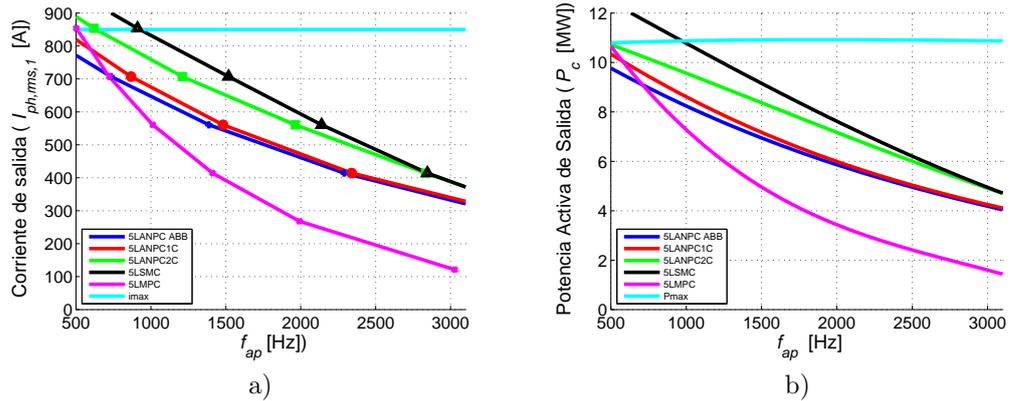


Figura 5.10: Corriente y potencias máximas: a) Corriente máxima y b) potencia máxima.

ANPC1C y 5L-ANPC ABB (4 y 5), trabajan durante todo el tiempo. Por ello, en los convertidores 5L-ANPC1C y 5L-ANPC ABB, cuando trabajan en modo inversor el aumento de temperatura debido a las pérdidas en el diodo en antiparalelo, es menor, que el aumento de temperatura debido a las pérdidas en el IGBT en antiparalelo cuando trabajan en modo rectificador, ya que las pérdidas del IGBT son mayores que las pérdidas del diodo.

Para frecuencias altas los semiconductores críticos empiezan a ser los de las ramas intermedias y por eso los resultados son más parecidos para las variantes del 5L-ANPC y 5L-SMC.

El anterior punto de operación $FP=0.95$ e índice de modulación alto es un punto crítico para una aplicación eólica. Otro punto crítico para la eólica es durante los huecos de tensión. En el caso de trabajar como inversor se supone un factor de potencia $\cos(\phi)=0$, un índice de modulación bajo, $m=0.2$, y que se quiere obtener la máxima potencia reactiva posible para hacer frente al hueco de tensión. Para el rectificador se considera un factor de potencia $\cos(\phi)=0$, un índice de modulación alto, $m=0.87$ ($m \in [0,1]$), y que se requiere únicamente la mitad de la corriente nominal.

Los resultados para el inversor se muestran en la Fig. 5.11. Para este punto de operación los resultados del 5L-MPC con respecto de los otros convertidores mejoran mucho porque los semiconductores con más pérdidas del 5L-MPC son los que serializa, y por tanto reparte mejor las pérdidas. El 5L-SMC y el 5L-ANPC2C tienen resultados parecidos porque los semiconductores de las ramas intermedias empiezan a acumular más pérdidas para este punto de funcionamiento. Unos resultados un poco peores obtienen los convertidores 5L-ANPC ABB y 5L-ANPC1C que tienen una vez más como semiconductores limitantes los semiconductores 4 y 5 y por ello obtienen resultados parecidos.

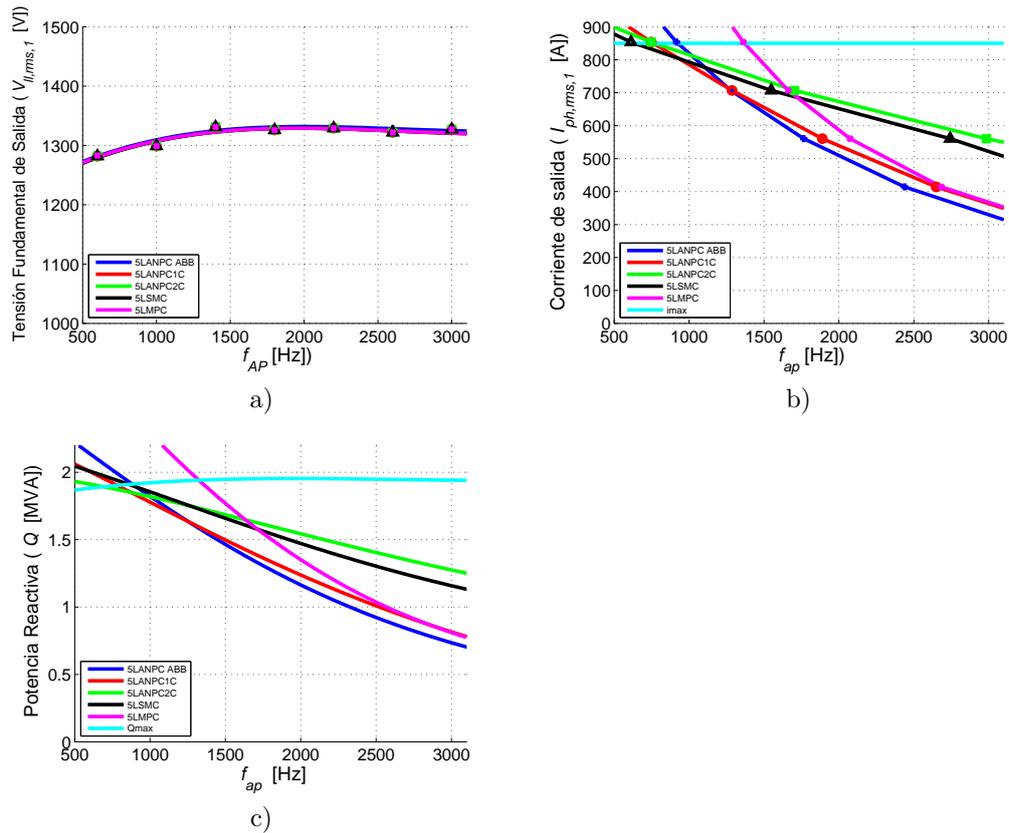


Figura 5.11: Tensión, corriente máxima y potencia máxima: a) Tensión y b) corriente máxima c) potencia máxima.

Los resultados para el rectificador se muestran en la Fig. 5.12. Para este punto de operación se puede ver que los convertidores no tienen ningún problema para alcanzar la máxima corriente hasta una frecuencia aparente de 2 kHz.

En resumen el 5L-MPC obtiene unos resultados peores para factor de potencia e índice de modulación altos porque localiza las pérdidas en muy pocos semiconductores, mientras que el 5L-SMC reparte mejor las pérdidas porque serializa semiconductores. El resto de topologías 5L-ANPC obtienen resultados parecidos.

Para los puntos de trabajo considerados para huecos de tensión en una aplicación eólica, el 5L-MPC mejora los resultados para el modo inversor, aunque el resto de convertidores obtienen resultados relativamente buenos también. Para el modo rectificador todos los convertidores tienen resultados satisfactorios.

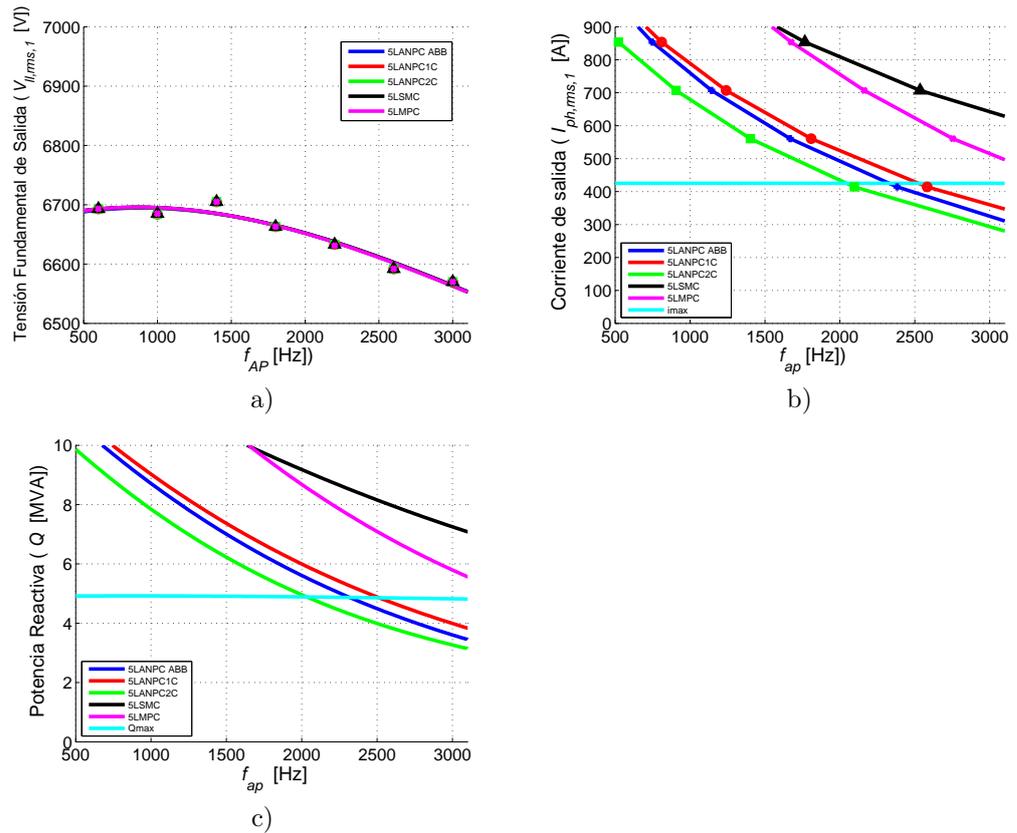


Figura 5.12: Tensión, corriente máxima y potencia máxima: a) Tensión y b) corriente máxima c) potencia máxima.

5.4. Inductancias y Sobretensiones

Otro aspecto que debe ser tenido en cuenta a la hora de diseñar un convertidor son las sobretensiones que aparecen en bornes de los semiconductores al apagarse en cada conmutación. Estas sobretensiones se deben a que las inductancias de lazo de conmutación se oponen al brusco cambio de la corriente.

Un lazo con una inductancia elevada puede limitar el funcionamiento del convertidor si produce una sobretensión mayor a la soportable por el semiconductor [Pop13], [Wan10], [Pop12], [Yua07]. Por ello, cuanto menor sea la inductancia del lazo de conmutación mejor. Como ya se ha visto los fabricantes ya ofrecen módulos enteros para los convertidores TCC y NPC para reducir las inductancias de conmutación para módulos de 1200 V [Spr11], [Sta12], [Fri].

En este apartado se van a comparar cualitativamente las sobretensiones que se pueden esperar para distintas topologías. La sobretensión que sufre un semiconductor depende de la inductancia del lazo de conmutación. Por ello, para estudiar la sobretensiones se compara la inductancia que podrían tener los lazos de conmutación para distintas topologías.

La inductancia de un lazo de conmutación viene dado por la suma de la inductancia de los elementos que lo componen y de la inductancia del busbar. Denominaremos L_M a la inductancia del módulo, L_B a la inductancia del busbar y L_C a la inductancia de la capacidad flotante o auxiliar.

Para simplificar la representación se dibujará una sola inductancia junto con cada componente. Así, denominaremos $L_S = L_M + L_B$ a la inductancia de un semiconductor, que comprende la inductancia del módulo más parte de la inductancia del busbar que se conecta a ese módulo, y denominaremos $L_{CF} = L_C + L_B$ o $L_{CA} = L_C + L_B$ a la inductancia de una capacidad flotante o auxiliar respectivamente, que comprende la inductancia de la capacidad más parte de la inductancia del busbar que se conecta a esa capacidad.

Para esta comparación se consideran los convertidores 5L-MPC Fuji, 5L-SMC con salida NPC, 5L-ANPC ABB y 5L-ANPC1C. Se consideran sólo conmutaciones entre niveles adyacentes y se identifica para cada una de ellas su correspondiente lazo de conmutación. Para cada topología, se selecciona el lazo de conmutación que más semiconductores comprenda, que a priori, será el lazo que presente una inductancia parásita mayor.

En el 5L-MPC el lazo de conmutación con más componentes aparece cuando conmuta el diodo D2 con T5 y T6 o D7 con T3 y T4 (del nivel 3 al nivel 2 con corriente entrante o del nivel 1 al nivel 2 con corriente saliente). El mayor lazo en un apagado de un IGBT se tiene en las mismas conmutaciones anteriores pero inversamente. En este caso los semiconductores T5 y T6 o T3 y T4 se bloquean con la mitad de su tensión nominal por lo que la sobretensión no es importante. Por ello, para el apagado de un IGBT se selecciona el apagado de T2 o T7, que comprende 4 semiconductores. Estas dos conmutaciones se muestran en la Fig. 5.13.

En rojo se dibujan los componentes de los lazos de conmutación, en negro los semiconductores que conducen corriente todo el tiempo y en gris los elementos que no conducen corriente. La flecha verde indica el camino de la corriente antes de la conmutación y la flecha azul el camino después de la conmutación. Como se puede ver en la Fig. 5.13 el lazo con más componentes cuando se apaga un IGBT comprende 4 inductancias L_S , mientras que el lazo con más componentes cuando se apaga un diodo comprende 8 inductancias L_S .

En la Fig. 5.14 se muestran unos de los lazos de conmutación del 5L-SMC que más semiconductores comprende, tanto para el apagado de un diodo como para el apagado de un IGBT. En este caso se muestran los apagados de T9 y D9. Como se puede ver el lazo de conmutación para los dos casos comprende 4 semiconductores y una capacidad flotante, $4 \cdot L_S + L_{CF}$.

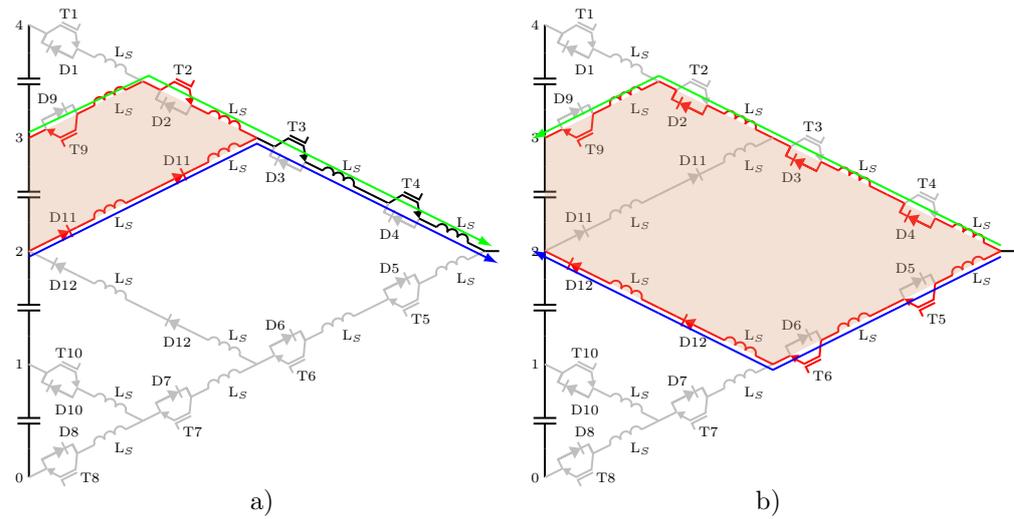


Figura 5.13: Inductancia de los lazos de conmutación del 5L-MPC: a) apagado IGBT (T2) y b) apagado diodo (D2).

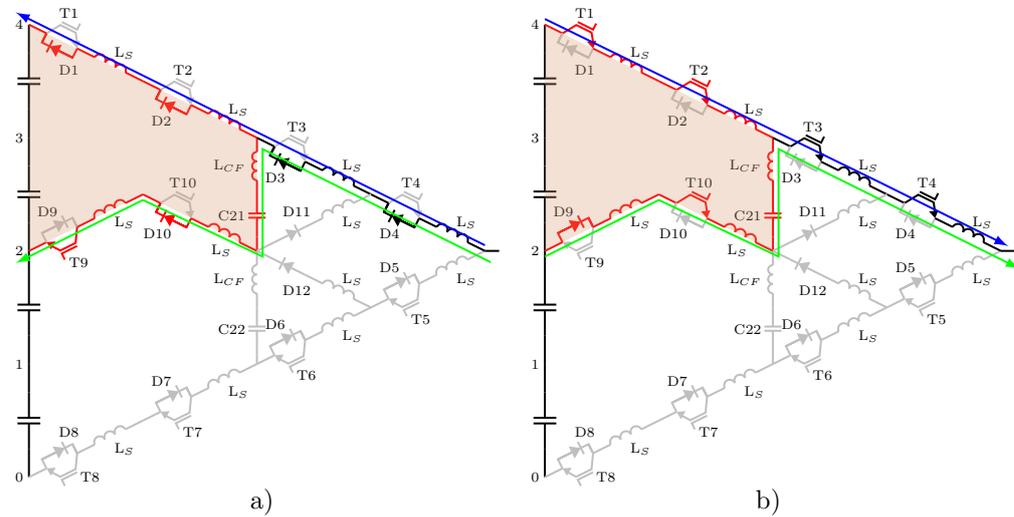


Figura 5.14: Inductancia de los lazos de conmutación de del 5L-SMC: a) apagado IGBT (T9) y b) apagado diodo (D9).

En la Fig. 5.15 se muestran unos de los lazos de conmutación del 5L-ANPC ABB que más semiconductores comprenden, tanto para el apagado de un diodo como para el apagado de un IGBT. En este caso se muestran los apagados de T3 y D3. Como se puede ver el lazo de conmutación para los dos casos comprende 6 semiconductores y una capacidad flotante, $6 \cdot L_S + L_{CF}$.

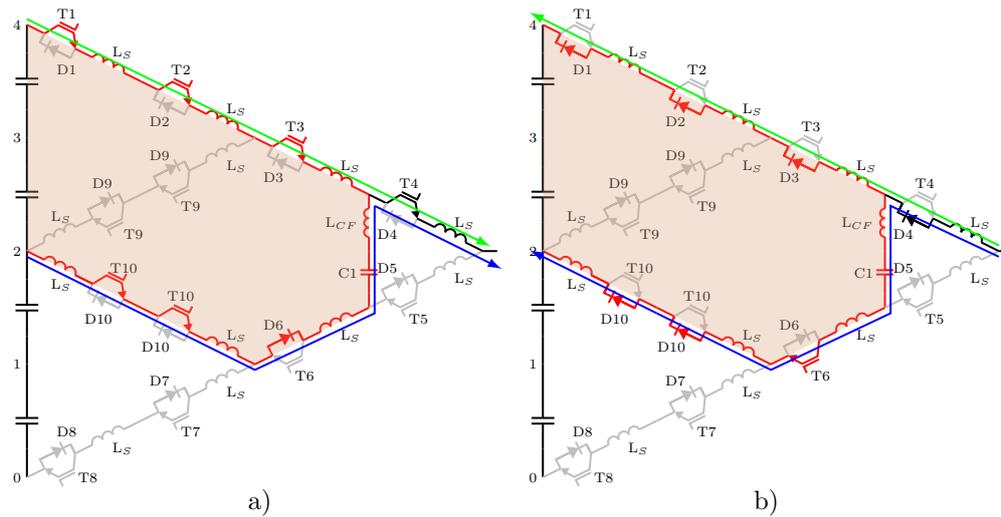


Figura 5.15: Inductancia de los lazos de conmutación de del 5L-ANPC ABB: a) apagado IGBT (T3) y b) apagado diodo (D3).

La Fig. 5.16 muestra los lazos de conmutación del 5L-ANPC2C cuando se apagan T9 y D9. Si no estuviesen las capacidades auxiliares, el lazo de conmutación sería el de la Fig. 5.14, que comprende 4 semiconductores y una capacidad flotante. Al emplear capacidades auxiliares, se habilita otro camino alternativo para la corriente a través de ellas, que reduce el número de semiconductores del lazo, como se muestra en la figura. De este modo, el lazo de conmutación tanto para el apagado de T9 como D9, comprende 2 semiconductores y una capacidad auxiliar, $2 \cdot L_S + L_{CA}$. Si las capacidades auxiliares tienen un buen comportamiento puede que los lazos más largos sean los del NPC de salida, mostrados en la Fig. 2.58.

La Fig. 5.17 muestra los lazos de conmutación del 5L-ANPC1C cuando se apagan T9 y D9. Si no estuviesen las capacidades auxiliares, el lazo de conmutación comprendería 6 semiconductores (1, 2, 3, 9, 10 y 11) y la capacidad flotante C1, es decir, la inductancia del lazo sería $6 \cdot L_S + L_{CF}$. Al emplear capacidades auxiliares, se habilita otro camino alternativo para la corriente a través de ellas, que reduce el número de semiconductores del lazo, como se muestra en la figura. De este modo, el lazo de conmutación tanto para el apagado de T9 como D9, comprende 2 semiconductores y una capacidad auxiliar, $2 \cdot L_S + L_{CA}$.

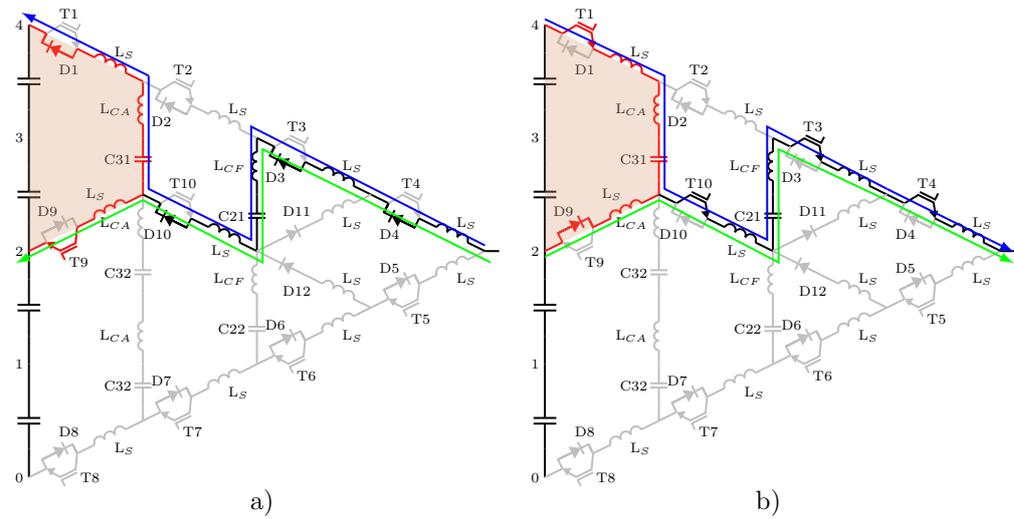


Figura 5.16: Inductancia de los lazos de conmutación de del 5L-ANPC2C: a) apagado IGBT (T9) y b) apagado diodo (D9).

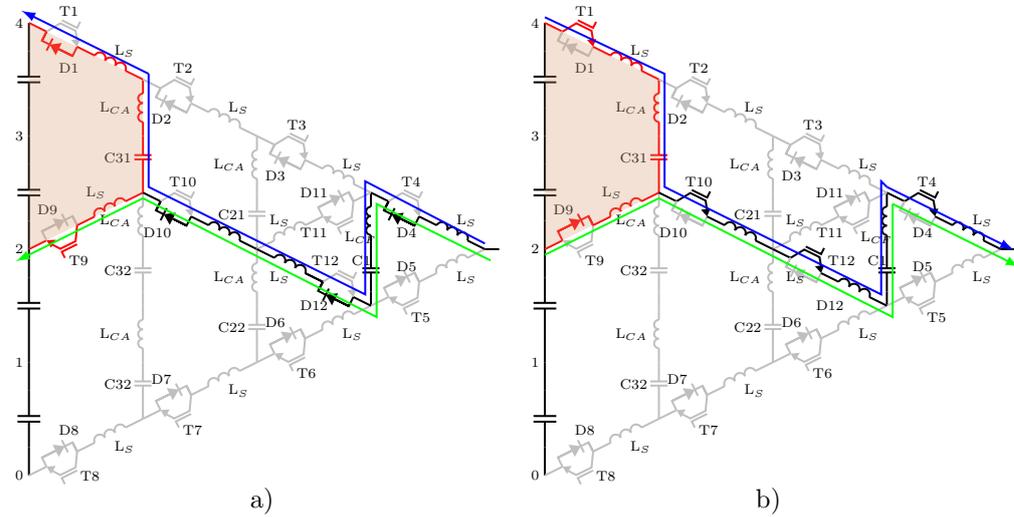


Figura 5.17: Inductancia de los lazos de conmutación de del 5L-ANPC1C: a) apagado IGBT (T9) y b) apagado diodo (D9).

En la Tabla 5.4 se muestran un resumen de la inductancia de los lazos de conmutación para las distintas topologías. Esta inductancia da una idea cuantitativa de cómo será la sobretensión en los semiconductores de los lazos críticos. Todo parece indicar que la mayor sobretensión se producirá en el apagado de D2 o D7 del 5L-MPC con una inductancia de $8 \cdot L_S$. La inductancia del peor lazo en un apagado de IGBT del 5L-MPC es de $4 \cdot L_S$. Los peores lazos del 5L-SMC y del 5L-ANPC ABB comprenden 4 semiconductores y una capacidad flotante y por lo tanto tienen una inductancia de

$4 \cdot L_S + L_{CF}$. Las capacidades auxiliares reducen algunos lazos de conmutación para el 5L-ANPC2C y 5L-ANPC1C obteniendo una inductancia en esos lazos de $2 \cdot L_S + L_{CA}$. La sobretensión final dependerá del diseño electromecánico de cada convertidor, ya que de éste dependerá la magnitud de dichas inductancias.

Inductancia	5L-MPC	5L-SMC	5L-ANPC ABB	5L-ANPC2C	5L-ANPC1C
IGBT	$4 \cdot L_S$	$4 \cdot L_S + L_{CF}$	$4 \cdot L_S + L_{CF}$	$2 \cdot L_S + L_{CA}$ o $4 \cdot L_S$	$2 \cdot L_S + L_{CA}$
Diodo	$8 \cdot L_S$	$4 \cdot L_S + L_{CF}$	$4 \cdot L_S + L_{CF}$	$2 \cdot L_S + L_{CA}$ o $4 \cdot L_S$	$2 \cdot L_S + L_{CA}$

Tabla 5.4: Comparación de la inductancia de los lazos de distintas topologías.

5.5. Conclusiones de la comparación

Los convertidores del tipo 5L-ANPC parecen ser los más prometedores, porque llegan a un compromiso entre varias características como puntos intermedios, capacidades flotantes, semiconductores, frecuencia aparente...

Además, obtienen buenas prestaciones para índices de potencia y factores de potencia elevados en comparación con el 5L-MPC, debido a que la frecuencia aparente es el doble de la frecuencia de conmutación. El 5L-SMC obtiene mejores resultados debido a que reparte pérdidas entre los semiconductores serializados.

En cuanto a las sobretensiones, el número de inductancias presentes en los lazos varía desde 4 (5L-SMC) hasta (5L-MPC Fuji) semiconductores. Cuantos más semiconductores tenga el lazo, mayor inductancia tendrá a priori. Las capacidades auxiliares permiten que reducir algunos lazos de conmutación del 5L-ANPC1C y del 5L-ANPC2C, de manera que reducen el número de semiconductores. En el caso del 5L-ANPC1C se reducen de 6 semiconductores (si no se usaran las capacidades auxiliares) a 2, y en el caso del 5L-ANPC2C de 4 a 2.

Capítulo 6

Modulación de las topologías propuestas

6.1. Introducción

En este capítulo se estudian en detalle las topologías propuestas 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C que se muestran en la Fig. 6.1. Primero, se hace un análisis funcional de los convertidores, analizando los estados de conmutación, su influencia en la tensión de las capacidades flotantes y punto medio y el tránsito de unos estados de conmutación a otros. Posteriormente se describe una posible modulación vectorial para las topologías y se analizan tres controles distintos de las variables internas de los convertidores. Los distintos controles se evalúan mediante simulaciones.

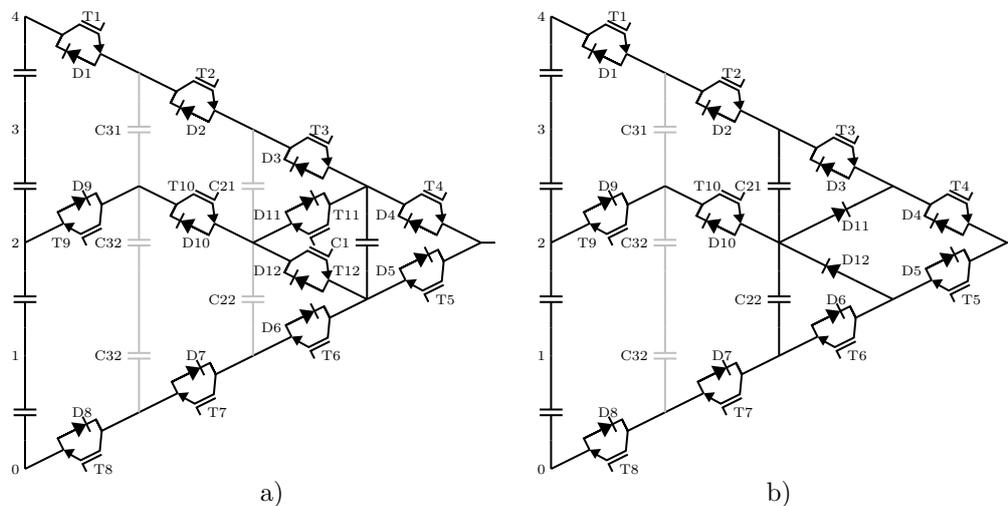


Figura 6.1: Convertidores propuestos: a) 5L-ANPC1C y b) 5L-ANPC2C.

6.2. Análisis funcional

Estados de conmutación

Los estados de conmutación del 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C se detallan en la Tabla 6.1 y la Tabla 6.2 respectivamente.

5L-ANPC1C	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1
Nivel 3 RP	1	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1
Nivel 3 PM	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	1
Nivel 2 +	0	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1
Nivel 2 -	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0
Nivel 1 PM	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	0
Nivel 1 RP	0	0	0	1	0	1	1	1	1	0	1	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	1	0

Tabla 6.1: Estados de conmutación del 5L-ANPC1C.

5L-ANPC2C	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
Nivel 3 RP	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1
Nivel 3 PM	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1
Nivel 2	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1
Nivel 1 PM	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1
Nivel 1 RP	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0

Tabla 6.2: Estados de conmutación del 5L-ANPC2C.

Todos estos estados de conmutación de las topologías 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C se muestran en la Fig. 6.2 y Fig. 6.3 respectivamente.

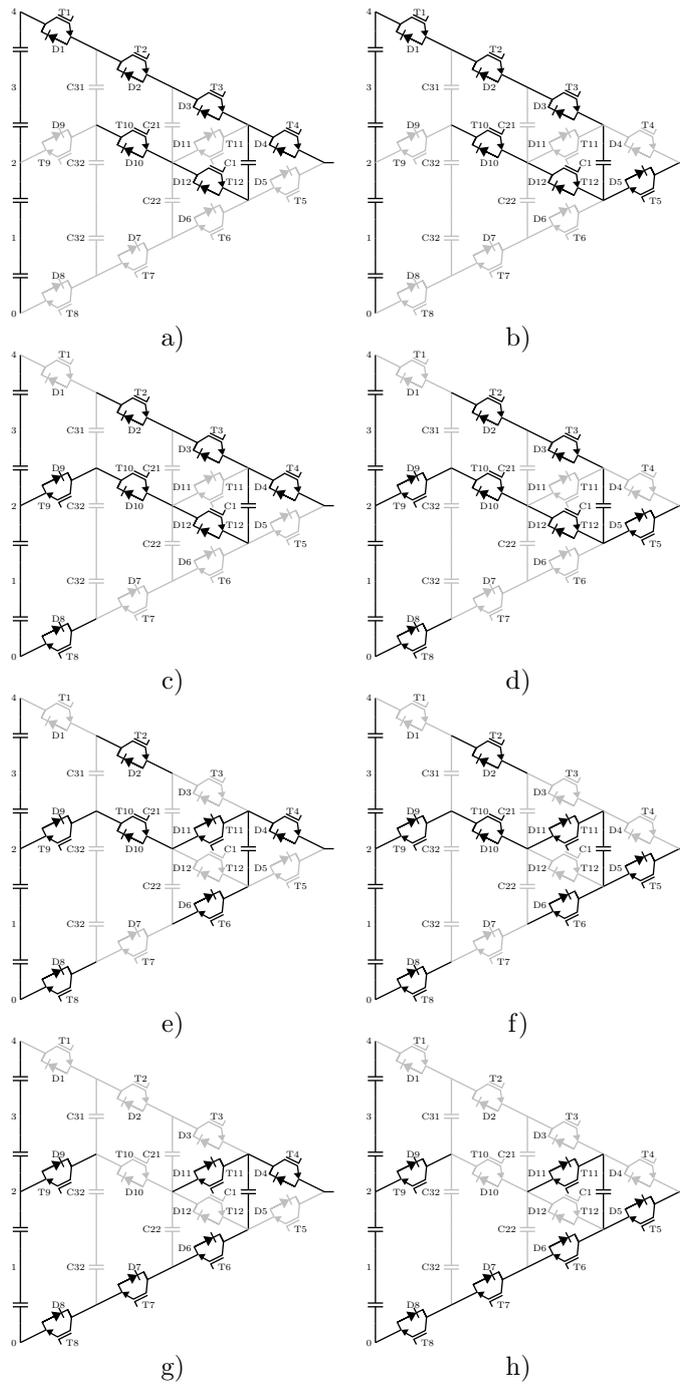


Figura 6.2: Estados de conmutación del 5L-ANPC1C: a) 4, b) 3RP, c) 3PM, d) 2+, e) 2-, f) 1PM, g) 1RP y h) 0.

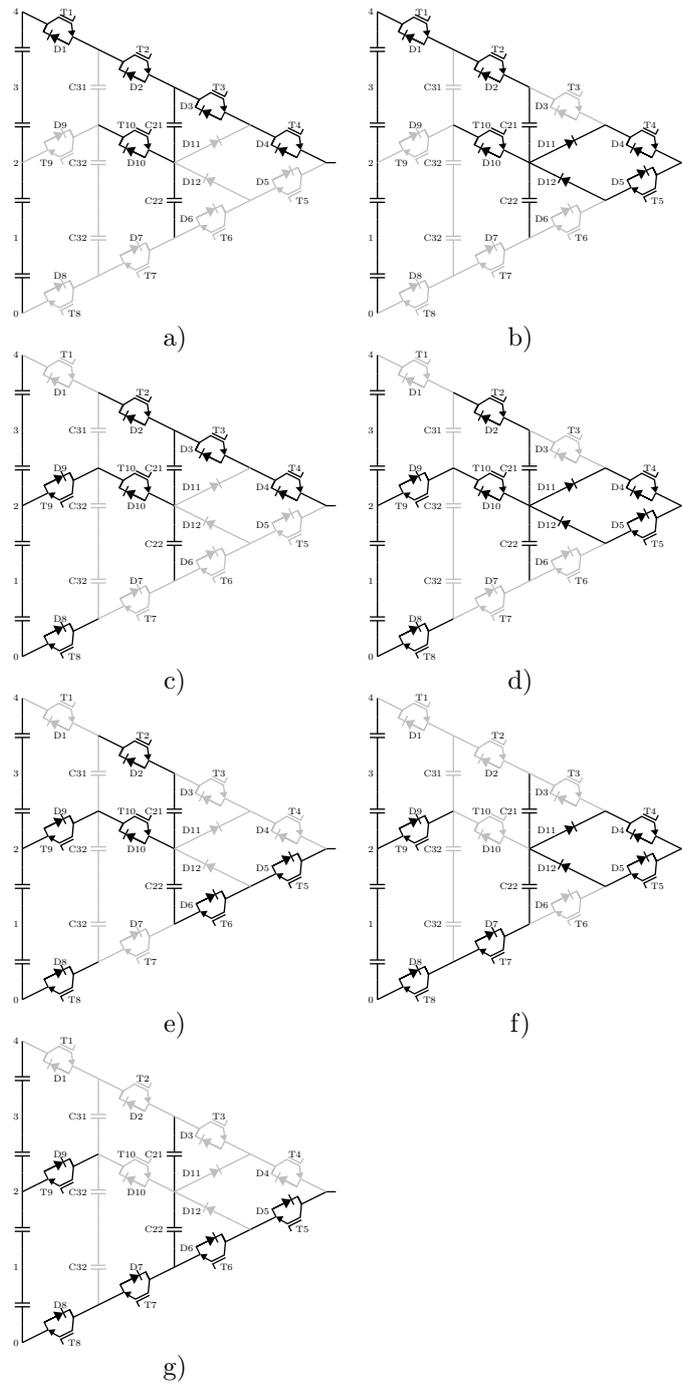


Figura 6.3: Estados de conmutación del 5L-ANPC2C: a) 4, b) 3RP, c) 3PM, d) 2, e) 1PM, f) 1RP y g) 0.

6.2.1. Redundancias y variables a controlar

La topología 5L-ANPC1C tiene una capacidad flotante (C1) y la topología 5L-ANPC2C tiene dos capacidades flotantes (C21 y C22) por fase cuya tensión debe ser controlada. Además, ambas topologías hacen uso del punto medio de bus, que también hay que controlar. Por tanto, como variables a controlar se tienen la tensión de las capacidades flotantes (C1 o C21 y C22) y la tensión del punto medio de bus para las dos topologías propuestas.

En la Tabla 6.3 y en la Tabla 6.4 se muestran los efectos de los estados de conmutación tanto en las capacidades flotantes como en el punto medio para los convertidores 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C respectivamente.

5L-ANPC1C	V_{C1}		V_{PM}	
	$i > 0$	$i < 0$	$i > 0$	$i < 0$
Nivel 4	-	-	-	-
Nivel 3 RP	↑	↓	-	-
Nivel 3 PM	↓	↑	↓	↑
Nivel 2 +	-	-	↓	↑
Nivel 2 -	-	-	↓	↑
Nivel 1 PM	↑	↓	↓	↑
Nivel 1 RP	↓	↑	-	-
Nivel 0	-	-	-	-

Tabla 6.3: Efecto en C1 y PM de los estados de conmutación en el 5L-ANPC1C.

5L-ANPC2C	V_{C21}		V_{C22}		V_{PM}	
	$i > 0$	$i < 0$	$i > 0$	$i < 0$	$i > 0$	$i < 0$
Nivel 4	-	-	-	-	-	-
Nivel 3 RP	↑	↓	-	-	-	-
Nivel 3 PM	↓	↑	-	-	↓	↑
Nivel 2 +	-	-	-	-	↓	↑
Nivel 1 PM	-	-	↑	↓	↓	↑
Nivel 1 RP	-	-	↓	↑	-	-
Nivel 0	-	-	-	-	-	-

Tabla 6.4: Efecto en C21, C22 y PM de los estados de conmutación en el 5L-ANPC2C.

Los estados de conmutación que tienen efecto en las capacidades flotantes son los correspondientes a los niveles de tensión 3 y 1, y para los dos casos existen redundancias con efecto opuesto en la tensión de las mismas. Por tanto, se tienen redundancias topológicas para poder controlar la tensión de las capacidades flotantes.

En lo que respecta al punto medio, los estados de conmutación del nivel de tensión 2 y los estados de conmutación 3PM y 1PM introducen corriente por el punto medio. Los vectores redundantes introducen una corriente distinta por el punto medio, lo que permite controlar la tensión del punto medio mediante una componente homopolar, o visto de otra manera, eligiendo un reparto de tiempo adecuado de los vectores

redundantes. En la Fig. 2.41 se mostraron los resultados del análisis de controlabilidad de un 5L-ANPC. Por encima de la curva de la Fig. 2.41 aparece un rizado a tres veces la frecuencia fundamental en el punto medio, pero en todos los puntos de operación el punto intermedio es controlable.

En la Tabla 6.5 se resumen las variables a controlar de los convertidores considerados y las redundancias que se disponen para controlar éstas.

Variables a controlar	Redundancias
<ul style="list-style-type: none"> ▪ Tensión de las capacidades flotantes (C1 o C21 y C22) ▪ Tensión del punto medio 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Redundancias topológicas en los niveles 3 y 1 ▪ Redundancias homopolares: reparto de tiempo de los vectores redundantes

Tabla 6.5: Variables a controlar y redundancias de los convertidores 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C.

6.2.2. Conmutaciones

En este apartado se estudian las conmutaciones entre distintos niveles de tensión, si son posibles, si tienen alguna limitación o son conmutaciones prohibidas.

En la Fig. 6.4 se muestran las topologías con las células de conmutación de cada convertidor en distintos colores.

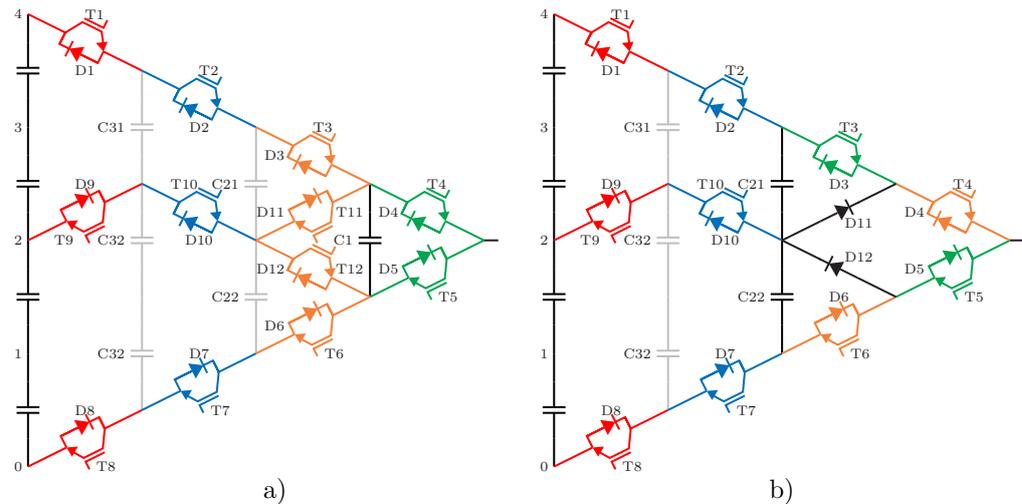


Figura 6.4: Convertidores propuestos: a) 5L-ANPC1C y b) 5L-ANPC2C.

En la Fig. 6.5 se representa mediante un diagrama los estados de conmutación y qué células hay que conmutar para pasar de uno a otro estado. En la Fig. 6.5 a) se

muestran las conmutaciones entre niveles de tensión contiguos que sólo requieren la conmutación de una única célula a fin de minimizar las conmutaciones. En la Fig. 6.5 b) se muestran las conmutaciones entre estados redundantes (con el mismo nivel de tensión) o entre estados distantes en 2 niveles de tensión. Estas conmutaciones requieren la conmutación simultánea de 2 células, por ello sólo se usarían si alguna variable se hubiera descontrolado.

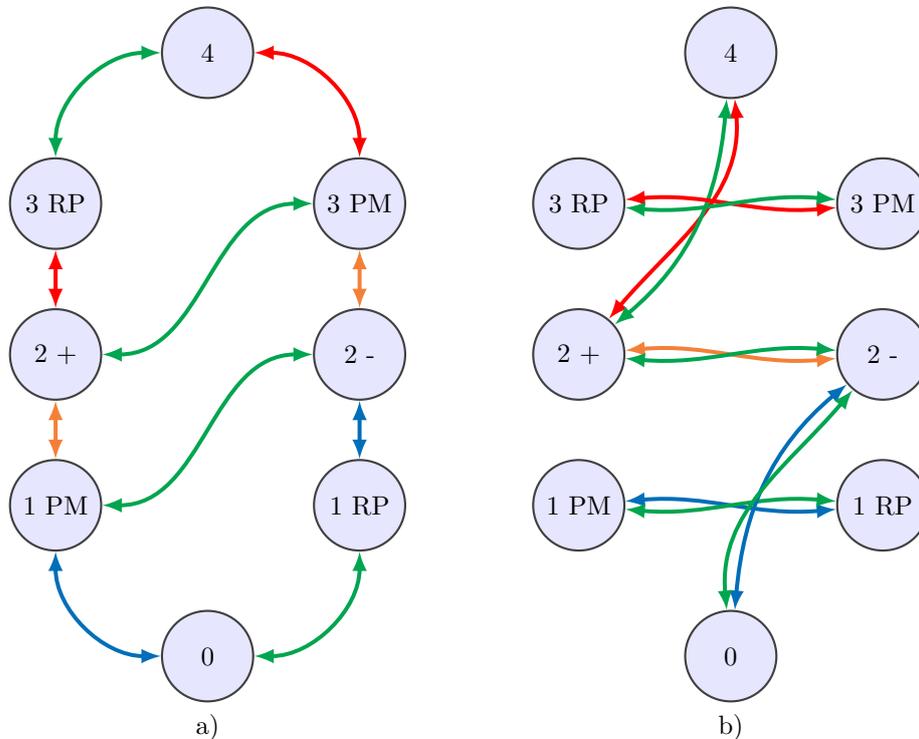


Figura 6.5: Diagrama de cambio de estado de conmutación del 5L-ANPC1C: a) Conmutación entre niveles contiguos y conmutando 1 célula y b) Conmutación entre estados de conmutación redundantes o de dos niveles de diferencia conmutando 2 células.

Como puede verse en la Fig. 6.5 a) se puede elegir con conmutaciones que comprenden una única célula qué tipo de estado redundante utilizar para los niveles de tensión 3 y 1 mientras se esté en un mismo semiciclo de tensión.

Por el contrario, en el cambio de semiciclo de tensión sólo se puede elegir uno de los estados redundantes de los niveles 3 y 1 conmutando una única célula. Esto puede hacer que haya una elección de un estado de conmutación 3 o 1 no deseado. Aunque esto sólo ocurriría una vez, ya que en el siguiente ciclo (incluso si hay cambio de semiciclo otra vez) se elegiría el estado de conmutación redundante adecuado para los niveles 3 y 1.

Si se quisiera evitar el tener que usar un estado de conmutación 3 o 1 no deseado,

por ejemplo de un 2- en vez de conmutar a un 3PM conmutar a un conmutar a un 3RP, se pueden conmutar más de una célula (en el caso del ejemplo puesto la naranja, la verde y la roja). Pero hay que tener cuidado con el orden de encendido/apagado. Si las órdenes de encendido se hacen a la vez, pero en la práctica ocurriese que la célula roja conmuta unos ns antes que la verde, habría una corriente alta por una capacidad auxiliar que podría cargarse más de lo normal. Si esta carga fuese dañina se podría obligar a que la célula naranja conmutase unos ns antes que la roja, evitando cualquier problema. Para el caso en que se quiera conmutar de un 2+ a un 1RP, habría que asegurar que la célula de conmutación naranja no conmuta antes que la célula azul.

Como regla general se puede decir que en las conmutaciones en las que haya que conmutar las células roja y naranja o azul y naranja hay que asegurar que conmutan a la vez o en el orden que indican el diagrama de la Fig. 6.5 a), para que no haya corrientes altas por las capacidades auxiliares.

Además, también para evitar corrientes altas por las capacidades auxiliares que pueden provocar desvíos de tensión mayores que el deseado, hay que asegurar que T8 se no se apaga más tarde y no se enciende antes que T9, y que T2 no se enciende antes y no se apague más tarde que T7. Otra opción sería evitarlo dejando apagado T2 en el semiciclo negativo de tensión y dejando apagado T8 en el semiciclo positivo de tensión. Aunque en este último caso habría que encender T8 y T2 correctamente en el cambio de semiciclo de tensión.

Por otra parte, T6 no tiene que apagarse más tarde ni encenderse antes que T12, y T4 no tiene que apagarse más tarde ni encenderse antes que T11, por las mismas razones.

En la Fig. 6.6 se representa mediante un diagrama los estados de conmutación y qué células hay que conmutar para pasar de un estado a otro. En la Fig. 6.6 a) se muestran las conmutaciones entre niveles de tensión contiguos que sólo requieren la conmutación de una única célula. En la Fig. 6.6 b) se muestran las conmutaciones entre estados redundantes (con el mismo nivel de tensión) o entre estados distantes en 2 niveles de tensión. Estas conmutaciones requieren la conmutación simultánea de 2 células, por ello sólo se usarían si alguna variable se hubiera descontrolado.

Como puede verse en la Fig. 6.6 a) se puede elegir con conmutaciones que comprenden una única célula qué tipo de estado redundante utilizar para los niveles de tensión 3 y 1 en todos los casos.

En este convertidor están prohibidas los cambios entre estados de conmutación que haya que conmutar la célula verde y naranja (como ocurre en un NPC), ya que el reparto entre los semiconductores T3 y T4 o entre T5 y T6 no quedaría asegurado. Para conmutarlas habría que esperar el tiempo mínimo entre las conmutaciones de las células verde y naranja.

Al igual que con el 5L-ANPC1C, para que no se produzcan desvíos de tensión no deseados en las capacidades auxiliares, hay que asegurar que T8 se no se apaga más tarde y no se enciende antes que T9, que T2 no se enciende antes y no se apague más tarde que T7. Otra opción sería evitarlo dejando apagado T2 en el semiciclo negativo de tensión y dejando apagado T8 en el semiciclo positivo de tensión. Aunque en este último caso habría que encender T8 y T2 correctamente en el cambio de semiciclo de

tensión.

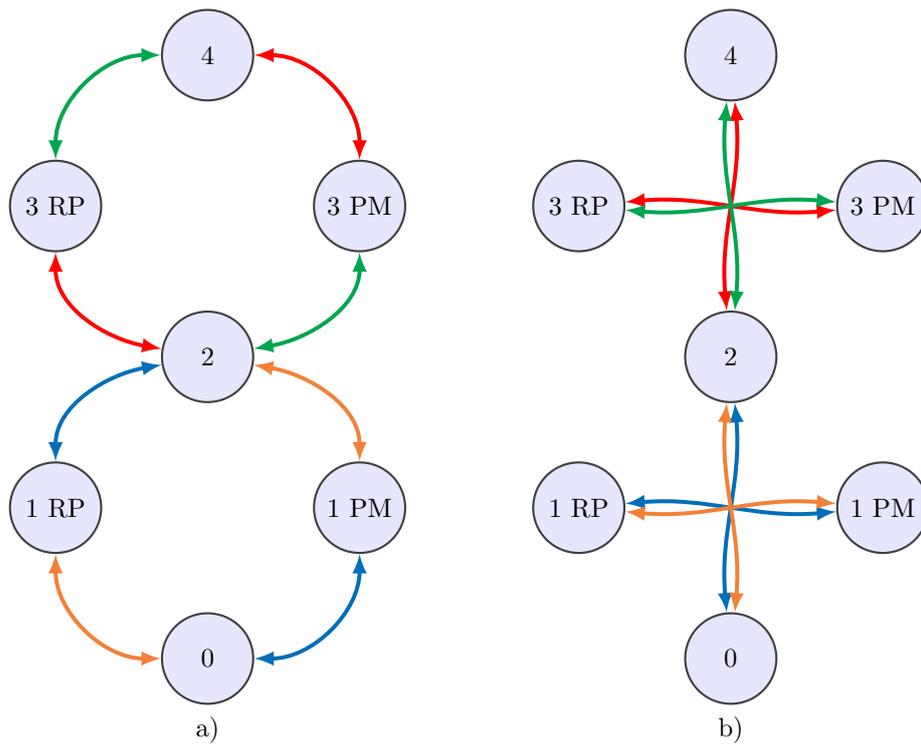


Figura 6.6: Diagrama de cambio de estado de conmutación del 5L-ANPC2C: a) Conmutación entre niveles contiguos y conmutando 1 célula y b) Conmutación entre estados de conmutación redundantes o de dos niveles de diferencia conmutando 2 células.

6.2.3. Precarga

Un aspecto a tener en cuenta en cuanto a los estados de conmutación y control de las capacidades flotantes y auxiliares es la precarga de estas últimas. Para los dos convertidores sería sencillo y se haría de manera similar. En el caso del 5L-ANPC1C, se encenderían los semiconductores de las ramas principales y a medida que se cargase el bus se irían apagando progresivamente tal y como se detall en la Tabla la Tabla 6.6 y la Tabla 6.7 para el 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C respectivamente. La primera fila de las tablas indican los interruptores conectados desde que el bus empieza a cargarse hasta que alcanza un determinado nivel de tensión. Las siguientes filas indican los semiconductores conectados para otros rangos de carga del bus.

5L-ANPC1C	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
V_{bus} 0-1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0
V_{bus} 1-2	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
V_{bus} 2-4	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0

Tabla 6.6: Precarga del 5L-ANPC1C.

5L-ANPC2C	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10
V_{bus} 0-2	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
V_{bus} 2-4	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0

Tabla 6.7: Precarga del 5L-ANPC2C.

6.3. Modulación, control y resultados de simulación

Como se ha visto existe una gran cantidad de posibilidades para la modulación. A esto hay que añadir que existen diferentes maneras de controlar las variables de las topologías propuestas. Como resultado se tienen muchas variantes posibles para hacer el control de la topología. Por ello, en este apartado se presentan los aspectos que afectan al control de la topología y se estudia algún caso concreto con resultados de simulación. Se estudia la modulación junto con el control ya que la modulación afecta al control de las variables a controlar de las topologías.

6.3.1. Modulación

Se escoge la modulación vectorial porque permite un razonamiento más claro entre los vectores/secuencias empleado y su efecto en las variables a controlar del convertidor como la tensión del PM. Por ello, en este apartado nos referiremos a la modulación vectorial ([Bar05b], [Win08a], [Kie10], [Wan12], [Tan14], [Bur14], [Liu16]), aunque también se utilizará la PDPWM (Phase Disposition PWM) en el control de equilibrio natural (de manera similar a la que se emplea en [McG07]) y en la literatura también se ha usado la PSPWM [Wan14b].

Modulación NTV

Para aprovechar todos los niveles del convertidor se emplea una modulación NTV (Nearest Three Vectors) escogiendo los tres vectores más cercanos a la referencia. De esta manera la tensión de referencia se sintetiza con los vectores más cercanos y con saltos de tensión de un nivel obteniendo un THD menor que si se escogieran otros vectores.

Secuencias

Para una modulación NTV se puede escoger distintas maneras de hacer la secuencia según del número de vectores utilizados. Por ejemplo, para cada ciclo de control se podrían usar 3 vectores o 4 vectores (cerrando el triángulo del mapa de vectores de la secuencia) o incluso 4 vectores haciendo dos veces de manera inversa la misma secuencia.

Las secuencias de 3 vectores tienen los inconvenientes de que no se puede usar el reparto de tiempo de los vectores redundantes para controlar la corriente por el punto medio y al conmutar dos fases por ciclo se puede estar en un estado de conmutación 3 o 1 durante dos ciclos de conmutación si en esos dos ciclos de conmutación conmutan únicamente dos de las fases. Por el contrario, tiene menos conmutaciones que las secuencias de 4 vectores y puede tener ventajas en el cambio de triángulo porque puede acabar en un vector inicio del siguiente triángulo (predecir el cambio de triángulo).

Las secuencias de 4 vectores tienen la ventaja de que en cada ciclo de control se conmuta una vez todas las fases (pueden ser dos por la elección del vector inicio) y que el primer vector y el último vector de la secuencia son redundantes. Por ello, en cada ciclo de control se cambia de nivel obligando a cambiar de tipo de 3 o 1 y cargando o descargando menos la capacidad flotante. Además, el reparto del tiempo de los vectores redundantes permite controlar parte de la corriente que se inyecta en el punto medio de bus. Por el contrario, en algunos casos puede que conviniese no terminar la secuencia para anticiparse al cambio de triángulo y evitar algunas conmutaciones (predecir el cambio de triángulo).

Vectores utilizados

El mapa de vectores de 5 niveles proporciona una gran cantidad de vectores y muchos de ellos son redundantes. En la Fig. 6.7 se muestra el primer sector del mapa de vectores de 5 niveles.

A los vectores se les ha añadido la corriente que introducen en el punto medio de bus. Cuando se trata de un nivel de tensión 1 o 3 se supone que introduce la mitad de la corriente, ya que depende del estado de conmutación redundante escogido en cada ciclo y a priori cada uno de ellos se utilizará la mitad de las veces.

Los vectores en rojo además de introducir la corriente que indican introducen 0.5b. Los vectores en gris únicamente se utilizarían si fuese adecuado para realizar el vector inicio. Sino, como no aportan mayor controlabilidad no se utilizarían.

Los vectores redondeados en azul, pueden producir cambio de semiciclo de tensión si se usan como vector inicio. Esto podría producir algunas conmutaciones de varias células en el caso del 5L-ANPC1C (conmutación 2- a 3RP por ejemplo). Este fenómeno también aparecería en el 5L-ANPC ABB, y podría ser aún más dañino si se ha realizado utilizando IGBTs en los semiconductores serializados. Volviendo al 5L-ANPC1C se podría limitar estos cambios de semiciclo a costa de perder algo de controlabilidad instantánea sobre el punto medio.

Al introducir los tiempos mínimos en la PDPWM aparecen los vectores usados de la Fig. 6.7. La modulación PDPWM no asegura el control del punto medio por lo que a veces se plantea introducir un offset calculado por un PI a las moduladoras para controlarlo. Este offset al igual que el tiempo mínimo tendrá el efecto de que se utilicen también los vectores de la Fig. 6.7.

Vectores inicio

El vector inicio de la secuencia se puede elegir de distintas maneras. La más sencilla es elegir como vector inicio el vector con mayor peso de los 3 vértice del triángulo. Entre los vectores redundantes del vértice con mayor peso se escogería el vector redundante que menos conmutaciones haya que hacer desde el último vector de la secuencia anterior. Para que el vector inicio no esté cambiando de vértice continuamente (lo que podría producir muchas conmutaciones), se pueden seleccionar unos vectores inicio posibles para cada rango de índice de modulación. En la Fig. 6.9 se muestran estas regiones con distintos colores, con los vectores inicio posibles de cada región en el mismo color. Nótese que no se alcanza el índice de modulación máximo debido al tiempo mínimo y que las regiones se superponen para que el vector inicio no esté cambiando constantemente de región. También se podría plantear la posibilidad de incluir alguna capa más con vectores de dos capas contiguas de la Fig. 6.9, ya que por la trayectoria del vector de referencia y el se pasa muy cerca de vectores de varias regiones. Por ejemplo, se podría hacer una región con los vectores 311-310-431-331.

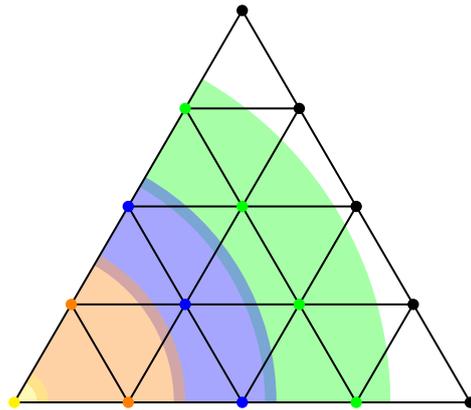


Figura 6.9: Regiones del primer sector para elegir el vector inicio.

Otra opción es escoger como vector inicio el vector que más corriente controlable por el punto medio pueda inyectar con los vectores redundantes, que no tiene porqué ser el vector con mayor ciclo de trabajo ya que también depende de la corriente.

Además, puede darse que el vector referencia tenga un cambio brusco y se requiera pasar a un vector muy alejado. Ante esta situación se pueden seguir 2 maneras distintas de actuar:

- Suponer que se alcanza el triángulo de llegada y limitar las conmutaciones si fueran prohibidas, para llegar lo antes posible a la referencia. Esta opción pierde momentáneamente control sobre el punto medio y podría ser más sensible al ruido.
- Sintetizar el vector más cercano al vector de referencia que se encuentre en un triángulo que diste una sóla conmutación del último vector de la secuencia anterior. Con esta opción se puede controlar el punto medio y se limitan los saltos de niveles de tensión, pero el vector de referencia se alcanzaría con más retardo.

6.3.2. Controles y resultados de simulación

Se pueden proponer distintos controles para las topologías propuestas, según se decida controlar las variables del convertidor, la modulación escogida... A continuación se estudian algunos de ellos y se verifica su funcionamiento mediante simulación de un convertidor con las características que se muestran en la Tabla 6.8.

Característica	Valor	Característica	Valor
Tensión de bus V_{BUS}	10400 V	Tiempo mínimo, T_M	30 μs
Corriente máxima, I_{max}	1200 A	Capacidad de bus ¹ , C_{BUS}	7.8 mF
Frecuencia fundamental f_{fund}	50 Hz	Capacidad flotante C_{CF}	4.6 mF
Frecuencia aparente f_{AP}	2 kHz	Capacidad auxiliar C_{Caux}	46 μF

Tabla 6.8: Características del convertidor simulado.

La capacidad de bus y la capacidad flotante se han dimensionado en base a la Fig. 2.41 y la ec. 5.1a respectivamente. Se han calculado sus valores para que tengan un desvío porcentual pico máximo del 5%, referido a un nivel de tensión (2600 V).

Los resultados de simulación se muestran para el convertidor 5L-ANPC1C, ya que entraña algo más de dificultad debido a las conmutaciones que se producen en los cambios de semiciclo de tensión y porque tiene más capacidades auxiliares. Resultados similares (o incluso mejores) son de esperar para el convertidor 5L-ANPC2C. Además, las capacidades auxiliares que tiene el convertidor 5L-ANPC2C también las tiene el convertidor 5L-ANPC1C.

Control 1: PM \rightarrow hompolar y CF \rightarrow redundancias topológicas

Las variables consiste controlar de los convertidores 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C son las tensiones de las capacidades flotantes y punto medio de bus. Para controlarlas se tienen las redundancias topológicas y los vectores redundantes.

El control más sencillo consiste en utilizar las redundancias topológicas para controlar la tensión de las capacidades flotantes y utilizar el reparto de tiempo de los vectores redundantes para controlar la tensión del punto medio de bus como se indica

¹Cada una de las dos capacidades de bus

gráficamente en la Fig. 6.10. Este es el control que se ha propuesto en la literatura [Bur14], [Bar05b], [Kie10], [Win08a], [Tan14], [Wan12].

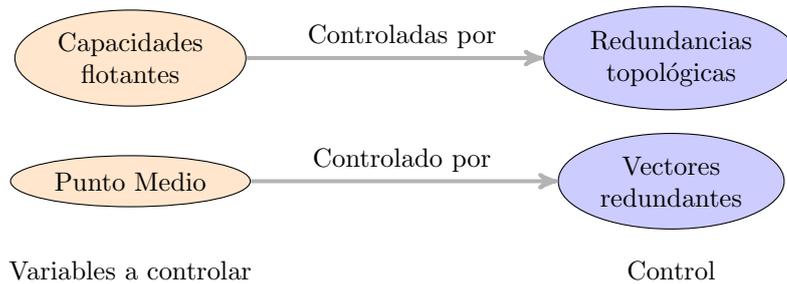


Figura 6.10: Control 1.

Se opta por una modulación vectorial NTV con secuencias de 4 vectores utilizando los vectores de la Fig. 6.7 y eligiendo como inicio el vector con mayor peso que requiera menos conmutaciones.

Una vez que se ha elegido la secuencia (en caso de que haya varias posibilidades la que más corrija el desvío del punto medio), se elige el tipo de 3 o 1 que haga que minimice el desvío de tensión de la capacidad flotante. A continuación se elige el reparto de tiempo de los vectores redundantes que minimiza el desvío de tensión del punto medio.

En la Fig. 6.11 se muestra la tensión y corriente de salida de una fase del convertidor y la tensión de las capacidades del convertidor para $m=0.9$ y $FP=1$ para el 5L-ANPC1C.

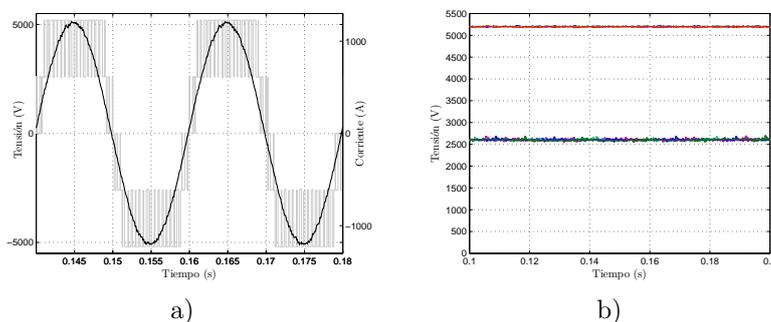


Figura 6.11: Resultados para $m=0.9$ y $FP=1$. a) tensión y corriente de salida y b) tensión de las capacidades.

Como se observa, la tensión de salida tiene los 5 niveles de salida propios de la topología y todas las tensiones de las capacidades se mantienen a su valor nominal. Por tanto, puede concluirse que la tensión de las capacidades flotantes y del punto medio se controla satisfactoriamente y se demuestra que las capacidades auxiliares no

requieren control adicional si se controlan la tensión de las capacidades flotantes y del punto medio. Nótese que los dos gráficos tienen un eje de abscisa distinto.

En la Fig. 6.12 se muestran los desvío de tensión porcentuales de las capacidades flotantes y del punto medio referidas a un nivel de tensión (2600 V), que es la tensión que tiene que soportar cada semiconductor. Las capacidades han sido diseñadas para que el desvío de tensión pico máximo que sufren sea del 5%. Como se puede observar el desvío de tensión de las capacidades flotantes como el del punto medio se mantienen por debajo del 5%. Por tanto, como el desvío de tensión que pueden ver los semiconductores es la suma de ambos desvíos, el desvío de tensión máximo que soporta un semiconductor es menor del 10%.

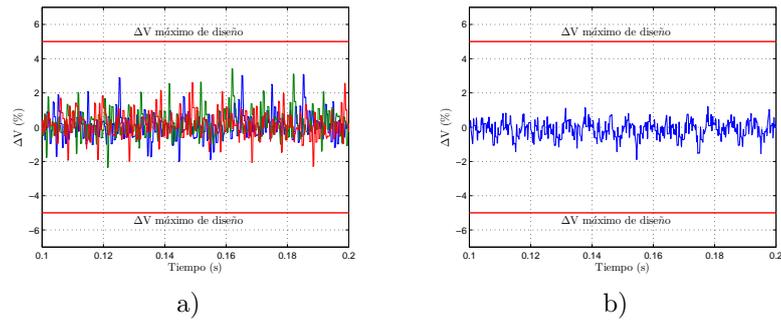


Figura 6.12: Resultados para $m=0.9$ y $FP=1$. a) desvío de tensión de las CF b) desvío de tensión del PM.

Tal y como se discutió en el capítulo 2, el control de las variables internas depende del punto de funcionamiento del convertidor. En la Fig. 6.13 se muestra la corriente y tensión de salida y los desvíos de tensión de las capacidades flotantes y del punto medio para $m=0.9$ y $FP=0$.

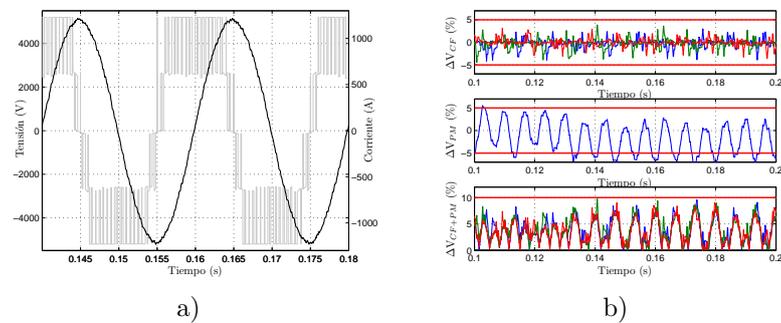


Figura 6.13: Resultados para $m=0.9$ y $FP=0$. a) tensión y corriente de salida b) desvío de tensión de las CF+PM.

Se puede ver que la tensión de las capacidades flotantes se controla perfectamente, al igual que lo hacía para $FP=1$. Por el contrario, en la tensión del punto medio

aparece un rizado a tres veces la frecuencia fundamental, como era de esperar según la Fig. 2.41. Además, se puede ver que en algunos puntos supera ligeramente el 5% de desvío. Esto se explica si se tiene en cuenta que la Fig. 2.41 se obtiene para una frecuencia de conmutación infinita, pero en la práctica la elección del tipo de 3 o 1 influye en la controlabilidad del punto medio. También se muestra la suma del valor absoluto de los desvíos de las capacidades flotantes y el punto medio y como se observa se mantiene por debajo del 10% de diseño, que sería la tensión máxima que soportaría un semiconductor.

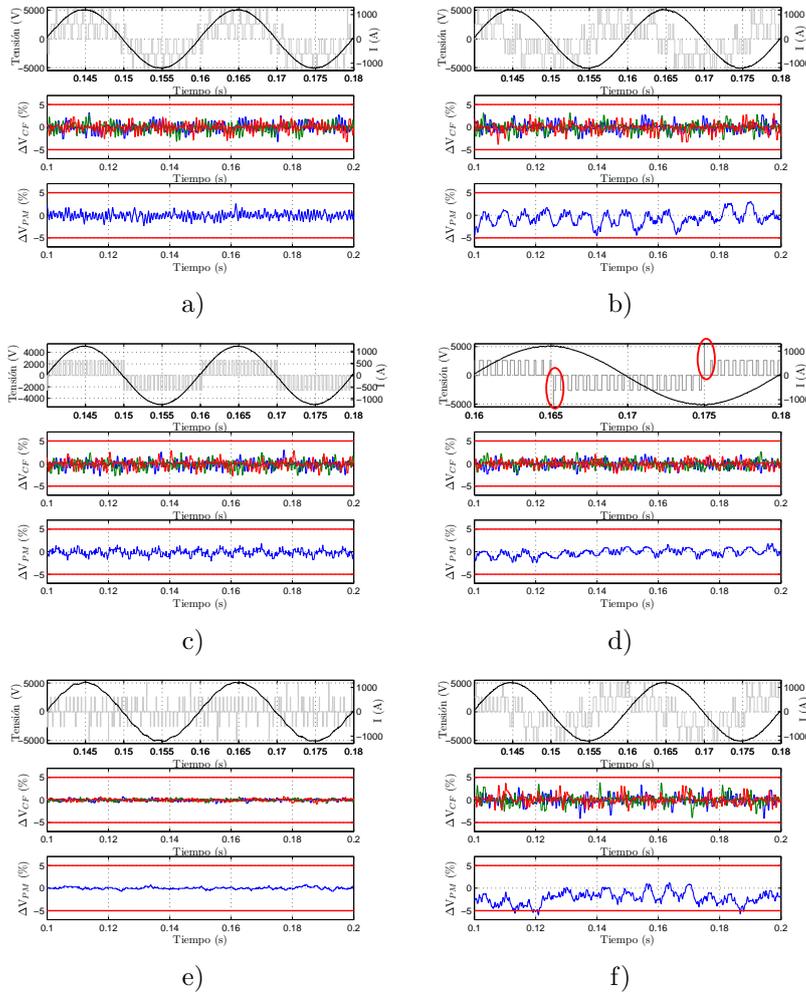


Figura 6.14: Resultados para otros puntos de funcionamiento. a) $m=0.5$ y $FP=1$, b) $m=0.5$ y $FP=0$, c) $m=0.25$ y $FP=1$, d) $m=0.25$ y $FP=0$, e) $m=0.03$ y $FP=1$ y f) $m=0.03$ y $FP=0$.

En la Fig. 6.14 se muestran la corriente y tensión de salida y los desvíos de tensión

de las capacidades flotantes y punto medio para otros puntos de funcionamiento. Como se puede ver el control funciona correctamente en todos los casos.

En la tensión de salida de la Fig. 6.14 d) se ha indicado en rojo un defecto que ocurre en el cambio de semiciclo (en el 5L-ANPC2C no ocurre, pero sí en el 5L-ANPC ABB): Cuando se conmuta entre 2- y 3RP o entre 2+ y 1RP la tensión de salida sufre un desvío adicional de un nivel de tensión durante el tiempo muerto. En el 5L-ANPC1C se podría evitar prohibiendo dichas conmutaciones, aunque podría empeorar el control de la tensión de las capacidades flotantes. En el 5L-ANPC ABB siempre que hay un cambio de semiciclo ocurre este fenómeno y no puede evitarse.

En la Fig. 6.15 se muestra la frecuencia de conmutación instantánea de cada célula de conmutación del convertidor 5L-ANPC1C para $m=0.9$ y $PF=1$.

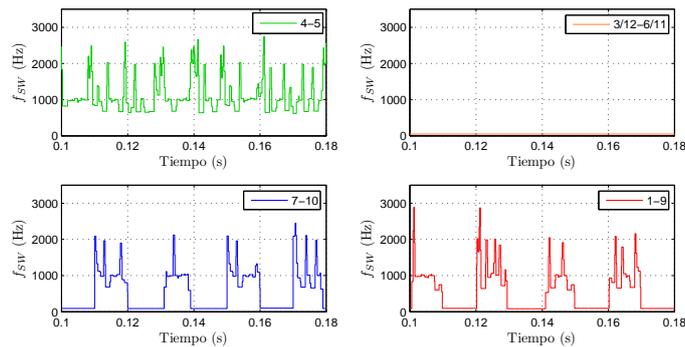


Figura 6.15: Frecuencias instantáneas de conmutación del 5L-ANPC1C

La célula naranja (3/12-6/11) conmuta una vez en cada semiciclo y por ello tiene una frecuencia media 50Hz. La célula 4-5 verde conmuta todo el tiempo a la mitad de la frecuencia aparente de media, que en este caso dio de 1063 Hz (4-5). Las células roja y azul (1-9 y 7-10) conmutan a la mitad de frecuencia aparente pero únicamente un semiciclo de tensión, por lo que sus frecuencias medias son de 555 y 545 Hz.

Como se puede apreciar en la Fig. 6.15 se producen picos de frecuencia de conmutación instantánea mayores que la mitad de la frecuencia aparente (que también aparecen en otros convertidores como el 5L-ANPC ABB [Kon12]). Esto es debido a 3 motivos:

- Redundancias topológicas no alternas: Al no elegir las redundancias topológicas alternas y elegir la más conveniente para el control de las capacidades flotantes se puede repetir el mismo estado de conmutación conmutando la misma célula varias veces. En este caso la frecuencia instantánea sería la frecuencia aparente.
- Vector inicio: Cuando hay cambio de vector inicio se hace una conmutación más que aumenta la frecuencia instantánea de conmutación. Además, también aumenta ligeramente la frecuencia media como se ha podido comprobar en los resultados anteriores.

- Conmutaciones que aumentan la frecuencia: Hay algunas conmutaciones que hacen que la frecuencia instantánea aumente. Por ejemplo, cuando se pasa de 2+ a 4 o de 2- a 0 y viceversa la frecuencia instantánea de alguna célula supera la mitad de la frecuencia aparente. Por otra parte, en las conmutaciones 2- a 3RP y 2+ a 1PM se conmutan varias células aumentando la frecuencia instantánea y media de algunas células.

Los picos de frecuencia de conmutación instantánea son de 2 kHz se deben a no escoger las redundancias topológicas alternativamente. Se producen frecuencias mayores que 1 kHz y menores que 2 kHz con los cambios de vector inicio o cuando se produce alguna de las conmutaciones descritas anteriormente. Los picos de más de 2 kHz son producidos por repetir la redundancia topológica a la vez que se cambia de vector inicio o se hace alguna de las conmutaciones que aumentan la frecuencia.

Se pueden reducir significativamente el número de veces que aparecen picos de conmutación si se respeta la alternancia de las redundancias topológicas. Se podrían evitar los picos producidos por el cambio de vector inicio anticipándolo en la secuencia anterior, lo que añadiría complejidad al código. Las conmutaciones 2- a 3RP y 2+ a 1PM se podrían prohibir a costa de perder un poco de control sobre la tensión de las capacidades flotantes, o se podría anticipar el cambio de semiciclo de tensión para usar los estados de conmutación que más convienen (el 5L-ANPC ABB con IGBTs en los semiconductores serializados probablemente prediga y fuerce el cambio de semiciclo de tensión para no conmutar los IGBTs varias veces).

Control 2: PM y CF → Equilibrado natural y redundancias topológicas → alternancia

Como se ha visto en la Fig. 6.15 si no se respeta la alternancia, escogiendo el estado de conmutación que más conviene en cuanto al equilibrado de la capacidad flotante, los semiconductores pueden conmutar instantáneamente a frecuencia aparente en vez de a la mitad de ésta.

Para asegurar que la frecuencia de conmutación no supera su valor de diseño (igual a la mitad de la frecuencia aparente) se pueden elegir los estados redundantes de la topología de manera alterna logrando que en cada ciclo de conmutación conmute una célula diferente como se puede comprobar en las Fig. 6.5 a) y Fig. 6.6 a).

Una técnica que emplea la alternancia de las redundancias topológicas es el “Natural Balance” o “Equilibrado Natural” ([Wil06], [McG07], [McG09]). Consiste en alternar los estados redundantes independientemente de lo que suceda con la tensión de las capacidades flotantes y confiar en que el desvío de dicha tensión se corrija de forma automática. Esta técnica se basa en que los armónicos de la corriente que se producen al desviarse una variable a controlar tienden a llevarla a su valor nominal. A continuación se describen algunas cuestiones del equilibrado natural.

- Si en un convertidor multinivel se supone una variable a controlar con un desvío de tensión respecto a su nominal, la corriente que produce un estado de conmutación cuando usa esa variable a controlar es menor o mayor que la que produciría

si no hubiese desvío y esa diferencia en la magnitud de la corriente ayuda a que la variable a controlar tienda a ir a su valor nominal. Este fenómeno producirá armónicos en la corriente que tenderán a llevar a las variables a controlar a su valor nominal y que son la base de la técnica del equilibrado natural.

- La alternancia de las redundancias topológicas es un aspecto importante porque los desvíos que se producen de esta manera en las variables a controlar es menor, y por tanto los armónicos tienen que compensar desvíos menores.
- Para que esta técnica sea efectiva es necesario que exista una simetría en las tensiones a lo largo de un periodo fundamental y que se mantenga el índice de modulación a lo largo de un periodo fundamental, de manera que no se produzcan armónicos pares que desequilibran las variables internas. Esto se conseguiría con modulaciones síncronas (la frecuencia aparente es múltiplo de la frecuencia fundamental).

En conclusión, este control fija alternancia para las redundancias topológicas, reduciendo el número de picos de frecuencia instantánea de las células y confía en el equilibrado natural de la tensión del punto medio y capacidades flotantes, como se muestra en la Fig. 6.16.

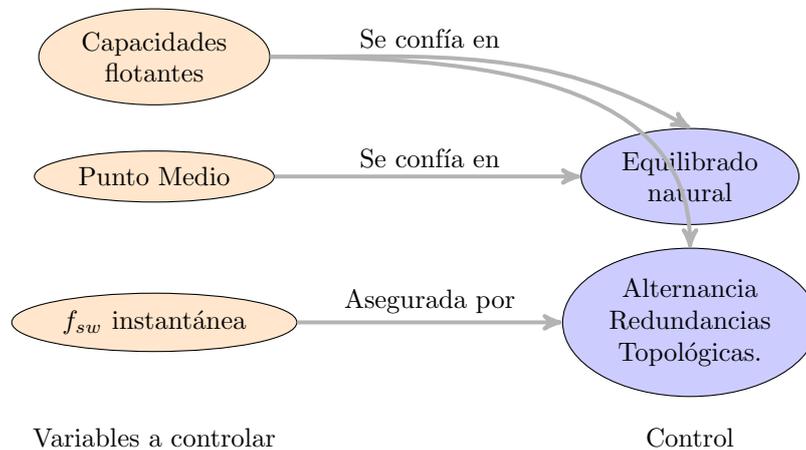


Figura 6.16: Control 2.

En la Fig. 6.17 se muestran las frecuencias de conmutación instantáneas de las células del convertidor para $f_{fund}=50$ Hz, $m=0.9$ y $FP=1$ (frecuencias medias de 1078, 51, 509 y 566 Hz para las células respectivamente 4-5, 3/12-6/11, 7-10 y 1-9). Se puede observar que los picos de frecuencia de conmutación instantánea se han reducido en comparación con el Control 1.

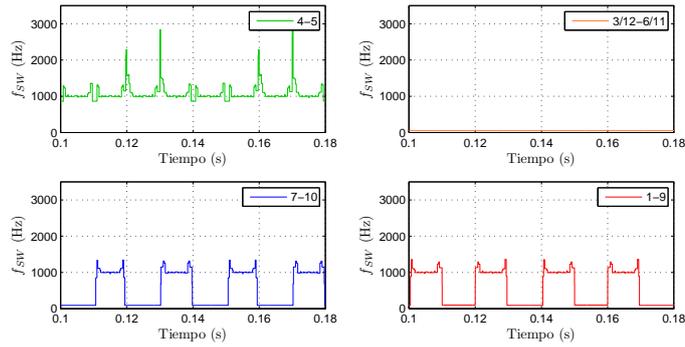


Figura 6.17: Frecuencias de conmutación instantáneas de conmutación del 5L-ANPC1C para $f_{fund}=50$ Hz, $m=0.9$ y $FP=1$.

En la Fig. 6.18 se muestran resultados de tensión y corriente de salida y la tensión de las capacidades flotantes y el punto medio para distintos puntos de operación.

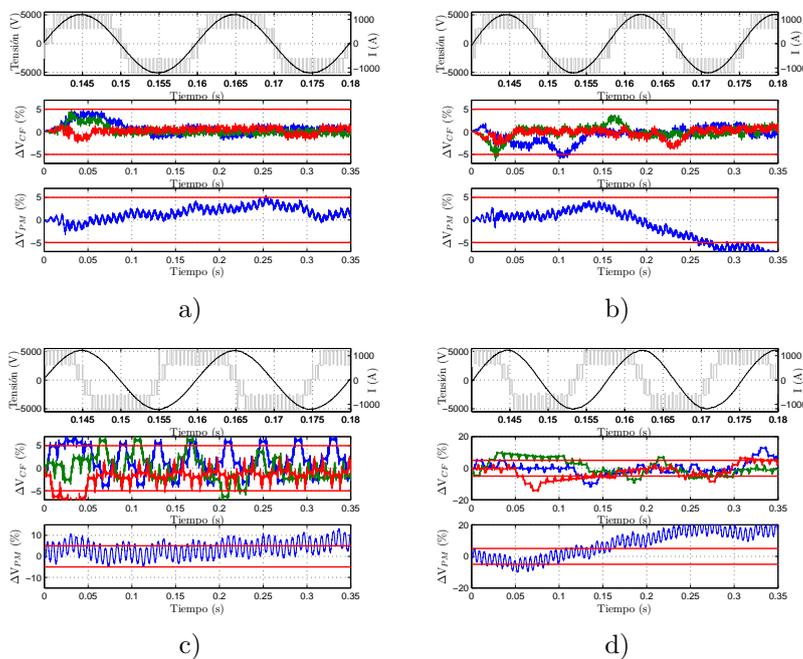


Figura 6.18: Resultados para distintos puntos de funcionamiento. a) $f_{fund}=50$ Hz, $m=0.9$ y $FP=1$, b) $f_{fund}=57$ Hz, $m=0.9$ y $FP=1$, c) $f_{fund}=50$ Hz, $m=0.9$ y $FP=0$ y d) $f_{fund}=57$ Hz, $m=0.9$ y $FP=0$.

Como se puede ver en la Fig. 6.18 existen algunos puntos en los que se pierde el control de la tensión de las capacidades. La frecuencia fundamental resulta ser deter-

minante para el buen funcionamiento del equilibrado natural: a 50 Hz el equilibrado funciona mientras que a 57 Hz (Fig. 6.18 b) y d)) ya no lo hace. Esto se explica porque la frecuencia aparente, 2000 Hz, es múltiplo de 50 Hz lo que hace que el patrón de conmutación sea simétrico a lo largo de un periodo fundamental. A 57 Hz ya no se produce el mismo efecto: se pierde la simetría de las conmutaciones con efecto opuesto. Se podría pensar en emplear una modulación síncrona (la frecuencia de la portadora es múltiplo de la frecuencia fundamental) en todo momento lo que conllevaría estar cambiando la frecuencia de la portadora en función de la frecuencia fundamental.

Se puede concluir que con este control no se puede asegurar que las tensiones de las capacidades se vayan a controlar para todos los puntos de funcionamiento. Además, este control es sensible a la frecuencia fundamental, al lazo de corriente, transitorios... Esto es así ya que para algunos puntos de operación parece que los armónicos no son capaces de llevar a las variables a controlar a sus valores nominales y previsiblemente llegarán a otro valor de equilibrio (no tienen porqué descargarse o cargarse del todo).

En la literatura se ha propuesto emplear circuitos extra (Boost Circuit) para favorecer el equilibrado natural y que éste sea más rápido [Wil06].

Control 3: PM y CF → homopolar y redundancias topológicas → alternancia

El Control 1 logra controlar las tensiones de todas las capacidades del convertidor correctamente, pero provoca picos de frecuencia de conmutación instantánea (al igual que sucede en [Kon12]).

El control 2 reduce los picos de frecuencia instantánea a costa de no tener un control activo de las capacidades flotante y el punto medio, confiando en el equilibrado natural. Se ha comprobado que no se puede asegurar que el equilibrado natural vaya a funcionar en todos los puntos de operación posibles.

Para evitar muchos de los picos de conmutación instantánea y controlar activamente la tensión de las capacidades flotantes y punto medio se propone el control 3. Este control impone que los estados redundantes se escojan de forma alterna para disminuir los picos de frecuencia de conmutación instantánea. Para evitar la pérdida de control de la tensión de las capacidades flotantes se propone ahora que se tenga en cuenta la tensión de las capacidades flotantes en el reparto del tiempo de los vectores redundantes. Es decir, se puede calcular el reparto de tiempo entre los vectores redundantes para minimizar el desvío de tensión en el punto medio y capacidades flotantes. Se pueden emplear distintas funciones objetivo (FO) a minimizar por el reparto de tiempos de los vectores redundantes. Una posible función objetivo es la suma de los desvíos de tensión al cuadrado (ec. 6.1) para penalizar de forma severa que una de las variables se aleje de su valor nominal.

$$FO = \Delta V_{PM}^2 + \Delta V_{CF, fase1}^2 + \Delta V_{CF, fase2}^2 + \Delta V_{CF, fase3}^2 \quad (6.1)$$

Por tanto, las capacidades flotantes se controlan mediante dos mecanismos: por un lado el equilibrado natural (al igual que en el control 2) y por otro lado, a fin de suplir las carencias del primero, mediante el reparto del tiempo del vector redundante.

En la Fig. 6.19 se muestra un esquema del Control 3.

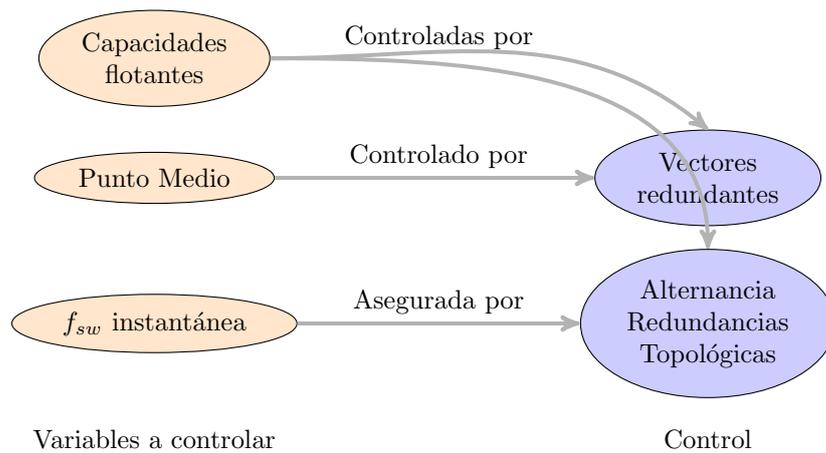


Figura 6.19: Control 3.

En la Fig. 6.20 se muestra la tensión y corriente de salida y los desvíos de tensión de las capacidades flotantes y punto medio para distintos puntos de funcionamiento. Como se puede ver las tensiones de las capacidades flotantes y del punto medio se controlan satisfactoriamente. Con este control la tensión de las capacidades flotantes presenta un rizado a baja frecuencia que no llega a salirse de los límites de diseño.

En la Fig. 6.21 se muestran las frecuencias de conmutación instantánea de las células para $m=0.9$ y $FP=1$, y $m=0.9$ y $FP=0$. Las frecuencias medias de las células 4-5, 3/12-6/11, 7-10 y 1-9 para $m=0.9$ y $FP=1$, y $m=0.9$ y $FP=0$ dieron 1075, 50, 547 y 525, y 1075, 50, 525 y 550 Hz respectivamente.

Como se puede ver en la Fig. 6.21 el número de picos de frecuencia de conmutación instantánea disminuyen notablemente en comparación con el Control 1. Los picos a la frecuencia aparente (2000 Hz), causados por no respetar la alternancia, se han eliminado. Siguen apareciendo algunos picos debidos al cambio de vector inicio y a las conmutaciones de 2- a 3RP y de 2+ a 1PM, aunque se podrían eliminar añadiendo complejidad al código. En el caso de los picos debido a los cambios de vector inicio habría que anticipar el cambio de vector inicio en la secuencia anterior y en el caso del los picos debidos a las conmutaciones 2- a 3RP y de 2+ a 1PM habría que prohibirlas o anticipar el cambio de semiciclo de tensión y utilizar los estados de conmutación más adecuados. En ambos casos se perdería algo de control sobre la tensión de las capacidades flotantes y punto medio. Los picos de frecuencia de 1500 Hz que aparecen cuando los niveles de tensión de una fase hacen alguna de las secuencias 2-3-4, 2-1-0, 0-1-2 y 2-3-4 no pueden eliminarse, a no ser que no se conmute en algún ciclo. Estos últimos picos aparecen tanto en el 5L-ANPC1C, 5L-ANPC2C y 5L-ANPC ABB.

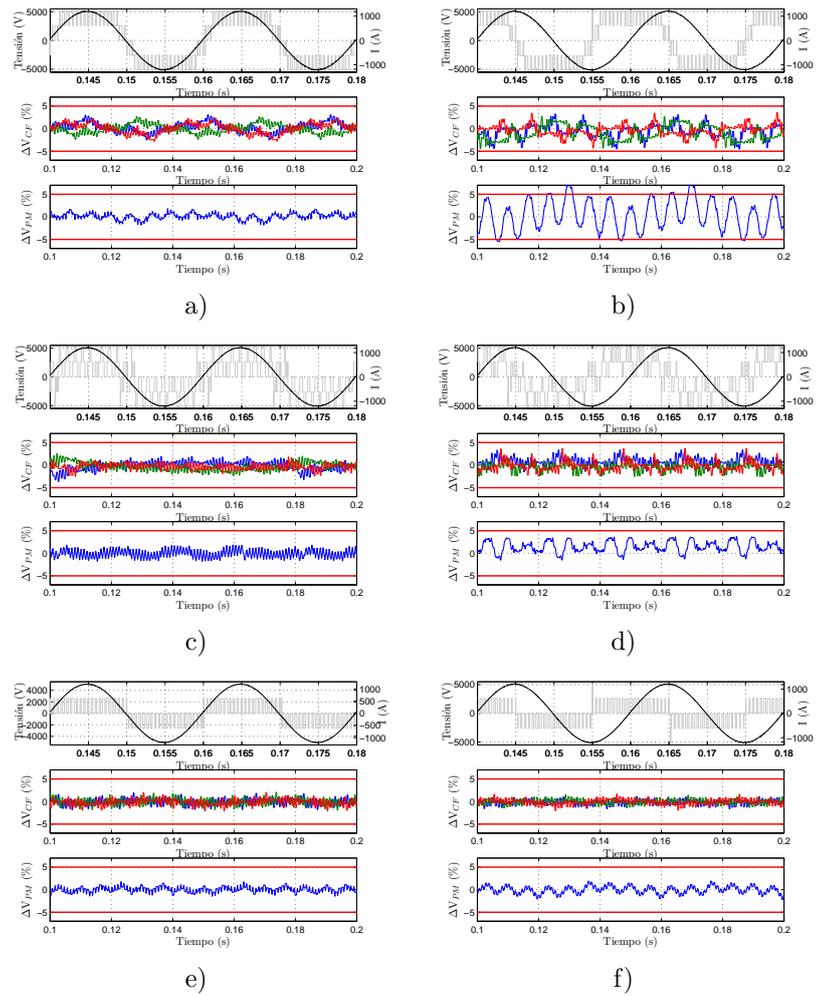


Figura 6.20: Resultados para otros puntos de funcionamiento. a) $m=0.9$ y $FP=1$, b) $m=0.9$ y $FP=0$, c) $m=0.5$ y $FP=1$, d) $m=0.5$ y $FP=0$, e) $m=0.25$ y $FP=1$ y f) $m=0.25$ y $FP=0$.

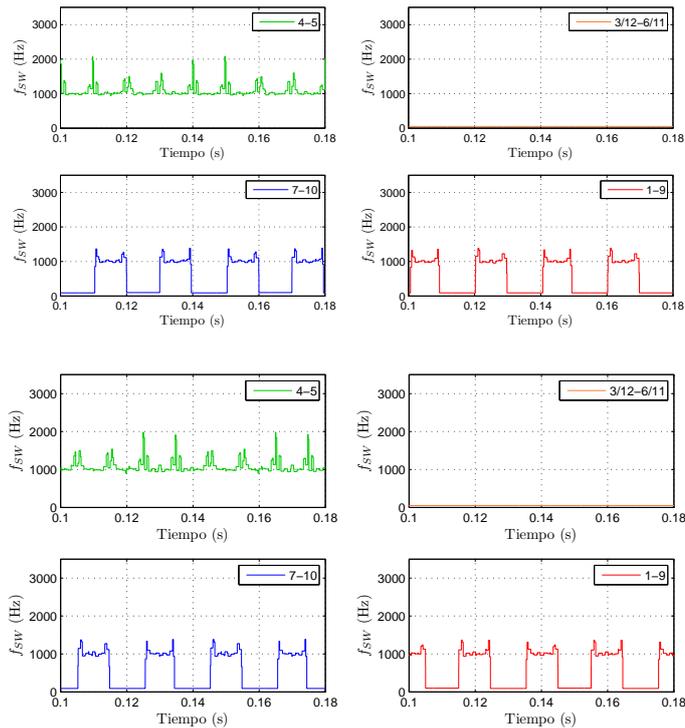


Figura 6.21: Frecuencias de conmutación instantáneas de conmutación del 5L-ANPC1C. a) $m=0.9$ y $FP=1$ y b) $m=0.9$ y $FP=0$.

Resumen y otras opciones

En resumen, se han probado 3 variantes para implementar la modulación y control. La primera, la más frecuente en la literatura ([Bar05b], [Win08a], [Kie10], [Wan12], [Tan14], [Bur14], [Liu16]), produce picos de frecuencia de conmutación instantánea en la células del convertidor. Por ello, se han explorado otras opciones.

La segunda, también propuesta en la literatura [McG07], sólo ha resultado satisfactoria en ciertos puntos de funcionamiento.

Se ha propuesto por tanto el Control 3, que tiene como novedoso respecto al Control 1 que tiene en cuenta la tensión de las capacidades flotantes en el reparto del tiempo de los vectores redundantes e impone alternancia en las redundancias topológicas. Como consecuencia, se ha visto que el Control 3 es capaz de controlar la tensión del punto medio y de las capacidades flotantes (estas últimas con un rizado de baja frecuencia) a la vez que elimina picos de frecuencia de conmutación instantánea en la células del convertidor.

En la Tabla 6.9 se hace un resumen de las características de los 3 controles anali-

zados.

Características	Control 1	Control 2	Control 3
Alternancia Redundancias Topológicas	No	Sí	Sí
Tiempo Vectores Redundantes	Sí	No	Sí
Control Capacidades Flotantes	Redundancias Topológicas	Equilibrado Natural	Tiempo Vectores Redundantes
Control Punto Medio	Tiempo Vectores Redundantes	Equilibrado Natural	Tiempo Vectores Redundantes
Resultados	Buen control pero picos de f_{sw}	Difícil asegurar el control	Buen control y elimina picos de f_{sw}

Tabla 6.9: Tabla de resumen de los convertidores utilizados.

Capítulo 7

Resultados Experimentales

7.1. Introducción

Para verificar el correcto funcionamiento de las topologías propuestas, validar las estrategias de modulación propuestas y poder identificar posibles problemas de construcción se construyó un prototipo.

El interés de construir un prototipo era mayor, si cabe, para poder comprobar el funcionamiento de las capacidades auxiliares. Estas capacidades se conectan en algunos estados de conmutación en paralelo con las capacidades flotantes creando pequeños cortocircuitos cuya corriente sólo se puede evaluar con precisión de forma experimental. Por otro lado, estas capacidades contribuyen a reducir el tamaño de los lazos de conmutación lo que debería traducirse en una disminución de las sobretensiones. Esta disminución, sin embargo, es muy difícil de cuantificar de forma analítica o por simulación. Estas razones hacen mayor el interés de probar las topologías propuestas experimentalmente.

7.2. Características del prototipo

Como dos de los objetivos de la construcción del prototipo son la de identificar problemas de construcción y analizar las sobretensiones, se construyó un prototipo de una potencia ya considerable, de 100 kW, que se muestra en la Fig. 7.1.

Los semiconductores utilizados fueron módulos de IGBT de 1200 V y 50 A SKM50GB12V [Rat09] y BSM50GB120DLC [Spi03]. Ambos semiconductores pueden trabajar con 600 V haciendo alcanzar una tensión de 2400 V al bus de DC. La potencia total del convertidor (100 kW) se calcula según la ec. 7.1.

$$P = \sqrt{3} \cdot \frac{(n-1) \cdot V_{IGBT}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{IGBT}}{\sqrt{2}} = \sqrt{3} \cdot \frac{4 \cdot 600}{\sqrt{2}} \cdot \frac{50}{\sqrt{2}} \approx 100 \text{ kW} \quad (7.1)$$



Figura 7.1: Prototipo de 100 kW construido.

Debido a las similitudes en los componentes de las dos topologías propuestas (y también el 5L-ANPC ABB) se diseñó un único convertidor que pudiese trabajar con cualquiera de las dos topologías o el 5L-ANPC ABB con sólo cambiar el busbar.

Las características de diseño del convertidor se muestran en la Tabla 7.1.

Característica	Valor	Característica	Valor
Potencia nominal, P_N	100 kW	Frecuencia aparente f_{AP}	2 kHz
Tensión de bus V_{BUS}	2400 V	Capacidad de bus ¹ , C_{BUS}	1.10 mF ²
Corriente máxima, I_{max}	50 A	Capacidad flotante C_{CF}	0.82 mF
Frecuencia fundamental, f_{fund}	50 Hz	Tiempo muerto, T_D	4.6 μs

Tabla 7.1: Características del prototipo construido.

Debido a limitaciones del laboratorio, los ensayos se realizaron a una potencia menor a los 100 kW de diseño. En concreto, la tensión del bus se fijó en 500V y la corriente en unos 10A, debido a limitaciones con los equipos del laboratorio. Para el estudio de sobretensiones la corriente se varió de 0-20 A.

El diseño del busbar de un convertidor de 5 niveles podría parecer a priori complicado pero en realidad no tiene tanta dificultad. Como ejemplo, la Fig. 7.2 muestra el busbar del 5L-ANPC2C que se diseñó para el prototipo. A pesar de tener tres ramas se puede realizar utilizando un busbar de dos capas. En una de ellas pueden ir las placas de la rama intermedia y en la otra las placas de las ramas principales. Por lo

¹Cada una de las dos capacidades de bus

²Está diseñado para tener esa capacidad, pero en los experimentos se utilizó un tercio, es decir, 0.37 mF

tanto, la corriente pasaría de una de las capas a la otra.

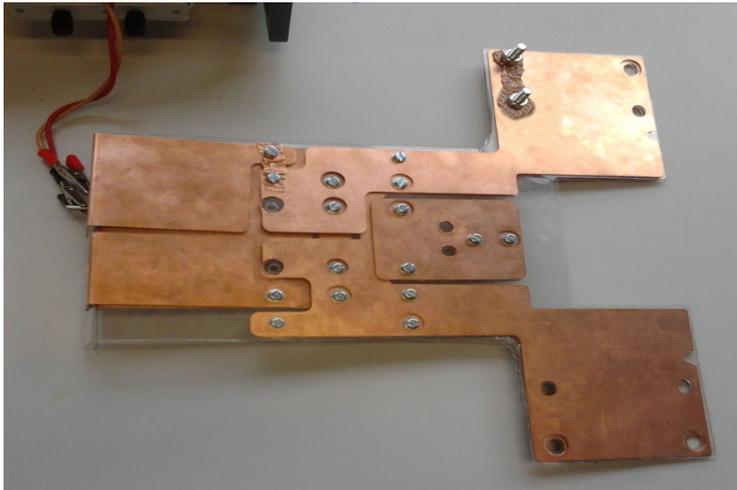


Figura 7.2: Busbar del 5L-ANPC2C.

La utilización de los módulos SKM50GB12V y BSM50GB120DLC complica el diseño del busbar del convertidor en comparación a utilizar módulos de IGBT discretos, ya que cada módulo tiene dos IGBTs y el layout de los terminales está pensado para un convertidor de dos niveles.

El diseño de los busbar para el prototipo se realizó apoyándose en simulaciones basadas en el método de elementos finitos (finite element method, FEM). Se calculó por simulación la inductancia parásita de varias opciones de busbar. Los resultados mostraron que la inductancia parásita de los diferentes busbar era parecida, por lo que se eligió el busbar que permitía una diseño mecánico más sencillo. Esta característica se debe a que el área del layout del prototipo es relativamente pequeña, pero en un convertidor de media tensión donde el área del layout es notablemente mayor, el diseño del busbar cobra importancia. La validez de los resultados de las simulaciones FEM se comprobó comparando con las inductancias parásitas medidas del busbar construido. La Tabla 7.2 muestra los resultados obtenidos, que confirman que los resultados por simulación dan una buena aproximación de la inductancia parásita del busbar.

Inductancia parásita	Simulación FEM	Medida
Lazo Fig. 4.3 a) (5L-ANPC1C)	72 nH	86 nH
Lazo Fig. 4.3 b) (5L-ANPC1C)	81 nH	88 nH
Lazo T1-T2-C21-T10-T9 del 5L-ANPC2C	50 nH	63 nH
Lazo T8-T7-C22-T10-T9 del 5L-ANPC2C	54 nH	57 nH

Tabla 7.2: Características del prototipo construido.

Por otra parte, los módulos SKM50GB12V y BSM50GB120DLC tienen una inductancia parásita de 30-60 nH (dependiendo qué semiconductor se use del módulo,

terminales 1-2, 1-3 o 2-3 del módulo). Como en los lazos de conmutación que se estudian en la Tabla 7.2 comprenden 4-6 semiconductores, la contribución de los semiconductores a la inductancia parásita total del lazo de conmutación es notablemente mayor que la inductancia parásita del busbar.

Para media tensión, por ejemplo con los módulos 5SNA1200G450300, la inductancia de cada módulo es menor (18 nH) y para el lazo con más semiconductores la inductancia de los módulos sería de 72-108 nH (4-6 módulos). El busbar tendría una inductancia mayor debido a que el área del layout de los módulos sería mayor y porque la distancia entre placas aumentaría, pudiendo ser la inductancia del lazo de unos 200-300 nH (simulaciones FEM). De todas maneras, incluso para media tensión, la inductancia de los módulos es una parte considerable de la inductancia total del lazo.

7.3. Resultados

Se realizaron ensayos experimentales para obtener resultados de distinta índole. Se comprobó que el convertidor funcionaba correctamente en cuanto a tensión de salida, es decir, se obtenían los 5 niveles del convertidor. Se hicieron experimentos para ver que el convertidor podía controlar tanto la capacidad flotante como la tensión del punto medio. Se estudió la influencia de las capacidades auxiliares en las sobretensiones de los semiconductores y la corriente que circula por las mismas. También se estudiaron las pérdidas que se producen en los semiconductores en los lazos que intervienen las capacidades auxiliares.

7.3.1. Tensión y corriente de salida

En este apartado se muestran las formas de onda del convertidor a la salida. En la Fig. 7.3 se muestra la tensión de salida (rosa 100V/div), la corriente de salida (verde 2A/div) y la tensión de la capacidad flotante (azul 100V/div) de una fase del convertidor 5L-ANPC1C.

Como se puede ver el convertidor sintetiza la tensión de salida con 5 niveles de tensión. Por lo tanto, se comprueba que los estados de conmutación del convertidor proporcionan la tensión deseada a la salida y que las capacidades flotantes se suman o restan al punto medio o a los extremos del bus dando los niveles de tensión intermedios del bus. También se puede observar que la tensión de la capacidad flotante se mantiene a su valor nominal, por lo se comprueba que se puede controlar mediante las redundancias topológicas del convertidor.

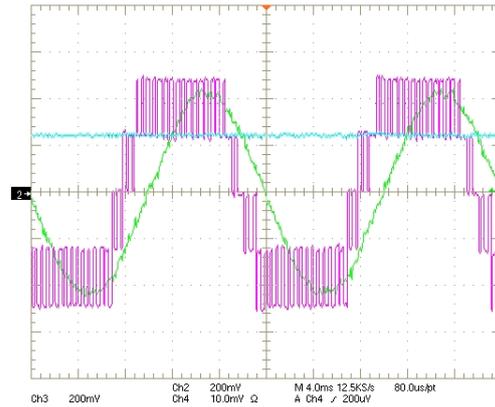


Figura 7.3: Tensión y corriente de salida de una fase.

7.3.2. Control del punto medio

Para comprobar el correcto control del punto medio de bus se hicieron ensayos en distintos puntos de operación del convertidor. En la Fig. 7.4 se muestran 3 puntos de operación ensayados: E1 ($m=0.3$ y $FP=0.64$), E2 ($m=0.9$ y $FP=0.64$) y E3 ($m=0.6$ y $FP=0.42$). E1 se encuentra debajo del límite en el que aparece un rizado a tres veces la frecuencia fundamental, E2 por encima y E3 cerca del límite teórico.

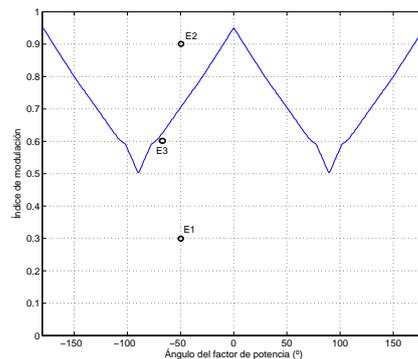


Figura 7.4: Copntrol del punto medio en el 5L-ANPC1C.

Los ensayos se realizaron empleando el Control 1 del capítulo anterior que usaba las redundancias topológicas para controlar las capacidades flotantes y las redundancias homopolares para controlar la tensión del punto medio. En el cálculo del reparto tiempo de los vectores redundantes como si los niveles 3 y 1 introdujeran la mitad de la corriente por el punto medio, es decir, sin tener en cuenta en este cálculo la redundancia topológica que se utiliza. Por ello, los resultados obtenidos pueden ser mejorados. Es decir, se podría controlar el punto medio de manera algo más precisa.

En la Fig. 7.5 se muestran los resultados que se obtuvieron para los puntos de la Fig. 7.4.

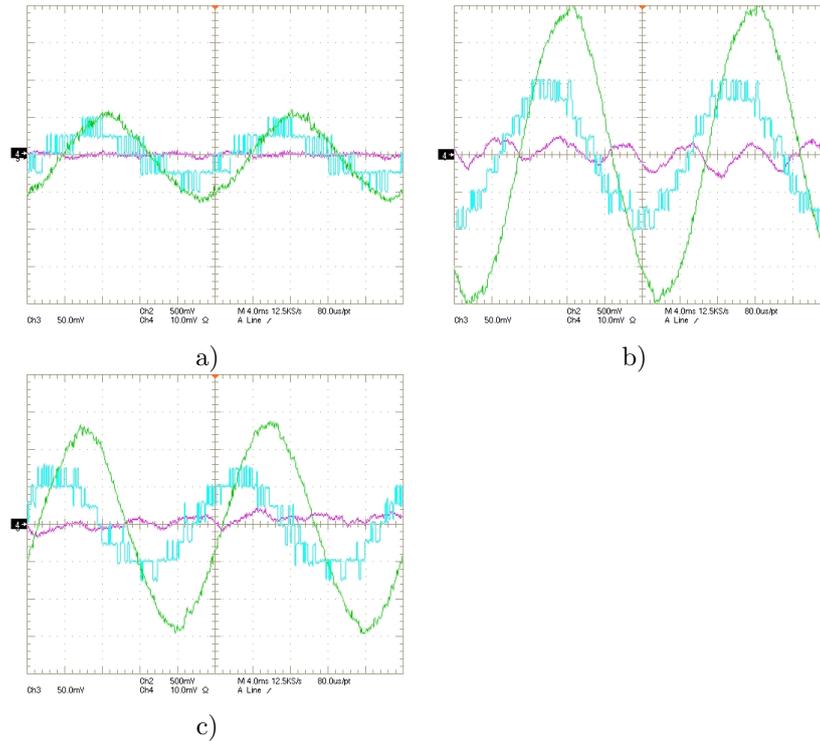


Figura 7.5: Control del punto medio en el 5L-ANPC1C: a) E1 b) E2 y c) E3.

Como puede verse para el punto de operación E1 no aparece rizado de baja frecuencia en el punto medio como era de esperar. Por el contrario, E2 que se encontraba muy por encima del límite y como se podía preveer aparece un rizado de baja frecuencia. Para el punto E3 que se encuentra cerca del límite teórico empieza a aparecer el rizado de baja frecuencia, pero es de amplitud menor que en caso de E2 y menos definido.

En resumen, en los puntos de operación en los que el punto medio es controlable en cada ciclo de conmutación no aparece rizado de baja frecuencia y en los que no es controlable en cada ciclo de conmutación aparece el rizado de baja frecuencia predicho en el análisis teórico del Capítulo 2.

7.3.3. Tensión y corriente en las capacidades auxiliares

En la Fig. 7.6 a) y b) se muestran la corriente de salida (verde 2A/div), la tensión de la capacidad flotante C1 (amarillo 25V/div) y la tensión de las capacidades auxiliares C21 (azul 25V/div) y C31 (rosa 25V/div), y C22 (azul 25V/div) y C32 (rosa 25V/div) respectivamente.

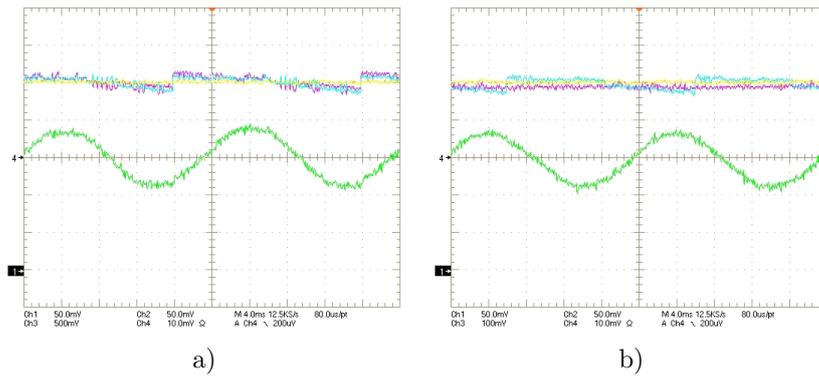


Figura 7.6: Tensión de las capacidades auxiliares (47 nF): a) C21 y C31 y b) C22 y C32.

Como se puede observar todas las tensiones de las capacidades auxiliares (47 nF) y de la capacidad flotante se mantienen a su valor nominal. Con estos resultados experimentales se prueba que controlando la tensión del punto medio y de la capacidad flotante, la tensión de las capacidades auxiliares queda controlada sin necesidad de ningún otro control. Esta característica permite que sólo haga falta sensor de tensión en el punto medio y en las capacidades flotantes.

No obstante, hay que comentar algunos detalles de la Fig. 7.6. Se puede ver que la tensión de las capacidades auxiliares C21 y C31 en la Fig. 7.6 a) y la tensión de la capacidad auxiliar C22 en la Fig. 7.6 b), en los semiciclos de tensión negativo y positivo respectivamente, disminuye en lugar de mantenerse constante como era de esperar porque no circula corriente por ellas. Este efecto es debido a que las sondas de tensión del osciloscopio consumen corriente y descargan las capacidades auxiliares cuando se miden (se probó con varios experimentos que así ocurría, por ejemplo, se comprobó que el desvío de tensión era el doble al conectar una segunda sonda de tensión del osciloscopio en paralelo). Por ello, para medir la corriente que circula por ellas en el cambio de semiciclo no habría que medir su tensión porque produciría una descarga de las mismas y una mayor corriente en el cambio de semiciclo.

Las corrientes que circulan por las capacidades auxiliares cuando se producen los cortocircuitos con la capacidad flotante en los cambios de semiciclo se muestran en la Fig. 7.7 (corriente de salida en verde 2A/div). Como se puede observar la corriente que circula por las capacidades auxiliares en el cambio de semiciclo no es muy elevada (unos 2 A pico) y se extingue en unos 400 ns.

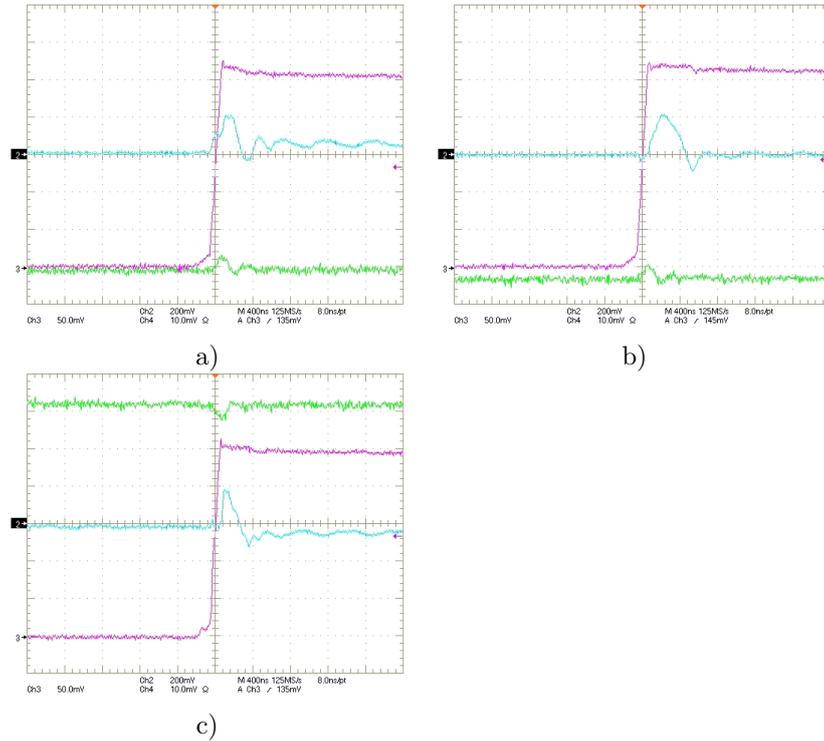


Figura 7.7: Corriente por las capacidades auxiliares con corriente de salida 6 A (verde 2A/div): a) I_{C21} (azul 2A/div) y V_{T11} (rosa 25V/div), b) I_{C31} (azul 2A/div) y V_{T11} (rosa 25V/div) y c) I_{C22} (2A/div) y V_{T3} (rosa 25V/div).

Al realizar las conmutaciones entre las células 1-9 o 2-10 se habilitan caminos menos inductivos a la corriente a través de las capacidades auxiliares, que se analizan en la Fig. 7.8. En las Fig. 7.8 a) y Fig. 7.8 b) se muestra el apagado de T1 o D1 (azul 25V/div), el encendido de T9 o D9 (rosa 25V/div) y tensión (verde 25V/div) y corriente (amarillo 5A/div) de la capacidad auxiliar C31 respectivamente al conmutar 10 A.

Como puede verse la corriente que circula por las capacidades auxiliares es del mismo orden de la corriente conmutada y tiene una duración relativamente corta, por lo que no tendrá incidencias negativas en los semiconductores. De hecho, en cualquier convertidor los transistores conducen picos de corriente similares en el apagado del diodo debido a la corriente de recuperación inversa.

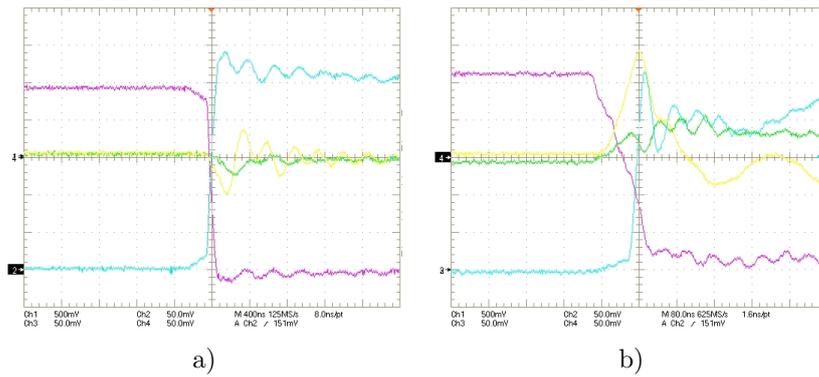


Figura 7.8: Corriente por las capacidades auxiliares al conmutar 10 A a) Apagado de T1 y b) Apagado de D1.

7.3.4. Tensión de bloqueo de los semiconductores

Una de las funciones de las capacidades flotantes es evitar la serialización de semiconductores, asegurando un reparto homogéneo de tensión entre ellos. En la Fig. 7.9 se muestra el reparto de tensión entre los semiconductores 1 (azul 50V/div) y 2 (rosa 50V/div) para el convertidor 5L-ANPC2C.

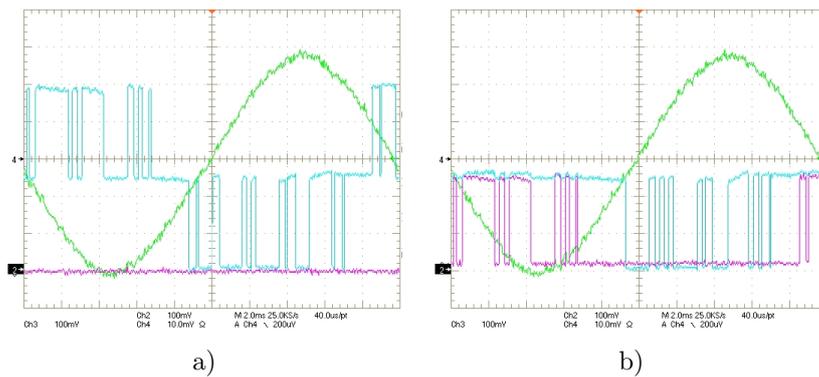


Figura 7.9: Tensión de bloqueo de 1 (azul) y 2 (rosa) para el 5L-ANPC2C: a) sin capacidades auxiliares y b) con capacidades auxiliares.

En la Fig. 7.9 a) no se utilizan capacidades auxiliares y en la 7.9 b) sí. En el semiciclo positivo de tensión el semiconductor 2 no soporta tensión porque se mantiene encendido mientras que el semiconductor 1 según el estado de conmutación se enciende o se apaga y como se puede ver bloquea un nivel de tensión (125 V). En el semiciclo negativo de tensión el semiconductor 1 se mantiene apagado y el semiconductor 2 conmuta. Sin capacidades auxiliares cuando el semiconductor 2 se apaga no bloquea tensión, ya que esa tensión es bloqueada por el semiconductor 1 que estaba apagado, lo que provoca que el semiconductor 1 soporte dos niveles de tensión (250 V). Por el

contrario, cuando se conectan las capacidades auxiliares tal y como se muestra en la Fig. 7.9 b), en el semiciclo negativo los semiconductores 1 y 2 se reparten la tensión a bloquear.

7.3.5. Sobre tensiones

En este apartado se estudian las sobre tensiones que se producen en los lazos de conmutación de las topologías propuestas. Como ya se ha explicado anteriormente una de las funciones de las capacidades auxiliares es proporcionar un camino menos inductivo a la corriente durante las conmutaciones para reducir la sobre tensión de los semiconductores.

Antes de analizar los resultados de sobre tensiones obtenidos, se estudia la influencia de las capacidades auxiliares en las conmutaciones en el apagado del IGBT y en el apagado del diodo. Se toma como ejemplo para el estudio la conmutación de la célula T1-D9 del convertidor 5L-ANPC1C para entender la conmutación con capacidad auxiliar.

En la Fig. 7.10 se estudia el apagado de T1 (célula T1-D9) con capacidades auxiliares. En azul se ha dibujado la corriente de conmutación, es decir, la corriente que durante la conmutación se suma a la precedente. En rojo, los elementos que soportan una tensión perjudicial desde el punto de vista de la sobre tensión y el signo de la tensión en cada elemento.

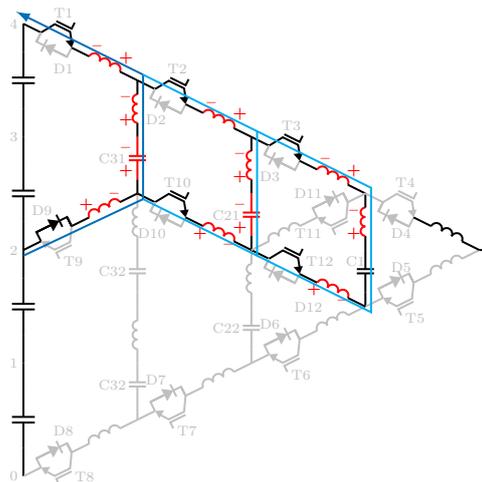


Figura 7.10: Estudio del apagado del IGBT (T1) con capacidades auxiliares.

Como se puede ver, la tensión que se produce debido a la inductancia del lazo se traducirá en sobre tensión en T1. Además, las capacidades auxiliares se descargan durante la conmutación y la tensión con la que se descargan también será sobre tensión que sufra T1.

Por otro lado, se pueden distinguir dos tipos de azul en el camino del cambio de corriente. El camino más oscuro, el camino que pasa por C31 es el menos inductivo y

casi toda la corriente pasará por él (una forma de entenderlo es viendo que para que la corriente fuese por C21 o C1, C31 tendría que perder la misma tensión que la que cae en las inductancias de los lazos más largos o los de color azul más claro).

En la Fig. 7.11 se muestran resultados experimentales del apagado de T1 para distintos casos: sin usar capacidades auxiliares, con capacidades auxiliares de $1 \mu F$ y de 47 nF y cortocircuitando la capacidad C31 (este último caso quiere emular una célula elemental de conmutación con la menor inductancia parásita posible para tenerla como referencia).

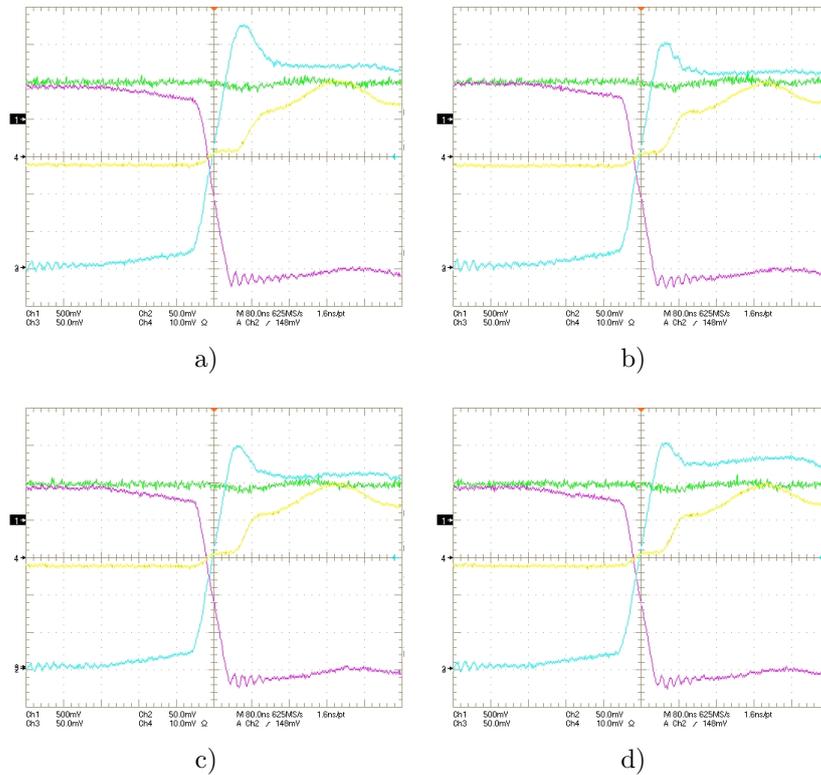


Figura 7.11: Apagado de T1 del 5L-ANPC1C: a) sin capacidades auxiliares, b) cortocircuitando C31, c) con capacidades auxiliar de $1 \mu F$ y d) con capacidades auxiliar de 47 nF .

Como se puede ver la sobretensión se reduce al usar capacidades auxiliares (c y d) y es similar a la sobretensión que se obtiene en el caso de cortocirtarla b). Comparando la sobretensión entre usar una capacidad de $1 \mu F$ y de 47 nF se puede ver que es ligeramente menor con la de $1 \mu F$. Esto es debido a que cuanto menor es la capacidad auxiliar más se descargará durante la conmutación (Fig. 7.10) y mayor será la sobretensión.

Similarmente al estudio del apagado del IGBT, en la Fig. 7.12 se estudia el apagado del diodo D9 (célula T1-D9) con capacidades auxiliares. En azul se ha dibujado la

corriente de conmutación. En rojo, los elementos que soportan una tensión perjudicial desde el punto de vista de la sobretensión y el signo de la tensión en cada elemento y en verde los elementos que soportan una tensión que beneficia a la sobretensión que ven los semiconductores. En este caso la conmutación se divide en dos, ya que cambia el sentido de la derivada de corriente: hasta llegar a la corriente de recuperación inversa del diodo I_{RR} Fig. 7.12 a) y después de I_{RR} Fig. 7.12 b).

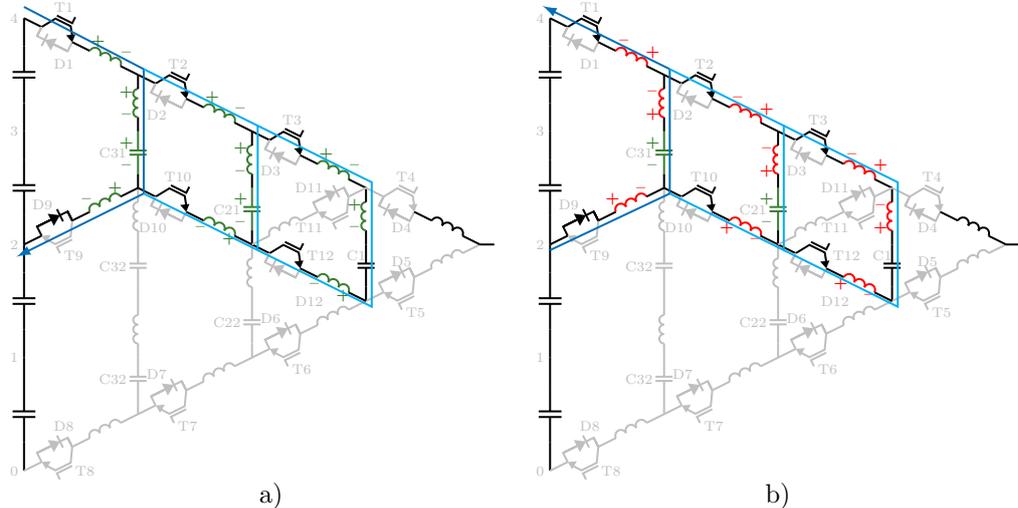


Figura 7.12: Estudio del apagado del IGBT (D9) con capacidades auxiliares: a) $t < t_{RR}$ y b) $t < t_{RR}$

En la Fig. 7.13 se muestran resultados experimentales del apagado de D9 para distintos casos: sin usar capacidades auxiliares, con capacidades auxiliares de $1 \mu\text{F}$ y de 47 nF y cortocircuitando la capacidad C31 (como si T1-D9 fuese una célula elemental de conmutación).

Los resultados son en este caso distintos a los obtenidos anteriormente al analizar el apagado del IGBT: ahora la sobretensión es menor si no se usan capacidades auxiliares y en el caso de usarlas, la sobretensión es menor cuanto más pequeña sea Caux. Esto se debe a que las capacidades auxiliares tienen un efecto contrapuesto respecto a las sobretensiones. Por un lado, tendería a bajar la sobretensión debido a que la inductancia del lazo es menor. Por otro lado, la derivada de corriente di/dt y la corriente de recuperación inversa del diodo I_{RR} aumentan cuando menor es la inductancia del lazo (al poner capacidad auxiliar). El efecto total depende del valor de la capacidad auxiliar, que según la Fig. 7.12, ésta se carga durante la conmutación y ayuda a disminuir la sobretensión, como se puede comprobar en las Fig. 7.13 c) y Fig. 7.13 d). Por ello, podría hacerse la capacidad auxiliar aún más pequeña hasta lograr que la sobretensión fuera menor que en el apagado sin capacidades auxiliares.

En resumen, se puede decir que las capacidades auxiliares reducen la inductancia del lazo lo cual tiene un efecto positivo en la sobretensión del apagado del IGBT (y cuanto mayor sea la capacidad auxiliar menor sobretensión), pero también aumenta

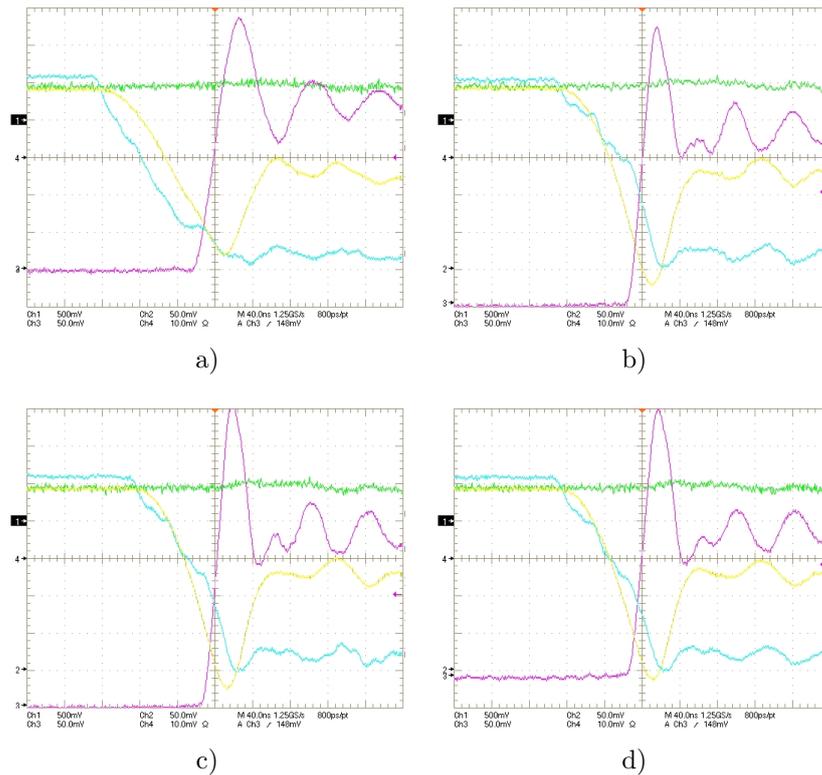


Figura 7.13: Apagado de D9 del 5L-ANPC1C: a) sin capacidades auxiliares, b) cortocircuitando C31, c) con capacidades auxiliar de $1 \mu F$ y d) con capacidades auxiliar de 47 nF .

la di/dt en el apagado del diodo, lo cual puede aumentar en su conjunto la sobretensión del diodo. Disminuyendo la tensión de la capacidad auxiliar se puede obtener una sobretensión menor en el apagado del diodo que sin usar capacidades auxiliares. Además, la sensibilidad es pequeña (un cambio pequeño de valor en la capacidad auxiliar no tiene un efecto grande) lo cual facilita el dimensionamiento de las capacidades auxiliares.

En las Fig. B.1 - Fig. B.6 se muestran las sobretensiones en % obtenidas para todos los lazos de conmutación del 5L-ANPC1C y del 5L-ANPC2C utilizando capacidades auxiliares de 47 nF . Si se indica “Caux” (azul) significa que las capacidades auxiliares se han conectado a la rama intermedia, si se indica “RP” (rojo) que las capacidades auxiliares no se han conectado a la rama intermedia y si se indica “SC” (verde) que no se han usado capacidades auxiliares.

De las Fig. B.1 - Fig. B.6 se pueden sacar bastantes conclusiones. Para empezar, se puede ver que la sobretensión de los IGBTs disminuye en todos los casos si se usan capacidades auxiliares conectadas a la rama intermedia. Por el contrario, si las capacidades auxiliares se conectan entre ramas principales, la sobretensión sólo disminuye

para los IGBTs de las ramas principales. Como se había predicho anteriormente la sobretensión no disminuye cuando se apaga un semiconductor de la rama intermedia con las capacidades auxiliares conectadas entre las ramas principales.

La sobretensión del IGBT aumenta con la corriente, mientras que la del diodo alcanza un máximo y luego disminuye. Por esta razón el lazo más limitante será presumiblemente el del apagado de un IGBT para la corriente nominal del semiconductor.

Este comportamiento del diodo de que la sobretensión alcance un máximo y luego baje es debido a la forma de la curva de I_{RR} frente a I_F como se puede comprobar en [Rat09] y [Spi03]. Para módulos de más potencia también la sobretensión del diodo alcanza un máximo y posteriormente disminuye [Alv10].

Se puede ver que para algunos lazos la sobretensión del diodo es mayor cuando se usan capacidades auxiliares como en la Fig. B.1. Si la corriente de diseño fuera pequeña y se quisiese reducir la sobretensión del apagado de esos diodos se podría lograr reduciendo la capacidad auxiliar. En la Fig. 7.14 se muestran los lazos de la Fig. B.1 pero usando capacidades de 33nF en vez de 47nF y se puede ver que para todos los casos la sobretensión se reduce.

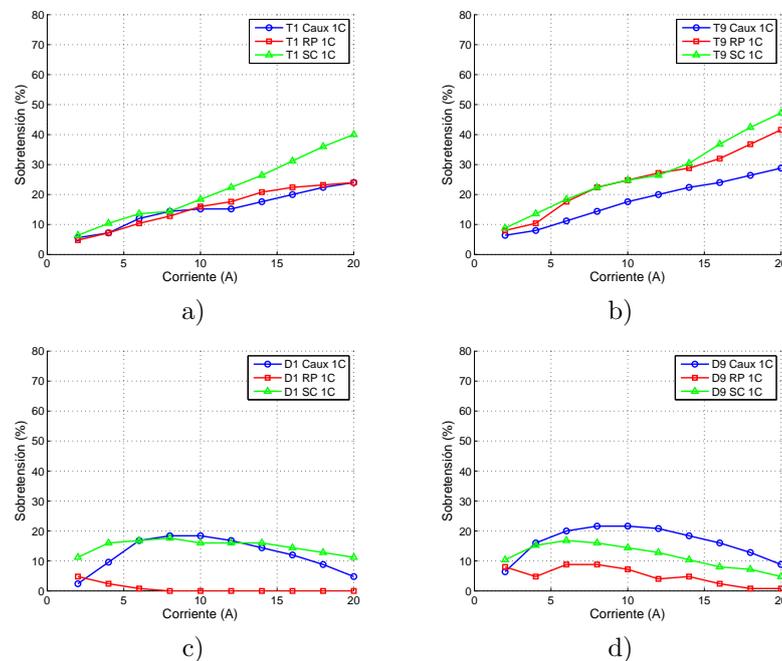


Figura 7.14: Sobretensión del lazo de conmutación 1-9 del 5L-ANPC1C con capacidades auxiliares de 33 nF: a) T1, b) T9, c) D1 y d) D9.

Una vez que se han analizado las sobretensiones de los distintos lazos individualmente, nos centramos en la máxima sobretensión de cualquiera de los semiconductores, ya que va a ser la sobretensión que limite el funcionamiento del convertidor. La Fig.

7.15 muestra la máxima sobretensión del 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C.

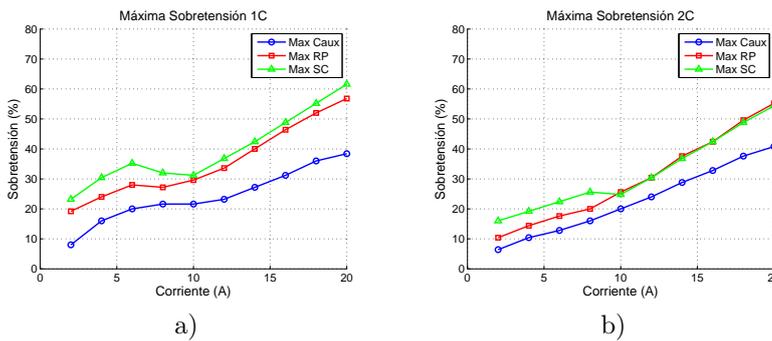


Figura 7.15: Sobretensión máxima de todos los lazos: a) 5L-ANPC1C y b) 5L-ANPC2C.

La sobretensión máxima de ambos convertidores disminuye notablemente si las capacidades auxiliares se conectan a la rama intermedia (de alrededor del 60 % al 40 % para 20 A). En cambio, la máxima sobretensión permanece prácticamente inalterada si se conectan entre las ramas principales.

Como se ha dicho, el prototipo también se diseñó para poder probar experimentalmente el 5L-ANPC ABB. En [Bur16] se comparan las sobretensiones del 5L-ANPC ABB con las sobretensiones del 5L-ANPC1C. En la Fig. 7.16 se muestran las sobretensiones máximas del 5L-ANPC1C y del 5L-ANPC ABB. Como se puede observar el 5L-ANPC ABB presenta unas sobretensiones máximas similares al 5L-ANPC1C sin capacidades auxiliares. El 5L-ANPC1C que conecta las capacidades auxiliares a la rama intermedia presenta unas sobretensiones menores que el 5L-ANPC ABB.

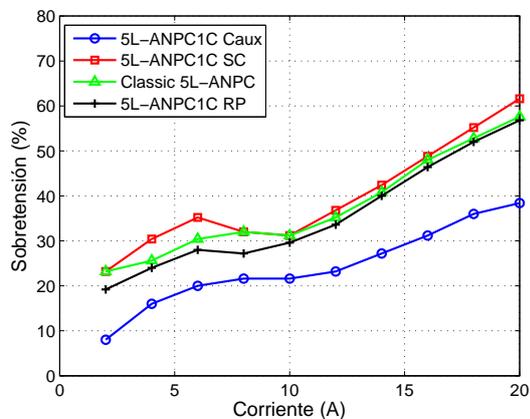


Figura 7.16: Sobretensión máxima de todos los lazos del 5L-ANPC1C y 5L-ANPC ABB.

7.3.6. Pérdidas

Para completar los ensayos experimentales se evaluó el impacto de las capacidades auxiliares en las pérdidas. Se hicieron dos tipos de experimentos. Por un lado, se calcularon las pérdidas a partir de las formas de onda de la conmutación medidas con el osciloscopio y por otro se hizo un balance entre la potencia de entrada y de salida con un analizador de potencia de muestreo de alta frecuencia (Yokogawa WT3000).

Pérdidas utilizando las formas de onda de las conmutaciones

Se tomaron medidas de las corrientes y tensiones de los semiconductores de las células 1-9 y 4-5 del 5L-ANPC1C para ver cómo afectan las capacidades auxiliares a las pérdidas de los semiconductores.

En la Fig. 7.18 se muestran las pérdidas obtenidas de las células T1-D9 y T4-D5 del 5L-ANPC1C. Para el caso de la célula T1-D9 se hicieron 3 pruebas distintas: con capacidades auxiliares (“con Caux”), sin capacidades auxiliares (“sin Caux”) y como célula elemental (“como célula”), es decir, cortocircuitando la capacidad C31.

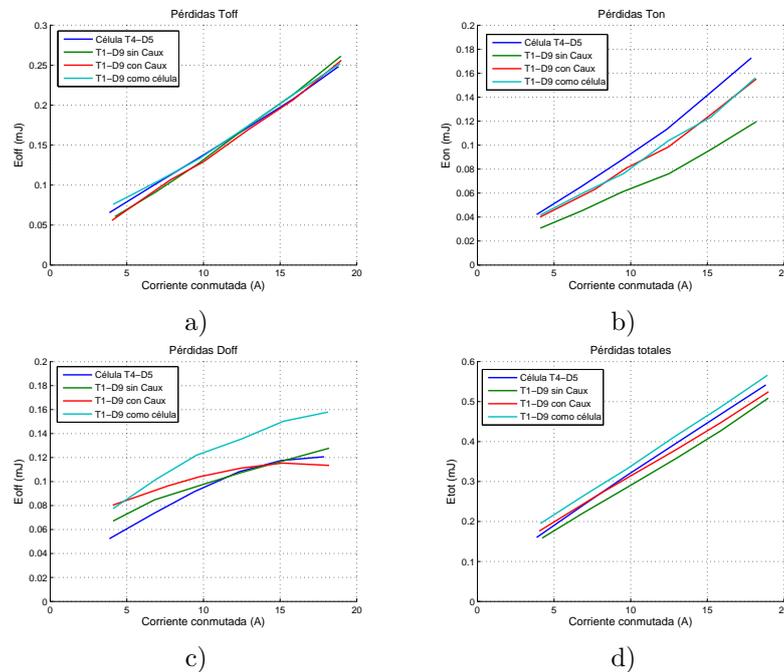


Figura 7.17: Pérdidas de la célula 1-9 (y 4-5) del 5L-ANPC1C: a) T1 off b) T1 on c) D9 off y d) Pérdidas totales.

Las pérdidas del apagado del IGBT son parecidas para todos los casos como muestra 7.18 a). Es decir, la inductancia del lazo tiene poca influencia en el apagado del IGBT, ya que primero cambia su tensión (no afecta la inductancia) y luego la corriente

[Alv10].

En cambio, en el apagado del diodo y encendido del IGBT sí que tiene la inductancia del lazo importancia, porque primero cambia la corriente y la caída de tensión en la inductancia del lazo es tensión que no soporta el IGBT durante su encendido y por ello tiene menos pérdidas cuanto mayor sea la inductancia [Alv10]. Como se puede comprobar en la Fig. 7.18 b) las pérdidas de encendido del IGBT aumentan a medida que la inductancia del lazo es menor. La célula T4-D5 tiene la que mayores pérdidas de encendido de IGBT, porque tiene la menor inductancia ya que se encuentran T4 y D5 en un mismo módulo. En cuanto al lazo T1-D9, con la capacidad auxiliar y cortocircuitando C31 se obtienen pérdidas similares y mayores que sin capacidades auxiliares, ya que para este último caso la inductancia del lazo es considerablemente mayor.

En cuanto a las pérdidas de apagado del diodo no es tan sencillo sacar conclusiones porque la derivada de corriente di_F/dt , la corriente de recuperación inversa I_{RR} y la sobretensión cambian de manera no lineal y afectan a las pérdidas de apagado del diodo. En la Fig. 7.18 c) se puede ver que las pérdidas para todos los casos son similares excepto para T1-D9 como célula. Cuando se usan capacidades auxiliares incluso llega a ser la de menores pérdidas a corrientes altas. Como las capacidades auxiliares se cargan durante el apagado del diodo y su tensión es tensión que no tiene que soportar el diodo, pueden ayudar a disminuir las pérdidas de apagado del diodo.

Las pérdidas totales se muestran en la Fig. 7.18 d) y puede verse que para todos los casos son similares. Para el lazo T1-D9 sin capacidades auxiliares se obtienen las pérdidas más pequeñas, debido a que la inductancia del lazo es mayor y que las pérdidas de encendido de IGBT son mucho menores. A continuación se encuentra el lazo T1-D9 con capacidades auxiliares por el mismo motivo en comparación con la célula T4-D5. La célula T1-D9 con C31 cortocircuitada a priori se esperaba que tuviera pérdidas similares a las de con capacidades auxiliares, pero tiene las pérdidas más grandes porque las pérdidas en el diodo son mayores.

En resumen, las pérdidas de conmutación al usar capacidades auxiliares tiene un efecto parecido al de disminuir la inductancia de un lazo de conmutación, aumentando las pérdidas de apagado del IGBT. Las diferencias en las pérdidas son relativamente pequeñas y el uso de las capacidades auxiliares va a tener una repercusión pequeña en las pérdidas de los semiconductores. Por último, el hecho de que durante el apagado del IGBT haya menos pérdidas, no tiene por qué significar que las pérdidas totales sean menores, ya que la energía almacenada en la inductancia parásita puede que se disipe posteriormente.

Pérdidas a partir del balance de potencia de entrada y salida

Se tomaron medidas de potencia de entrada y de salida operando con las células 1-9 del 5L-ANPC1C y 3-6 del 5L-ANPC ABB para ver cómo afectan las capacidades auxiliares a las pérdidas de los convertidores.

Se puso a trabajar a los convertidores conmutando las células anteriores a diferentes corrientes DC y se midió la potencia de entrada y de salida para obtener las

pérdidas (usando el Yokogawa WT3000).

En la Fig. 7.18 se muestran las pérdidas totales obtenidas del 5L-ANPC1C con capacidades auxiliares (5L-ANPC1C Caux), del 5L-ANPC1C sin capacidades auxiliares (5L-ANPC1C SC) y del 5L-ANPC ABB.

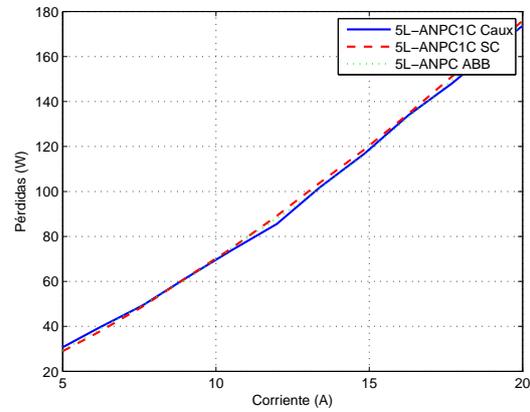


Figura 7.18: Pérdidas 5L-ANPC1C con y sin capacidades auxiliares conmutando la célula 1-9 y del 5L-ANPC ABB conmutando la célula 3-6.

Como se puede ver las pérdidas del convertidor con la capacidad auxiliar son prácticamente iguales a las pérdidas de los otros convertidores. Por lo tanto, se puede decir que las capacidades auxiliares no van a influir de manera significativa en las pérdidas si se emplea una misma resistencia de puerta.

Capítulo 8

Conclusiones, Aportaciones y Líneas Futuras

8.1. Conclusiones

En las dos últimas décadas la potencia de los aerogeneradores ha ido en aumento desde potencias de menos de 1 MW a unos 3-5 MW de la actualidad. De cara al futuro próximo se proyectan aerogeneradores de mayor potencia, llegando a los 10 MW de la eólica offshore.

En este contexto los diseñadores de aerogeneradores y convertidores electrónicos tienen como objetivo aumentar de tensión para poder hacer frente a esa subida de potencia. Tradicionalmente, los aerogeneradores se han diseñado para una tensión de 690V, y en los últimos años se ha dado el salto a media tensión, a 3.3 kV. En un futuro próximo, se pretende aumentar la tensión hasta los 6.6 kV. Estas tensiones (3.3 kV y 6.6 kV) son tensiones estándar en otras aplicaciones de la industria, por lo que este trabajo también puede ser interesante para otras aplicaciones.

Volviendo a la energía eólica, debido a la limitación de la tensión de bloqueo de los semiconductores de potencia, la solución que ha adoptado la industria ha sido emplear convertidores multinivel. Para alcanzar la tensión de 3.3 kV se comercializa actualmente el convertidor multinivel de tres niveles NPC. En cambio, para alcanzar los 6.6 kV se requieren convertidores multinivel de 5 niveles (suponiendo semiconductores de 4.5 kV). Se han propuesto numerosos convertidores de cinco niveles de tensión, pero todos ellos presentan inconvenientes en cuanto al control, diseño electromecánico o serialización de semiconductores.

Este trabajo de tesis se centra en el análisis de los convertidores multinivel, especialmente en los de 5 niveles de tensión, estudiando las características de cada topología para poder proponer las topologías más interesantes para construir convertidores de 6.6 kV.

Con este propósito se hace un estudio general de los convertidores multinivel en el

capítulo 2. En él se estudian distintas características de los convertidores multinivel que afectan a su funcionamiento. Para poder analizar estas características de manera más sencilla se aconseja utilizar un modo de representación de los convertidores multinivel en forma de triángulo, que permite de una manera visual identificar rápidamente el convertidor, determinar los requisitos de los componentes utilizados (por ejemplo, la tensión de bloqueo de los semiconductores) y comprobar su viabilidad. Unas de las características más importantes a tener en cuenta en los convertidores multinivel son la frecuencia aparente de salida (estrechamente relacionado con las redundancias topológicas) y el reparto de pérdidas ya que influyen en la forma de onda y filtro de salida y van a limitar la corriente extraíble del convertidor. Por otra parte, todo convertidor debe asegurar la controlabilidad de la topología, siendo uno de los elementos más críticos el control de la tensión de los puntos intermedios de bus. Tal y como se ha demostrado en esta tesis, para una modulación NTV, los convertidores con un punto intermedio de bus son controlables para cualquier índice de modulación y factor de potencia. En cambio, para más puntos intermedios de bus, aparecen regiones en las que las tensiones no son controlables y habría que distorsionar forma de onda de la salida. Por último, también se han analizado los lazos de conmutación que aparecen en las distintas propuestas. En algunas de ellas, estos lazos presentan inductancias especialmente elevadas que pueden limitar la potencia del convertidor. En comparación a un convertidor binivel, el lazo de conmutación puede comprender más de dos semiconductores y presentar una inductancia elevada. Esta inductancia puede provocar una sobretensión en el semiconductor bloqueado que limite la corriente máxima conmutable. Todas estas características ofrecen criterios para comparar teóricamente distintas topologías multinivel y para establecer criterios a la hora de proceder a una búsqueda de nuevas topologías.

En el capítulo 3 se hace una recopilación de las topologías más conocidas y más atractivas, analizando las ventajas y desventajas de cada una de ellas. Todas estas topologías para convertidores de 5 niveles presentan inconvenientes de control, diseño o serialización de semiconductores y por ello se proponen algunas nuevas topologías en capítulo 4, con intención de mejorar las prestaciones que ofrecen las topologías ya conocidas.

Las topologías propuestas tienen un elemento novedoso que son las capacidades que se han denominado capacidades auxiliares. Su capacidad es menor que otras capacidades del convertidor (capacidades de bus o flotantes), de manera que casi no circula corriente por ellas. Estas capacidades permiten fijar la tensión de semiconductores serializados y proporcionan a la corriente caminos alternativos menos inductivos durante las conmutaciones. La reducción de la inductancia de los lazos permitirá conmutar una corriente mayor para una sobretensión dada o se podrá conmutar más rápidamente, reduciendo las pérdidas en los semiconductores. Por otra parte, las capacidades auxiliares no son únicamente propias de las dos topologías propuestas sino que se pueden utilizar en otros convertidores con los mismos propósitos de evitar serialización de semiconductores y reducir la inductancia de los lazos de conmutación.

Las topologías propuestas (5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C) se comparan con las topologías existentes en el capítulo 5. Los convertidores full semiconductor como el NPC o el MPC tienen el inconveniente de utilizar 3 puntos intermedios de bus y el FC de

5 niveles tendría unas capacidades flotantes de un tamaño grande que dificultan el diseño del convertidor. Entre las topologías propuestas en la literatura para 5 niveles de tensión destacan los convertidores SMC y los del tipo 5L-ANPC, que tienen buenas características en cuanto a número de semiconductores y capacidades utilizadas, puntos intermedios de bus utilizados, frecuencia aparente y reparto de pérdidas. Con estos convertidores como referencia se comparan las topologías propuestas. Las topologías propuestas presentan características similares a los convertidores SMC y los del tipo 5L-ANPC. Utilizan los mismos semiconductores, capacidades flotantes y frecuencia aparente. Térmicamente pueden extraer una corriente similar al 5L-ANPC ABB y menos que el convertidor 5L-SMC, ya que este último reparte las pérdidas entre los semiconductores serializados. Por otra parte, las topologías 5L-ANPC ABB y 5L-SMC serializan semiconductores, mientras que en las topologías propuestas las capacidades auxiliares lo evitan. Además, las capacidades auxiliares proporcionan caminos menos inductivos y los lazos de conmutación de las topologías propuestas son menos inductivos que los de otros convertidores, entre ellos, el 5L-ANPC ABB y 5L-SMC.

En el capítulo 6 se simulan las topologías propuestas 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C. Estas topologías tienen que controlar la tensión de la/s capacidad/es flotante/s y del punto medio de bus. Para otros convertidores con las mismas características se ha propuesto en la literatura controlar la tensión de las capacidades flotantes eligiendo en cada ciclo de modulación la redundancia topológica conveniente y controlar el punto medio de bus con el reparto de del tiempo de los vectores redundantes (“Control 1”). Este control se ha aplicado a las topologías 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C con resultados similares a los que se obtienen con otras topologías. Con este control aparecen picos en la frecuencia de conmutación instantánea de los semiconductores, que podrían ser problemáticos. Por este motivo, se probó otro control que permitiese controlar las topologías propuestas eligiendo alternamente las redundancias topológicas para eliminar los picos de frecuencia instantánea. Se probó el equilibrado natural (“Control 2”), que elige las redundancias topológicas alternamente y no aplica ningún control activo en el punto medio de bus. Los resultados han demostrado que a pesar de que en algunos puntos de funcionamiento el control es bueno, hay puntos de operación que se puede perder el control del punto medio de bus y de las capacidades flotantes o al menos llegar a un equilibrio con un desvío de tensión en ellos. Por ello, en esta tesis se propone un control nuevo que elige las redundancias alternamente y elige el reparto del tiempo de los vectores redundantes en función no sólo de la tensión del punto medio de bus, sino también en función de la tensión de las capacidades flotantes de las tres fases (“Control 3”). Con este control se consigue controlar la tensión de las capacidades flotantes y del punto medio del bus, a la vez que se eliminan los picos de frecuencia de conmutación del Control 1, a costa de que las tensiones de las capacidades flotantes y punto medio presentarán también un rizado de baja frecuencia. En resumen, el Control 1 propuesto en la literatura podría tener algunas limitaciones debidas a los picos de frecuencia instantánea de conmutación, que se pueden solventar empleando el Control 3 que se propone.

Las simulaciones del capítulo 6 ofrecen resultados de la tensión y corriente de la salida y de cada componente de los convertidores propuestos, pero sin tener en cuenta

la dinámica de la conmutación de los semiconductores, y por tanto, no se obtienen resultados de cómo funcionan las capacidades auxiliares durante las conmutaciones. Para obtener estos resultados se construyó un prototipo, que puede funcionar con cualquiera de las dos topologías.

Los resultados experimentales han demostrado que los convertidores propuestos sintetizan la forma de onda de la salida con sus cinco niveles y que pueden controlar tanto la tensión de las capacidades flotantes como del punto medio de bus. En este sentido, se ha comprobado cómo para índices de modulación altos y factores de potencia bajos aparece un rizado de baja frecuencia (a tres veces la frecuencia fundamental) en la tensión del punto medio de bus, como se había predicho en el análisis teórico realizado.

Los resultados experimentales también han permitido evaluar el componente crítico de estas topologías, las capacidades auxiliares. El uso de estas capacidades tiene dos objetivos: por una parte, asegurar el reparto de la tensión de los semiconductores serializados y por otra, reducir la sobretensión de los semiconductores proporcionando caminos menos inductivos. Como se ha podido comprobar experimentalmente las capacidades auxiliares aseguran el reparto de tensión de los semiconductores que estarían serializados si no se utilizasen dichas capacidades. Se han analizado los distintos lazos de conmutación de los convertidores y se ha observado que las capacidades auxiliares reducen la sobretensión de los lazos en los que están involucradas. Esta última afirmación es cierta cuando las capacidades auxiliares se conectan a la rama intermedia. Cuando las capacidades auxiliares se conectan únicamente a las ramas principales la sobretensión no se reduce cuando la corriente pasa de la rama intermedia a una rama principal. Por lo tanto, es mejor que las capacidades auxiliares se conecten a la rama intermedia.

En el caso de los IGBTs la sobretensión es mayor cuanto mayor sea la corriente conmutada y se reduce para cualquier valor de capacidad auxiliar, aunque cuanto mayor capacidad menor es la sobretensión. El diodo tiene un comportamiento menos definido. La sobretensión aumenta con la corriente hasta llegar a un máximo y posteriormente se reduce. Además, la capacidad auxiliar habilita un camino que reduce la inductancia del lazo de conmutación, aumentando la derivada de corriente y la corriente de recuperación inversa, que se traduce en que la sobretensión puede aumentar. Esta sobretensión depende del valor de la capacidad auxiliar. Ésta se descarga durante la conmutación, reduciendo la sobretensión que soporta el semiconductor bloqueado, por lo que a menor capacidad menor sobretensión del diodo (al contrario que el IGBT). Por lo tanto, el dimensionamiento de las capacidades auxiliares dependerá de la aplicación, la inductancia de cada lazo y del semiconductor empleado, y en consecuencia se elegirá el valor de la capacidad. La sobretensión de los semiconductores no son muy sensibles al cambio del valor de la capacidad auxiliar, es decir, con mucho cambio de valor de las capacidades auxiliares se tiene poco efecto en el cambio de la sobretensión. Esto facilita el dimensionamiento de las capacidades auxiliares y se puede obtener un buen valor de las mismas sin hacer un análisis muy exhausto.

También se han analizado problemas que podrían tener el uso de las capacidades auxiliares. Los cortocircuitos que se crean debido al rizado de las capacidades flotantes

y del punto medio de bus están acotados y por tanto la diferencia de tensión que causa el cortocircuito. En este sentido según los resultados experimentales las corrientes son asumibles. Las pérdidas de conmutación en los semiconductores de los lazos de conmutación que comprenden capacidades auxiliares se comportan básicamente como si hubiera habido una reducción de la inductancia en la inductancia del lazo. De esta manera, como ocurre en un lazo de conmutación de un convertidor de dos niveles, las pérdidas totales de conmutación aumentan cuando se reduce la inductancia del lazo, ya que la caída de tensión en la inductancia cuando se enciende el IGBT (Tensión son las pérdidas que cambian en mayor magnitud) es menor. De todos modos, esta reducción es relativamente pequeña y las pérdidas totales del convertidor no tienen por qué reducirse como ha demostrado el experimento del balance de potencias, ya que la energía almacenada en la inductancia durante la conmutación puede disiparse posteriormente en el convertidor.

Por lo tanto, se puede decir que las capacidades auxiliares cumplen su cometido de evitar la serialización de semiconductores y reducir la sobretensión de los semiconductores. Además, permiten ahorrar el hardware adicional que haría falta para asegurar el reparto de la tensión de los semiconductores serializados y podrían extraer una corriente de salida mayor en caso de que la sobretensión limitara el funcionamiento del convertidor o podría usar una resistencia de puerta menor reduciendo las pérdidas de los semiconductores.

En resumen, se ha hecho un estudio general de los convertidores multinivel y se han estudiado las topologías propuestas en la literatura, identificando sus ventajas y desventajas. Debido a los inconvenientes que presentan los convertidores previamente conocidos se han propuesto unos convertidores que utilizan como elemento novedoso capacidades auxiliares. Estas capacidades evitan serializar semiconductores y permiten reducir las sobretensiones que sufren los semiconductores durante las conmutaciones. Las topologías propuestas, son por lo tanto, una alternativa interesante para construir convertidores de 6.6 kV a partir de IGBTs de 4.5 kV para una aplicación de eólica offshore.

8.2. Aportaciones

A continuación se detallan las aportaciones que, por el momento, se han obtenido a partir de los resultados de la presente tesis:

8.2.1. Publicaciones en revistas internacionales

- “New Five-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter”
 - Autores: Eduardo Burguete, Jesús López, Mikel Zabaleta
 - Publicación: IEEE Trans. on Industrial Applications
 - Volumen 51, número 1, Ene./Feb. 2015, págs: 440 - 447

- “A New Five-Level Active Neutral Point Clamped Converter with Reduced Overvoltages”
 - Autores: Eduardo Burguete, Jesús López, Mikel Zabaleta
 - Publicación: IEEE Trans. on Industrial Electronics
 - Volumen PP, número 99, 2016, págs: 1

Paralelamente con esta tesis se estudiaron otros convertidores multinivel en una colaboración entre la UPNA, Ingeteam Power Technology y INP-Toulouse que concluyó con la siguiente publicación:

- “A Multilevel Voltage Source Conversion Approach: Multiplexed Choppers”
 - Autores: Eduardo Burguete, Jesús López, Ignacio Zubimendi, Igor Larrazabal, Thierry Meynard, Guillaume Gateau
 - Publicación: IET Power Electronics
 - Volumen PP, número 99, 2016, págs: 1

8.2.2. Contribuciones a congresos internacionales

- “New Five Level Active Neutral Point Clamped Converter”
 - Autores: Eduardo Burguete, Jesús López, Mikel Zabaleta
 - Congreso: IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Denver, 2013

8.2.3. Patentes

- “Convertidor Electrónico Multinivel de Potencia”
 - Inventores: Eduardo Burguete, Jesús López, Mikel Zabaleta
 - Número de solicitud internacional: PCT/ES2011/070309
 - Fecha de prioridad: 29/04/2011
 - Entidad titular: Ingeteam Power Technology
 - Extendida a: EP (concedida), UK y DE (validada) y US (solicitada)
- “Etapa de Conmutación, Circuito de Conversión de Energía, y Etapa de Conversión para Turbinas Eólicas que Comprende el Circuito de Conversión de Energía”
 - Inventores: Eduardo Burguete, Jesús López, Mikel Zabaleta
 - Número de solicitud internacional: PCT/ES2012/070843
 - Fecha de prioridad: 30/11/2012
 - Entidad titular: Ingeteam Power Technology
 - Extendida a: US y CA (solicitada)

8.3. Líneas Futuras

A lo largo de la presente tesis se han estudiado las características y prestaciones de distintas topologías de convertidores multinivel, siempre enfocado a un convertidor de 5 niveles para una aplicación eólica offshore de 6.6 kV. Este estudio ha servido para tener una visión más amplia de los convertidores multinivel, conocer distintas topologías, tener criterios de evaluación y proponer nuevas topologías, aunque todavía quedan tareas a realizar.

Por ejemplo, no habría que cerrar la puerta a la búsqueda de nuevas topologías, puesto que no se puede descartar que no existan topologías con mejores características.

Por otro lado, en el capítulo 6 en el que se analiza el control y modulación se han dejado abiertas unas cuantas posibles mejoras en cuanto a la elección del vector inicio, tipo de secuencias, cambio de triángulo, salto del vector referencia, transitorios, elección entre los controles 1 y 3...

Una de las propuestas de la tesis consiste en añadir a las topologías multinivel las capacidades auxiliares que consiguen reducir las sobretensiones. La efectividad de estas capacidades ha sido experimentalmente validada en un banco de pruebas. Sería interesante poder reproducir su efecto mediante simulación para lo cual se requieren modelos muy detallados de IGBTs y diodos. Si se obtuviese un modelo que permita reproducir fielmente la realidad se podrían evaluar también las pérdidas de conmutación. Esta herramienta debería ser completada con un modelo de inductancias de cada lazo de conmutación o bien integrarlo en una simulación de elementos finitos [Dro07]. De esta manera se podría conocer en fase de diseño las sobretensiones de forma cuantitativa y se podría optimizar el valor de las capacidades auxiliares.

Aunque sin duda, uno de las tareas pendientes más importantes sería la construcción del convertidor a escala real, lo que permitiría una evaluación definitiva de los convertidores propuestos y en particular del comportamiento de las capacidades auxiliares.

Anexo A

Cálculos de la modulación vectorial

Este anexo detalla un procedimiento para calcular los vectores \vec{v}_1 , \vec{v}_2 y \vec{v}_3 y sus ciclos de trabajo d_1 , d_2 y d_3 de la modulación vectorial de una manera computacionalmente eficiente.

Para calcular los ciclos de trabajo d_1 , d_2 y d_3 de tres vectores \vec{v}_1 , \vec{v}_2 y \vec{v}_3 de módulo v_1 , v_2 y v_3 y ángulos θ_1 , θ_2 y θ_3 necesarios para generar de media el vector referencia \vec{m} de módulo m y ángulo θ se tienen que resolver las ecuaciones A.1:

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \cdot \cos\theta_1 & v_2 \cdot \cos\theta_2 & v_3 \cdot \cos\theta_3 \\ v_1 \cdot \sin\theta_1 & v_2 \cdot \sin\theta_2 & v_3 \cdot \sin\theta_3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} m \cdot \cos\theta \\ m \cdot \sin\theta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Lo cual conlleva realizar una matriz inversa y requiere un coste computacional elevado. Por ello, es aconsejable utilizar otro método de menor coste computacional porque de lo contrario podría limitarse la frecuencia del control de corriente.

Por este motivo, en vez de usar los ejes $\alpha\beta$ como se ha hecho para obtener el sistema de ecuaciones A.1, se usan dos ejes a 60° , gh [Cel99], [Pou02], [Alo06], que reducen notablemente el coste computacional. El eje g tiene la misma orientación que el eje α , mientras que el eje h se situaría a 60° del eje g . En la Fig. A.1 se muestra el primer sextante del mapa de vectores de un convertidor de 3 niveles usando los ejes gh .

Es importante normalizar el tamaño del mapa de vectores para escalar el vector de referencia en consecuencia. En la Fig. A.1 cada vector contiguo se ha distanciado en una unidad, que vendrá bien para el cálculo del ciclo de trabajo. De esta manera el tamaño del mayor vector realizable queda definido por la ec. A.2:

$$m_{n,max} = \frac{\sqrt{3} \cdot (n - 1)}{2} \quad (\text{A.2})$$

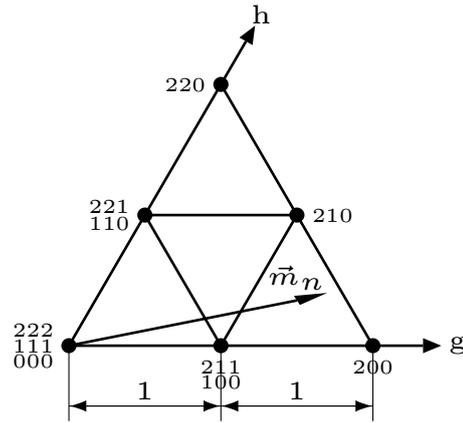


Figura A.1: Mapa de vectores de un convertidor de 3 niveles.

Por tanto, el índice de modulación normalizado toma valores entre $m_n \in [0, \frac{\sqrt{3} \cdot (n-1)}{2}]$. Se puede definir un índice de modulación $m \in [0,1]$. La relación entre ambos índices de modulación se indica en la ec. A.3:

$$m_n = \frac{\sqrt{3} \cdot (n-1)}{2} \cdot m \quad (\text{A.3})$$

La ventaja de utilizar los ejes gh se muestra mediante un ejemplo en la Fig. A.2. Se dibuja el primer sextante del mapa de vectores de un convertidor de 3 niveles denominando a los vectores según las coordenadas en los ejes gh .

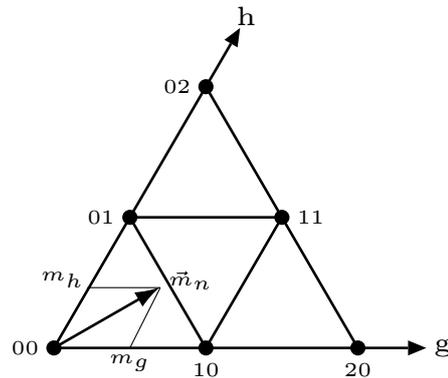


Figura A.2: Mapa de vectores de un convertidor de 3 niveles.

Como se puede ver el vector referencia se proyecta sobre los ejes gh y de esta manera los ciclos de trabajo de los vectores 00, 10 y 01 se pueden obtener directamente como se muestra en la ec. A.4.

$$d_{00} = 1 - m_g - m_h, \quad d_{10} = m_g \quad \text{y} \quad d_{01} = m_h \quad (\text{A.4})$$

Una vez que se ha visto la conveniencia de usar los ejes gh se detallan los pasos a seguir para obtener los ciclos de trabajo de un convertidor multinivel de n niveles de tensión.

Primero, se normaliza y transforma el vector referencia a los ejes gh . Normalmente, el control de corriente se hace en los ejes dq por lo que el vector de referencia suele estar dado en los ejes dq . La matriz de transformación para pasar de los ejes dq a los ejes gh viene definida por las ec. A.5 y A.6:

$$\begin{bmatrix} m_g \\ m_h \end{bmatrix} = T_{dq-gh} \begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$T_{dq-gh} = k \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot (n-1)}{V_{BUS}} \begin{bmatrix} \sin(\theta_{dg} + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{dg} + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_{dg}) & \cos(\theta_{dg}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

donde θ_{dg} es el ángulo entre el eje d y el eje g . El factor k se usa para escalar el vector y depende de las variables utilizadas para el control (de línea o de fase). Si se han usado las variables de fase y un coeficiente de transformación a dq de $\sqrt{\frac{2}{3}}$ (invariante en potencia) el parámetro k tiene que ser al unidad. Si se han usado variables de línea para el control k tiene que ser $\frac{1}{\sqrt{3}}$.

Una vez que se tienen las componentes del vector referencia en los ejes m_g y m_h se puede identificar el sector o sextante en el que se encuentra el vector de referencia y trasladarlo al primer sector mediante la Tabla A.1. Como los seis sextantes son simétricos, se suele calcular los ciclos de trabajo desplazando el vector referencia al primer sextante.

Componentes gh	Sector	Componentes ghen el sector 1
$m_g \geq 0, m_h \geq 0$	Sector 1	$m_1 = m_g, m_2 = m_h$
$m_g < 0, m_h \geq 0, m_g + m_h \geq 0$	Sector 2	$m_1 = -m_g, m_2 = m_g + m_h$
$m_g < 0, m_h \geq 0, m_g + m_h < 0$	Sector 3	$m_1 = m_h, m_2 = -m_g - m_h$
$m_g < 0, m_h < 0$	Sector 4	$m_1 = -m_h, m_2 = -m_g$
$m_g \geq 0, m_h < 0, m_g + m_h < 0$	Sector 5	$m_1 = -m_g - m_h, m_2 = m_g$
$m_g \geq 0, m_h < 0, m_g + m_h \geq 0$	Sector 6	$m_1 = m_g + m_h, m_2 = -m_h$

Tabla A.1: Cambio de componentes gh a primer sector.

Suponiendo que las coordenadas del vector de referencia equivalente en el primer sector son m_g y m_h , se pueden identificar los tres vectores más cercanos. Dos de ellos son los vectores de la ec. A.7.

$$\begin{aligned} \vec{V}_1 &= [E[m_g] + 1 \quad E[m_h]] \\ \vec{V}_2 &= [E[m_g] \quad E[m_h] + 1] \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

donde $E[x]$ significa el entero de x .

Dependiendo de si la ec. A.8 es positiva o negativa el tercer vector puede ser o bien el vector de la ec. A.9 o el de la ec. A.10 respectivamente.

$$m_g + m_h - (E[m_g] + 1 + E[m_h]) \quad (\text{A.8})$$

$$\vec{V}_3 = [E[m_g] + 1 \quad E[m_h] + 1] \quad (\text{A.9})$$

$$\vec{V}_3 = [E[m_g] \quad E[m_h]] \quad (\text{A.10})$$

Si el tercer vector es el de la ec. A.9, entonces los ciclos de trabajo se pueden calcular como A.11. En cambio si el tercer vector es el de la ec. A.10, entonces los ciclos de trabajo se pueden calcular como A.12.

$$\begin{aligned} d_1 &= m_g - g_{v3} \\ d_2 &= m_h - h_{v3} \\ d_3 &= 1 - d_1 - d_2 \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

$$\begin{aligned} d_1 &= -(m_h - h_{v3}) \\ d_2 &= -(m_g - g_{v3}) \\ d_3 &= 1 - d_1 - d_2 \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Para los vectores $\vec{V}_1 = [g_1, h_1]^T$, $\vec{V}_2 = [g_2, h_2]^T$ y $\vec{V}_3 = [g_3, h_3]^T$ se pueden calcular todos los estados de conmutación de los vectores redundantes como se indica en la ec. A.13:

$$\begin{bmatrix} k \\ k - g_i \\ k - g_i - h_i \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

con k , $k - g_i$ y $k - g_i - h_i \in [0, n-1]$. Y por último habría que transformar los vectores a su sextante correspondiente haciendo la transformación que se indica en Tabla A.2.

Sextante 1	Sextante 2	Sextante 3	Sextante 4	Sextante 5	Sextante 6
a	$a \rightarrow b$	$a \rightarrow b$	$a \rightarrow c$	$a \rightarrow c$	a
b	$b \rightarrow a$	$b \rightarrow c$	b	$b \rightarrow a$	$b \rightarrow c$
c	c	$c \rightarrow a$	$c \rightarrow a$	$c \rightarrow b$	$c \rightarrow b$

Tabla A.2: Cambio de estado de conmutación de cada fase según el sextante.

Otra manera de obtener los vectores disponibles sería almacenar en una tabla los vectores formados por los estado de conmutación de las fases por sectores y triángulos o vectores. Además, se podrían almacenar para cada triángulo, secuencias de vectores que para pasar de uno a otro sólo haya que conmutar una fase (como se indicaba en la Fig. 2.33). Este método podría reducir el tiempo de computación a costa de ocupar más memoria interna.

Anexo B

Sobretensiones del 5L-ANPC1C y 5L-ANPC2C

B.1. 5L-ANPC1C

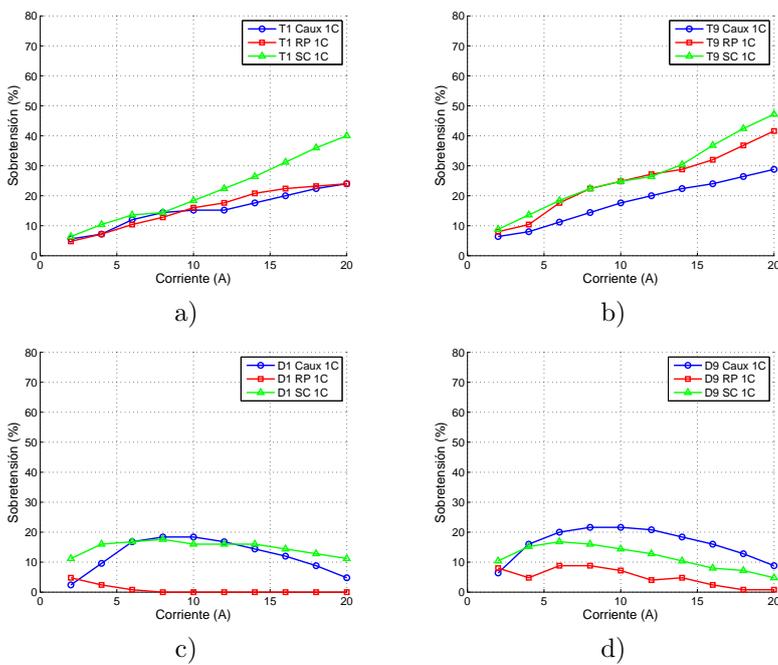


Figura B.1: Sobretensión del lazo de conmutación 1-9 del 5L-ANPC1C: a) T1, b) T9, c) D1 y d) D9.

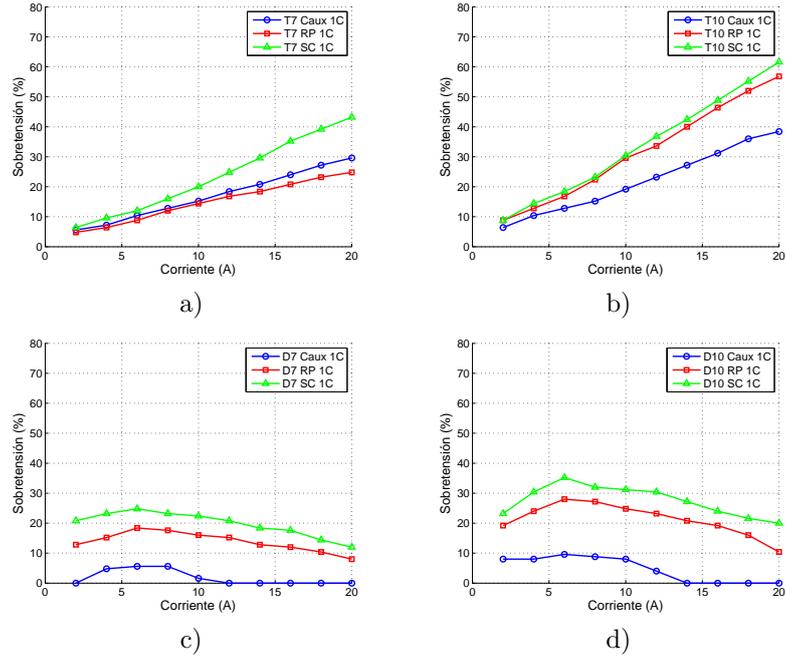


Figura B.2: Sobretensión del lazo de conmutación 7-10 del 5L-ANPC1C: a) T7, b) T10, c) D7 y d) D10.

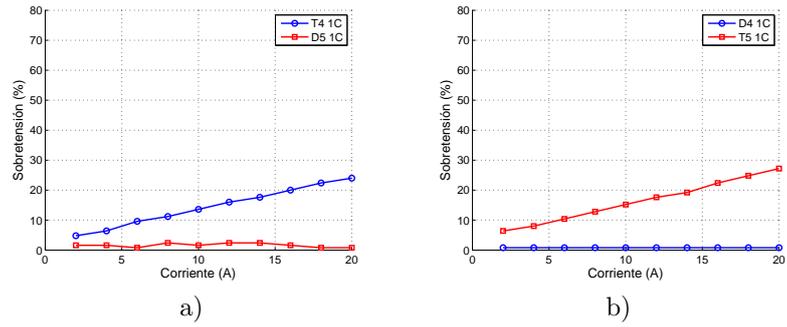


Figura B.3: Sobretensión del lazo de conmutación 4-5 del 5L-ANPC1C: a) T4-D5 y b) D4-T5.

B.2. 5L-ANPC2C

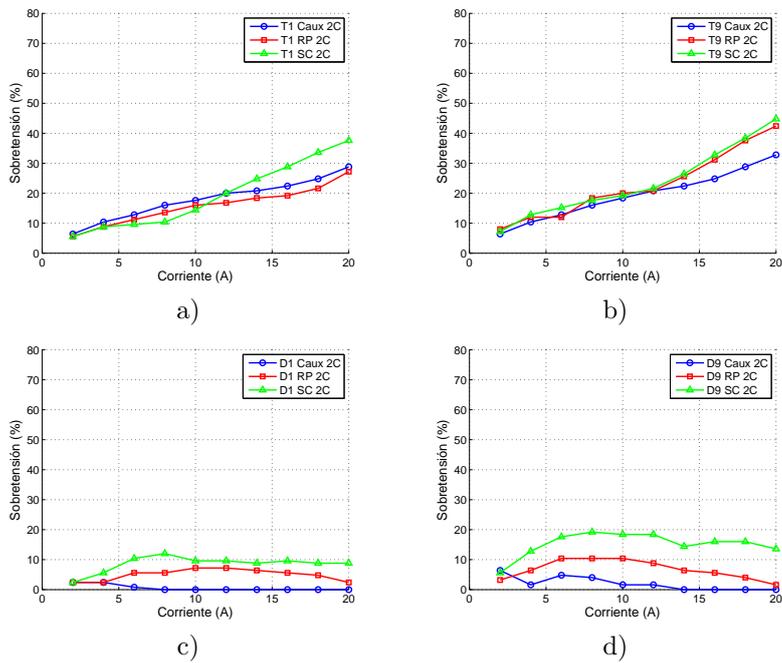


Figura B.4: Sobretensión del lazo de conmutación 1-9 del 5L-ANPC2C: a) T1, b) T9, c) D1 y d) D9.

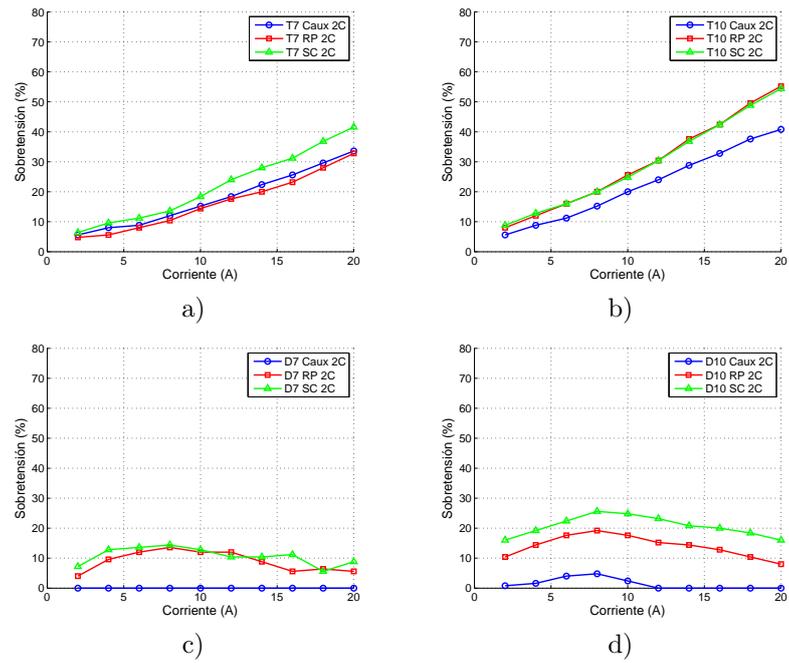


Figura B.5: Sobretensión del lazo de conmutación 7-10 del 5L-ANPC2C: a) T7, b) T10, c) D7 y d) D10.

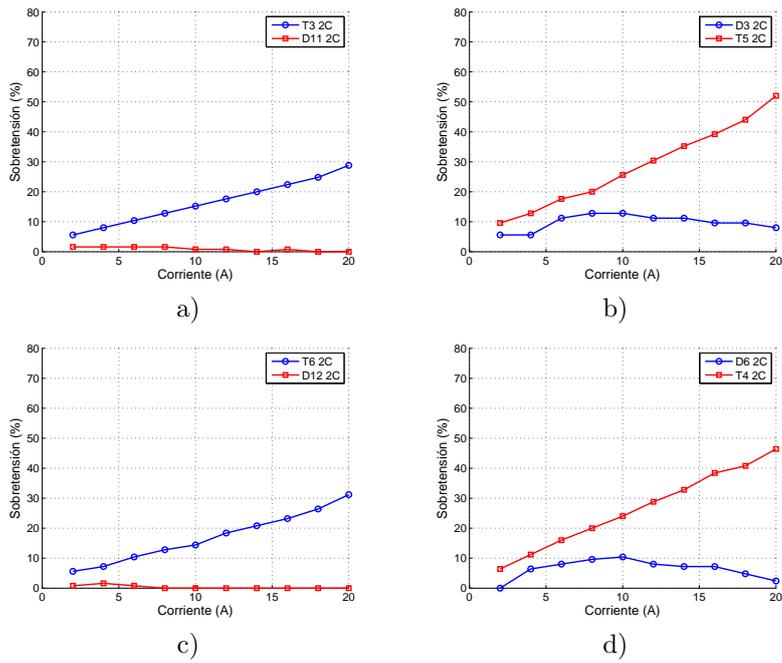


Figura B.6: Sobretensión de los lazos del NPC de salida del 5L-ANPC2C: a) T3 y D11, b) D3 y T5, c) T6 y D12 y d) D6 y T4.

Nomenclatura

Simbología

Φ	Ángulo de factor de potencia	[°]
\vec{V}_{ref}	Vector referencia de la modulación vectorial	[V]
0, 1... n	Niveles de tensión del convertidor desde la tensión mínima de bus a la máxima	
C_x	Denominación genérica para un condensador	[F]
D_x	Denominación genérica para un diodo	
d_x	Ciclo de trabajo del vector x	
f_{AP}	Frecuencia aparente	[Hz]
f_c, f_{sw}	Frecuencia de conmutación	[Hz]
f_{fund}	Frecuencia fundamental	[Hz]
I_m	Corriente máxima	[A]
I_{RR}	Corriente de recuperación inversa	[A]
I_x	Corriente por el punto intermedio x	[A]
L_b	Inductancia parásita del busbar	[H]
L_c	Inductancia parásita de una capacidad	[H]
L_s	Inductancia parásita de un semiconductor	[H]
m	Índice de modulación o n° de puntos intermedios de bus	
m_n	Índice de modulación normalizado	
n	Número de niveles de tensión del convertidor o neutro del sistema trifásico	

NTHD	THD normalizado	[%]
NWTHD	THD normalizado y ponderado	[%]
P_c	Pérdidas de conducción	[W]
P_{sw}	Pérdidas de conmutación	[W]
Q_{norm}	Carga normalizada para el dimensionamiento de capacidades de bus	[C]
T_{MC}	Tiempo mínimo de conducción	[s]
T_M o T_D	Tiempo muerto	[s]
T_x	Denominación genérica para un transistor	
THD	Total Harmonic Distortion o distorsión armónica total	[%]
V_{BUS}	Tensión del bus de continua	[V]
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	Tensiones de línea	[V]
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	Tensiones de fase	[V]

Abreviaciones

AC	<i>Alternating current</i> , corriente alterna
ANPC	Active Neutral Point Clamped
C_{aux}	Capacidad auxiliar
CF	Capacidad flotante
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i> , convertidor de puentes en H en cascada
CSC	<i>Current Source Converter</i> , convertidores de fuente de corriente
CSVPWM	<i>Centered Space Vector PWM</i> , PWM de vectores espaciales centrados
DC	<i>Direct current</i> , corriente continua
FACTS	<i>Flexible AC Transmission System</i> , sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna
FC	<i>Flying Capacitor</i> , convertidor de capacidades flotantes
FP	Factor de potencia
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i> , Corriente continua de alta tensión

IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> , transistor bipolar de puerta aislada
IGCT	<i>Insulated Gate-Commutated Thyristor</i> , tiristor Controlado por Puerta Integrada
MADA	Máquina Asíncrona Doblemente Alimentada
MMC	<i>Modular Multilevel Converter</i> , convertidor multinivel modular
MPC	<i>Multi Point Clamped</i> , convertidor de puntos múltiples fijos
MT	Media Tensión
nL	Convertidor de n niveles
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i> , convertidor de punto medio fijo
NTV	<i>Nearest Three Vectors</i> , modulación con los tres vectores más cercanos
PDPWM	<i>Phase Disposition PWM</i> , PWM con disposición en fase
PM	Punto medio del bus
PODPWM	<i>Phase Disposition PWM</i> , PWM con disposición en contrafase
PSPWM	<i>Phase Shifted Disposition PWM</i> , PWM con fase desplazada
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> , modulación por ancho de pulso
RP	Ramas principales o capacidades auxiliares conecadas entre las ramas principales
SC	SemiConductor o Sin Capacidades auxiliares
SHEPWM	<i>Selective Harmonic Elimination PWM</i> , PWM con eliminación selectiva de armónicos
SMC	<i>Stacked Multi Cell</i> , convertidor de celdas apiladas
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i> , compensador estático síncrono
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> , modulación vectorial
TCC	<i>Transistor Clamped Converter</i> , convertidor de transistor fijo
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> , distorsión armónica total
VSC	<i>Voltage Source Converter</i> , convertidores de fuente de tensión

Índice alfabético

- Capacidad flotante
 - dimensionamiento, 125
- Capacidades auxiliares, 104, 175
 - conectadas entre
 - rama principal y rama intermedia, 110
 - ramas principales, 104
 - tensión de bloqueo de semiconductores, 179
- Controlabilidad PM, 42, 60, 61, 161, 167
 - ∞ PM, 60
 - 1 PM, 46, 48, 173
 - 2 PM, 52, 53
 - 3 PM, 56, 58
- Convertidores multinivel, 10
 - 5L-ANPC, 87
 - 5L-ANPC ABB, 87
 - 5L-ANPC1C, 111, 145
 - Estados de conmutación, 151, 153
 - estados de conmutación, 147
 - 5L-ANPC2C, 111, 145
 - estados de conmutación, 148
 - ANPC, 72
 - CHB, 95
 - clásicos, 10
 - comparación, 126, 135, 143
 - FC, 82
 - MMC, 83
 - MPC, 79
 - NPC, 69
 - SMC, 85
 - TCC, 75
- Equilibrado Natural, 163
- Equilibrado natural, 28, 154, 163
- Frecuencia
 - aparente, 22, 126
 - de conmutación, 22, 126, 162, 164, 167
- Inductancia parásita, 63
 - lazos de conmutación
 - 5L-ANPC ABB, 140
 - 5L-ANPC1C, 112, 142
 - 5L-ANPC2C, 112, 142
 - 5L-SMC, 139
 - MPC, 139
 - NPC, 63
- Modulación, 25, 31, 33
 - escalar, 26
 - CSVPWM, 31
 - PDPWM, 29
 - PODPWM, 31
 - PSPWM, 27
 - SHEPWM, 33
 - vectorial, 34
 - ciclos de trabajo, 204
 - ejes gh (60°), 202
 - secuencias, 38, 155
 - vectores, 40, 155
 - vectores redundantes, 36, 156
- Natural balancing, 28
- Pérdidas, 191
- Rama intermedia, 107
- Ramas principales, 15
 - negativa, 15
 - positiva, 15
- Redundancias, 19, 150, 159, 167
 - homopolares, 20
 - topológicas, 19, 149

- Reparto de pérdidas, 24
 - ANPC, 73
 - FC, 24
 - NPC, 24
 - TCC, 75
- Representación, 13
 - plantilla, 14, 17
- Semiconductores, 5, 130, 171, 189
- Sobretensiones, 180
- THD, 26, 31
 - normalizado, 26
 - normalizado y ponderado, 26
- Topologías nuevas
 - 5L-ANPC1C, 104, 110
 - 5L-ANPC2C, 104, 110

Bibliografía

- [ABB14a] ABB: *5SLD 0650J450300*, 2014.
- [ABB14b] ABB: *5SNA 1200G450300*, 2014.
- [Alo01] O. Alonso Sadaba, P. Sanchis Gurpide, J. Lopez Taberna, I. Munoz Morales, y L. Marroyo Palomo: *Voltage harmonics generated by 3-level converters using PWM natural sampling*. En *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, volumen 3, páginas 1561–1565. IEEE, 2001. ISBN 0-7803-7067-8.
- [Alo06] O. Alonso y L. Marroyo: *Análisis, diseño y control de convertidores multinivel de tipo NPC*. tesis, Universidad Pública de Navarra, 2006.
- [Alv10] R. Alvarez, S. Bernet, L. Lindenmueller, y F. Filsecker: *Characterization of a new 4.5 kV press pack SPT+ IGBT in Voltage Source Converters with clamp circuit*. En *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, páginas 702–709. IEEE, 2010. ISBN 978-1-4244-5695-6.
- [And11] D. Andler, E. Hauk, R. Alvarez, J. Weber, S. Bernet, y J. Rodriguez: *New junction temperature balancing method for a three level active NPC converter*, 2011.
- [Bar03] P. Barbosa, J. Steinke, P. Steimer, L. Meysenc, y T. Meynard: *Converter Circuit for Switching a Large Number of Switching Voltage Levels*, 2003.
- [Bar05a] P. Barbosa y P. Steimer: *Blindleistungskompensationseinrichtung*, 2005.
- [Bar05b] P. Barbosa, P. Steimer, L. Meysenc, M. Winkelkemper, J. Steinke, y N. Celanovic: *Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converters*. En *IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005.*, páginas 2296–2301. IEEE, 2005. ISBN 0-7803-9033-4.
- [Bha81] P. Bhagwat y V. R. Stefanovic: *Multilevel PWM inverter*, 1981.
- [Bha83] P. M. Bhagwat y V. R. Stefanovic: *Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter*. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-19(6):1057–1069, 1983.

- [Bij98] B. Bijlenga: *HVDC device for converting between alternating voltages and direct current voltages*, 1998.
- [Bru05a] T. Bruckner, S. Bernet, y H. Guldner: *The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52(3):855–868, 2005.
- [Bru05b] T. Bruckner, S. Bernet, y P. Steimer: *The active npc converter for medium-voltage applications*. En *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005.*, volumen 1, páginas 84–91. IEEE, 2005. ISBN 0-7803-9208-6.
- [Bru07] T. Bruckner, S. Bernet, y P. K. Steimer: *Feedforward Loss Control of Three-Level Active NPC Converters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 43(6):1588–1596, 2007.
- [Bur13] E. Burguete, J. Lopez, y M. Zabaleta: *New five-level active neutral point clamped converter*. En *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, páginas 1281–1287. IEEE, 2013. ISBN 978-1-4799-0336-8.
- [Bur14] E. Burguete, J. Lopez, y M. Zabaleta: *New Five Level Active Neutral Point Clamped Converter*. IEEE Transactions on Industry Applications, PP(99):1, 2014.
- [Bur16] E. Burguete, J. Lopez, y M. Zabaleta: *A New Five-Level Active Neutral Point Clamped Converter with Reduced Overvoltages*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 0046(c):1–1, 2016.
- [Car03] S. Carubelli: *Contribution à l'identification et à l'estimation des contraintes de fatigue thermique des convertisseurs intégrés pour la traction électrique*. tesis, Université Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.
- [Cel99] N. Celanovic y D. Boroyevich: *A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters*. En *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, volumen 2, páginas 1173–1177. IEEE, 1999. ISBN 0-7803-5589-X.
- [Cel00] N. Celanovic y D. Boroyevich: *A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 15(2):242–249, 2000.
- [Cha07] T. Chaudhuri, P. Barbosa, P. Steimer, y A. Rufer: *Cross-Connected Intermediate Level (CCIL) Voltage Source Inverter*. En *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, páginas 490–496. IEEE, 2007. ISBN 978-1-4244-0654-8.
- [Cha08] T. Chaudhuri: *Cross Connected Multilevel Voltage Source Inverter Topologies for Medium Voltage Applications*. 4162:242, 2008.

- [Cha10] T. Chaudhuri, A. Rufer, y P. K. Steimer: *The Common Cross-Connected Stage for the 5L ANPC Medium Voltage Multilevel Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(7):2279–2286, 2010.
- [Cho11] S. Choi y M. Saeedifard: *A Space Vector Modulation approach for capacitor voltage balancing of Flying Capacitor Converters*. En *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, páginas 1174–1179. IEEE, 2011. ISBN 978-1-4244-8084-5.
- [Dro07] U. Drogenik, D. Cottet, A. Muesing, y J. W. Kolar: *Design Tools for Power Electronics : Trends and Innovations*. Ingénieurs de l'automobile, (791):40–47, 2007.
- [Flo07] D. Floricau, G. Gateau, M. Dumitrescu, y R. Teodorescu: *A new stacked NPC converter: 3L-topology and control*. En *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, páginas 1–10. IEEE, 2007.
- [Flo10a] D. Floricau, E. Floricau, L. Parvulescu, y G. Gateau: *Loss balancing for Active-NPC and Active-Stacked-NPC multilevel converters*. En *2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment*, páginas 625–630. IEEE, 2010. ISBN 978-1-4244-7019-8.
- [Flo10b] D. Floricau, G. Gateau, y A. Leredde: *New Active Stacked NPC Multilevel Converter: Operation and Features*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(7):2272–2278, 2010.
- [Flu10] G. Flury: *Voltage inverter with 3N-4 levels*, 2010.
- [Fri] M. Frisch y T. Erno: *Advantages of NPC Inverter Topologies with Power Modules*.
- [Fuj06] Fuji: *5L-MPC Fuji*, 2006.
- [Gat00] G. Gateau, T. Meynard, y H. Foch: *Multi-cell energy conversion device*, 2000.
- [Gat01] G. Gateau, T. Meynard, y H. Foch: *Stacked multicell converter (SMC): properties and design*. En *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, volumen 3, páginas 1583–1588. IEEE, 2001. ISBN 0-7803-7067-8.
- [Gli03] M. Glinka y R. Marquardt: *A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter*. En *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, volumen 1, páginas 16–23. IEEE, 2003. ISBN 0-7803-7885-7.
- [Hae06] C. Haederli y S. Ponnaluri: *Switchgear Cell and Converter Circuit for Switching a Large Number of Voltage Levels*, 2006.
- [Hae08a] C. Haederli: *MULTI LEVEL VOLTAGE SOURCE CONVERTERS WITH 3-L DC LINK, NEW TOPOLOGIES AND CONTROL STRATEGIES*. tesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.

- [Hae08b] C. Haederli: *Switchgear Cell for Switching Five or More Voltage Levels*, 2008.
- [Hag09] M. Hagiwara y H. Akagi: *Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(7):1737–1746, 2009.
- [Ilv14] K. Ilves, S. Norrga, L. Harnefors, y H.-P. Nee: *On Energy Storage Requirements in Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(1):77–88, 2014.
- [ing14] Available at http://www.ingetteam.com/en-us/power-electronics/power-converters/pc28_6_172/ingedrive-mv100.aspx, 2014.
- [Kie10] F. Kieferndorf, M. Basler, L. A. Serpa, J.-H. Fabian, A. Coccia, y G. A. Scheuer: *A new medium voltage drive system based on ANPC-5L technology*. En *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, páginas 643–649. IEEE, 2010. ISBN 978-1-4244-5695-6.
- [Kon12] G. Konstantinou, S. R. Pulikanti, y V. G. Agelidis: *Generalized modulator for the seven-level flying capacitor based active neutral point clamped converter*. En *2012 3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, páginas 586–591. IEEE, 2012. ISBN 978-1-4673-2023-8.
- [Kou10] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, M. A. Perez, y J. I. Leon: *Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(8):2553–2580, 2010.
- [Leo09] J. Leon, S. Vazquez, R. Portillo, L. Franquelo, J. Carrasco, P. Wheeler, y A. Watson: *Three-Dimensional Feedforward Space Vector Modulation Applied to Multilevel Diode-Clamped Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(1):101–109, 2009.
- [Liu16] Z. Liu, Y. Wang, G. Tan, H. Li, y Y. Zhang: *A Novel SVPWM Algorithm for Five-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(5):3859–3866, 2016.
- [Mar01a] M. Marchesoni, U. Genova, y O. Pia: *Theoretical and Practical Limits in Multilevel MPC Inverters with Passive Front Ends*. En *EPE 2001, Graz.*, páginas 1–12, 2001.
- [Mar01b] R. Marquardt: *Stromrichterschaltungen mit verteilten Energiespeichern*, 2001.
- [Mar03] R. Marquardt y A. Lesnicar: *A new modular voltage source inverter topology*. En *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, 2003.

- [Mar12] M. Marchesoni y L. Vaccaro: *Extending the operating range in Diode-Clamped Multilevel inverters with Active Front Ends*. En *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*, páginas 63–68. IEEE, 2012. ISBN 978-1-4673-1454-1.
- [McG03] B. McGrath, D. Holmes, y T. Lipo: *Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(6):1293–1301, 2003.
- [McG06] B. McGrath, D. Holmes, y T. Meynard: *Reduced PWM Harmonic Distortion for Multilevel Inverters Operating Over a Wide Modulation Range*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(4):941–949, 2006.
- [McG07] B. P. McGrath, T. Meynard, G. Gateau, y D. G. Holmes: *Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters Using a State Machine Decoder*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(2):508–516, 2007.
- [McG09] B. McGrath y D. Holmes: *Analytical Determination of the Capacitor Voltage Balancing Dynamics for Three-Phase Flying Capacitor Converters*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 45(4):1425–1433, 2009.
- [Mei06] J. Meili, S. Ponnaluri, L. Serpa, P. K. Steimer, y J. W. Kolar: *Optimized Pulse Patterns for the 5-Level ANPC Converter for High Speed High Power Applications*. En *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, páginas 2587–2592. IEEE, 2006. ISBN 1-4244-0390-1.
- [Mey91] T. Meynard y H. Foch: *Dispositivo electrónico de conversión de energía eléctrica*, 1991.
- [Mey06] T. Meynard, A. Lienhardt, G. Gateau, C. Haederli, y P. Barbosa: *Flying Capacitor MultiCell Converters with Reduced Stored Energy*. En *2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volumen 2, páginas 914–918. IEEE, 2006. ISBN 1-4244-0497-5.
- [Mey09] T. Meynard y G. Gateau: *MLI et Convertisseurs Multiniveaux*. En *Apuntes de clase del INP-ENSEEIH*T, 2009.
- [Moh11] Z. Mohzani, B. P. McGrath, y D. G. Holmes: *Natural balancing of the Neutral Point voltage for a three-phase NPC multilevel converter*. En *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, páginas 4445–4450. IEEE, 2011. ISBN 978-1-61284-972-0.
- [Mor91] M. Mori, R. Salto, S. Kimura, K. Nakata, S. Salloo, A. Horie, Y. Koika, y S. Sekine: *Three-level three-phase inverter device*, 1991.
- [Nab81] A. Nabae, I. Takahashi, y H. Akagi: *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5):518–523, 1981.

- [Nad16] R. Naderi, S. Member, y A. K. Sadigh: *Dual Flying Capacitor Active-Neutral-Point-Clamped Multilevel Converter*. IEEE Trans. on Power Electronics, 31(9):6476–6484, 2016.
- [New97] C. Newton y M. Sumner: *Neutral point control for multi-level inverters: theory, design and operational limitations*. En *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, volumen 2, páginas 1336–1343. IEEE, 1997. ISBN 0-7803-4067-1.
- [Pen00] F. Peng: *A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing*. En *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, volumen 3, páginas 2024–2031. IEEE, 2000. ISBN 0-7803-6401-5.
- [Pen10] F. Z. Peng, W. Qian, y D. Cao: *Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications*. En *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, páginas 492–501. IEEE, 2010. ISBN 978-1-4244-5394-8.
- [Per14] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, y R. Lizana: *Circuit Topologies, Modelling, Control Schemes and Applications of Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, PP(99):1–1, 2014.
- [Pop12] L. Popova, T. Musikka, R. Juntunen, M. Lohtander, P. Silventoinen, O. Pyrhonen, y J. Pyrhonen: *Modelling of low inductive busbars for medium voltage three-level NPC inverter*. En *2012 IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications*, páginas 1–7. IEEE, 2012. ISBN 978-1-4673-1130-4.
- [Pop13] L. Popova, R. Juntunen, T. Musikka, M. Lohtander, P. Silventoinen, O. Pyrhonen, y J. Pyrhonen: *Stray inductance estimation with detailed model of the IGBT module*. En *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, páginas 1–8. IEEE, 2013. ISBN 978-1-4799-0116-6.
- [Pou02] J. Pou y R. Pindado: *Modulation and Control of Three-Phase PWM Multilevel Converters*. tesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2002.
- [Rat09] A. M. Ratings y T. Data: *SKM50GB12V*, 2009.
- [Rod02] J. Rodriguez: *Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(4):724–738, 2002.
- [Rod09] J. Rodriguez, L. Franquelo, S. Kouro, J. Leon, R. Portillo, M. Prats, y M. Perez: *Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications*. Proceedings of the IEEE, 97(11):1786–1817, 2009.

- [Sae12] M. Saeedifard, P. M. Barbosa, y P. K. Steimer: *Operation and Control of a Hybrid Seven-Level Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(2):652–660, 2012.
- [Ser08] L. A. Serpa, P. M. Barbosa, P. K. Steimer, y J. W. Kolar: *Five-level virtual-flux direct power control for the active neutral-point clamped multilevel inverter*. En *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, páginas 1668–1674. IEEE, 2008. ISBN 978-1-4244-1667-7.
- [Spi03] P. K. Spitzzenstrom, P. Spitzzenstrom, G. D. Diode, K.-e. Reststrom, y G.-e. Reststrom: *BSM50GB120DLC*, 2003.
- [Spr11] M. Sprenger, R. Alvarez, I. Staudt, y S. Bernet: *Characterization of a new 1.2 kV IGBT 3L-NPC phase-leg module for low voltage applications*. Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), páginas 1–10, 2011.
- [SR12] A. Sanchez-Ruiz, M. Mazuela, S. Alvarez, G. Abad, y I. Baraia: *Medium Voltage-High Power Converter Topologies Comparison Procedure, for a 6.6 kV Drive Application Using 4.5 kV IGBT Modules*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(3):1462–1476, 2012.
- [Sta12] I. Staudt: *Application Note AN-11001 3L NPC & TNPC Topology*, 2012.
- [Ste01a] P. Steimer y M. Manjrekar: *Practical medium voltage converter topologies for high power applications*. En *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248)*, volumen 3, páginas 1723–1730. IEEE, 2001. ISBN 0-7803-7114-3.
- [Ste01b] P. Steimer y M. Veenstra: *Converter with additional voltage addition or subtraction at the output*, 2001.
- [Tan14] G. Tan, Q. Deng, y Z. Liu: *An Optimized SVPWM Strategy for Five-Level Active NPC (5L-ANPC) Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(1):386–395, 2014.
- [Vee05] M. Veenstra y A. Rufer: *Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(2):655–664, 2005.
- [Wan10] J. Wang, B. Yang, J. Zhao, Y. Deng, X. He, y X. Zhixin: *Development of a compact 750KVA three-phase NPC three-level universal inverter module with specifically designed busbar*. En *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, páginas 1266–1271. IEEE, 2010. ISBN 978-1-4244-4782-4.
- [Wan12] K. Wang, Z. Zheng, Y. Li, L. Xu, y H. Ma: *Multi-objective optimization PWM control for a back-to-back five-level ANPC converter*. En *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, páginas 3514–3519. IEEE, 2012. ISBN 978-1-4673-0803-8.

- [Wan14a] K. Wang, L. Xu, Z. Zheng, y Y. Li: *A new five-level hybrid-clamped converter with reduced number of clamping devices*. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014, páginas 2127–2132, 2014.
- [Wan14b] K. Wang, L. Xu, Z. Zheng, y Y. Li: *Capacitor voltage balancing of a five-level ANPC converter using phase-shifted PWM*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(3):1147–1156, 2014.
- [Wan14c] K. Wang, Z. Zheng, L. Xu, y Y. Li: *A Four-level Hybrid-Clamped Converter With Natural Capacitor Voltage Balancing Ability*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(3):1152–1162, 2014.
- [Wil06] R. H. Wilkinson, T. A. Meynard, y H. du Toit Mouton: *Natural Balance of Multicell Converters: The General Case*. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(6):1658–1666, 2006.
- [Win08a] M. Winkelkemper, F. Wildner, y P. Steimer: *Control of a 6MVA hybrid converter for a permanent magnet synchronous generator for windpower*. En *2008 18th International Conference on Electrical Machines*, páginas 1–6. IEEE, 2008. ISBN 978-1-4244-1735-3.
- [Win08b] M. Winkelkemper, F. Wildner, y P. K. Steimer: *6 MVA five-level hybrid converter for windpower*. En *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, páginas 4532–4538. IEEE, 2008. ISBN 978-1-4244-1667-7.
- [Yar15] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, y M. Narimani: *High-Power Wind Energy Conversion Systems: State-of-the-Art and Emerging Technologies*. Proceedings of the IEEE, 103(5), 2015.
- [Yua99] X. Yuan y I. Barbi: *A new diode clamping multilevel inverter*. En *APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285)*, volumen 1, páginas 495–501 vol.1. IEEE, 1999. ISBN 0-7803-5160-6.
- [Yua07] L. Yuan, Z. Zhao, M. Eltawil, R. Yi, y H. Bai: *Performance Evaluation of Switch Devices Equipped in High-Power Three-Level Inverters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(6):2993–3000, 2007.
- [Zha13] H. Zhang, W. Yan, K. Ogura, y S. Urushibata: *A multilevel converter topology with common flying capacitors*. En *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, páginas 1274–1280. IEEE, 2013. ISBN 978-1-4799-0336-8.