

Capítulo 2

Estado de la Técnica en Convertidores CC/CA Multinivel

Resumen – En este capítulo se muestran las diferencias de los convertidores multinivel respecto los convertidores convencionales. A continuación, se describen las diferentes topologías, estrategias de conmutación y leyes de control empleadas en la conversión multinivel, para obtener una visión panorámica elemental del estado actual de la técnica en este tipo de conversión. El capítulo se completa con una breve descripción de aquellas aplicaciones donde se emplean convertidores multinivel.

2.1. Introducción a los convertidores CC/CA multinivel

Los convertidores multinivel se han consolidado en los últimos años como una opción competitiva para la conversión de energía en el rango de media-alta potencia [1], tanto desde el punto de vista técnico como económico. Se puede evidenciar un incremento significativo en el número de aplicaciones donde la conversión de energía se realiza con convertidores multinivel. Aunque el concepto de conversión multinivel es anterior, puede afirmarse que el trabajo de Nabae, Takahashi y Akagi [2] presentado en 1980 supone el punto de partida de los convertidores multinivel actuales. Desde entonces, la comunidad científica y la industria han volcado esfuerzos en investigación y desarrollo de estos convertidores. La conversión multinivel puede considerarse un área joven en el entorno de la conversión de energía, presentando unas expectativas que hacen pensar en un gran potencial para una más amplia aplicación en el futuro.

La forma más general de entender los convertidores CC/CA multinivel consiste en considerarlos como sintetizadores de tensión. La tensión alterna de salida, de valor elevado, se sintetiza a partir de diferentes niveles de tensión continua de entrada, de valor más pequeño,

accionando apropiadamente los interruptores del convertidor. Esta es la diferencia básica respecto un convertidor CC/CA convencional, donde la tensión continua de entrada presenta un único nivel.

Ello otorga, en consecuencia, una serie de ventajas:

- La disposición de la tensión de continua de entrada en múltiples niveles permite aumentar varias veces la tensión de trabajo del convertidor empleando los mismos interruptores que en un convertidor convencional. Cada interruptor debe bloquear únicamente la tensión correspondiente a un nivel de tensión continua, evitando el inconveniente del equilibrio estático y dinámico inherente a la asociación serie de dispositivos electrónicos [3][4]. De hecho, no son los componentes sino las estructuras las que se conectan en serie, garantizando la distribución natural y satisfactoria de las tensiones [5].
- El empleo de mayores tensiones permite aumentar la potencia del convertidor sin necesidad de incrementar la corriente, conteniendo las pérdidas en conducción y, por tanto, mejorando el rendimiento del convertidor.
- La frecuencia de conmutación del convertidor puede ser mayor que la frecuencia de conmutación de los interruptores (un múltiplo de ésta) [6].
- La tensión de salida obtenida con un convertidor CC/CA multinivel presenta un contenido armónico inferior a la obtenida con un convertidor CC/CA convencional de potencia equivalente [5][7]. Teóricamente, se podría conseguir una distorsión armónica nula si se dispusiera de un número infinito de niveles de tensión de entrada [8]. Una consecuencia obvia es la reducción del tamaño, peso y coste de los filtros. Puede reducirse la frecuencia de conmutación de los interruptores sin merma de calidad en la tensión de salida [7].
- La forma de onda de la tensión de salida presenta un escalonado multinivel que limita los transitorios de tensión, que son causa de problemas, especialmente en bobinados de motores, problema agravado si la distancia del convertidor al motor es larga [5][9]. En consecuencia, se reducen los problemas de interferencias electromagnéticas (EMI) y se alarga la vida del motor [10].
- La corriente de entrada absorbida presenta una distorsión armónica baja [7].
- Se genera una tensión de modo común inferior, por tanto se reduce la corriente parásita que circula por los rodamientos de los motores, alargando su vida útil. Además, empleando una estrategia de conmutación adecuada, puede llegar a cancelarse la tensión de modo común [11].
- La respuesta dinámica del convertidor es más rápida, por tener más niveles de tensión de salida y emplear filtros de menor tamaño.

Aun teniendo en cuenta todas sus ventajas, los convertidores multinivel no están exentos de inconvenientes:

- Se emplea un número de interruptores elevado, por tanto la complejidad del control se incrementa significativamente.

- Es necesario disponer de diferentes niveles de tensión continua de entrada, que pueden obtenerse mediante varias fuentes de continua o bien mediante capacidades. Cuando se emplean capacidades, se simplifica notablemente el circuito en el lado de continua, pero un requisito indispensable para el correcto funcionamiento del convertidor es que las tensiones de las capacidades se mantengan constantes o equilibradas en cualquier condición de trabajo, con objeto que cada capacidad actúe como una fuente de tensión constante (nivel de continua). Esta tarea, en absoluto obvia, debe ser asumida por el sistema de control del convertidor.

La demanda de potencia por parte de las aplicaciones industriales se ha incrementado en los últimos años, llegando a niveles del orden de pocos megawatt (hasta unos 10 MW), con alimentación desde la red de media tensión (2.3 a 6.9 kV) [5][7][8][10]. En general, en los convertidores CC/CA se consiguen mejores formas de onda de tensión y corriente de salida al aumentar la frecuencia de conmutación. En aplicaciones de media-alta tensión y potencia, los convertidores CC/CA de dos niveles y alta frecuencia de conmutación presentan limitaciones a causa de las pérdidas por conmutación y los valores máximos de tensión y corriente de los dispositivos semiconductores [12]. Por esta razón, atendiendo a la actual tecnología de semiconductores, los convertidores multinivel se muestran como la solución para trabajar con estos niveles de tensión y potencia, con perspectivas de responder a un futuro incremento en tensión y potencia.

Dos factores se muestran claves en el auge de la tecnología multinivel. En primer lugar, el progreso de la tecnología de materiales semiconductores en estos últimos años [13][14], ha hecho posible realizar convertidores multinivel de mayor potencia y frecuencia de conmutación. Por otro lado, aunque la complejidad del control es uno de los inconvenientes de los convertidores multinivel, la evolución de los procesadores digitales de señal (*Digital Signal Processor* –DSP–) con gran capacidad de cálculo, muy alta velocidad de procesado, que incorporan un gran número de periféricos, y con un coste asequible, hace técnica y económicamente viable la realización del control. Cabe añadir que, en aplicaciones de alta potencia, el coste del control sólo supone una pequeña parte del coste total del sistema.

Otro punto a favor de la tecnología multinivel se halla en la mayor exigencia por parte de gobiernos e instituciones (normativas de compatibilidad electromagnética) en la reducción de los contenidos armónicos de tensiones y corrientes, con el objetivo de preservar la calidad de la red, unido a la creciente demanda de potencia por parte de aplicaciones y convertidores.

Como breve resumen, el desarrollo de los convertidores multinivel se propicia por el incremento de la demanda de potencia, con conexión a mayor tensión, por parte de las aplicaciones, y se posibilita gracias al progreso de la tecnología de los semiconductores de potencia (IGBT, IGCT) y de los sistemas de control digital (DSP), así como la disminución de sus costes. Los convertidores multinivel se configuran, por tanto, como una opción competitiva

frente a los convertidores convencionales CC/CA de alta frecuencia (*Voltage Source Inverter – VSI–*) o CA/CC (*Voltage Source Rectifier –VSR–*) o los rectificadores y cicloconvertidores a tiristores. Es de esperar que el campo de aplicación se extienda a mayores potencias, según la evolución tecnológica de los componentes (límite técnico del campo de aplicación), y a menores potencias, si el coste de los dispositivos y DSP continua reduciéndose (límite económico del campo de aplicación).

2.2. Topologías de los convertidores multinivel

Esta tesis se centra en el convertidor CC/CA de tres niveles, un caso particular dentro de los convertidores multinivel. Por tanto, resulta de interés conocer las topologías multinivel básicas, junto con las ventajas e inconvenientes que presentan. En este apartado no se pretende realizar un análisis completo de todas las topologías multinivel existentes, pero se desea presentar aquellas topologías que son objeto de mayor estudio, así como mostrar las diferencias entre ellas.

En la actualidad, la investigación y desarrollo de los convertidores multinivel se centra en tres topologías básicas [1][15][16]:

- Convertidor con fijación por diodos (*Diode-Clamped Converter*)
- Convertidor con capacidades flotantes (*Flying-Capacitor Converter*)
- Convertidor con conexión en cascada de puentes monofásicos (*Cascaded Full-Bridge Converter*)

No obstante, existen otras topologías que despiertan menor interés, siendo en algunos casos variantes de las anteriores:

- a) Convertidor asimétrico híbrido
- b) Convertidor con puentes en cascada y fuentes CC/CC con aislamiento
- c) Convertidor con topologías multinivel en cascada
- d) Convertidor con conmutación suave
- e) Rectificador elevador de tres niveles/Convertidor matricial
- f) Inversores acoplados por transformador
- g) Convertidor *Diode/Capacitor-Clamped*
- h) Convertidor *New Diode-Clamped*
- i) Convertidor multinivel generalizado

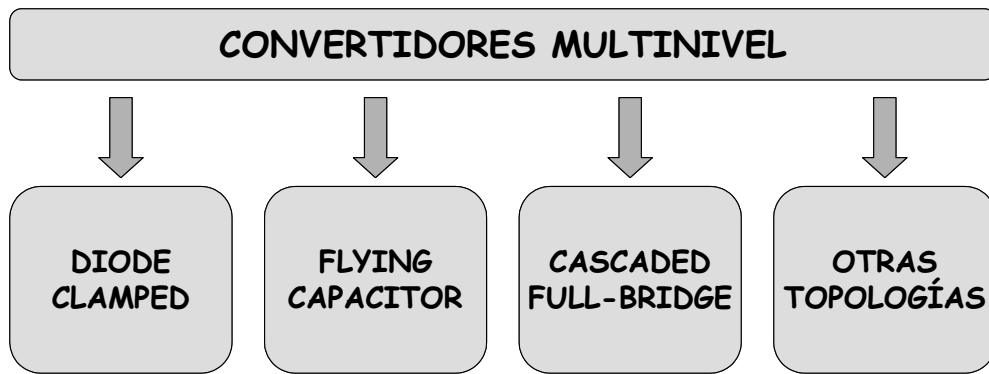


Figura 2.1. Topologías de los convertidores multinivel.

2.2.1. Convertidor *Diode-Clamped*

La figura 2.2 muestra un convertidor *Diode-Clamped* de tres niveles. Este es el convertidor presentado por Nabae et al. [2] en 1980, también conocido como *Neutral-Point-Clamped Converter* (NPC), y que puede considerarse como el origen de la conversión multinivel reciente. Este convertidor ha sido, hasta el momento, el más ampliamente estudiado y aplicado del conjunto de los convertidores multinivel.

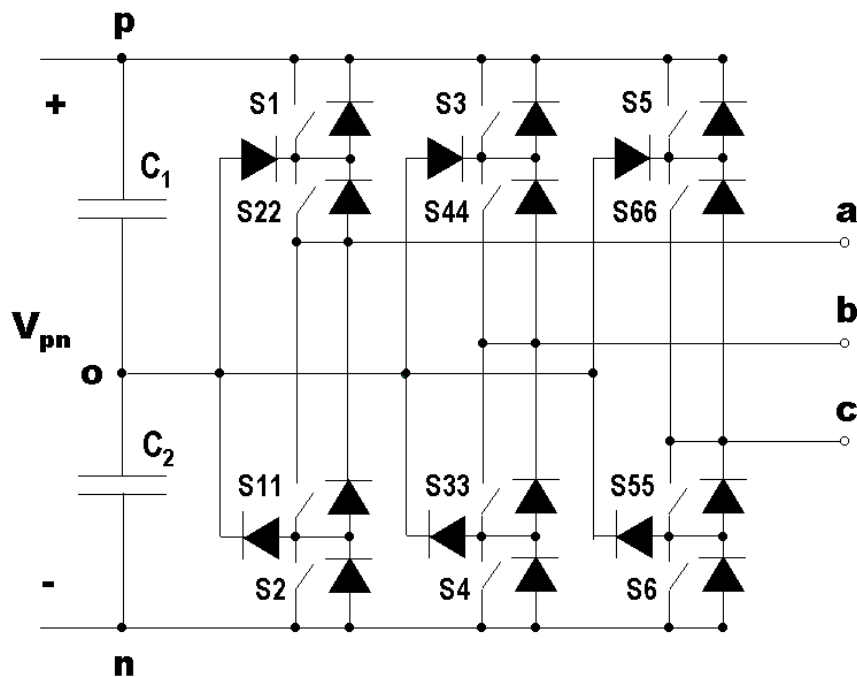


Figura 2.2. Convertidor trifásico *Diode-Clamped* de tres niveles o *Three-phase Neutral-Point-Clamped Converter*.

En este circuito, la tensión del bus de continua V_{pn} se divide mediante dos capacidades, donde el punto medio 'o' suele definirse también como el punto neutro del bus de continua (*neutral point*). La tensión de salida para cada fase (v_{ao} , v_{bo} , v_{co}) puede tomar tres niveles

diferentes: $V_{pn}/2$, 0 y $-V_{pn}/2$. La tabla 2.1 muestra, a modo de ejemplo, el accionamiento adecuado de los interruptores para obtener los tres niveles en la tensión de salida v_{ao} , fácilmente extensible a las tensiones v_{bo} y v_{co} , resultado ilustrado en la figura 2.3. En cada rama se encuentran dos pares complementarios, definiendo como tal aquel par de interruptores que, estando uno cerrado, obliga al otro a estar abierto. Para este convertidor, son pares complementarios S1-S11 y S22-S2.

Interruptores conectados	Tensión v_{ao}
{S1-S22}	$V_{pn}/2$
{S22-S11}	0
{S11-S2}	$-V_{pn}/2$

Tabla 2.1. Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida en el convertidor *Diode-Clamped*.

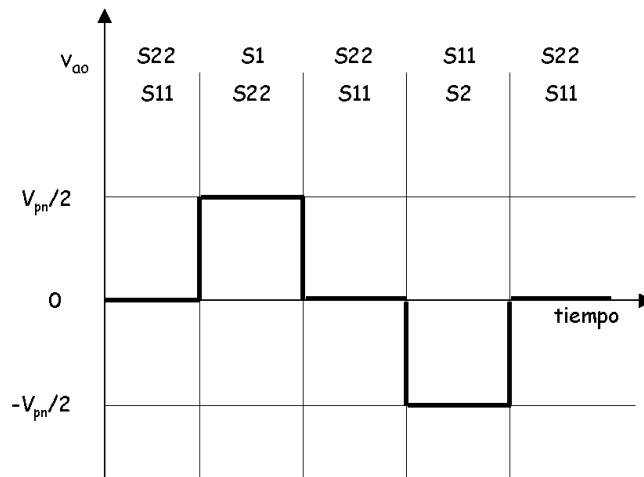


Figura 2.3. Tensión de salida v_{ao} en función de los interruptores conectados para el convertidor *Diode-Clamped* de tres niveles.

Los diodos conectados al punto medio del bus de continua 'o' son el elemento clave que diferencia este circuito de un inversor convencional, siendo su función la de fijar (*clamp*) las tensiones de bloqueo de los interruptores a una fracción de la tensión del bus de continua, es decir, a la tensión de una capacidad, $V_{pn}/2$ en este caso. Los diodos de fijación también deben bloquear la misma tensión, en este convertidor. Por otro lado, la tensión de salida analizada v_{ao} es alterna, ver figura 2.3. No obstante, si se considera como tensión de salida la existente entre fase y negativo 'n', por ejemplo v_{an} , se obtienen tres niveles de tensión positivos (V_{pn} , $V_{pn}/2$, 0), y el convertidor trabaja como convertidor CC/CC. En una aplicación de continua, la corriente de salida es unidireccional, y no es posible mantener equilibrado el punto medio del bus de continua si se emplea una sola rama, de aquí que esta topología no sea viable para la conversión CC/CC, a menos que se empleen dos ramas.

Esta topología puede extenderse a un mayor número de niveles. La figura 2.4 muestra una rama de un convertidor *Diode-Clamped* de cinco niveles.

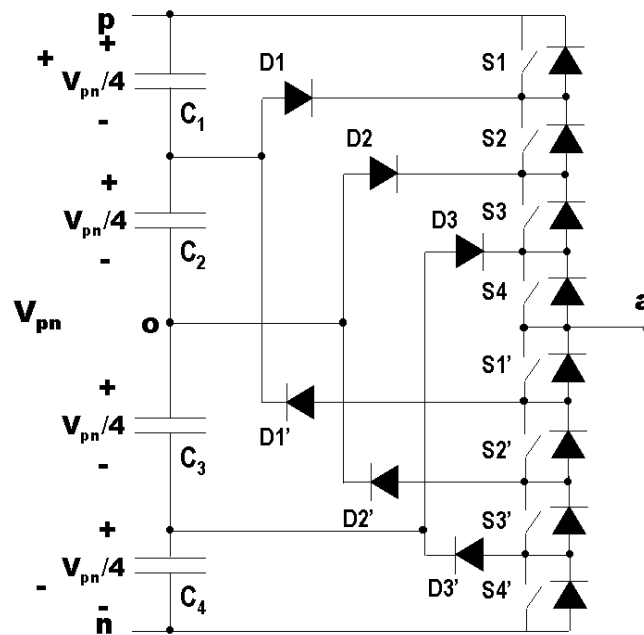


Figura 2.4. Rama de un convertidor *Diode-Clamped* de cinco niveles.

En el convertidor *Diode-Clamped* de cinco niveles, la tensión del bus de continua se reparte en las cuatro capacidades C1, C2, C3 y C4, siendo el valor de la tensión de cada capacidad y la tensión de bloqueo de cada interruptor igual a $V_{pn}/4$. La tabla 2.2 muestra las combinaciones de los interruptores que deben emplearse para obtener los cinco niveles de tensión de salida v_{ao} , ilustrados en la figura 2.5, donde se sintetiza una forma de onda escalonada. Para el convertidor de cinco niveles, los pares complementarios son S1-S1', S2-S2', S3-S3' y S4-S4'.

Interruptores conectados	Tensión v_{ao}
{S1-S2-S3-S4}	$V_{pn}/2$
{S2-S3-S4-S1'}	$V_{pn}/4$
{S3-S4-S1'-S2'}	0
{S4-S1'-S2'-S3'}	$-V_{pn}/4$
{S1'-S2'-S3'-S4'}	$-V_{pn}/2$

Tabla 2.2. Interruptores a conmutar para obtener los cinco niveles de tensión de salida en el convertidor *Diode-Clamped*.

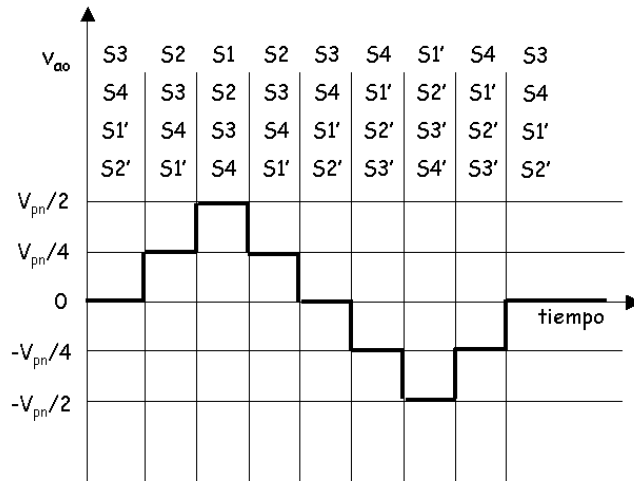


Figura 2.5. Tensión de salida v_{ao} en función de los interruptores conectados para el convertidor *Diode-Clamped* de cinco niveles.

En los convertidores *Diode-Clamped* de más de tres niveles, debe prestarse atención a la tensión de bloqueo de los diodos de fijación. Tomando como referencia la figura 2.4, cuando están activados los interruptores $\{S1-S2-S3-S4\}$, es fácil comprobar que D3 debe bloquear la tensión de tres capacidades ($3V_{pn}/4$), mientras que el diodo D2 necesita bloquear $2V_{pn}/4$, y D1 debe bloquear $V_{pn}/4$. Análogamente, cuando se activan $\{S1'-S2'-S3'-S4'\}$, es necesario que D1', D2', D3' bloqueen $3V_{pn}/4$, $2V_{pn}/4$, $V_{pn}/4$, respectivamente. Suponiendo que la tensión de bloqueo de cada diodo es igual a la del interruptor, en aquellas posiciones donde el diodo debe bloquear mayor tensión que la tensión de una capacidad, será necesario asociar diodos en serie, incrementando el número total de diodos del convertidor. En el caso analizado, en las posiciones D3, D1' debería montarse una asociación serie de tres diodos, mientras que en las posiciones D2 y D2' sería suficiente asociar dos diodos en serie. En cada asociación serie de diodos es conveniente incorporar una red de equilibrado estático y dinámico.

Una vez estudiados los convertidores *Diode-Clamped* de tres y cinco niveles, la extensión a n niveles es obvia [12].

Las ventajas de la topología *Diode-Clamped* son:

- La tensión de bloqueo de los interruptores es la tensión de una capacidad de entrada, $V_{pn}/(n-1)$ en el caso de n niveles.
- El número de capacidades requeridas es pequeño en comparación con otras topologías multinivel. Este punto es especialmente interesante dado que son los componentes reactivos los que suponen un mayor coste en el convertidor.
- Se pueden conectar directamente a un bus de continua, sin necesidad de crear otros buses adicionales.
- No requiere transformadores.
- Cambio de un estado a otro accionando un solo interruptor.

Por otro lado, los inconvenientes son:

- Se requiere que los diodos de fijación (*clamping diodes*) sean de recuperación rápida y capaces de conducir la corriente nominal del convertidor, además de estar sometidos a una recuperación inversa exigente [17]. Todos estos requisitos deben considerarse seriamente en el diseño del convertidor. Así mismo, los interruptores internos de cada rama pueden llegar a soportar puntas de tensión en el instante de la conmutación, provocadas por las inductancias parásitas [18][19].
- En topologías de más de tres niveles, los diodos de fijación requieren bloquear diferente tensión, en función de su posición en el convertidor, siendo la tensión máxima de bloqueo $V_{pn} \cdot (n-2)/(n-1)$, haciendo necesaria la asociación serie de diodos o el uso de diodos de mayor tensión. Si se emplean diodos con la misma capacidad de bloqueo que los interruptores del convertidor ($V_{pn}/(n-1)$), se requieren $(n-1) \cdot (n-2)$ diodos por fase [7][8]. Por tanto, el número de diodos de fijación aumenta de forma cuadrática con el número de niveles, complicando el diseño, incrementando coste y disminuyendo la fiabilidad del convertidor. Si el número de niveles es grande, el número de diodos requeridos puede llegar a impedir la realización física del convertidor, además de incrementar inductancias parásitas y coste. De aquí que el número de niveles se extienda como mucho hasta siete o nueve en la práctica [20].
- Es necesario que las tensiones de las capacidades se mantengan equilibradas en cualquier punto de trabajo, complicando el sistema de control del convertidor. El equilibrado de las capacidades se dificulta conforme se incrementa el número de niveles, incluso puede ser imposible en algunas condiciones de operación [21].

A la vista de las ventajas e inconvenientes de los convertidores *Diode-Clamped*, se observa que la topología de tres niveles (*Neutral-Point-Clamped –NPC–*) reúne todas las ventajas mencionadas y no presenta aquellos inconvenientes que aparecen al tener más de tres niveles. Para pasar de dos a tres niveles, sólo es necesario añadir dos diodos de fijación por fase, además de presentar un diseño mecánico simple, a diferencia de convertidores de más niveles. Por esta razón, la topología NPC ha sido la más extensamente estudiada y aplicada. No obstante, se pueden encontrar montajes de varios niveles funcionando comercialmente.

2.2.2. Convertidor *Flying-Capacitor*

El convertidor *Flying-Capacitor* fue presentado en 1992 por Meynard y Foch [3], también conocido con otros nombres: *Floating-Capacitor Converter* [22], *Capacitor-Clamped Converter* [7] o *Imbricated-Cell Converter* [3]. La figura 2.6 muestra un convertidor trifásico *Flying-Capacitor* de tres niveles. La función de las capacidades flotantes C3, C4 y C5 consiste en fijar la tensión de bloqueo de los interruptores a la tensión de una capacidad. Para el convertidor de la figura 2.6, la tensión de cualquier capacidad es $V_{pn}/2$, por tanto la tensión de bloqueo de los interruptores es la mitad de la tensión del bus de continua V_{pn} .

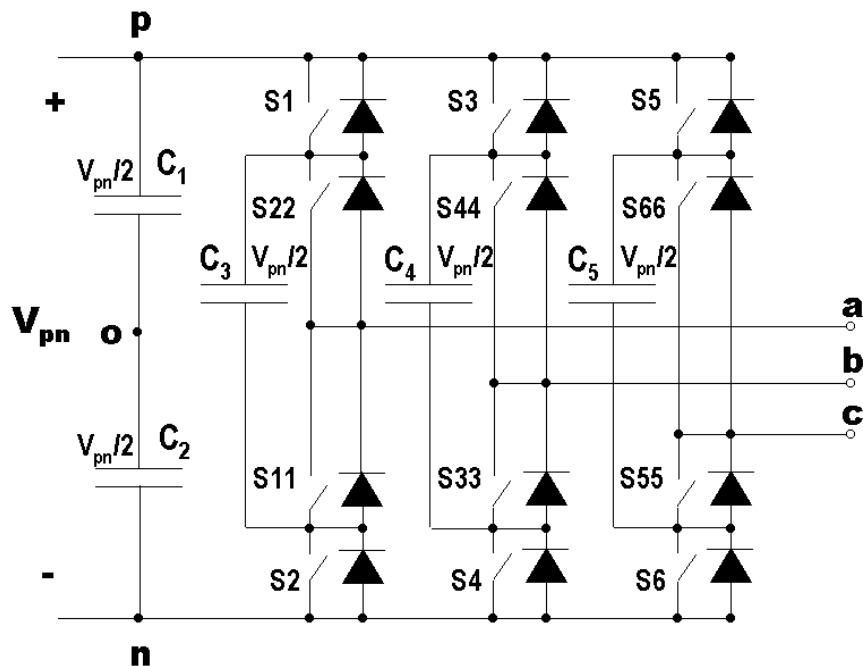


Figura 2.6. Convertidor trifásico *Flying-Capacitor* de tres niveles.

La tensión de salida (v_{ao} , v_{bo} , v_{co}) presenta tres niveles de tensión ($V_{pn}/2$, 0 , $-V_{pn}/2$), siendo el escalonado idéntico al mostrado en la figura 2.3 para el convertidor *Diode-Clamped*. Analizando la fase 'a', la tabla 2.3 muestra la tensión de salida v_{ao} obtenida en función de los interruptores conectados, donde se tienen dos combinaciones posibles para obtener el nivel de salida 0 (S1-S11 y S22-S2). Son pares complementarios S1-S2 y S22-S11. Considerando que la fase entrega corriente a la carga, es fácil observar que la capacidad flotante C_3 se carga cuando se activan S1-S11 y se descarga cuando se activan S22-S2 y viceversa si la carga retorna corriente. Por otro lado, asumiendo que la tensión de las capacidades flotantes es $V_{pn}/2$, la tensión de bloqueo de los interruptores queda fijada a $V_{pn}/2$. La tensión de las capacidades flotantes se mantiene constante escogiendo apropiadamente la combinación de interruptores correspondiente al nivel 0 de tensión de salida.

Interruptores conectados	Tensión v_{ao}
{S1-S22}	$V_{pn}/2$
{S1-S11} ó {S22-S2}	0
{S11-S2}	$-V_{pn}/2$

Tabla 2.3. Interruptores a conmutar para obtener los tres niveles de tensión de salida en el convertidor *Flying-Capacitor*.

La figura 2.7 presenta una rama de un convertidor *Flying-Capacitor* de cinco niveles. Para sintetizar la tensión de salida, el convertidor *Flying-Capacitor* tiene un mayor número de

combinaciones que el convertidor *Diode-Clamped*, tal como muestra la tabla 2.4. En este caso, son pares complementarios S1-S4', S2-S3', S3-S2', S4-S1'.

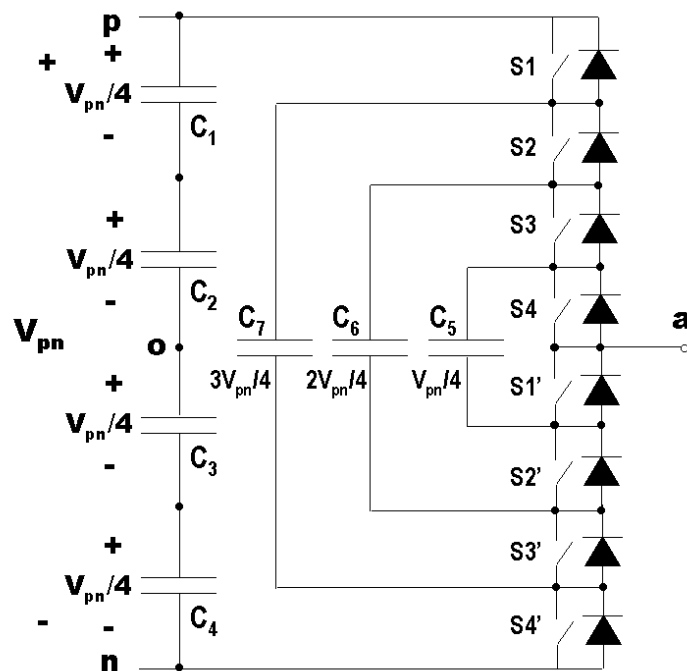


Figura 2.7. Rama de un convertidor *Flying-Capacitor* de cinco niveles.

Interruptores conectados	Tensión v_{ao}
{S1-S2-S3-S4}	$V_{pn}/2$
{S1-S2-S3-S1'} ó {S2-S3-S4-S4'} ó {S1-S3-S4-S3'}	$V_{pn}/4$
{S1-S2-S1'-S2'} ó {S3-S4-S3'-S4'} ó {S1-S3-S1'-S3'} ó {S1-S4-S2'-S3'} ó {S2-S4-S2'-S4'} ó {S2-S3-S1'-S4'}	0
{S1-S1'-S2'-S3'} ó {S4-S2'-S3'-S4'} ó {S3-S1'-S3'-S4'}	$-V_{pn}/4$
{S1'-S2'-S3'-S4'}	$-V_{pn}/2$

Tabla 2.4. Interruptores a conmutar para obtener los cinco niveles de tensión de salida en el convertidor *Flying-Capacitor*.

En el funcionamiento normal del convertidor, las capacidades C_1 , C_2 , C_3 , C_4 y C_5 están cargadas a una tensión $V_{pn}/4$, mientras que C_6 está cargada a $V_{pn}/2$ y la tensión de C_7 es $3V_{pn}/4$. Suponiendo que se dispone de capacidades de tensión nominal $V_{pn}/4$, en las posiciones C_6 y C_7 deberían emplearse dos y tres capacidades en serie respectivamente. Ello supone un incremento en el número total de capacidades a emplear. Por otro lado, el equilibrado de las capacidades C_5 , C_6 y C_7 se consigue escogiendo la combinación de interruptores apropiada entre las posibles de la tabla 2.4, de forma similar a la propuesta descrita para el convertidor de la figura 2.6.

Ventajas del convertidor *Flying-Capacitor*:

- Debido a la presencia de las capacidades flotantes, la tensión de bloqueo de los interruptores es $V_{pn}/(n-1)$, igual que en el convertidor *Diode-Clamped*.
- No hay diodos de fijación en el convertidor, eliminando la problemática asociada a estos diodos.
- El control de la tensión de las capacidades flotantes se realiza mediante el uso apropiado de los estados redundantes del convertidor. Algunas transiciones entre estados obligan a conmutar más de un interruptor a la vez (incluso hasta cuatro conmutaciones), y es preferible evitarlas siempre y cuando el equilibrado de las tensiones de las capacidades lo permita.
- Puede emplearse como convertidor CC/CC, sin que el equilibrado de las tensiones de las capacidades sea un problema gracias a los estados redundantes, aun con corriente unidireccional.
- El equilibrado de las capacidades flotantes puede ser abordado de forma independiente para cada rama del convertidor, mientras que en el convertidor *Diode-Clamped* debe considerarse para el sistema trifásico completo.

Inconvenientes del convertidor *Flying-Capacitor*:

- Emplea un número elevado de capacidades. La corriente que circula a través de todas las capacidades flotantes es la misma, por tanto los condensadores deberían tener el mismo valor capacitivo para mantener valores similares de tensión de rizado. Si se emplean en el convertidor capacidades de la misma tensión nominal $V/(n-1)$, el número de capacidades flotantes por fase es $(n-1) \cdot (n-2)/2$, a las que hay que sumar $(n-1)$ capacidades del bus de continua [8], lo que supone un mayor volumen y coste del convertidor.
- Las capacidades flotantes deben soportar la corriente de carga, por tanto deben seleccionarse adecuadamente, con objeto de no generar excesivas pérdidas y para no condicionar la corriente máxima del convertidor [15].
- Debe definirse un procedimiento inicial de carga de las capacidades flotantes.
- Existe un peligro de potencial resonancia a causa de las capacidades del sistema [15].
- Si la tensión del bus de continua aumenta rápidamente, las capacidades flotantes tardan un tiempo en alcanzar las tensiones normales de funcionamiento y los interruptores superior e inferior de cada rama bloquean una tensión mayor que la prevista durante este tiempo, unido a una distorsión significativa de la tensión de salida. Ello supone un importante obstáculo para la aplicación comercial de este convertidor [15][23], especialmente en sistemas de generación distribuida (sistemas eólicos o fotovoltaicos), donde se producen variaciones rápidas de la potencia transmitida.

2.2.3. Convertidor *Cascaded Full-Bridge*

Esta topología se basa en la conexión de inversores monofásicos con fuentes de continua separadas. Una de sus primeras aplicaciones fue la estabilización de plasma, trabajo publicado por Marchesoni et al. [24] en 1988. La figura 2.8 muestra una rama de un convertidor *Cascaded Full-Bridge* de cinco niveles, realizada mediante la asociación serie de dos etapas en puente.

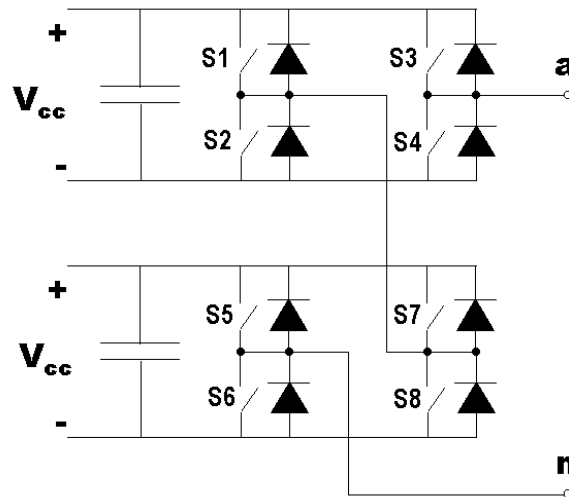


Figura 2.8. Rama de un convertidor *Cascaded Full-Bridge* de cinco niveles.

Cada puente puede generar tres tensiones de salida diferentes: $+V_{cc}$, 0 y $-V_{cc}$. La tensión de fase resultante se sintetiza por la suma de las tensiones generadas por cada puente. Por tanto, la tensión de salida v_{an} puede tomar cinco valores distintos: $+2V_{cc}$, $+V_{cc}$, 0 , $-V_{cc}$, $-2V_{cc}$.

Las tensiones continuas de entrada deben estar aisladas entre ellas, obteniéndose normalmente a través de un transformador con secundarios aislados o transformadores independientes, acompañados de su respectivo rectificador a diodos [25]. No obstante, en aplicaciones de filtrado activo o corrección del factor de potencia, las fuentes de continua se pueden sustituir por capacidades; en vehículos eléctricos, se pueden emplear baterías y en aplicaciones de almacenamiento de energía se pueden emplear pilas de combustible o bobinas superconductoras. En aplicaciones de energía solar fotovoltaica, la fuente de continua representaría los paneles solares [26]. En estos casos se simplifica la estructura del convertidor y se rebaja el coste al prescindir del transformador. Por otro lado, se puede sustituir el rectificador a diodos por un puente de IGBTs conmutando a alta frecuencia, habilitando así la posibilidad de un flujo de potencia bidireccional [27][28].

La figura 2.9 presenta un convertidor *Cascaded Full-Bridge* trifásico de tres niveles. En este caso sólo es necesario emplear un puente por fase. El valor de la tensión de cada fase (v_{an} , v_{bn} , v_{cn}) puede ser $+V_{cc}$, 0 , $-V_{cc}$.

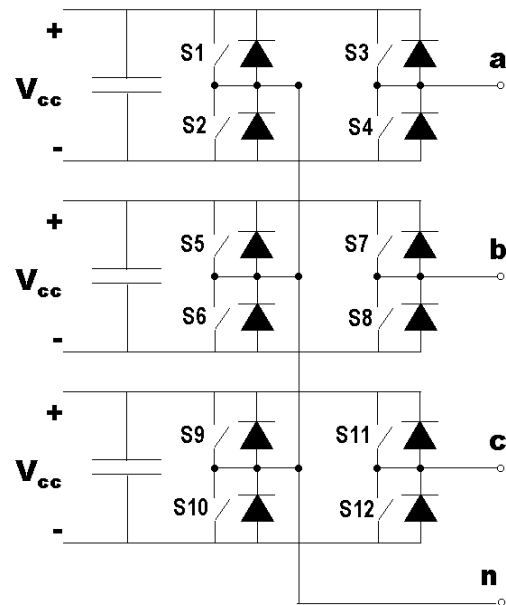


Figura 2.9. Convertidor *Cascaded Full-Bridge* de tres niveles conectado en estrella.

Tal como se ha planteado el convertidor, el número de niveles que se obtiene es impar. Si se desea obtener un número par de niveles, debe añadirse una rama de dos niveles a cada una de las fases del convertidor. Un ejemplo se ilustra la figura 2.10, donde a un convertidor trifásico de tres niveles se ha añadido una rama de dos niveles por fase para obtener cuatro niveles.

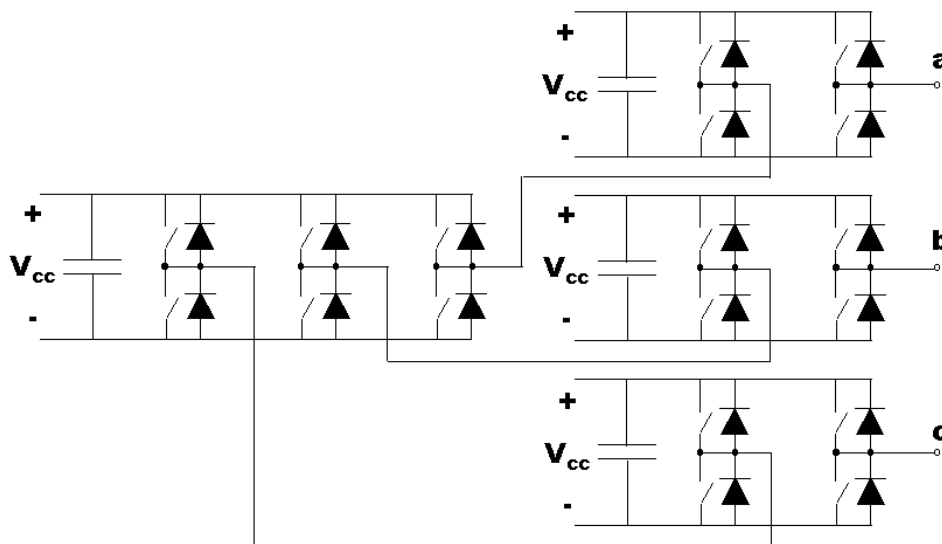


Figura 2.10. Convertidor *Cascaded Full-Bridge* de cuatro niveles.

Los convertidores *Cascaded Full-Bridge* presentan las siguientes ventajas:

- Al estar constituidos por asociación de etapas en puente, la construcción puede ser modular, rebajando complejidad del montaje y costes. En consecuencia, el número de niveles se puede incrementar fácilmente añadiendo nuevas etapas iguales [27], sin

necesidad de incorporar nuevos componentes. Además, la modularidad facilita el mantenimiento del sistema.

- Requieren menor número de componentes que otras topologías multinivel para alcanzar el mismo número de niveles. No necesitan diodos de fijación o capacidades flotantes.
- La topología es tolerante a fallos, puesto que el convertidor puede continuar funcionando con un menor nivel de tensión aunque una de sus etapas esté cortocircuitada.
- El sistema de control no debe velar por el equilibrado de las capacidades del convertidor, simplificando su realización. Deben exceptuarse aquellos casos en que las fuentes de continua se sustituyen por capacidades, por ejemplo en aplicaciones de corrección del factor de potencia o filtrado activo.

Los inconvenientes se centran en los siguientes puntos:

- Se requieren fuentes de continua aisladas para cada etapa en puente. Por tanto, será necesario emplear un transformador con múltiples secundarios o bien múltiples transformadores independientes para cumplir este requisito, provistos de sus correspondientes rectificadores para suministrar la tensión continua. Si bien se pueden cancelar determinados armónicos del lado de la red mediante la elección apropiada de los grupos horarios de los secundarios, los transformadores con múltiples secundarios aislados presentan inconvenientes que impiden su más amplia implantación.
- Las características del transformador hace que el coste del convertidor se incremente de forma notable.
- La conexión de las fuentes de entrada aisladas entre dos convertidores en los montajes tipo CA/CC/CA bidireccionales (*back-to-back*) no es posible ya que se produce un cortocircuito, a menos que los convertidores conmuten sincronamente.

2.2.4. Otras topologías

a) Convertidor multinivel asimétrico híbrido.

En los convertidores con puentes en cascada, las tensiones de entrada de cada puente se consideran iguales. Sin embargo, una manera muy simple de aumentar el número de valores de tensión de salida sin añadir nuevos componentes consiste en disponer de fuentes de entrada asimétricas, con diferentes niveles de tensión [27]. Por ejemplo, para el convertidor de la figura 2.8, si las fuentes de continua de entrada presentan niveles V_{cc} y $2V_{cc}$, se obtiene un convertidor de siete niveles, donde la tensión de salida puede tomar siete valores distintos: $+3V_{cc}$, $+2V_{cc}$, $+V_{cc}$, 0 , $-V_{cc}$, $-2V_{cc}$, $-3V_{cc}$. Además, pueden emplearse diferentes interruptores para cada puente, de mayor (menor) tensión y menor (mayor) frecuencia de conmutación para el puente de mayor (menor) tensión, siendo los interruptores rápidos los que definen la frecuencia de conmutación de la tensión de salida, resultando en un circuito híbrido.

b) Convertidor con puentes en cascada y fuentes CC/CC con aislamiento.

Schibli, Nguyen y Rufer proponen en [29] una variante de la topología *Cascaded Full-Bridge*, donde las fuentes de entrada aisladas se obtienen a partir de una única fuente de continua, seguido de un convertidor CC/CC con aislamiento con alta frecuencia de conmutación. De esta manera, el aislamiento lo suministra el convertidor CC/CC y se puede prescindir de los transformadores de baja frecuencia, reduciendo significativamente el peso y volumen del convertidor.

c) Convertidor con topologías multinivel en cascada.

En aplicaciones de alta tensión y potencia, es posible adoptar las topologías *Diode-Clamped* o *Flying-Capacitor* para reemplazar las etapas en puente en el convertidor *Cascaded Full-Bridge* [30]. Con ello, se consigue reducir el número de fuentes de entrada aisladas. Por ejemplo, un convertidor *Cascaded Full-Bridge* de nueve niveles necesita cuatro fuentes independientes, pero si se reemplaza cada puente por una topología *Diode-Clamped* o *Flying-Capacitor*, solo se requieren dos fuentes, tal como muestra la figura 2.11.

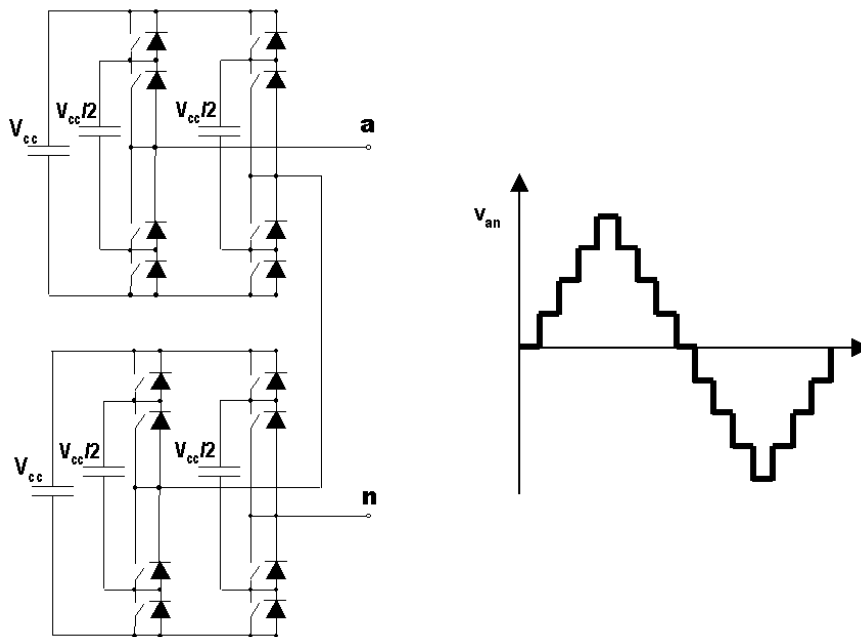


Figura 2.11. Convertidor de nueve niveles por asociación en cascada de dos convertidores *Flying-Capacitor* de dos ramas.

d) Convertidor con conmutación suave.

Existen numerosas maneras de conseguir la conmutación suave en los diferentes convertidores multinivel, con objeto de reducir las pérdidas en conmutación y aumentar el rendimiento. En los convertidores en cascada, cada etapa está constituida por un puente de dos niveles, por tanto la conmutación suave se realiza igual que en un inversor convencional [31]. En cambio, para las topologías *Diode-Clamped* y *Flying-Capacitor*, el circuito de conmutación

suave se puede realizar de diferentes maneras [32]-[37], incrementando el número de componentes y la complejidad del circuito.

e) Rectificador elevador de tres niveles/Convertidor matricial.

Este convertidor toma como base el rectificador a diodos convencional, donde se han añadido dos interruptores por rama para obtener una salida de continua de tres niveles, ver figura 2.12. La corriente absorbida de la red es casi senoidal y se puede controlar el factor de potencia de entrada. Sin embargo, el flujo de potencia activa es unidireccional, lo que representa una importante limitación, además del problema del equilibrado del punto medio del bus de continua. Zhao, Li y Lipo [38] proponen este rectificador como un sustituto del rectificador a tiristores, con objeto de disminuir el contenido armónico inyectado en la red y mejorar el factor de potencia. Milanović y Mihalič, abordando el estudio desde la perspectiva del convertidor matricial en [39], obtienen la misma estructura de la figura 2.12.

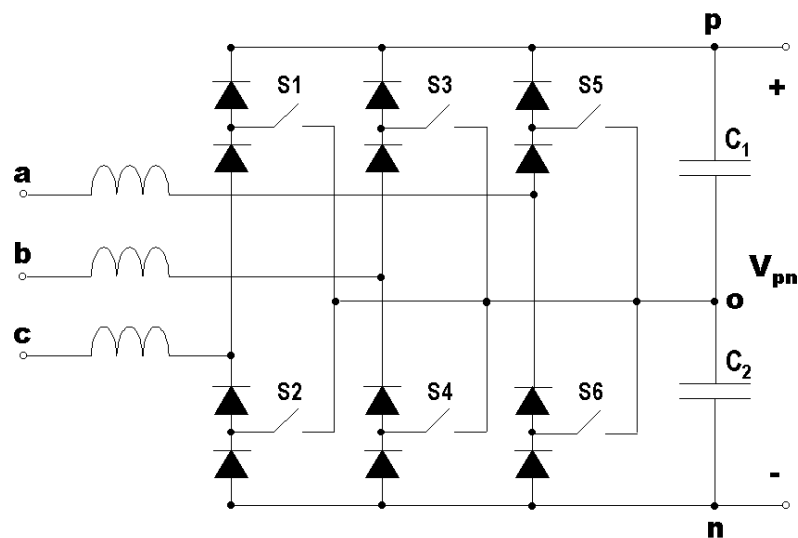


Figura 2.12. Rectificador elevador de tres niveles.

f) Inversores acoplados por transformador.

En este tipo de convertidor, la salida de cada inversor se entrega al primario de un transformador, cuyos secundarios se asocian en serie, ver figura 2.13. Con un decalado adecuado de las tensiones de salida de los inversores, se consigue una salida multinivel aplicada a la carga [40][41]. En el esquema de la figura 2.13, la fuente de entrada puede ser común para las dos etapas en puente, no es necesario que las fuentes de continua de entrada de cada etapa estén aisladas, puesto que no existe riesgo de cortocircuito al estar aisladas las salidas mediante el transformador. Conforme aumenta el número de niveles, se requiere un transformador con más devanados, presentando el mismo inconveniente que los convertidores con puentes en cascada. Esta idea se hace extensible a inversores trifásicos [11].

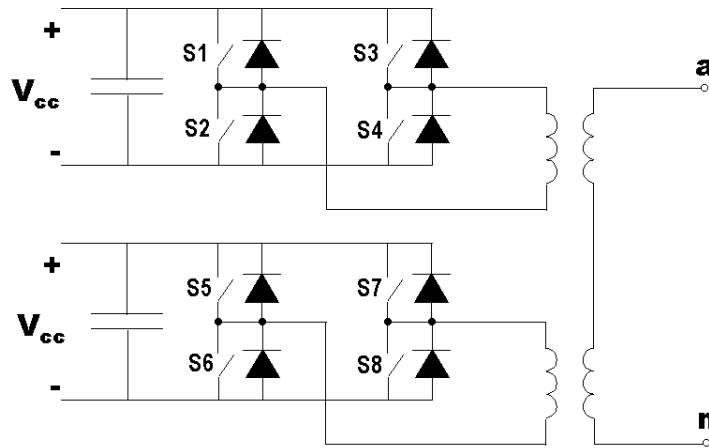


Figura 2.13. Inversores acoplados por transformador.

g) Convertidor *Diode/Capacitor-Clamped*.

La figura 2.14 muestra una rama de la topología presentada por Suh e Hyun [19], basada en la topología *Diode-Clamped*, donde se incorpora una capacidad flotante conectada entre los diodos de fijación. El objetivo de esta capacidad es reducir las puntas de tensión en los interruptores durante las conmutaciones causadas por las inductancias parásitas. Además, la incorporación de esta capacidad flotante resulta beneficiosa para el equilibrado del punto medio del bus de continua en el caso de tres niveles. No obstante, parece que la adición de la capacidad no queda suficientemente justificada con las ventajas mencionadas, a tenor del poco interés despertado por esta topología entre la comunidad científica.

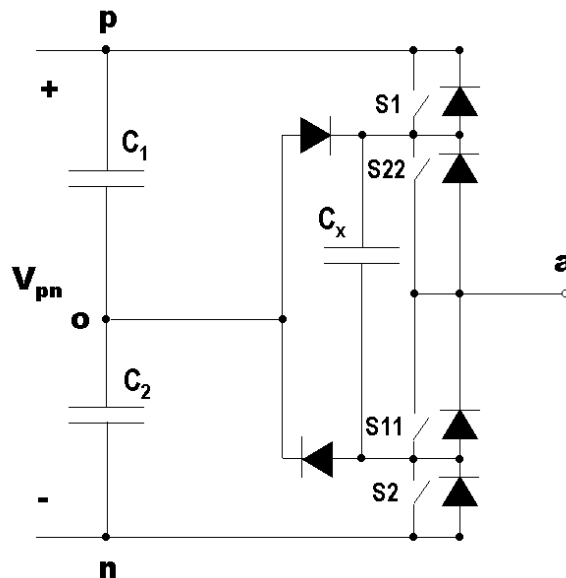


Figura 2.14. Rama del convertidor *Diode/Capacitor-Clamped* de tres niveles.

h) Convertidor *New Diode-Clamped*.

Otra variante de la topología *Diode-Clamped* es la presentada por Yuan y Barbi [18], en la que los diodos de fijación se conectan de forma diferente al convertidor *Diode-Clamped* convencional, ver figura 2.15. Con ello, se consigue que los diodos de fijación bloqueen todos la misma tensión, evitando la necesaria conexión serie de diodos del convertidor *Diode-Clamped* convencional al aumentar el número de niveles.

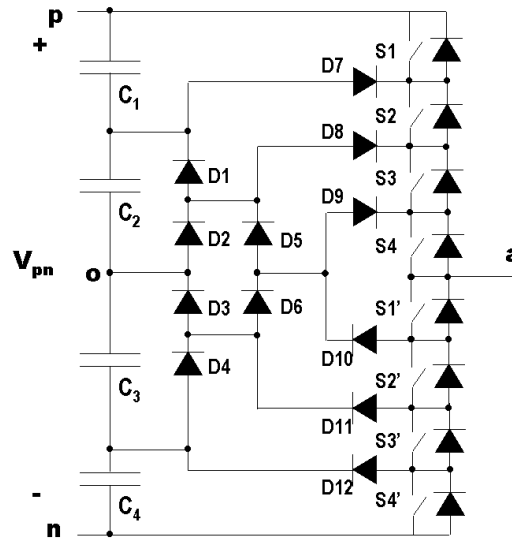


Figura 2.15. Rama del convertidor *New Diode-Clamped* de cinco niveles.

i) Convertidor multinivel generalizado.

Esta topología, presentada por Peng [42] en 2001, pretende ser una generalización de las estructuras multinivel, de forma que los convertidores *Diode-Clamped* y *Flying-Capacitor* se pueden derivar de la topología generalizada. En este convertidor, el equilibrado de las tensiones de las capacidades se puede conseguir independientemente de las características de la carga, el modo de trabajo del convertidor o el número de niveles, sin necesidad de circuitos auxiliares. En la figura 2.16 se muestra una rama de un convertidor generalizado de cuatro niveles. Se observa que la topología se extiende a n niveles asociando en forma piramidal la etapa básica constituida por dos interruptores con sus respectivos diodos en antiparalelo y una capacidad. En este convertidor, se requieren $n \cdot (n-1)$ interruptores y $n \cdot (n-1)/2$ capacidades, lo que puede suponer un inconveniente para un número elevado de niveles. Una explicación más detallada del funcionamiento del convertidor se encuentra en [42].

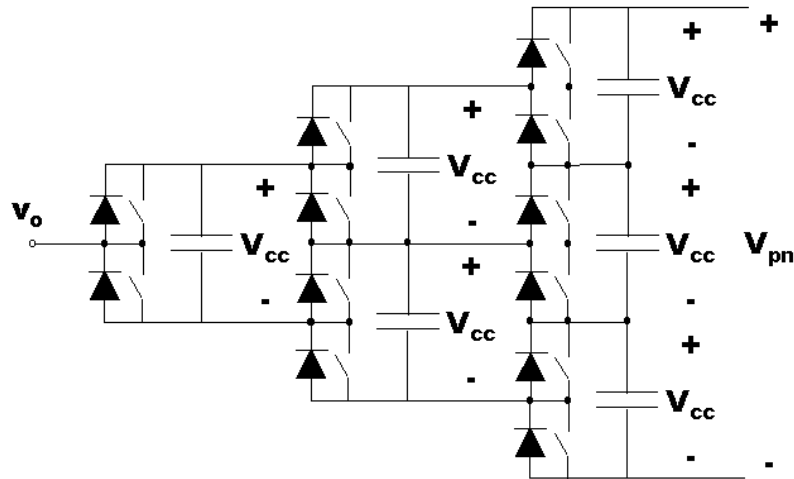


Figura 2.16. Rama de un convertidor generalizado de cuatro niveles.

2.2.5. Comparación entre topologías

Se puede encontrar en la literatura interesantes descripciones de las tres topologías básicas, con sus ventajas e inconvenientes [7], como la ofrecida por Lai y Peng en [8], o por Shakwek y Lewis en [15]. La tabla 2.5 [15][43] muestra, de forma resumida y compacta, las principales características de las tres topologías multinivel básicas para un convertidor de n niveles. La selección de la topología multinivel más adecuada para cada aplicación no es obvia, hasta ahora es un reto no resuelto en la literatura.

2.3. Estrategias de conmutación multinivel

La figura 2.17 muestra una clasificación de las estrategias de conmutación empleadas en los convertidores multinivel, en función de la frecuencia de conmutación de los interruptores. Casi la totalidad de las técnicas de modulación empleadas en los convertidores multinivel pueden asignarse a una de las cuatro categorías mostradas en la clasificación de la figura 2.17. Los objetivos principales de las estrategias de conmutación para conversión CC/CA son, aparte de regulación de la amplitud y frecuencia de salida, la minimización de los contenidos armónicos de la tensión de salida del inversor y el equilibrado de las tensiones instantáneas de las capacidades del convertidor, si la topología del convertidor así lo requiere. Eventualmente, puede ser interesante que la estrategia de conmutación cumpla requisitos adicionales. Por ejemplo, en accionamientos de motores de CA, se desea la cancelación de la tensión de modo común entregada por el convertidor, con objeto de minimizar las corrientes parásitas que circulan por los rodamientos del motor y que acortan su vida útil [44]-[48].

Concepto	Topología		
	<i>Diode-Clamped</i>	<i>Flying-Capacitor</i>	<i>Cascaded Full-Bridge</i>
Interruptores con diodo en antiparalelo	$6(n-1)$	$6(n-1)$	$6(n-1)$
Diodos independientes con posibles tensiones de bloqueo diferentes	$6(n-2)$	0	0
Numero real de diodos independientes (asociación serie con misma tensión de bloqueo)	$3(n-1)(n-2)$	0	0
Capacidades con posibles diferentes tensiones	$n-1$	$3n-5$	$(3n/2)-1.5$ {n impar} $(3n/2)-2$ {n par}
Numero real de capacidades (con igual tensión nominal)	$n-1$	$(n-1)+((n-1)\cdot(n-2))/2$	$(3n/2)-1.5$ {n impar} $3n/2-2$ (n par)
Tensión de bloqueo de los interruptores	$V_{pn}/(n-1)$	$V_{pn}/(n-1)$	V_{cc} {tensión de entrada de una etapa}
Número de niveles de la tensión compuesta de salida	$2n-1$	$2n-1$	$2n-1$
Número de niveles de la tensión simple de salida	$4n-3$	$4n-3$	$4n-3$

Tabla 2.5. Comparación de características de las topologías multinivel básicas, con n niveles.

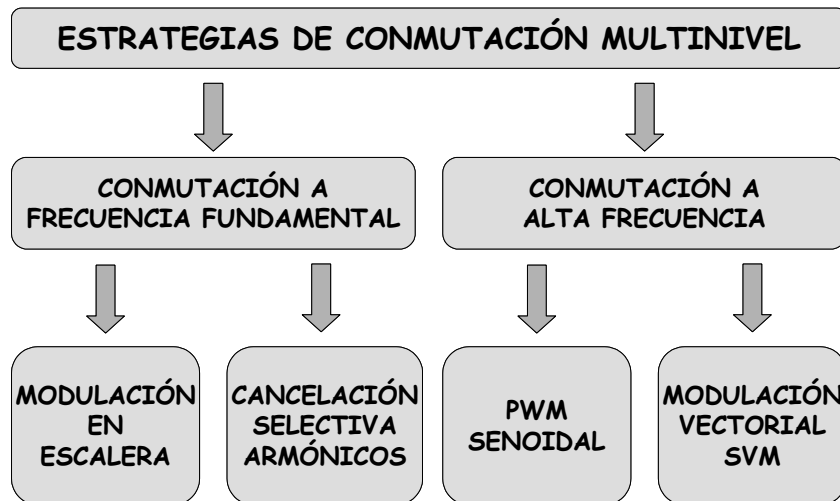


Figura 2.17. Clasificación básica de los métodos de modulación multinivel.

El objetivo de este apartado es mostrar una panorámica de las estrategias de conmutación multinivel más empleadas, con las ventajas e inconvenientes que ofrecen, sin realizar una descripción exhaustiva de cada una de ellas.

2.3.1. Modulación en escalera

Las primeras estrategias de modulación de los inversores multinivel se limitaban a la síntesis de formas de onda escalonadas [1][8], como muestra la figura 2.18. Las ventajas de esta modulación son la simplicidad para su realización física y su baja frecuencia de conmutación, que permite su aplicación en convertidores con GTO. No obstante, es fácil comprobar que la tensión obtenida no presenta un buen espectro armónico, además de ofrecer una respuesta dinámica lenta, todo ello causado por su baja frecuencia de conmutación. Así mismo, es necesario disponer de una tensión continua de entrada variable para poder regular la tensión de salida. Su aplicación principal se encuentra en convertidores de muy alta potencia (sistemas de distribución de potencia, accionamiento de motores), donde se busca la minimizar las pérdidas en conmutación mediante la reducción de la frecuencia de conmutación [10].

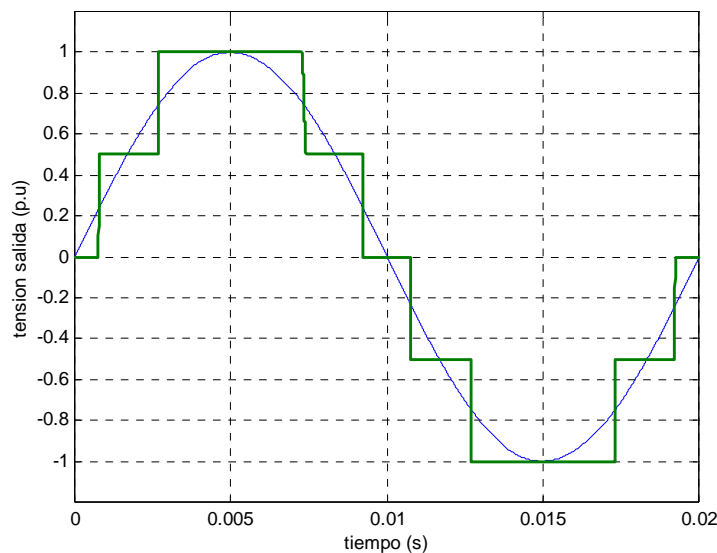


Figura 2.18. Tensión de salida escalonada multinivel para una referencia senoidal.

Otra modulación que da como resultado una forma de onda escalonada es la presentada por Rodríguez et al. [49]. Basada en la modulación vectorial de baja frecuencia de conmutación, consiste en aplicar a la carga aquel vector de tensión del diagrama de vectores más próximo al vector de referencia, minimizando el error o distancia respecto al vector de referencia. Este método de modulación es interesante para un número elevado de niveles, puesto que hay una gran densidad de vectores en el diagrama de vectores de estado del convertidor y el error respecto al vector de referencia de tensión es relativamente reducido.

2.3.2. Cancelación selectiva de armónicos

La figura 2.19 muestra una forma de onda genérica con simetría de cuarto de periodo, donde se tienen m ángulos de conmutación ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$). Aplicando el desarrollo en serie de Fourier a

esta señal, y escogiendo apropiadamente los m ángulos de conmutación ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$), se puede cancelar hasta $m-1$ armónicos, reservando un grado de libertad para regular la amplitud del armónico fundamental. En general, se suele escoger la cancelación de los armónicos más significativos de baja frecuencia, mientras que se recurre a filtros si se desea eliminar los de alta frecuencia. Para conseguir la cancelación efectiva de los armónicos, los m ángulos de conmutación ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$) deben estar comprendidos entre 0 y $\pi/2$, lo que supone que el margen del índice de modulación disponible suele ser estrecho, lo que representa una limitación de este tipo de modulación. Por ejemplo, en una señal escalonada de siete niveles, el índice de modulación disponible está comprendido entre 0.5 y 1.05 . Para emplear esta técnica con un amplio margen del índice de modulación y con una distorsión armónica mínima, se encuentra en [50] una estrategia generalizada de cancelación selectiva de armónicos.

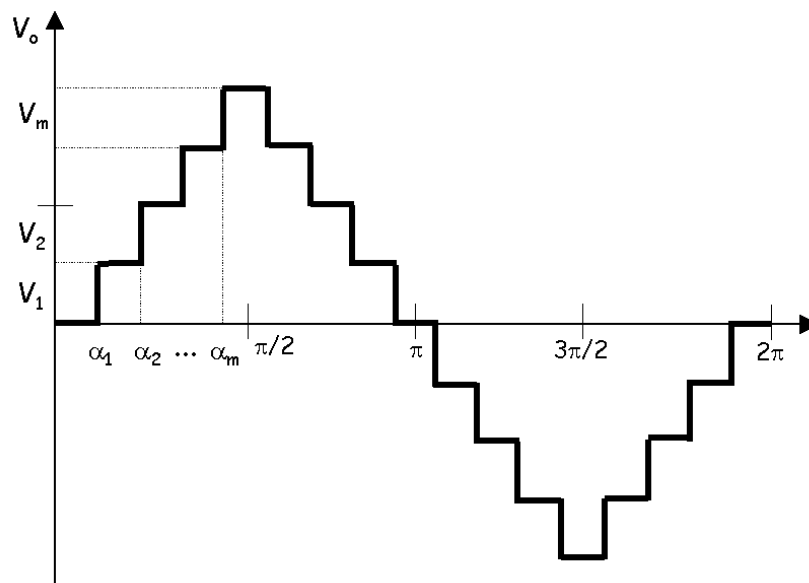


Figura 2.19. Tensión de salida escalonada generalizada con m ángulos de conmutación.

El sistema de ecuaciones a resolver para obtener los ángulos de conmutación es no lineal, su cálculo es complejo y dificultoso de aplicar en tiempo real. Por ello, el cálculo se suele hacer de forma previa al funcionamiento del sistema, para almacenarlo y ser reproducido en línea por el modulador, lo que resta flexibilidad al sistema.

Esta estrategia de conmutación es denominada por algunos autores como "óptima" [51]-[53], por la cancelación de armónicos, o "pre-calculada" [54], por el cálculo previo de los ángulos de conmutación [55].

Para el cálculo de los ángulos de conmutación, se encuentran en la literatura diferentes métodos; Velaerts et al. emplean en [54] la optimización del factor de pérdidas del motor; Liu et al. [51] establecen un mapa de ángulos de conmutación según un estudio comparativo en base a diversos aspectos, como el factor de pérdidas y el rizado de corriente de salida, entre otros; Li et

al. [50] aplican esta técnica a un convertidor *Cascaded Full-Bridge*, aprovechando la configuración del convertidor para simplificar el sistema de ecuaciones no lineales.

En su origen, esta técnica de modulación se aplicó a tiristores, de ahí su clasificación dentro de las técnicas a frecuencia fundamental. No obstante, conforme aumenta el número de ángulos de conmutación, el número total de conmutaciones de los interruptores se eleva, y se podría considerar esta técnica como de alta frecuencia de conmutación.

2.3.3. Modulación PWM senoidal

La modulación del ancho del pulso senoidal (*Sinusoidal Pulse Width Modulation –sinusoidal PWM–*), también conocida como PWM subarmónica (*Sub-harmonic PWM*), es una de las técnicas de modulación más ampliamente estudiada y empleada en aplicaciones industriales [56], debido a su simplicidad y a los buenos resultados que garantiza en todas las condiciones de trabajo, incluida la sobremodulación. Esta técnica consiste en comparar una señal de consigna senoidal, denominada moduladora, con señal denominada portadora, usualmente de forma de onda triangular, en algunos casos tipo diente de sierra [57][58]. La comparación de estas dos señales da como resultado las órdenes de conmutación de los interruptores del convertidor. Este método de modulación es flexible, permite emplear diferentes moduladoras y portadoras, según se detalla en [1], que se pueden dividir en dos grandes bloques: a) estrategia de conmutación basada en portadora modificada y b) estrategia de conmutación basada en múltiples moduladoras. Unos interesantes estudios comparativos del contenido armónico de las diferentes estrategias PWM se encuentran en [58]-[61]. Los contenidos armónicos pueden variar también según la modulación sea síncrona o asíncrona [56][62].

a) Estrategia de conmutación basada en portadora modificada.

Este tipo de estrategia de modulación se basa en la modificación de las portadoras con el objetivo de sintetizar salidas senoidales con mejor espectro armónico. Este tipo de modulación se puede dividir en dos subtipos: variación de la polaridad o variación de la fase de las portadoras.

Para el subtipo de variación de la polaridad de las portadoras, Carrara et al. presentan un estudio exhaustivo en [63], empleando tres tipos de portadoras:

- tipo 1) portadoras alternadas en contrafase [12], figura 2.20
- tipo 2) portadoras con simetría respecto el eje horizontal [58], figura 2.21
- tipo 3) todas las portadoras en fase [64], figura 2.22

El análisis de [63] muestra que el espectro armónico de los tipos 1) y 2) es de similares características, donde no aparece armónico a frecuencia de conmutación pero sí múltiplos impares a ambos lados de esta frecuencia. Para el tipo 3), existen armónicos a frecuencia de

conmutación, armónicos pares alrededor de múltiplos impares y armónicos impares alrededor de inexistentes múltiplos pares de la portadora. En cualquier caso, cuando el índice de modulación es elevado, no existe diferencia sustancial entre los tres tipos de portadora.

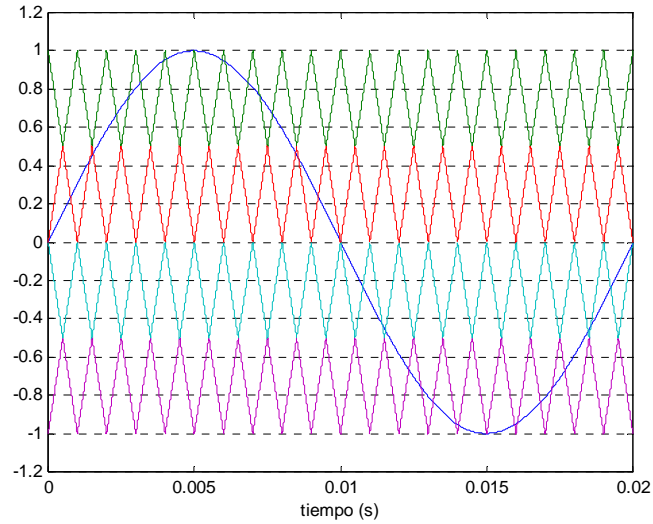


Figura 2.20. Tipo 1). Portadoras alternadas en contrafase para un inversor de cinco niveles.

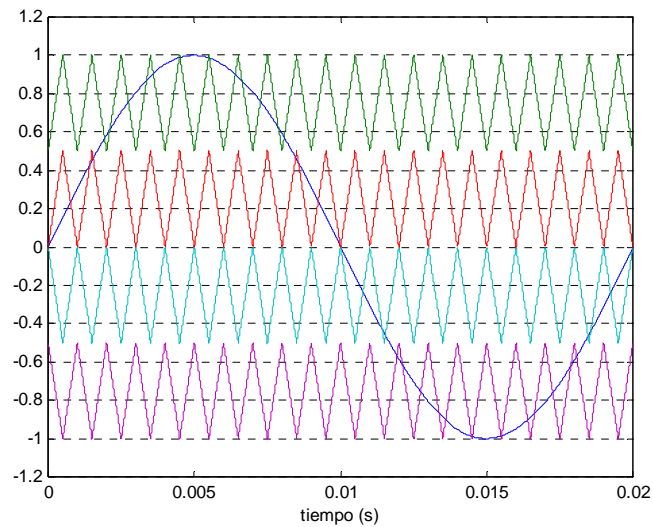


Figura 2.21. Tipo 2). Portadoras con simetría respecto el eje horizontal para un inversor de cinco niveles.

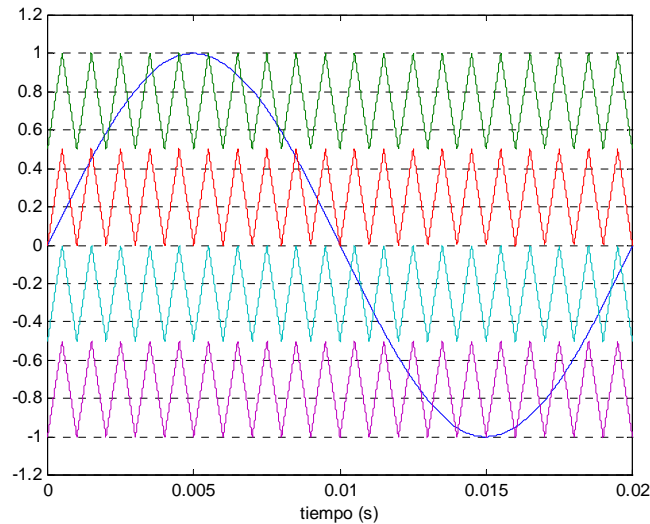


Figura 2.22. Tipo 3). Todas las portadoras en fase para un inversor de cinco niveles.

Por otro lado, el subtipo de variación de fase de las portadoras introduce un desfase entre la portadora [65] o portadoras [66] respecto a la referencia. Este método ha sido menos investigado y aplicado que los basados en variación de la polaridad de la portadora. El efecto del desfase puede ser significativo en la frecuencia de conmutación de los interruptores, dependiendo del índice de modulación y del desfase entre portadora y moduladora [67]. Una buena selección de este desfase puede llegar a reducir las pérdidas en conmutación hasta un 35% [67].

b) Estrategia de conmutación basada en múltiples moduladoras.

Esta estrategia de modulación se basa en el empleo de múltiples moduladoras y una única portadora triangular, y también se puede encontrar bajo el nombre de modulación bipolar (*bipolar modulation*) [56][58]. La figura 2.23 muestra una portadora triangular y dos moduladoras para el caso de tres niveles. Las dos moduladoras se obtienen sumando desplazamientos (*offset*) positivos y negativos a la moduladora convencional. Estos desplazamientos pueden ser constantes o variables, y su objetivo consiste en conmutar los niveles intermedios al pasar de los niveles superiores a los inferiores o viceversa. Frente a otras estrategias de conmutación, este tipo de modulación no presenta el problema del pulso mínimo y ofrece mejor contenido armónico, cuando se trabaja a bajo índice de modulación.

Una práctica habitual en la estrategia de conmutación PWM senoidal consiste en sumar una componente de tercer armónico a la moduladora senoidal [58][68], con el objetivo de incrementar la componente fundamental de la tensión de salida hasta un 15% dentro de la zona lineal. La figura 2.24 muestra un ejemplo donde se ha sumado un tercer armónico cuya amplitud es el 16% de la moduladora senoidal. El efecto causado por la suma de este tercer armónico es similar al uso de la modulación vectorial SVM con un reparto específico del estado de tensión nula [67][69]. Este tercer armónico añadido no afecta a la forma de onda de la tensión de salida, si el neutro de la carga está aislado o la carga está conectada en triángulo, es decir, en sistemas

trifásicos de tres hilos. No obstante, debe remarcarse que la suma del tercer armónico constituye la adición de un sistema de secuencia cero a la fundamental. Hay una infinidad de formas de onda que pueden sumarse a la fundamental y que constituyen un sistema de secuencia cero [70].

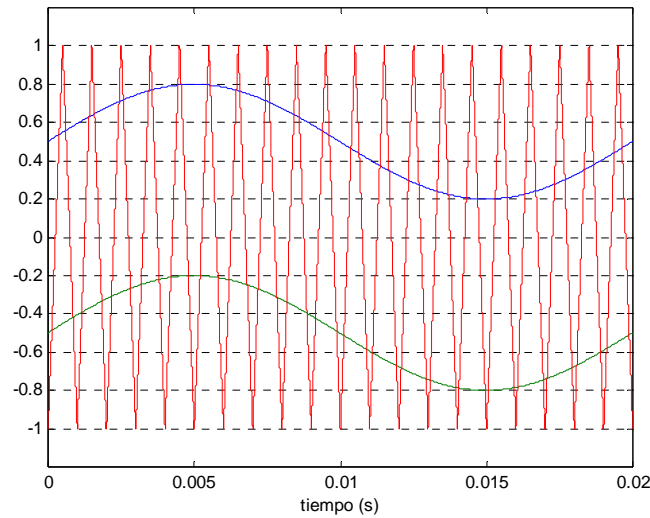


Figura 2.23. Modulación bipolar para un inversor de tres niveles.

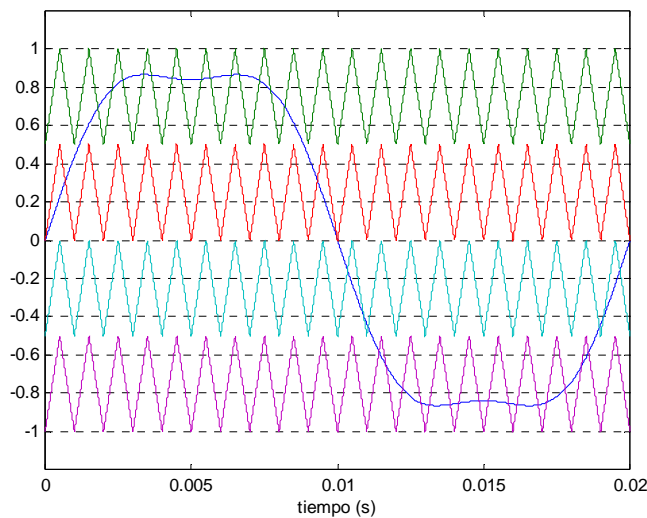


Figura 2.24. PWM senoidal con tercer armónico añadido.

La realización física de la estrategia PWM senoidal es simple, empleando integradores analógicos y comparadores para la generación de las señales de conmutación. Hoy en día, es más habitual emplear sistemas digitales para generar las señales de conmutación, donde los integradores digitales se sustituyen por temporizadores digitales específicos, denominados temporizadores PWM. De la comparación entre la moduladora discretizada y el valor del temporizador PWM se obtiene la señal de conmutación, proceso denominado muestreo natural o regular (*natural sampling* o *regular sampling*) [70][71], que puede ser simétrico o asimétrico [70][72]. Dell'Aquila et al. realizan este proceso en tiempo real mediante unas ecuaciones

simplificadas [73]. En cualquier caso, las señales de conmutación obtenidas para cada periodo de conmutación suelen ubicarse temporalmente con simetría de periodo, con objeto de reducir las conmutaciones, ver figura 2.25. El estudio del contenido armónico de este tipo de modulación se encuentra en [6].

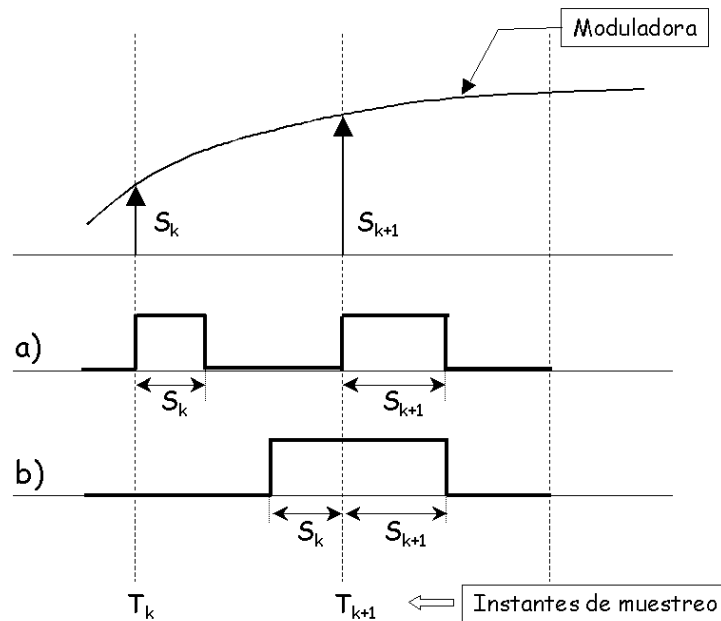


Figura 2.25. PWM por muestreo natural en un sistema digital.

a) Sin simetría de periodo. b) Con simetría de periodo.

Para finalizar con la estrategia de conmutación PWM senoidal, algunas de sus características son:

- Simplicidad.
- Contenido armónico reducido.
- Buen resultado incluso en sobremodulación.
- Algunos niveles del convertidor no se emplean cuando el índice de modulación es bajo, tal como indica Tolbert en [74].

2.3.4. Modulación vectorial (SVM)

La modulación basada en los vectores espaciales de tensión (*Space Vector Modulation*) SVM o SVM-PWM es bien conocida y ampliamente utilizada en convertidores CC/CA convencionales [70][75][76] y multinivel [50][62][77]-[85]. Cada uno de los posibles estados del convertidor se representa mediante un vector de tensión, y el conjunto de todos estos vectores de estado configura el diagrama vectorial de tensiones del convertidor. La tensión de salida deseada se puede expresar como un vector de referencia o modulación dentro del

diagrama vectorial de tensiones, cuyo módulo se relaciona con la amplitud de la tensión de salida, cuya velocidad de giro es igual a la pulsación deseada de la tensión de salida y su fase coincide con la fase de salida. La figura 2.26 muestra el diagrama de vectores de estado para un convertidor de tres niveles, con 27 estados posibles expresados por 19 vectores de estado diferentes, junto con un posible vector de modulación. El diagrama de vectores de estado es universal, independientemente del tipo de convertidor.

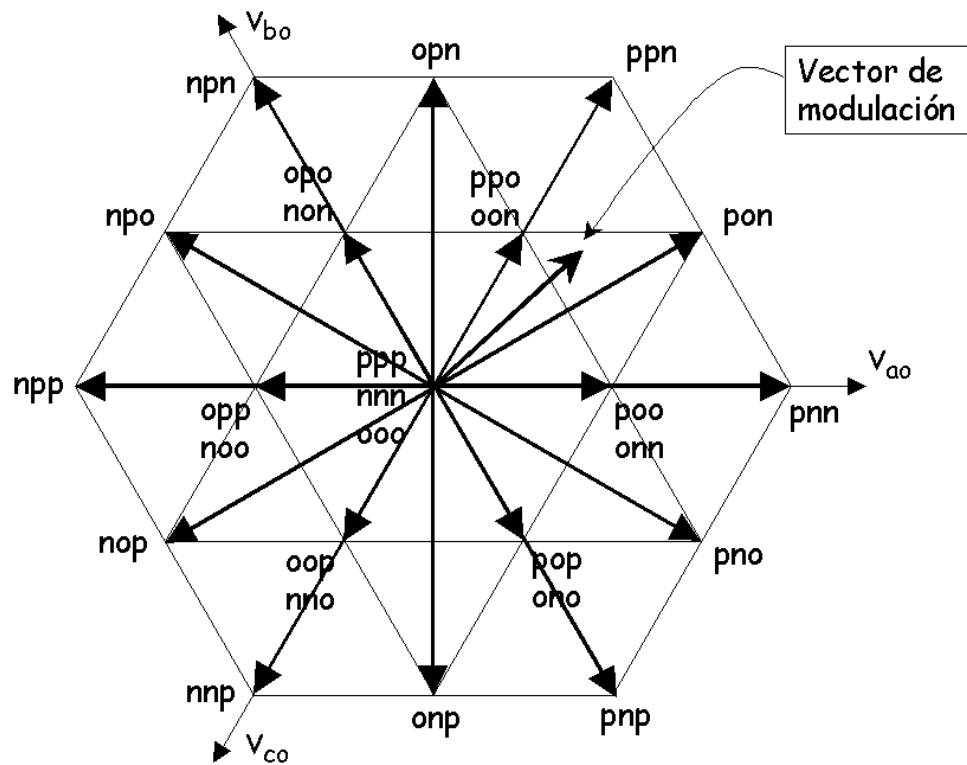


Figura 2.26. Diagrama de vectores de estado y vector de modulación para un inversor de tres niveles.

El giro del vector de referencia se discretiza cada periodo de conmutación. Dentro de un periodo de conmutación, se debe generar el vector de referencia correspondiente a ese periodo a partir de los vectores del diagrama vectorial de tensiones. Dado que cada vector de modulación discretizado normalmente no coincide con ningún vector de estado del convertidor, se genera su valor a partir del promediado de dos o más vectores de estado. La selección de los vectores de estado con los que se obtiene el valor promediado en cada periodo de conmutación continúa siendo un tema discutido en la literatura [22][86][87], aunque probablemente la selección más empleada sea escoger los tres vectores más próximos al vector de modulación (*Nearest Three Vectors –NTV–*). Esta selección de vectores es el método básico para obtener un contenido armónico reducido en la tensión de salida y mantener el equilibrio de las capacidades del convertidor mediante la selección adecuada de los estados redundantes del convertidor [77].

Cuando el vector de modulación se sitúa próximo a un vértice de cualquier región del diagrama de vectores de estado, alguno de los estados del convertidor debe permanecer activado un tiempo muy corto, que incluso puede ser menor que el tiempo mínimo de pulso que el convertidor es capaz de generar. Este problema suele denominarse como el problema del pulso estrecho. Diversos autores han abordado este problema y han propuesto soluciones [88]. Por otro lado, en la literatura se encuentra la extensión de la estrategia SVM en la zona de sobremodulación [89].

En cualquier caso, las técnicas de modulación PWM senoidal y SVM están fuertemente relacionadas [90]. Wang muestra en [91] que se puede obtener una modulación SVM empleando una estrategia PWM senoidal con una adición adecuada de tensión de modo común o secuencia cero, mientras que Holmes [69] indica que la única diferencia entre ambas técnicas reside en la ubicación temporal de los vectores de estado de tensión cero. La adición de una tensión adecuada de modo común se emplea en [78] para mantener equilibradas las capacidades de un convertidor *Diode-Clamped* de tres niveles.

Algunas de las características de la modulación SVM son:

- Los valores de las tensiones de salida con SVM son hasta un 15% superiores a los obtenidos empleando una modulación PWM senoidal.
- Seleccionando apropiadamente la secuencia de los vectores escogidos, pueden reducirse las pérdidas de conmutación del convertidor.
- La modulación se puede abordar fácilmente desde el dominio de Park o D-Q, lo que facilita su empleo junto con técnicas de control vectorial.
- El cálculo requerido es simple y poco extenso, por tanto es fácil de realizar en un dispositivo de control digital.
- La complejidad de la selección de los vectores de estado y de los estados redundantes se incrementa de forma severa con el número de niveles.

2.3.5. Otras técnicas de modulación

Se encuentran en la literatura otras técnicas de modulación, que suelen ser variantes en mayor o menor medida de las ya mencionadas. Algunas de ellas son:

- Control directo de par (*Direct Torque Control –DTC–*) [92][93]
- Modulación sigma-delta [1][94]
- Modulación híbrida [1][95]
- Modulación para rectificadores [1][96]
- PWM con portadoras a distintas frecuencias [67]
- SVM basado en portadoras modificadas [97]
- Control por histéresis [82]

- Control en modo corriente [57][70][98]-[102]
- PWM aleatorio (*Random PWM*) [103]
- Técnicas de conmutación suave [32][33][35][37]

2.4. Control de los convertidores multinivel

Las variables a controlar en un convertidor multinivel dependen lógicamente del tipo de aplicación. Tensión o corriente de salida, frecuencia y flujo de potencia activa y reactiva suelen ser las variables a controlar, junto con el equilibrio de las capacidades del convertidor, en caso que la topología empleada así lo requiera. Para conseguir el control deseado, se suele modelar el convertidor (junto con los multipolos de entrada y salida), a continuación se escoge una ley de control adecuada y finalmente se diseña el controlador, además de seleccionar alguna estrategia de conmutación, como las analizadas en el apartado 2.3. Todo ello sin olvidar mantener equilibradas las tensiones de las capacidades del convertidor, en caso que sea necesario.

La aproximación habitual en el modelado y control de los convertidores multinivel CC/CA consiste en separar modelo, comportamiento y control de los lados de CC y CA. Para el modelado y control de las variables del lado de CA, usualmente trifásicas, las capacidades se consideran fuentes de tensión constante. La ley de control se aplica al modelo de CA para conseguir la regulación deseada. Por otro lado, el modelo del lado de CC se considera para mantener equilibradas las capacidades del convertidor, tarea que habitualmente se realiza a través de la estrategia de conmutación.

Por las razones mencionadas en los párrafos anteriores, este apartado se subdivide en tres subapartados destinados a modelado, ley de control o controlador y equilibrado de las capacidades.

2.4.1. Modelado de los convertidores multinivel

En general, los modelos que se encuentran en la literatura abordan el proceso de modelado en cuatro pasos [104]: desarrollo del modelo de conmutación, promediado, transformación a coordenadas rotativas y linealización. Se suele considerar que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia de las variables del convertidor, para poder aplicar el operador de promediado. Por otro lado, es importante recordar que estos convertidores mayoritariamente se aplican a sistemas trifásicos, de ahí la importancia del paso a coordenadas rotativas, para que las variables presenten valores constantes en régimen permanente. Estos pasos se pueden emplear tanto para el modelado de convertidores multinivel como para convertidores convencionales de dos niveles [105]-[112]. Las representaciones más usuales para los modelos son el espacio de estado o mediante circuitos equivalentes. En cualquier caso, el apartado se

centra en el modelado del convertidor *Diode-Clamped* de tres niveles o *Neutral-Point-Clamped*, no obstante la extensión a otras topologías es sencilla.

El modelo de gran señal que se obtiene del sistema suele ser complejo y no lineal, con acoplamientos entre sí de variables de estado y entre variables de estado y variables de entrada. Del párrafo anterior se extrae que la linealización forma parte del proceso de modelado del sistema, pero no es un paso necesario si se desea gobernar el sistema con una ley de control no lineal.

Un modelo para el convertidor *Diode-Clamped* de tres niveles es el desarrollado por Cho et al. [114]-[116] empleando los mencionados pasos, para una aplicación de compensación de potencia reactiva (*Static VAR Compensation –SVC–*). El modelo obtenido en gran señal es no lineal y aborda por separado los lados de CC y CA, siendo un modelo relativamente complejo, de comprensión difícil, y poco intuitivo en lo relativo a las funciones de conmutación de los interruptores. El modelo lineal de pequeña señal empleado para el diseño del controlador se realiza mediante la conocida técnica de perturbación y linealización alrededor de un punto de trabajo en régimen permanente. Ello supone que el modelo pierde precisión conforme el punto de trabajo real del convertidor se aleja del punto de cálculo del modelo de pequeña señal.

Dos modelos similares a los anteriormente mencionados para el convertidor *Diode-Clamped* de tres niveles son los desarrollados por Lim et al. [117] y Pollakowski [118], con la particularidad de que existe una conexión entre el punto medio del bus de continua y el neutro de la red. Esta conexión se emplea para mantener equilibradas las tensiones del bus de continua. En ambos casos, se tiene un complejo modelo en el espacio de estado que comprende los lados de CC y CA, donde las variables de control son las tensiones de salida del convertidor en el dominio de Park o D-Q, que se generan mediante una estrategia de conmutación adecuada.

Si bien la técnica habitualmente más empleada para linealizar es la conocida como perturbación y linealización, existen otras técnicas. Jung et al. [109] aplican la linealización entrada-salida (*Input-Output Linearization*) [119][120] a un convertidor CA/CC/CA bidireccional (*back-to-back*) de dos niveles que acciona un motor de inducción, obteniendo un modelo lineal ciertamente complejo en el dominio de Park. Espinoza y Joós [108] y Lee et al. [107] también emplean esta técnica para el control de un rectificador PWM de dos niveles que puede extenderse sin problemas a un convertidor multinivel. Otra técnica de linealización similar es la denominada linealización entrada-estado (*Input-State Linearization*) [119][120]. En definitiva, estas técnicas fuerzan la linealización de la planta mediante una realimentación no lineal, y suelen ser clasificadas como técnicas de control no lineal.

Celanovic et al. [121] emplean funciones de conmutación de línea, para obtener un modelo de tres circuitos equivalentes en el dominio de Park, modelo muy similar a los presentados en [122][123]. El uso de las funciones de conmutación de línea en el proceso de modelado da como

resultado dos únicas variables de control en el dominio D-Q (relaciones de conducción d_d y d_q , al considerar el sistema trifásico equilibrado no existe secuencia cero) lo que simplifica el control y permite controlar tensiones y corrientes de línea. Sin embargo, el modelo no contiene información sobre las tensiones y corrientes de fase ni sobre la tensión entre el neutro de la carga y el punto medio del bus de continua, lo que supone un inconveniente para el control del modo común y obliga a la estrategia de conmutación a asumir la tarea del equilibrado del punto medio del bus de continua.

En cambio, Bordonau et al. realizan en [124] el modelado del convertidor NPC con filtro LC pasabajos y carga resistiva, empleando funciones de conmutación de fase. De esta manera, no se pierde información del sistema en el proceso de modelado, y el modelo incluye información sobre el sistema completo, lado de CC, convertidor y lado de CA. Considerando el sistema trifásico equilibrado, son seis las variables de estado (v_p , v_n , i_{Yd} , i_{Yq} , v_{Yd} , v_{Yq}) y cuatro las de control (relaciones de conducción d_{pd} , d_{pq} , d_{nd} , d_{nq}). Las variables de secuencia cero no aparecen en el modelo. El modelo obtenido de gran señal es no lineal y se expresa en el espacio de estado. El modelo lineal se obtiene empleando perturbación y linealización en el entorno de un punto de trabajo. Un análisis dinámico detallado de este modelo se encuentra en [125].

Si bien los mencionados modelos son los que presentan un mayor interés, existen otros modelos atractivos:

- Lin desarrolla un modelo para el convertidor *Neutral-Point-Clamped* aplicado a control vectorial de motores de inducción [41].
- Silva, Rodrigues y Costa emplean un modelo basado en funciones de conmutación para su aplicación a control deslizante [126].
- Lee y Ehsani proponen un modelo de simulación basado en el concepto de función de conmutación aplicado a un inversor convencional [127], aunque su extensión a los convertidores multinivel es obvia.
- Ryan, Lorenz y De Doncker desarrollan en [128] una aproximación geométrica al modelado de inversores convencionales de dos, tres y cuatro ramas, con objeto de superar las limitaciones que presenta la transformación de Park con los grados de libertad adicionales que exhiben los convertidores de cuatro ramas. Este tipo de modelado también es extensible a convertidores multinivel.
- Meynard, Fadel y Aouda modelan exclusivamente el convertidor multinivel *Flying-Capacitor* [129] mediante el estudio del circuito equivalente para cada armónico. El objetivo de este modelo es describir la relación entre las variables de estado y sus derivadas a partir del mencionado circuito equivalente.

2.4.2. Ley de control o controlador

En la elección de la ley de control que debe gobernar el sistema, es posible escoger entre técnicas lineales y no lineales. La teoría clásica de control está basada en sistemas lineales, son técnicas muy conocidas y contrastadas, además de sobradamente experimentadas en un muy variado tipo de plantas. Como se ha mencionado en el apartado 2.4.1., el modelo de gran señal que se obtiene del sistema suele ser no lineal. Para aplicar las técnicas de control lineal, es necesario linealizar el modelo del sistema. En este paso, el objetivo consiste en no perder información ni campo de aplicación del modelo. Por otro lado, se pueden aplicar técnicas no lineales para el control del sistema. Este tipo de técnicas suele ser bastante más complicado que las lineales. Además, conforme el sistema aumenta de orden, las técnicas no lineales incrementan su complejidad de forma considerable, lo que puede hacer inabordable la realización del control. Por su mayor simplicidad y la mayor experiencia acumulada, se suelen preferir técnicas lineales para el control de los convertidores multinivel.

a) Técnicas clásicas de control lineal.

Los convertidores estudiados suelen aplicarse sobre sistemas trifásicos, y el control acostumbra a realizarse en el dominio D-Q, donde las variables trifásicas quedan transformadas en valores constantes en régimen permanente.

La aproximación más simple para realizar el control probablemente sea la propuesta en [115][116][123] para un sistema de compensación de potencia reactiva (SVC). A partir del modelo de gran señal, se obtiene el modelo lineal de pequeña señal mediante perturbación y linealización. A continuación, se reduce a un sistema lineal SISO (*Single Input-Single Output*), donde se regula la potencia reactiva con el desfase entre tensiones y se emplea para calcular un sencillo controlador proporcional-integral. Esta reducción puede ser discutible, puesto que el sistema es claramente multivariable, y se están eliminando los efectos de las variables no consideradas por el control.

Otra técnica de control se puede encontrar en [105][110][113][130] aplicado a un rectificador PWM de dos niveles, en [117][121][122] aplicado a un inversor *Neutral-Point-Clamped* y en [114] aplicado a un sistema SVC realizado mediante un NPC. Se tienen dos lazos de control con sus respectivos controladores convencionales PI. Dado que las variables de los dos lazos están acopladas según las ecuaciones del modelos, se incluye un cruce de variables entre lazos de control para desacoplar las variables y tratar cada lazo como independiente. El cálculo de los controladores se realiza entonces con dos sistemas SISO. En ambos casos, el control no se encarga del equilibrado del bus de continua, tarea que realiza la estrategia de conmutación.

Cuando el inversor se emplea como accionamiento de un motor de CA, una técnica posible a emplear es el control vectorial [41][131].

b) Técnicas de control lineal multivariable.

Una de las técnicas de control lineal multivariable consiste en emplear el modelo en el espacio de estado para calcular un controlador apropiado que sitúa los polos del sistema en lazo cerrado en aquellos lugares deseados por el diseñador. Esta técnica, denominada asignación de polos [132], es la empleada por Pollakowski et al. [118] en un convertidor NPC y por Lee et al. en diferentes convertidores convencionales [133].

Fukuda emplea en [111] la teoría del control óptimo cuadrático (*Linear Quadratic Regulator* –LQR–) [134] en el diseño de un controlador óptimo con acción integral (LQI) para un rectificador PWM de dos niveles. Este tipo de control se extiende a un rectificador NPC en [22][135], no obstante el control del equilibrio del punto medio del bus de continua se realiza mediante la estrategia de conmutación.

La ley de control propuesta en esta tesis, basada en LQR, se ha empleado en un inversor NPC en [136]-[140] y en un sistema fotovoltaico en [141], realizando el control completo del convertidor a través del controlador, incluso el equilibrio de las capacidades del bus de continua.

El campo de aplicación de la técnica de control LQR es muy amplio. Rosu et al. [142] la aplican a la minimización del consumo de energía de un motor de continua en operación transitoria, mientras que Lee et al. [143] realizan el control de un motor de inducción.

c) Técnicas de control no lineal.

Jung et al. [109] sobre un convertidor convencional CA/CC/CA bidireccional (*back-to-back*), Espinoza y Joós [108][144] y Lee et al. [107] sobre un rectificador PWM de dos niveles, emplean controladores clásicos proporcional-integral para los diferentes lazos de control sobre modelos lineales desarrollados mediante la técnica de linealización entrada-salida [119][120]. Jung et al. emplean además acoplamientos cruzados entre variables. Si bien los controladores son sencillos de calcular y realizar, la complejidad reside en la linealización del modelo, que supone un volumen de cálculo matemático importante a realizar en tiempo real. Por otro lado, Tachon, Fadel y Meynard aplican la linealización entrada-estado a un convertidor *Flying-Capacitor* en [145].

El denominado control deslizante [119][146] es otra técnica de control no lineal. En general, suele ser un control extenso y de compleja comprensión, en algunos casos su realización es simple. En [147][148] se aplica el control deslizante a inversores convencionales de dos niveles. Una aplicación para el control en modo corriente de un inversor NPC que alimenta a un motor de inducción se expone en [126].

Muñoz y García presentan en [149] un control basado en la función de Lyapunov [119], donde se incluye parte integral para eliminar los errores de régimen permanente. El controlador,

aplicado a un accionamiento de CA con un inversor de dos niveles, es de una complejidad similar a la presentada por un control vectorial y consigue desacoplar flujo y velocidad. Una variante de este control es el denominado control pasivo (*Passivity-based Control*) [150], que consiste básicamente en la generación automática de un controlador basado en una función de Lyapunov. Un ejemplo de aplicación del control pasivo sobre un inversor de dos niveles es la publicada por Cárdenas et al. [151]. Aunque probablemente no sea obvia, parece factible la extensión tanto del control basado en función de Lyapunov como el control pasivo a un convertidor multinivel.

2.4.3. Equilibrado de la tensión de las capacidades

En las topologías *Diode-Clamped* y *Flying-Capacitor*, es clave que la tensión de cada capacidad sea la prevista y presente la mínima desviación posible en cualquier condición de trabajo, tanto en régimen estático como dinámico. En caso contrario, aumenta la distorsión armónica en la salida, los semiconductores soportan sobretensiones e incluso se puede llegar a su destrucción. Siendo una cuestión vital para el funcionamiento de estos convertidores, el número de publicaciones que abordan este tema parece inagotable.

En la literatura el equilibrado de las capacidades suele ser asumido, en general, por la estrategia de conmutación, empleando apropiadamente los estados redundantes del convertidor, mientras que la ley de control se encarga de regular las variables deseadas. El control de los convertidores multinivel se plantea por tanto con dos lazos: el controlador regula las denominadas variables de salida considerando que el convertidor está equilibrado; la estrategia de modulación genera tensiones y corrientes según las órdenes recibidas del controlador y además se encarga de mantener las capacidades equilibradas, según muestra la figura 2.27.

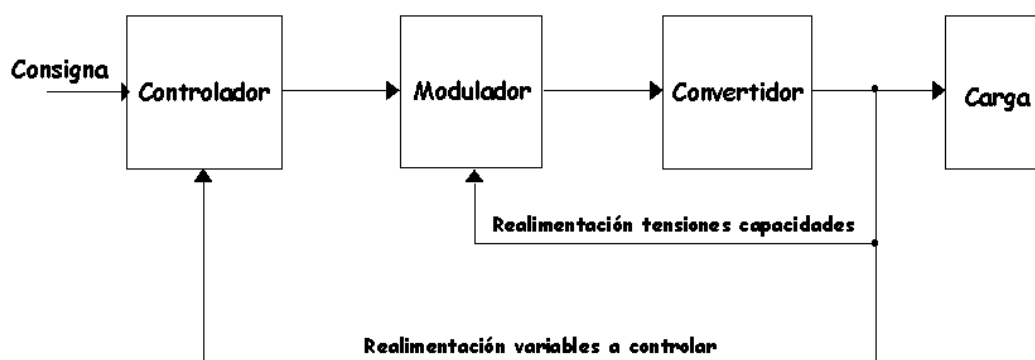


Figura 2.27. Equilibrado de las capacidades mediante la estrategia de conmutación.

No obstante, algunos autores realizan el equilibrado de las capacidades mediante la acción adecuada del controlador, según la figura 2.28. Para ello, el modelo empleado en el cálculo del controlador debe incorporar información sobre las tensiones de las capacidades. Obviamente, la

acción del controlador hace que el modulador actúe sobre el convertidor para corregir el desequilibrio, pero debe destacarse que, en este caso, el modulador no asume específicamente la tarea de equilibrar las tensiones de las capacidades.

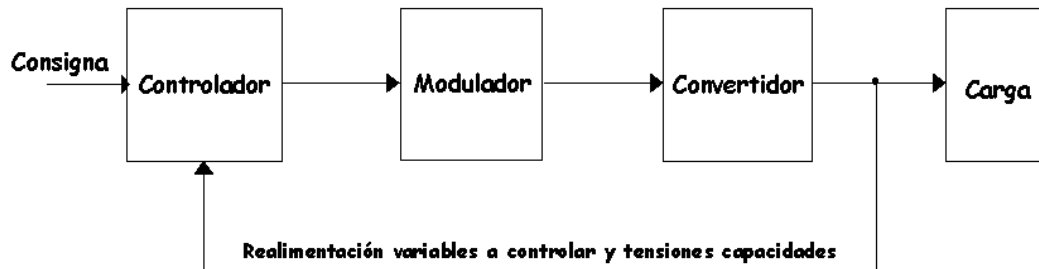


Figura 2.28. Equilibrado de las capacidades mediante el controlador.

Para el convertidor *Neutral-Point-Clamped*, se han realizado diferentes estudios sobre el equilibrio del punto medio del bus de continua [152][153]. El análisis de [153] supone corriente de CA senoidales y el control del desequilibrio mediante la estrategia de conmutación SVM. Un resultado destacado es que se tiene más control sobre la tensión del punto medio cuando el factor de potencia se aproxima a la unidad, es decir, cuando el flujo de potencia activa es mucho mayor que el de reactiva. En [152] se muestra que los armónicos pares en las corrientes de CA, especialmente los de segundo orden, producen un desequilibrio imposible de compensar incluso con la mejor elección de vectores empleando la técnica de modulación SVM, por tanto es necesario emplear otra estrategia de equilibrado o emplear un circuito adicional para equilibrar las capacidades.

Como ya se ha mencionado, en la topología NPC los autores suelen recurrir a la estrategia de conmutación para conseguir mantener equilibrado el bus de continua. En [77][101][154] con la simple realimentación de las tensiones de las capacidades se escoge el estado redundante apropiado para mantener el equilibrio utilizando la estrategia de modulación SVM. En [121][135][155][156] se realimenta además el signo de las corrientes de CA. En cualquier caso, la selección de la mejor estrategia de equilibrado no es en absoluto un tema obvio. En [157] se encuentra una interesante comparación de diferentes estrategias de equilibrado a través de los estados redundantes con SVM.

Klaver propone un método muy simple de equilibrado, basado en alargar o acortar los pulsos de conmutación de cada rama del convertidor NPC [95], pero no detalla la distorsión armónica que provoca en la tensión de salida. Steinke emplea un método parecido en [64]. Este método parece orientado a convertidores con baja frecuencia de conmutación, en ambos casos se tienen convertidores con GTO.

Cho et al. [114] realizan el equilibrado de las capacidades en una aplicación SVC con el convertidor NPC mediante el controlador. Se tienen dos lazos de control, uno para controlar la

potencia reactiva y otro para controlar el equilibrio de las capacidades, con cruce de variables entre lazos de control.

Si se emplea una estrategia de conmutación PWM senoidal, la adición de un desplazamiento (*offset*) en la moduladora causa la aparición de una corriente media diferente de cero en el punto medio del bus de continua de un convertidor NPC, que modifica su tensión. El control de este desplazamiento permite regular la mencionada corriente del punto medio y su tensión, con el objetivo de mantener el equilibrio [158]. Lee et al. [78] utilizan esta técnica para el equilibrado de un inversor NPC. Lim et al. [117] equilibran las capacidades controlando la corriente de secuencia cero que circula a través de la conexión realizada entre el punto medio del bus de continua con el neutro de la red que alimenta al rectificador NPC. El equilibrado propuesto en esta tesis [136]-[139][141] se realiza a través del controlador, que ajusta apropiadamente las conexiones de las fases a 'p' ó 'n', a través de las relaciones de conducción, para conseguir el equilibrio de las capacidades de la topología NPC.

Para convertidores *Diode-Clamped* de más de tres niveles, el equilibrado de las capacidades se complica considerablemente. Empleando un solo convertidor multinivel, bien como convertidor CC/CA o CA/CC, es imposible mantener el equilibrio de las capacidades en todas las condiciones de trabajo sin emplear componentes adicionales activos o pasivos [159]. El empleo de dos convertidores en configuración CA/CC/CA bidireccional (*back-to-back*) mejora el equilibrado [160], aunque con esta topología las capacidades tampoco se autoequilibran [159][161]. Las estrategias de equilibrado no difieren esencialmente de las empleadas para la topología NPC [100][131][162][163].

Otra manera de mantener equilibradas las capacidades del convertidor consiste en emplear un convertidor adicional o elementos activos o pasivos adicionales [12]. Por ejemplo, Lin [41] alimenta una topología NPC desde una red monofásica de CA a través de un rectificador de cuatro diodos y un semipunto cuyas tareas son mantener equilibradas las capacidades y absorber una corriente de la red con factor de potencia unitario.

El equilibrado de las capacidades en la topología *Flying-Capacitor* es relativamente complicado [4][164]. En cambio, el equilibrado es sencillo en caso de emplear la topología como convertidor CC/CC [4].

La topología *Cascaded Full-Bridge* no requiere equilibrado de las capacidades si cada tensión continua de entrada viene asegurada por una fuente aislada e independiente, por ejemplo, desde un rectificador en aplicaciones de accionamiento de motores de CA. Sin embargo, en aplicaciones de acondicionamiento de línea, cada fuente de entrada se puede sustituir por una capacidad [165]. Aunque esta topología presenta una característica inherente de autoequilibrado, puede aparecer algún pequeño desequilibrio. Peng et al. proponen un simple control con un regulador convencional PI que garantiza el equilibrio [161].

2.5. Aplicaciones

Las primeras realizaciones de convertidores multinivel fueron realizadas con GTO [2][12][75], con las conocidas limitaciones que presentan. En la actualidad, es normal encontrar IGBT con valores nominales 3.3 kV/1.2 kA, 1.7 kV/1.8 kA y 1.2 kV/2.4 kA, a 2 kHz, e incluso 6.5 kV/650 A [13][166]. Estos valores nominales, junto con su facilidad de control, además de no requerir circuitos de protección (*snubbers*) [167], hacen del IGBT el semiconductor preferido en convertidores de media potencia. Para potencias mayores, aun es necesario recurrir a los GTO (hasta 6 kV/6 kA, a 1 kHz) o mucho mejor a su versión evolucionada IGCT (5.5 kV/1.8 kA, 4.5 kV/4 kA, a 2 kHz, con previsión de llegar hasta 10 kV) [14][166][168], que requiere un *snubber* mas simple y presenta un control más sencillo por fibra óptica. En comparación con los GTO, IGBT e IGCT requieren una circuitería de control y protección mucho menos compleja, por tanto presentan la posibilidad de reducir costes e incrementar la densidad de potencia, siendo estos dos dispositivos los más adecuados técnica y económicamente para la realización de los convertidores multinivel [13]. Bernet et al. realizan un interesante estudio comparativo entre IGBT de alta potencia y GTO en [169], y entre IGBT e IGCT en [13]. Si se tiene en cuenta el coste de todos los elementos que incorpora un convertidor (soporte mecánico, radiadores, capacidades,...), la opción más económica es diseñar el convertidor con IGBT, hasta 1 MVA, o IGCT, a partir de 1 MVA hasta el límite técnico de 10 MVA sin necesidad de paralelizar circuitos, con la tecnología actual [170].

Si se desea incrementar la potencia de los circuitos con los semiconductores existentes, es necesario asociar los semiconductores; para ello es necesario considerar una serie de precauciones para equilibrar tensiones y corrientes en los dispositivos asociados [171][172]. Para una topología NPC, con tres IGCT por posición, se consigue una potencia del convertidor de 24 MVA [172].

Es bien sabido que la conmutación suave en los interruptores reduce las pérdidas en conmutación, mejorando las prestaciones del convertidor. Desafortunadamente, los circuitos de conmutación suave incorporan pérdidas en los componentes pasivos adicionales, además de un mayor coste y complejidad de diseño y control que contrarrestan las ventajas mencionadas [173]. No obstante, diversos autores proponen topologías multinivel con conmutación suave [33][36][37][173]-[177].

Algunas de las aplicaciones de los convertidores multinivel se presentan a continuación. Cabe resaltar que si bien el campo de aplicación de los convertidores multinivel es muy extenso, en aplicaciones de media/alta tensión y potencia es donde su uso es más atractivo.

a) Accionamiento de motores de alterna (*AC-Drives*).

Las ventajas de alimentar un motor mediante un convertidor multinivel respecto un inversor convencional son numerosas [5][9][10]. La literatura ofrece múltiples ejemplos de aplicación de

accionamiento de motores de alterna [11][15][178]-[183]. Algunos aspectos que afectan a la selección de la topología del convertidor son el tipo de fuente de energía (CC o CA) y la necesidad o no de regenerar la energía de frenado del motor [7]. En caso de alimentar desde CA, el convertidor multinivel requiere una etapa rectificadora previa, que suele ser otro convertidor multinivel si es necesario retornar energía a la red [28], configurando por tanto un sistema CA/CC/CA bidireccional (*back-to-back*) [178]. Este tipo de aplicación se muestra especialmente prometedora para la conexión a red de sistemas eólicos.

b) Rectificadores multinivel.

En el bloque de aplicaciones previo ya se ha comentado que un convertidor multinivel puede trabajar, según la topología, como inversor o como rectificador. En caso de trabajar como rectificador, su objetivo suele ser, además del control del flujo de potencia activa, absorber potencia reactiva nula de la red (corrientes en fase con las tensiones) y forzar una forma de onda senoidal para las corrientes absorbidas (sin armónicos) [21][105].

En aplicaciones donde no se requiere retorno de energía del lado de CC a la red, existen rectificadores multinivel simplificados o con menor número de componentes que las topologías convencionales. El rectificador '*Vienna*' es una estructura de tres niveles [184], aunque se encuentran rectificadores simplificados para más de tres niveles [185].

c) Compensación estática de energía reactiva, filtros activos y acondicionadores de línea.

El problema de la compensación de la potencia reactiva en la red es bien conocido. En general, la compensación se realiza conectando a la red una serie de capacidades mediante alguna de las topologías multinivel. Este tipo de aplicación suele denominarse compensación estática de energía reactiva (*Static Var Compensation –SVC–*), generador estático de reactiva (*Static Var Generator –SVG–*) o bien compensación estática-síncrona (*Static-Synchronous Compensation –STATCOM–*).

Por ejemplo, en líneas de transmisión de CA de larga distancia, se requiere controlar la potencia reactiva para asegurar la estabilidad de la tensión. Peng et al. proponen un convertidor *Cascaded Full-Bridge* de 11 niveles como compensador de reactiva [20]. Existen un volumen importante de publicaciones sobre este tema, siendo ésta una de las principales aplicaciones de los convertidores multinivel [114]-[116][118][123][186].

Otro campo de aplicación de los convertidores multinivel son los filtros activos, para eliminar los armónicos de corriente [148][151][180][187][188].

Un acondicionador de línea reúne las prestaciones de las anteriores aplicaciones: eliminación de huecos de tensión, compensación de las variaciones de la tensión, filtrado de las corrientes y compensación de energía reactiva. Gracias a su mayor número de niveles, los convertidores

multinivel son especialmente interesantes para este tipo de aplicación. Tolbert et al. proponen un acondicionador universal basado en una topología CA/CC/CA bidireccional (*back-to-back*) realizada con dos convertidores *Diode-Clamped* de cinco niveles [189]. En cambio, Peng et al. emplean una topología *Cascaded Full-Bridge* de 11 niveles [165].

d) Transmisión de energía en CC (*High Voltage Direct Current –HVDC–*) y sistemas CA/CC/CA bidireccionales (*back-to-back*).

Es de esperar que en un futuro próximo, los convertidores multinivel se extiendan de forma amplia en aplicaciones HVDC, conforme se disponga de dispositivos de más potencia, de hecho, en 1999 se inauguró la primera transmisión HVDC realizada con IGBT [180].

El mismo sistema CA/CC/CA bidireccional (*back-to-back*) empleado para accionamiento de motores de CA puede ser visto también como un sistema que conecta dos redes de CA asíncronas, por tanto puede ser tratado como un cambiador de frecuencia, un desfaseador o un controlador de flujo de potencia, donde el flujo de potencia puede ser bidireccional. Este sistema también se denomina controlador unificado del flujo de potencia (*Unified Power Flow Controller –UPFC–*), su uso es interesante para reforzar o compensar potencias y tensiones en sectores de la red [190]. Este tipo de montaje difiere de la transmisión HVDC en términos de la tensión del bus de continua y de la longitud del cable [8][180].

e) Sistemas de almacenamiento de energía en bobina superconductora (*Superconducting Magnetic Energy Storage –SMES–*).

La principal aplicación de los sistemas SMES consiste en el almacenamiento de energía procedente de la red para ser retornada a ella cuando sea requerido, a modo de sistema de alimentación auxiliar o distribuida. Con ello, se permite almacenar los excedentes de energía de la red para ser reutilizados posteriormente, evitando pérdidas y aumentando el aprovechamiento de energía, además de emplearse como un atenuador de las distorsiones de la red [191]. Para realizar la conexión a la red de la bobina superconductora, se encuentran diferentes soluciones en la literatura. Zhang y Ooi proponen en [192] una conexión a través de diferentes convertidores convencionales en paralelo, de forma similar a Hassan et al. [193]. La propuesta más interesante, no obstante, es la de Celanovic et al. [121], donde la bobina se conecta a la red a través de un troceador de tres niveles [36][194] seguido de una topología NPC.

En combinación con un sistema STATCOM, se consigue un mejor control de la dinámica del sistema eléctrico de potencia [195]-[197]. El sistema STATCOM solo permite absorber o inyectar potencia reactiva en la red, al añadir el sistema SMES se dota al sistema global la capacidad de absorber o inyectar también potencia activa, lo que permite un control más efectivo sobre las oscilaciones de la red [195]-[197].

f) Sistemas de almacenamiento de energía en volante de inercia.

Este tipo de aplicación almacena la energía en un volante de inercia, accionado habitualmente mediante un motor síncrono [198]. En cualquier caso, el motor debe ser alimentado por un convertidor con capacidad de regeneración como los ya mencionados en el punto a) de este mismo apartado [180].

g) Sistemas flexibles de transmisión en alterna (*Flexible AC Transmission Systems – FACTS*–).

Para su mejor comprensión, FACTS debe ser entendido como un concepto en lugar de como un sistema o una topología. Podría decirse que FACTS es un conjunto de dispositivos que permiten regular la potencia activa y reactiva de la red, con el objetivo de mejorar el comportamiento y utilización de la red [190][191]. Si se entiende la red como unos pocos puntos de generación y muchos consumidores, el concepto FACTS se basa en la idea de alimentación distribuida, donde en la red se encuentran conectados una serie de sistemas que, de forma flexible, almacenan o entregan potencia en función de las necesidades de la red.

Ya se ha visto que las topologías multinivel son especialmente interesantes para este tipo de aplicación, por su capacidad de trabajar con grandes potencias y tensiones [26]. Una vez definido este entorno, pueden considerarse como dispositivos FACTS por ejemplo, los sistemas SMES, los acondicionadores de línea, los sistemas de compensación de reactiva SVC o STATCOM, los sistemas de almacenamiento de energía en volante de inercia, en definitiva todo aquel sistema que, conectado a la red, es capaz de contribuir a un mejor funcionamiento de ésta por su gestión individual de la potencia activa y/o reactiva [180]. Soto y Green presentan un estudio comparativo entre diferentes topologías para la realización de sistemas FACTS [199].

h) Conversión CC/CC.

La conversión CC/CC con topologías multinivel parece un campo de aplicación poco explorado, aunque algunos ejemplos de aplicación se encuentran en [175][176][200]. Mao et al. emplean un troceador de tres niveles para una aplicación SMES en [194].

i) Conexión a la red de fuentes de energía renovables.

En un futuro próximo, es de esperar que el número de fuentes de energía renovables (solar, eólica) conectadas a red se incremente significativamente. El uso de convertidores multinivel para la conexión a red de estas fuentes puede suministrar sustanciales ventajas [26]. Dos ejemplos de conexión a red de paneles solares se encuentran en [141][201], aunque la aplicación en generadores eólicos se muestra más prometedora y con una gran expectativa de crecimiento [202]-[204].

2.6. Resumen

En este capítulo se ha mostrado una perspectiva general del estado de la técnica en la conversión multinivel, donde se han destacado las ventajas que ofrecen los convertidores multinivel respecto los convertidores convencionales de dos niveles. También se han presentado las diferentes topologías, estrategias de conmutación y leyes de control que se emplean en los convertidores multinivel. El equilibrado de las tensiones de las capacidades afecta a las topologías *Diode-Clamped* y *Flying-Capacitor*; no obstante, es un punto fundamental para su correcto funcionamiento, y ha sido tratado en este capítulo.

La topología *Diode-Clamped* es la más empleada entre las topologías multinivel existentes. La complejidad de los convertidores multinivel aumenta con el número de niveles; con la tecnología actual, se puede considerar que el compromiso óptimo entre ventajas e inconvenientes se consigue, en general, con tres niveles. En consecuencia, la topología más atractiva resulta ser la denominada *Diode-Clamped* de tres niveles o *Neutral-Point-Clamped*.

Finalmente, se han mostrado algunas aplicaciones de los convertidores multinivel. Para su realización, en los convertidores multinivel se suelen emplear preferentemente IGBT e IGCT, aunque en algunos casos se utilizan GTO.

