

Capítulo 4

Estrategia de Conmutación para el Convertidor CC/CA de Tres Niveles

Resumen – En el presente capítulo se propone, describe y analiza una estrategia de conmutación para el convertidor NPC. En esta tesis, el controlador asume todas las tareas de regulación, incluido el equilibrado del bus de continua, liberando a la estrategia de conmutación de cualquier tarea de control. Se ha pretendido realizar una estrategia de conmutación simple, y que no contribuya al equilibrado del bus de continua, con objeto de verificar la eficacia del controlador planteado en el siguiente capítulo.

Las entradas de la estrategia de conmutación (salidas del controlador) son las relaciones de conducción de fase 'dq0'. No se halla en la literatura ninguna estrategia de conmutación que obtenga las señales de los interruptores a partir de las mencionadas relaciones de conducción. Por tanto, este capítulo constituye una aportación original de la tesis.

La estrategia de conmutación presentada se puede entender como una extensión de la modulación PWM senoidal de dos a tres niveles. Se ha realizado un análisis general de la estrategia, complementado con el desarrollo matemático descrito en el Apéndice C, donde se detallan las expresiones generales de la tensión de salida, así como los valores admisibles (límites) de la estrategia y de las relaciones de conducción 'dq0'.

En sistemas de neutro aislado, las relaciones de conducción a secuencia cero (d_{p0} , d_{n0}) no están necesariamente definidas por el controlador y constituyen grados de libertad de la estrategia. Se ha analizado cuales son los límites de estos grados de libertad y las mejoras que pueden aportarse a la estrategia con un uso apropiado de ellos.

Finalmente, con objeto de efectuar una valoración de la estrategia propuesta, se realiza un análisis comparativo frente a una estrategia conocida (SVM-NTV).

4.1. Relación entre controlador y estrategia de conmutación

En el enfoque convencional para el control del convertidor NPC, realizado por numerosos autores [77][101][121][154]-[156], la estrategia de conmutación (usualmente SVM) se encarga de mantener equilibradas las tensiones del bus de continua y el controlador o regulador realiza el control del resto de variables a regular. De esta manera, tal como se ha detallado en el Capítulo 2, se tienen dos lazos de control, uno para el equilibrio del bus de continua y otro para el resto de variables, y se aborda por separado el diseño del controlador y de la estrategia de conmutación.

Esta tesis aborda el control del convertidor desde otra perspectiva, donde el controlador se encarga de regular todas las variables, incluido el equilibrio del bus de continua. Bajo este punto de vista, la estrategia de conmutación puede entenderse como una extensión del controlador. En otras palabras, la estrategia de conmutación se configura como el brazo ejecutor de las acciones de control calculadas en el regulador. Ello supone una relación más estrecha entre regulador y estrategia de conmutación, sin existir acoplamiento entre ellas, respecto al enfoque convencional. No obstante, su estudio puede efectuarse por separado, de forma completamente independiente.

El enfoque presentado en esta tesis posee una ventaja significativa en términos de cuantificación de la respuesta dinámica de la regulación del equilibrado del bus de continua. En efecto, la visión multivariable del sistema permite analizar de forma sistemática cualquiera de los lazos de regulación de cualquiera de las variables consideradas. En contrapartida, el análisis dinámico cuantitativo del equilibrio de bus de continua para las estrategias SVM convencionales es complejo.

En consecuencia, es conveniente, aunque no necesario, contemplar los Capítulos 4 y 5, destinados a la estrategia de conmutación y el controlador, respectivamente, como un conjunto que permite el control del convertidor. El orden de presentación de estos dos capítulos es indiferente y se podría haber permutado sin alterar el desarrollo de cada capítulo ni el resultado final.

4.2. Diagrama general de control

La figura 4.1 muestra el diagrama de bloques general para el control del convertidor CC/CA de tres niveles, con topología NPC, que se propone en esta tesis. En la mencionada figura, se pueden identificar los siguientes bloques:

Controlador: Es el controlador o regulador del sistema, que se implementa mediante una ley de control en el dominio de Park o D-Q, punto desarrollado en el Capítulo 5. Sus entradas

son la consigna o punto de trabajo deseado y las variables de estado realimentadas, transformadas al dominio D-Q (v_{Yd} , v_{Yq} , v_{Y0} , i_{Yd} , i_{Yq} , i_{Y0} , v_p , v_n). Sus salidas son las relaciones de conducción expresadas en el dominio D-Q (d_{pd} , d_{nd} , d_{pq} , d_{nq} , d_{p0} , d_{n0}). Estas relaciones de conducción son las variables de control, según el Capítulo 3. Se supone que la consigna aplicada al controlador se expresa en coordenadas D-Q. En caso de estar expresada en coordenadas trifásicas, es necesario añadir un bloque de conversión abc/DQ que transforme la consigna del dominio 'abc' al dominio 'dq0'.

Transformación DQ/abc: Es la antitransformada de Park. Convierte las variables de control (relaciones de conducción en el dominio D-Q $-d_{pd}$, d_{nd} , d_{pq} , d_{nq} , d_{p0} , d_{n0}) en relaciones de conducción 'abc' (d_{ap} , d_{ao} , d_{an} , d_{bp} , d_{bo} , d_{bn} , d_{cp} , d_{co} , d_{cn}).

Modulador PWM: Las relaciones de conducción 'abc' se expresan en función de senoides, sobre las que se aplica una modulación del ancho de pulso para obtener las funciones de conmutación del convertidor (S_{ap} , S_{ao} , S_{an} , S_{bp} , S_{bo} , S_{bn} , S_{cp} , S_{co} , S_{cn}).

Sistema digital: Un sencillo sistema combinacional permite obtener las señales de conmutación de cada uno de los doce interruptores de la topología NPC (S1, S22, S11, S2, S3, S44, S33, S4, S5, S66, S55, S6) a partir de las funciones de conmutación del convertidor.

Transformación abc/DQ: Es la transformación de Park. Transforma las variables de estado trifásicas 'abc' (tensiones y/o corrientes, dependiendo de la aplicación, $-v_{Yd}$, v_{Yq} , v_{Y0} , i_{Yd} , i_{Yq} , i_{Y0}) al dominio D-Q, con objeto de ser realimentadas hacia el controlador que trabaja en el dominio D-Q. Obviamente, las tensiones del bus de continua no son tensiones trifásicas, no se les aplica la transformación de Park y se realimentan directamente al controlador.

Sensores: Este bloque se identifica con los sensores físicos que extraen las medidas de las variables de estado del convertidor, acondicionando la señal convenientemente para ser empleada en el sistema de control.

Bus CC + Inversor NPC + filtro + carga: Representa el montaje físico del convertidor, teniendo en cuenta los lados de continua y de alterna, así como todos aquellos elementos que intervienen en su funcionamiento (fuente, filtros, carga).

A la vista del diagrama de bloques de la figura 4.1, este capítulo se centra en la obtención de las señales de conmutación para los doce interruptores de la topología NPC a partir de las variables de control (relaciones de conducción en el dominio D-Q) que genera el controlador.

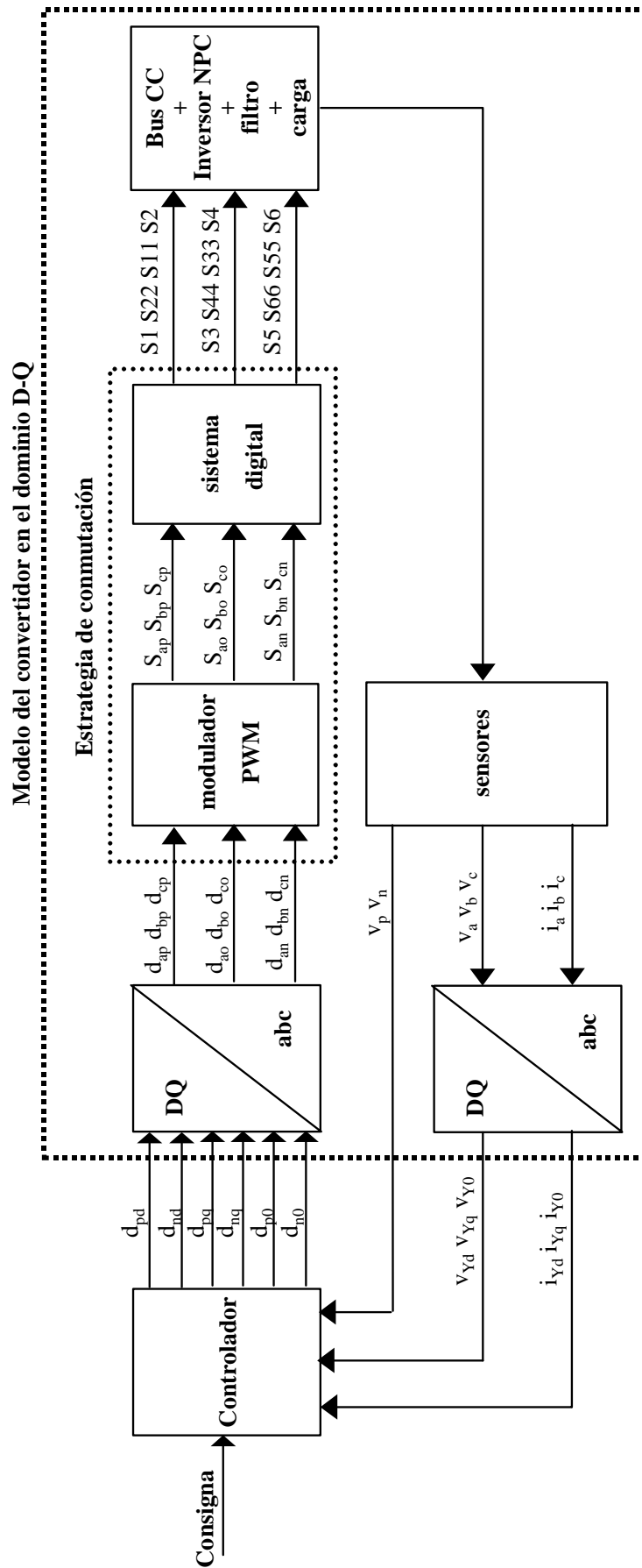


Figura 4.1. Esquema de bloques general para el control del convertidor NPC.

Tal como se detalla más adelante, se ha escogido una estrategia de conmutación PWM senoidal [56], también denominada modulación PWM subarmónica (*Sub-harmonic PWM*) [70][207], que se distingue por su simplicidad. Pueden destacarse dos causas que han motivado la elección de esta estrategia. En primer lugar, la obtención de las señales de conmutación de los interruptores a partir de las variables de control que entrega el controlador es un proceso relativamente simple. En segundo lugar, se ha pretendido escoger una estrategia que por sí sola no garantizase el equilibrado de las tensiones del bus de continua, siendo el controlador quien debe asumir esa tarea. Con ello, esta tesis aporta una perspectiva diferente a la convencional, donde el equilibrado del bus de continua se realiza mediante la estrategia de conmutación.

4.3. PWM senoidal para un inversor de dos niveles

La modulación PWM senoidal [56] para un inversor trifásico convencional de dos niveles es sobradamente conocida. No obstante, se ha optado por incorporar este apartado, como soporte para la mejor comprensión de la modulación PWM senoidal para la topología NPC, que se presenta más adelante.

La figura 4.2 muestra el modelo de conmutación de un inversor trifásico convencional de dos niveles. Para este convertidor se plantea la estrategia de conmutación PWM senoidal [56], donde se tiene una señal moduladora senoidal para cada fase (decaladas 120°) y una señal portadora, ver figura 4.3.

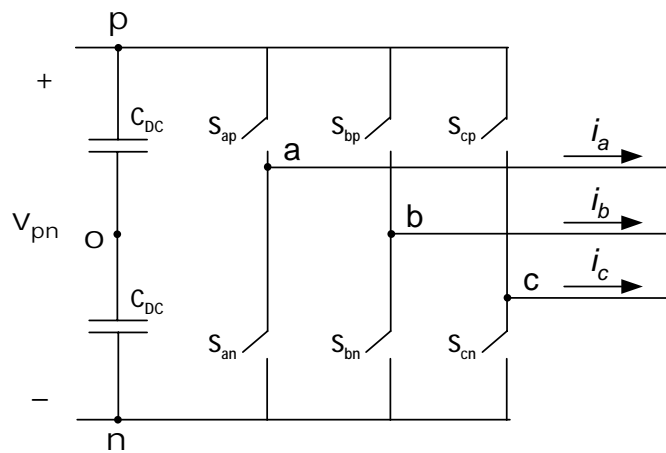


Figura 4.2. Inversor de dos niveles.

En este entorno, se definen los índices de amplitud (m_a) y de frecuencia (m_f).

$$\text{índice de amplitud} = m_a = \frac{\text{amplitud moduladora}}{\text{amplitud portadora}} = \frac{A_m}{A_p} \quad (4.1)$$

$$\text{índice de frecuencia} = m_f = \frac{\text{frecuencia portadora}}{\text{frecuencia moduladora}} = \frac{f_p}{f_m} \quad (4.2)$$

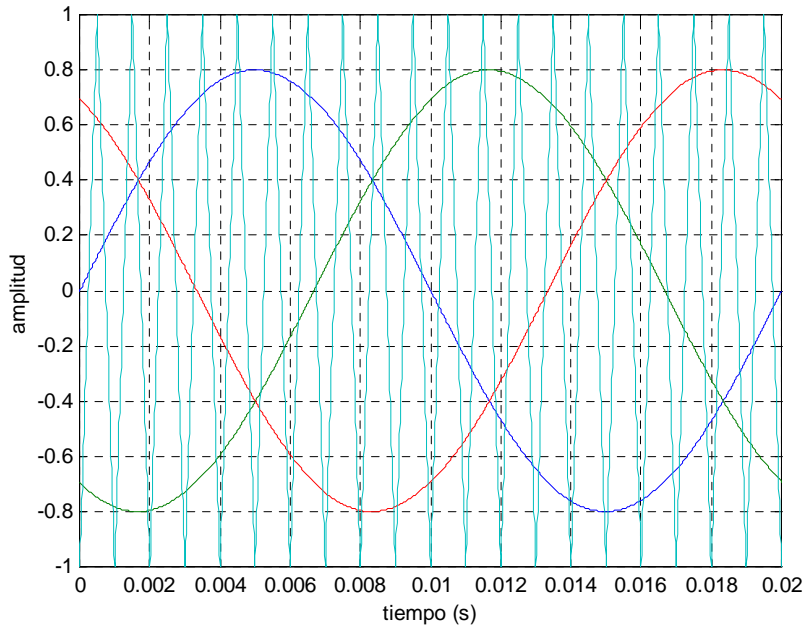


Figura 4.3. Moduladoras (senoidales, 50 Hz) y portadora (triangular, 1 kHz) para la estrategia PWM senoidal, con $m_a = 0.8$ y $m_f = 20$.

Las señales de conmutación para los interruptores del convertidor se obtienen, para cada fase, de la comparación de su moduladora correspondiente con la portadora, tal como ilustra la figura 4.4 para la fase 'a'. Se considera que las fases presentan elementos inductivos y, por tanto, siempre existe circulación de corriente por ellas. En consecuencia, siempre debe estar cerrado alguno de los interruptores de cada rama (4.3)(4.4).

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & , i \text{ conectado a } j \\ 0 & , i \text{ no conectado a } j \end{cases} \quad \text{donde } \begin{matrix} i \in \{a,b,c\} \\ j \in \{p,n\} \end{matrix} \quad (4.3)$$

$$S_{ip} + S_{in} = 1 \quad \text{donde } i \in \{a,b,c\} \quad (4.4)$$

Sobre las señales de conmutación de los interruptores se puede aplicar el operador de promediado en el periodo de conmutación, ver Apéndice A, para obtener las relaciones de conducción de los interruptores. En la figura 4.4 se presentan las relaciones de conducción d_{ap} y d_{an} , resultantes de aplicar el operador de promediado a las funciones de conmutación S_{ap} y S_{an} . Obviamente, todos estos resultados son extensibles a las fases 'b' y 'c'. Las relaciones de conducción deben verificar la expresión (4.5), derivada de (4.4).

$$d_{ip} + d_{in} = 1 \quad \text{donde } i \in \{a,b,c\} \quad (4.5)$$

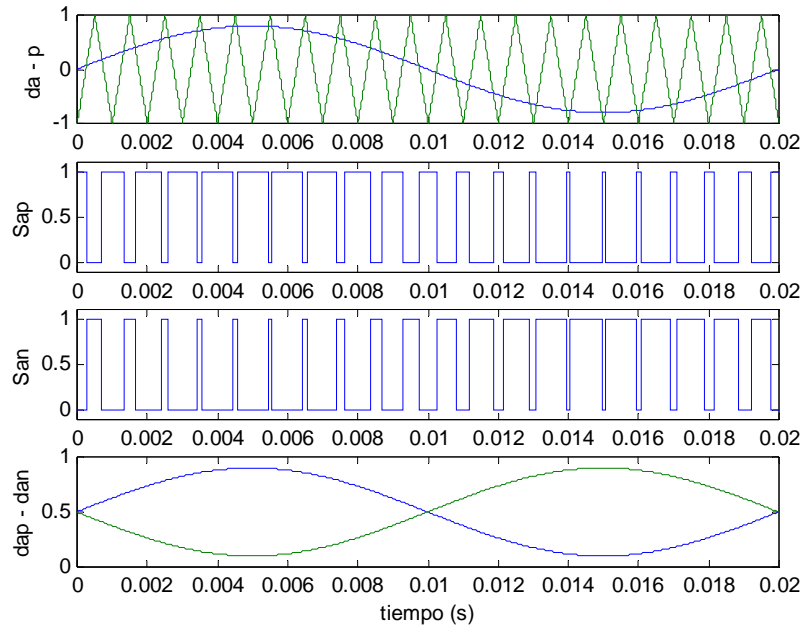


Figura 4.4. Moduladora (d_a), portadora (p), señales de conmutación de los interruptores de la rama correspondiente a la fase 'a' (S_{ap} , S_{an}), y relaciones de conducción (d_{ap} , d_{an}), para un inversor de dos niveles.

Considerando que se desean tensiones de salida senoidales, se puede definir para la fase 'a', por ejemplo, una relación entre la tensión de salida y la señal moduladora, para el armónico fundamental (4.6) [56].

$$v_{ao} = \frac{V_{pn}}{2} \cdot m_a \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi) = d_a \cdot \frac{V_{pn}}{2} \quad (4.6)$$

siendo la señal moduladora

$$d_a = m_a \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi) \quad (4.7)$$

La señal moduladora d_a está relacionada, de forma muy simple, con las relaciones de conducción de los interruptores d_{ap} , d_{an} (4.8)(4.9).

$$v_{ao} = \frac{V_{pn}}{2} \cdot d_{ap} - \frac{V_{pn}}{2} \cdot d_{an} = \frac{V_{pn}}{2} \cdot (d_{ap} - d_{an}) \quad (4.8)$$

$$d_{ap} = \frac{1 + d_a}{2} \quad ; \quad d_{an} = \frac{1 - d_a}{2} \quad (4.9)$$

Es importante recordar que las funciones de conmutación empleadas son funciones de conmutación de fase, las cuales pueden presentar un valor 0 ó 1. Por tanto, las relaciones de conducción de los interruptores (4.9) son siempre positivas y comprendidas entre 0 y 1, condición que se verifica en la zona lineal ($m_a \leq 1$) [56], extremo que puede comprobarse

gráficamente empleando la figura 4.4 o analíticamente mediante (4.9). Según la figura 4.4 y (4.9), las relaciones de conducción de los interruptores son funciones senoidales con una componente continua o desplazamiento (*offset*) de valor 0.5 (centradas en 0.5) y que presentan una amplitud de hasta 0.5.

El análisis efectuado se ha planteado en la zona lineal ($m_a \leq 1$) [56]. Se pueden determinar las relaciones de conducción de cada interruptor (d_{ip} , d_{in} , con $i \in \{a,b,c\}$) a partir de la señal moduladora d_i ($i \in \{a,b,c\}$), imagen de la tensión de salida deseada. Las señales de conmutación de los interruptores (S_{ap} , S_{an}) de la figura 4.4 son el resultado de la comparación entre las señales moduladora (d_a) y portadora (p). No obstante, es posible generar las señales de conmutación de cada interruptor a partir de las relaciones de conducción, empleando una modulación PWM apropiada.

La tensión eficaz compuesta a frecuencia fundamental, para la zona lineal ($m_a \leq 1$) [56][75], se expresa según (4.10). Se deduce, por tanto, que la ganancia máxima del convertidor en la zona lineal es 0.612 (corresponde a $m_a = 1$).

$$(V_{F-F})_{RMS} = \frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot m_a \cdot V_{pn} = 0.612 \cdot m_a \cdot V_{pn} \quad (4.10)$$

4.4. PWM senoidal para la topología NPC

Se puede entender la estrategia de conmutación como el enlace entre el controlador y el convertidor, tal como muestra la figura 4.1. Su finalidad es crear las señales de conmutación de los interruptores del convertidor a partir de las variables de control que entrega el regulador. En el apartado 4.2 se ha descrito la función de cada uno de los bloques de la figura 4.1. Los siguientes apartados muestran con más detalle el funcionamiento de los bloques entre el controlador y el convertidor, puesto que definen la estrategia de conmutación.

La estrategia de conmutación planteada en esta tesis consiste esencialmente en extender a tres niveles la modulación planteada en el anterior apartado para un convertidor de dos niveles. Con ello, se ha pretendido realizar una modulación simple y que no equilibre las tensiones del bus de continua, para comprobar la efectividad del controlador en esta faceta.

4.4.1. Bloque transformación DQ/abc

El controlador entrega las variables de control (relaciones de conducción 'dq0') en el dominio de Park. Es de esperar que, en régimen permanente, estas variables de control presenten valores

constantes, siendo esta la causa fundamental por la cual es ventajoso realizar el control en el dominio de Park, que permite aplicar la teoría clásica de control.

El bloque "transformación DQ/abc" no puede considerarse parte de la estrategia de conmutación, simplemente se trata de la transformación inversa de Park, que establece el vínculo entre las relaciones de conducción en el dominio de Park y en el dominio 'abc'. Estrictamente, la estrategia de conmutación está configurada por los bloques "modulador PWM" y "sistema digital". No obstante, su importancia radica en que las características y/o limitaciones que la estrategia de conmutación impone en las relaciones de conducción 'abc' se traspasan al dominio D-Q a través de este bloque, estableciendo unas características y/o limitaciones que las relaciones de conducción 'dq0' (variables de control) deben cumplir. Estas condiciones que deben verificar las variables de control pueden influir en el diseño, selección o sintonización del controlador.

Según la expresión (3.28), se detalla la obtención de las relaciones de conducción 'abc' a partir de las relaciones de conducción 'dq0' (4.11), expresión completamente general.

$$\begin{aligned}
 d_{ap} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(d_{pd} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) - d_{pq} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot d_{p0} \right) \\
 d_{an} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(d_{nd} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) - d_{nq} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot d_{n0} \right) \\
 d_{bp} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(d_{pd} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}\right) - d_{pq} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot d_{p0} \right) \\
 d_{bn} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(d_{nd} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}\right) - d_{nq} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot d_{n0} \right) \\
 d_{cp} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(d_{pd} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}\right) - d_{pq} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot d_{p0} \right) \\
 d_{cn} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(d_{nd} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}\right) - d_{nq} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot d_{n0} \right)
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

Si se considera el caso más simple, régimen permanente con estrategia de conmutación simétrica ($D_d = D_{pd} = -D_{nd}$; $D_q = D_{pq} = -D_{nq}$; $D_0 = D_{p0} = D_{n0}$), las relaciones de conducción para la fase 'a' se expresan en (4.12). La extensión a las fases 'b' y 'c' es obvia.

$$\begin{aligned}
 d_{ap} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[D_d \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) - D_q \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) \right] + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot D_0 \\
 d_{an} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[-D_d \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) + D_q \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) \right] + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot D_0
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Las relaciones de conducción d_{ap} , d_{an} se representan gráficamente en la figura 4.5. Se observa que están constituidas por la suma de una misma componente continua de valor $D_0/\sqrt{3}$ y

una componente alterna de igual amplitud y frecuencia pero en contrafase. También se representa la relación de conducción d_{ao} , que se extrae de la igualdad ($d_{ao} = 1 - d_{ap} - d_{an}$), tal como se demuestra más adelante.

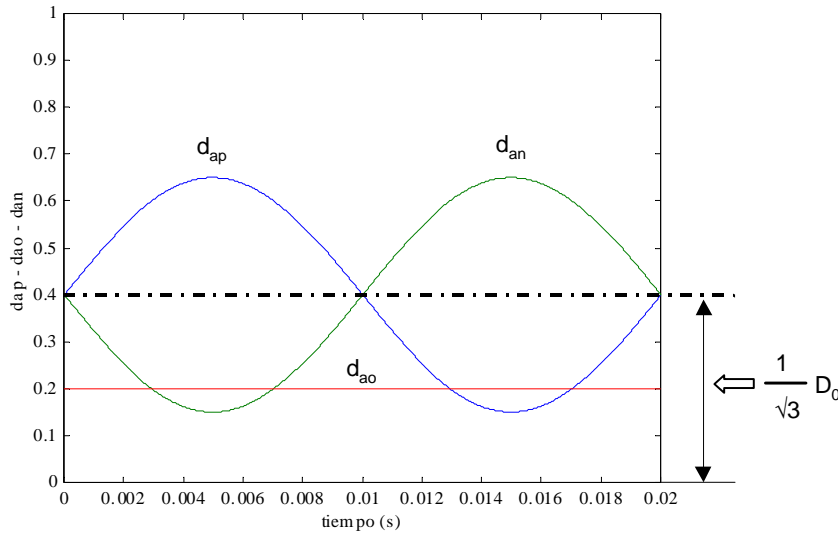


Figura 4.5. Relaciones de conducción para la fase 'a' a partir de unas relaciones de conducción 'dq0' arbitrarias en régimen permanente.

4.4.2. Extensión de la modulación de dos a tres niveles.

Una primera aproximación a la modulación propuesta para la topología NPC puede entenderse como una extensión de dos a tres niveles de la modulación empleada en el inversor de dos niveles. La figura 4.6 muestra el modelo de conmutación de la topología NPC. El análisis se realiza sobre la fase 'a', extensible a las fases 'b' y 'c', aplicando a las señales un desfase de -120° y $+120^\circ$, respectivamente.

Se desea una tensión de salida senoidal y las expresiones (4.6)(4.7) son aplicables también a la topología NPC de la figura 4.6.

Las funciones de conmutación de fase se han definido en el Capítulo 3, presentan algún cambio respecto el caso de dos niveles (4.13)(4.14). En consecuencia, las relaciones de conducción deben cumplir la expresión (4.15).

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & , i \text{ conectado a } j \\ 0 & , i \text{ no conectado a } j \end{cases} \quad \text{donde} \quad \begin{matrix} i \in \{a, b, c\} \\ j \in \{p, o, n\} \end{matrix} \quad (4.13)$$

$$S_{ip} + S_{io} + S_{in} = 1 \quad \text{donde} \quad i \in \{a, b, c\} \quad (4.14)$$

$$d_{ip} + d_{io} + d_{in} = 1 \quad \text{donde} \quad i \in \{a, b, c\} \quad (4.15)$$

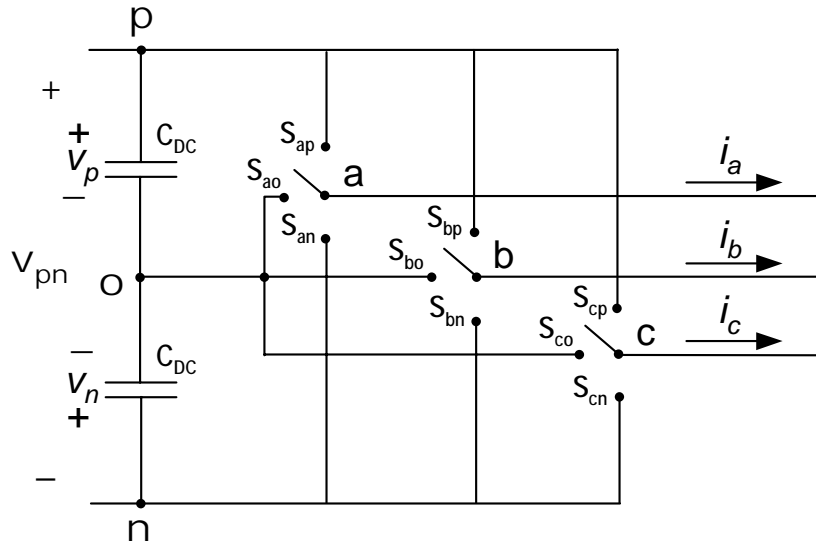


Figura 4.6. Modelo de conmutación de la topología NPC.

Realizando una primera aproximación simple e intuitiva, se considera régimen permanente, donde el bus de continua está equilibrado ($v_p = -v_n$, $v_o = 0$), además de presentar una tensión total (v_{pn}) constante. En estas condiciones, la tensión de salida para la fase 'a' (v_{ao}) se puede expresar mediante (4.16), ecuación que debe complementarse con las ecuaciones (4.6) y (4.7), válidas también para tres niveles. En el Apéndice C se muestran las expresiones de las relaciones de conducción 'abc' cuando el bus de continua está desequilibrado, si bien es un caso que no merece gran consideración si se admite que el funcionamiento del convertidor con desequilibrio no es admisible, en general.

$$v_{ao} = \frac{V_{pn}}{2} \cdot d_{ap} + 0 \cdot d_{ao} - \frac{V_{pn}}{2} \cdot d_{an} = \frac{V_{pn}}{2} \cdot (d_{ap} - d_{an}) \quad (4.16)$$

Con (4.15) y (4.16) se tienen dos ecuaciones y tres variables a determinar (d_{ap} , d_{ao} , d_{an}) y se pueden extraer las expresiones de (4.17), donde se observa que se dispone de un grado de libertad (d_{ao}).

$$d_{ap} = \frac{1 + d_a - d_{ao}}{2} \quad ; \quad d_{an} = \frac{1 - d_a - d_{ao}}{2} \quad (4.17)$$

La interpretación gráfica de (4.17) se presenta en la figura 4.7. Se ha fijado arbitrariamente el valor $d_{ao} = 0.2$, para cancelar el grado de libertad disponible. El valor asignado a d_{ao} debe ser tal que las relaciones de conducción (d_{ap} , d_{ao} , d_{an}) estén comprendidas entre 0 y 1 en cualquier instante de tiempo, requisito que se verifica en las condiciones impuestas por la moduladora en la figura 4.6.

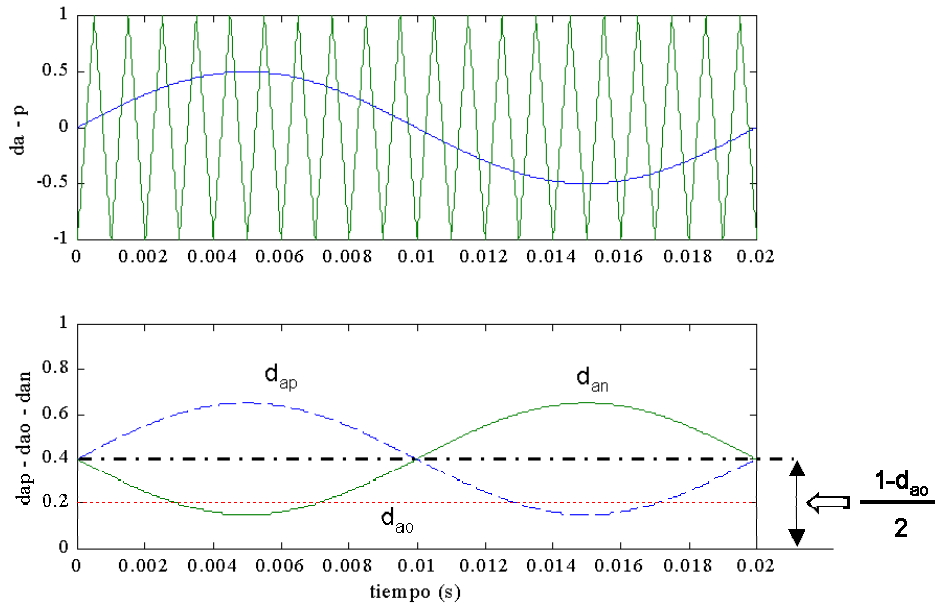


Figura 4.7. Relaciones de conducción d_{ap} , d_{an} a partir de la moduladora d_a , con $d_{ao} = 0.2$.

A partir de la expresión (4.17) y la figura 4.7, se pueden efectuar algunas observaciones:

- Para un inversor de dos niveles, las relaciones de conducción (d_{ap} , d_{an}) presentan un nivel de continua o desplazamiento (*offset*) fijo de 0.5. En cambio, en la topología NPC, el desplazamiento de estas mismas relaciones de conducción depende del valor de la relación de conducción d_{ao} .
- En la figura 4.7, se ha impuesto un valor constante para d_{ao} , con objeto de ilustrar de manera simple la relación entre d_{ao} y el desplazamiento (*offset*) de d_{ap} , d_{an} . Sin embargo, en ningún caso es necesario que d_{ao} sea constante. Puede ser variable, dentro de los márgenes apropiados para que las relaciones de conducción estén comprendidas entre 0 y 1 en cualquier instante de tiempo. Un ejemplo se muestra en la figura 4.8.
- De las ecuaciones (4.16) y (4.17), se deduce que la amplitud de la moduladora, es decir, la amplitud de la tensión de salida se ve afectada por:
 - La amplitud de d_{ap} , d_{an} (igual que en un inversor de dos niveles).
 - El valor de d_{ao} . De (4.15) se desprende que un valor creciente de d_{ao} implica que los valores de d_{ap} , d_{an} deben disminuir y, en consecuencia, un menor valor de la amplitud máxima que puede alcanzar la tensión de salida.
- En otros términos, a modo de ejemplo, se puede disminuir la amplitud de la tensión de salida (v_{ao}) actuando sobre d_{ap} , d_{an} o incrementando el tiempo de conexión a 'o' (incrementando d_{ao}), lo que constituye una muestra de las posibilidades que ofrece disponer de un grado de libertad.

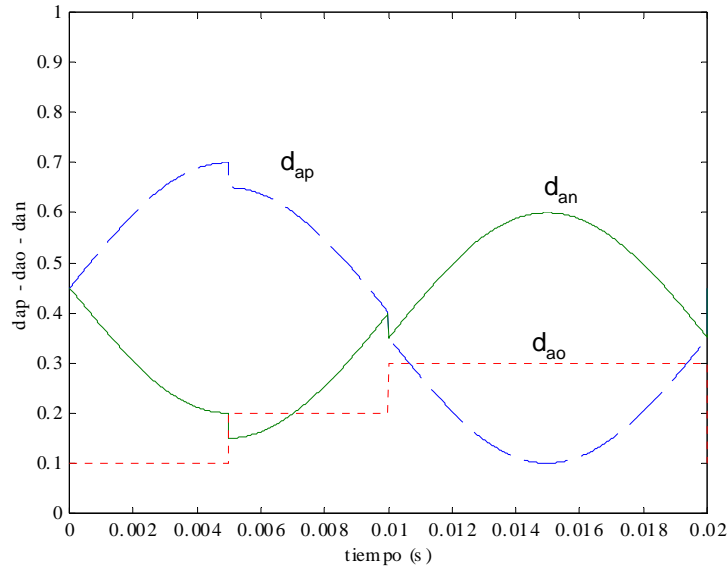


Figura 4.8. Relaciones de conducción d_{ap} , d_{an} a partir de la moduladora d_a , con la relación de conducción d_{ao} variable (d_{ao} toma valores 0.1, 0.2 y 0.3).

La posibilidad de conexión al punto medio de bus de continua en la topología NPC merece algunos comentarios adicionales:

- Si se plantea la estrategia de conmutación de la topología NPC sin conmutaciones al punto medio del bus de continua ($d_{ao} = 0$), el resultado es idéntico al de un inversor de dos niveles.
- Dentro de un periodo de conmutación, cuanto mayor es el tiempo de conexión al punto medio del bus de continua, es decir, cuanto mayor es d_{ao} , menor es la amplitud máxima de tensión de salida que puede entregar el inversor.
- Las relaciones de conducción del convertidor (d_{ap} , d_{ao} , d_{an}) no quedan unívocamente determinadas a partir de la señal moduladora senoidal, imagen de la tensión de salida (v_{ao}) que se desea obtener. Se dispone de un grado de libertad.
- Si se desea generar una tensión de salida con forma de onda senoidal, es suficiente disponer de dos niveles de tensión continua de entrada. La posibilidad de conectar a un tercer nivel al pasar de un inversor de dos a tres niveles es la causa que introduce un grado de libertad.
- Este grado de libertad influye en el equilibrio del punto medio del bus de continua, puesto que define el tiempo de conexión a 'o' en cada periodo de conmutación.
- Con el planteamiento realizado, para obtener una tensión de salida senoidal, es necesario que la diferencia ($d_{ap} - d_{an}$) presente una forma de onda senoidal, según se extrae de (4.16). Ello supone que:
 - d_{ap} , d_{an} no deben presentar necesariamente una forma de onda senoidal, aunque su diferencia sí que debe ser senoidal, con este tipo de modulación.
 - d_{ao} puede presentar cualquier forma de onda, puesto que determina el desplazamiento de d_{ap} y d_{an} , pero no influye en la diferencia ($d_{ap} - d_{an}$).

- Considerando d_{ao} variable (caso más general), ver figura 4.8, el desplazamiento de las relaciones de conducción d_{ap} y d_{an} es variable. Las componentes 'd' y 'q' de las relaciones de conducción transformadas en el dominio de Park no se ven afectadas por este desplazamiento variable. Sin embargo, la variación de d_{ao} modifica el valor de la componente homopolar o de secuencia '0'.
- Préstese especial atención a que, con la modulación propuesta, durante un periodo de conmutación, cada una de las fases de salida 'a', 'b' y 'c' se conecta durante una fracción del periodo de conmutación a cada uno de los tres raíles de continua 'p', 'o' y 'n'.

Para la topología NPC, con la estrategia de conmutación presentada, la tensión eficaz compuesta a frecuencia fundamental, es decir, la ganancia de la estrategia, se expresa de idéntica manera que la ganancia del convertidor de dos niveles (4.10), considerando que las relaciones de conducción 'abc' presentan las formas de onda de la figura 4.5. La ganancia máxima es 0.612. Cabe recordar que la tensión del bus de continua (V_{pn}) en la topología NPC puede tener un valor hasta el doble que en un inversor convencional, empleando los mismos dispositivos de conmutación.

4.4.3. Simetría de operación en la estrategia de conmutación

A lo largo del proceso de modelado, se ha considerado que la estrategia de conmutación es simétrica. En consecuencia, en régimen permanente se verifican las expresiones (4.18), lo que permite simplificar el modelo del convertidor.

$$D_d = D_{pd} = -D_{nd} \quad ; \quad D_q = D_{pq} = -D_{nq} \quad ; \quad D_0 = D_{p0} = D_{n0} \quad (4.18)$$

El objetivo de este apartado es definir y presentar las condiciones que deben cumplir las relaciones de conducción 'abc' para que las relaciones de conducción D-Q en régimen permanente verifiquen la expresión (4.18). Con este planteamiento, es necesario recordar la ecuación de la transformación de las relaciones de conducción, presentada en el capítulo anterior (4.19).

$$\begin{bmatrix} d_{pd} & d_{nd} \\ d_{pq} & d_{nq} \\ d_{p0} & d_{n0} \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} d_{ap} & d_{an} \\ d_{bp} & d_{bn} \\ d_{cp} & d_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Si se desarrollan las expresiones de (4.19), se obtienen las ecuaciones de (4.20).

$$\begin{aligned}
d_{pd} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[d_{ap} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + d_{bp} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + d_{cp} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
d_{nd} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[d_{an} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + d_{bn} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + d_{cn} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
d_{pq} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[-d_{ap} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_0) - d_{bp} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) - d_{cp} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
d_{nq} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[-d_{an} \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_0) - d_{bn} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) - d_{cn} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\
d_{p0} &= \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot [d_{ap} + d_{bp} + d_{cp}] \\
d_{n0} &= \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot [d_{an} + d_{bn} + d_{cn}]
\end{aligned} \tag{4.20}$$

Del apartado precedente se extrae que las relaciones de conducción en el dominio 'abc' se pueden sintetizar a partir de la suma de una señal senoidal más una componente continua o desplazamiento (4.21), según muestran las figuras 4.7 y 4.8.

$$d_{ij} = (d_{ij})_{\text{senoidal}} + (d_{ij})_{\text{desplazamiento}} = (d_{ij})_s + (d_{ij})_d \quad \text{donde} \quad \begin{matrix} i \in \{a, b, c\} \\ j \in \{p, n\} \end{matrix} \tag{4.21}$$

Considerando régimen permanente y el mismo desplazamiento $-(d)_d$ para todas las relaciones de conducción 'abc' (4.22), es fácil deducir, consultando las figura 4.7 y 4.8, que la componente senoidal de las relaciones de conducción para los raíles 'p' y 'n' están desfasadas 180° . En términos de la componente senoidal, se trata de idénticas senoides de signo opuesto, tal como indica (4.23).

$$(d)_d = (d_{ap})_d = (d_{bp})_d = (d_{cp})_d = (d_{an})_d = (d_{bn})_d = (d_{cn})_d \tag{4.22}$$

$$(d_{ap})_s = -(d_{an})_s \quad ; \quad (d_{bp})_s = -(d_{bn})_s \quad ; \quad (d_{cp})_s = -(d_{cn})_s \tag{4.23}$$

a) Obtención de la igualdad $D_{pd} = -D_{nd}$

Si se considera régimen permanente, combinando (4.20)-(4.22), se obtiene la expresión de D_{pd} (4.24).

$$\begin{aligned}
D_{pd} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[d_{ap} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + d_{bp} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + d_{cp} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] = \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[[(d_{ap})_s + (d_{ap})_d] \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + [(d_{bp})_s + (d_{bp})_d] \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\
&\quad \left. + [(d_{cp})_s + (d_{cp})_d] \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] = \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[(d_{ap})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + (d_{bp})_s \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + (d_{cp})_s \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] + \\
&\quad + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (d)_d \cdot \left[\cos(\omega \cdot t + \theta_0) + \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega \cdot t + \theta_0 + \frac{2\pi}{3}\right) \right]
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Obviamente, el término (4.25) dentro de (4.24) es nulo, al constituir un sistema simétrico y equilibrado. En consecuencia, la relación de conducción D_{pd} se expresa en (4.26).

$$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (d)_d \cdot \left[\cos(\omega \cdot t + \theta_0) + \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] = 0 \quad (4.25)$$

$$D_{pd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[(d_{ap})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + (d_{bp})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + (d_{cp})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] \quad (4.26)$$

De forma análoga, combinando (4.20)-(4.22), se puede obtener la expresión para la relación de conducción D_{nd} , expresada en (4.27).

$$\begin{aligned} D_{nd} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[d_{an} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + d_{bn} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + d_{cn} \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[[(d_{an})_s + (d_{an})_d] \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + [(d_{bn})_s + (d_{bn})_d] \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + \right. \\ &\quad \left. + [(d_{cn})_s + (d_{cn})_d] \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[(d_{an})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + (d_{bn})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + (d_{cn})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] + \\ &\quad + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot (d)_d \cdot \left[\cos(\omega \cdot t + \theta_0) + \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] \end{aligned} \quad (4.27)$$

Dentro de (4.27) aparece de nuevo el término nulo (4.25), por tanto la relación de conducción D_{nd} se expresa en (4.28).

$$D_{nd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[(d_{an})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + (d_{bn})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + (d_{cn})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] \quad (4.28)$$

Si se aplica (4.23) sobre (4.28), es fácil comprobar que se obtiene $D_{nd} = -D_{pd}$ (4.29).

$$\begin{aligned} D_{nd} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[(d_{an})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + (d_{bn})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + (d_{cn})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] = \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[-(d_{ap})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) - (d_{bp})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) - (d_{cp})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] = \\ &= - \left(\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[(d_{ap})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0) + (d_{bp})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 - 2\pi/3) + (d_{cp})_s \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_0 + 2\pi/3) \right] \right) = -D_{pd} \end{aligned} \quad (4.29)$$

b) Obtención de la igualdad $D_{pq} = -D_{nq}$

Por simplicidad y brevedad, no se detalla la obtención de la igualdad $D_{pq} = -D_{nq}$, que resulta al extender a la componente 'q' el proceso efectuado en a) para la componente 'd'.

c) Obtención de la igualdad $D_{p0} = D_{n0}$

De idéntica manera que en a) y b), se considera régimen permanente y, empleando (4.20)-(4.22), se obtiene la expresión de D_{p0} (4.30).

$$\begin{aligned}
D_{p0} &= \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot [d_{ap} + d_{bp} + d_{cp}] = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \left[\left((d_{ap})_s + (d_{ap})_d \right) + \left((d_{bp})_s + (d_{bp})_d \right) + \left((d_{cp})_s + (d_{cp})_d \right) \right] = \\
&= \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \left[(d_{ap})_s + (d_{bp})_s + (d_{cp})_s \right] + \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \left[(d_{ap})_d + (d_{bp})_d + (d_{cp})_d \right] = \\
&= \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \left[(d_{ap})_s + (d_{bp})_s + (d_{cp})_s \right] + \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \left[(d)_d + (d)_d + (d)_d \right] = \\
&= \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \left[(d_{ap})_s + (d_{bp})_s + (d_{cp})_s \right] + \sqrt{3} \cdot (d)_d
\end{aligned} \tag{4.30}$$

Se supone que, en régimen permanente, el término (4.31) en (4.30) es nulo, puesto que las componentes senoidales de las relaciones de conducción constituyen un sistema simétrico y equilibrado. En consecuencia, se obtiene (4.32).

$$\left[(d_{ap})_s + (d_{bp})_s + (d_{cp})_s \right] = 0 \tag{4.31}$$

$$D_{p0} = \sqrt{3} \cdot (d)_d \tag{4.32}$$

Realizando el mismo proceso para D_{n0} , se obtiene (4.33).

$$D_{n0} = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot [d_{an} + d_{bn} + d_{cn}] = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \left[(d_{an})_s + (d_{bn})_s + (d_{cn})_s \right] + \sqrt{3} \cdot (d)_d \tag{4.33}$$

En régimen permanente, el término (4.34) en (4.33) es nulo, y se obtiene D_{n0} en (4.35), con lo que se demuestra la igualdad $D_{p0} = D_{n0}$.

$$\left[(d_{an})_s + (d_{bn})_s + (d_{cn})_s \right] = 0 \tag{4.34}$$

$$D_{n0} = \sqrt{3} \cdot (d)_d \tag{4.35}$$

4.5. Análisis general de la estrategia propuesta

Para tener una visión global y completa de la estrategia de conmutación, es necesario realizar un planteamiento más general que el efectuado en el apartado 4.4.2.

4.5.1. Expresión general de las tensiones de salida

Según la ecuación (3.7), las tensiones de salida del convertidor se pueden expresar en función de las tensiones del bus de continua y de las relaciones de conducción 'abc' (4.36).

$$v_{io} = d_{ip} \cdot v_p + d_{in} \cdot v_n \quad \text{donde} \quad i \in \{a, b, c\} \tag{4.36}$$

Expresando las tensiones del bus de continua (v_p, v_n) como (v_o, v_{pn}), la ecuación (4.36) se convierte en (4.37). Si las formas de onda de las relaciones de conducción 'abc' corresponden a las mostradas en la figura 4.7, las tensiones de salida en (4.37) se pueden expresar como la suma de una componente continua y una componente alterna (4.38).

$$v_{io} = \frac{1}{2}(d_{ip} + d_{in}) \cdot v_o + \frac{1}{2}(d_{ip} - d_{in}) \cdot v_{pn} = (v_{io})_{continua} + (v_{io})_{alterna} \quad \text{donde } i \in \{a, b, c\} \quad (4.37)$$

siendo

$$\begin{aligned} (v_{io})_{continua} &= \frac{1}{2}(d_{ip} + d_{in}) \cdot v_o \\ (v_{io})_{alterna} &= \frac{1}{2}(d_{ip} - d_{in}) \cdot v_{pn} \end{aligned} \quad \text{donde } i \in \{a, b, c\} \quad (4.38)$$

Es necesario realizar algunas observaciones sobre las ecuaciones (4.37)(4.38):

- Las ecuaciones (4.37) y (4.38) son generales, puesto que incorporan tanto la tensión total del bus de continua como la tensión de desequilibrio.
- Aunque la relación de conducción de conexión al punto medio del bus de continua (d_{io}) no aparece explícitamente en (4.37)(4.38), influye indirectamente en la tensión de salida a través de las relaciones de conducción d_{ip} y d_{in} , puesto que en todo momento se debe cumplir la suma $d_{ip} + d_{io} + d_{in} = 1$, con $i = \{a, b, c\}$.
- La definición de las tensiones de salida en el apartado 4.4.2 en (4.16) debe considerarse una primera aproximación, donde se asume que el bus de continua está equilibrado y, por tanto, no aparece el término relacionado con la tensión de desequilibrio (componente continua).

Transformando las relaciones de conducción 'abc' al dominio de Park, aplicando (4.11) sobre (4.37), se obtienen las tensiones de salida expresadas en función de las relaciones de conducción 'dq0' (4.39).

$$\begin{aligned} v_{ao} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\left[(d_{pd} + d_{nd}) \cdot v_o + (d_{pd} - d_{nd}) \cdot v_{pn} \right] \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) - \right. \\ \left. - \left[(d_{pq} + d_{nq}) \cdot v_o + (d_{pq} - d_{nq}) \cdot v_{pn} \right] \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \left[(d_{p0} + d_{n0}) \cdot v_o + (d_{p0} - d_{n0}) \cdot v_{pn} \right] \right) \end{aligned} \quad (4.39a)$$

$$\begin{aligned} v_{bo} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\left[(d_{pd} + d_{nd}) \cdot v_o + (d_{pd} - d_{nd}) \cdot v_{pn} \right] \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \right. \\ \left. - \left[(d_{pq} + d_{nq}) \cdot v_o + (d_{pq} - d_{nq}) \cdot v_{pn} \right] \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \right. \\ \left. + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \left[(d_{p0} + d_{n0}) \cdot v_o + (d_{p0} - d_{n0}) \cdot v_{pn} \right] \right) \end{aligned} \quad (4.39b)$$

$$\begin{aligned}
v_{co} = & \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\left[(d_{pd} + d_{nd}) \cdot v_o + (d_{pd} - d_{nd}) \cdot v_{pn} \right] \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_o + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - \right. \\
& \left. - \left[(d_{pq} + d_{nq}) \cdot v_o + (d_{pq} - d_{nq}) \cdot v_{pn} \right] \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_o + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) + \right. \\
& \left. + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \left[(d_{p0} + d_{n0}) \cdot v_o + (d_{p0} - d_{n0}) \cdot v_{pn} \right] \right) \quad (4.39c)
\end{aligned}$$

Analizando las ecuaciones (4.39), totalmente generales, se puede deducir que:

- Es de esperar que las relaciones de conducción en el dominio de Park presenten valores constantes, como mínimo en régimen permanente. En tal caso, las tensiones de salida se pueden entender como la suma de una componente alterna más una componente continua. Por ejemplo, para la fase 'a' se expresa en (4.40).

$$\begin{aligned}
(v_{ao})_{alterna} = & \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\left[(d_{pd} + d_{nd}) \cdot v_o + (d_{pd} - d_{nd}) \cdot v_{pn} \right] \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) - \right. \\
& \left. - \left[(d_{pq} + d_{nq}) \cdot v_o + (d_{pq} - d_{nq}) \cdot v_{pn} \right] \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) \right) \quad (4.40) \\
(v_{ao})_{continua} = & \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \left[(d_{p0} + d_{n0}) \cdot v_o + (d_{p0} - d_{n0}) \cdot v_{pn} \right] \right)
\end{aligned}$$

- La componente alterna es igual para las tres fases, con su correspondiente desfase de 120° entre fases. El valor de la componente continua es el mismo para las tres fases.
- La componente alterna depende de las relaciones de conducción a secuencias 'd' y 'q' (d_{pd} , d_{nd} , d_{pq} , d_{nq}), de la tensión total de bus de continua (v_{pn}) y de la tensión de desequilibrio (v_o). Las relaciones de conducción a secuencia '0' (d_{p0} , d_{n0}) no influyen en la componente alterna.
- La componente continua depende de las relaciones de conducción a secuencia '0', y de las tensiones total y de desequilibrio del bus de continua. No existe influencia de las relaciones de conducción a secuencia 'd' y 'q' sobre la componente continua.
- En caso que las relaciones de conducción 'dq0' varíen en el tiempo, se puede considerar que las tensiones de salida presentan componentes alterna y continua variables.

4.5.2. Tensiones de salida en régimen permanente

Considerando régimen permanente y estrategia de conmutación simétrica, las expresiones de (4.39) se convierten en (4.41).

Pueden efectuarse algunas observaciones sobre las ecuaciones de (4.41):

- Si la estrategia de conmutación no es simétrica o no se considera régimen permanente, deben emplearse las expresiones generales de (4.39), sin posibilidad de simplificar tal como se ha efectuado en (4.41).

- La componente alterna de la tensión de salida depende de la tensión total del bus de continua (V_{pn}) y de las relaciones de conducción a secuencia 'd' (D_d) y 'q' (D_q). Ha desaparecido la influencia de la tensión de desequilibrio (V_o).
- La componente continua depende de la relación de conducción a secuencia cero (D_o) y del desequilibrio del bus de continua (V_o). Ha desaparecido la influencia de la tensión total del bus de continua. Si el bus de continua está equilibrado ($V_o = 0$), tal como es deseable, la tensión de salida sólo presenta componente alterna.
- Debe resaltarse la relación entre la componente continua de (4.41) y la componente homopolar de la tensión de salida presentada en la Capítulo 3, por ejemplo en (3.55). Relacionando ambas ecuaciones se obtiene (4.42). En otras palabras, la tensión homopolar y la componente continua de la tensión de salida están directamente relacionadas.

$$\begin{aligned}
 (v_{ao})_{continua} &= (v_{bo})_{continua} = (v_{co})_{continua} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot D_o \cdot V_o \\
 (v_{ao})_{alterna} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[D_d \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta_o) - D_q \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta_o) \right] \cdot V_{pn} \\
 (v_{bo})_{alterna} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[D_d \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - D_q \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_o - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \cdot V_{pn} \\
 (v_{co})_{alterna} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left[D_d \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \theta_o + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) - D_q \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \theta_o + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \right] \cdot V_{pn}
 \end{aligned} \tag{4.41}$$

$$(v_{ao})_{continua} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot D_o \cdot V_o = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{VSI0} \tag{4.42}$$

4.5.3. Límites de las relaciones de conducción 'dq0'

En los apartados precedentes se ha mostrado que la tensión de salida se puede expresar en función de las tensiones del bus de continua (v_o , v_{pn}) y de las relaciones de conducción 'dq0'. No obstante, según el esquema de la figura 4.1, las relaciones de conducción 'dq0' se transforman a relaciones de conducción 'abc', a partir de las cuales se obtienen las funciones de conmutación del convertidor. Por tanto, las relaciones de conducción 'dq0' están condicionadas por los límites de las relaciones de conducción 'abc', que pueden presentarse como dos limitaciones, ver (4.43) y (4.44).

Limitación 1: Todas las relaciones de conducción 'abc' deben estar comprendidas entre 0 y 1.

$$\begin{aligned}
 0 \leq d_{ap} \leq 1 & \quad ; \quad 0 \leq d_{an} \leq 1 & \quad ; \quad 0 \leq d_{ao} \leq 1 \\
 0 \leq d_{bp} \leq 1 & \quad ; \quad 0 \leq d_{bn} \leq 1 & \quad ; \quad 0 \leq d_{bo} \leq 1 \\
 0 \leq d_{cp} \leq 1 & \quad ; \quad 0 \leq d_{cn} \leq 1 & \quad ; \quad 0 \leq d_{co} \leq 1
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

Limitación 2: La suma de las relaciones de conducción para cada fase debe sumar la unidad en cualquier instante de tiempo.

$$\begin{aligned}d_{ap} + d_{ao} + d_{an} &= 1 \\d_{bp} + d_{bo} + d_{bn} &= 1 \\d_{cp} + d_{co} + d_{cn} &= 1\end{aligned}\tag{4.44}$$

El proceso que permite obtener los márgenes de operación admisibles para las relaciones de conducción 'dq0' a partir de las limitaciones de las relaciones de conducción 'abc' (4.43)(4.44) se muestra detalladamente en el Apéndice C.

Según el Apéndice C, para cumplir la limitación 1 en el caso más general, es necesario que se verifiquen las expresiones (4.45)(4.46).

$$d_{pd}^2 + d_{pq}^2 \leq \frac{3}{8} \quad ; \quad \sqrt{2 \cdot (d_{pd}^2 + d_{pq}^2)} \leq d_{p0} \leq \sqrt{3} - \sqrt{2 \cdot (d_{pd}^2 + d_{pq}^2)}\tag{4.45}$$

$$d_{nd}^2 + d_{nq}^2 \leq \frac{3}{8} \quad ; \quad \sqrt{2 \cdot (d_{nd}^2 + d_{nq}^2)} \leq d_{n0} \leq \sqrt{3} - \sqrt{2 \cdot (d_{nd}^2 + d_{nq}^2)}\tag{4.46}$$

Por otro lado, la limitación 2 supone que se debe cumplir la expresión (4.47), en el caso general.

$$\sqrt{2 \cdot \left[(d_{pd} + d_{nd})^2 + (d_{pq} + d_{nq})^2 \right]} \leq (d_{p0} + d_{n0}) \leq \sqrt{3} - \sqrt{2 \cdot \left[(d_{pd} + d_{nd})^2 + (d_{pq} + d_{nq})^2 \right]}\tag{4.47}$$

Si se considera régimen permanente y estrategia de conmutación simétrica, las expresiones (4.45)-(4.46) se simplifican en (4.48), mientras que (4.47) se convierte en (4.49).

$$D_d^2 + D_q^2 \leq \frac{3}{8} \quad ; \quad \sqrt{2 \cdot (D_d^2 + D_q^2)} \leq D_0 \leq \sqrt{3} - \sqrt{2 \cdot (D_d^2 + D_q^2)}\tag{4.48}$$

$$0 \leq D_0 \leq \frac{\sqrt{3}}{2}\tag{4.49}$$

4.6. Grados de libertad de la estrategia en sistemas de neutro aislado

En el Capítulo 3 se han desarrollado los modelos correspondientes a diferentes aplicaciones del convertidor NPC. La conexión del neutro de la carga es uno de los rasgos que caracterizan las aplicaciones. Por tanto, se puede diferenciar entre las aplicaciones donde el neutro está aislado y aquellas donde no está aislado, al estar conectado a alguna otra parte del circuito.

En las aplicaciones con neutro no aislado, la conexión del neutro establece un circuito por donde puede circular la corriente de secuencia cero. Ello supone que el modelo del sistema en el

dominio D-Q contiene ecuaciones a secuencia cero y las variables de control son las seis relaciones de conducción 'dq0' (d_{pd} , d_{nd} , d_{pq} , d_{nq} , d_{p0} , d_{n0}), que se requieren para generar las señales de conmutación de los interruptores del convertidor, ver figura 4.1. El controlador debe garantizar que los valores de estas seis relaciones de conducción estén dentro de los límites establecidos en el apartado 4.5.3.

En cambio, si el neutro de la carga está aislado, no circula corriente homopolar y en el modelo del sistema en el dominio D-Q no aparecen ecuaciones a secuencia cero. En tal caso, las variables de control son las cuatro relaciones de conducción a secuencia 'd' y 'q' (d_{pd} , d_{nd} , d_{pq} , d_{nq}). Desde el punto de vista del control del sistema no es necesario definir las relaciones de conducción a secuencia cero (d_{p0} , d_{n0}), tal como se ha mostrado en el Capítulo 3. En otros términos, la secuencia cero no influye en el comportamiento del sistema, siendo posible llevar el sistema al punto de trabajo deseado empleando únicamente las relaciones de conducción a secuencia 'd' y 'q'.

Considerando neutro aislado, no obstante, es necesario definir (d_{p0} , d_{n0}) para poder generar las señales de conmutación de los interruptores, según la figura 4.1. En este caso, la estrategia de conmutación presenta dos grados de libertad, en el caso más general, puesto que se puede especificar arbitrariamente el valor de d_{p0} y d_{n0} . Si se considera régimen permanente y estrategia de conmutación simétrica, los grados de libertad se reducen a uno (D_0). Estos grados de libertad pueden emplearse para mejorar las prestaciones que ofrece la estrategia de conmutación. En cualquier caso, los valores de todas las relaciones de conducción 'dq0' deben cumplir los límites detallados en el apartado 4.5.3.

En otras palabras, la posibilidad de especificar las relaciones de conducción a secuencia cero (d_{p0} , d_{n0}) supone, por inspección de (4.39), sumar una determinada componente continua a la moduladora senoidal. En el Capítulo 2 se han mencionado las posibilidades que ofrece la adición de una componente continua a la moduladora:

- Es necesario indicar que la componente continua a añadir puede ser variable en el tiempo, existiendo infinidad de formas de onda que pueden sumarse a la moduladora (fundamental) y que constituyen un sistema de secuencia cero [70].
- La adición de una componente continua a la moduladora con forma de tercer armónico, ver figura 2.24, incrementa la componente fundamental de la tensión de salida hasta un 15% respecto la moduladora convencional [58][68]. De esta forma, la ganancia de la estrategia PWM senoidal se iguala con la ganancia que presenta la estrategia SVM, extendiendo la zona lineal de la estrategia PWM senoidal hasta un índice de modulación $(m_a)_{\max} = 1.15$ [90].
- De hecho, la estrategia SVM, con un reparto específico del estado de tensión nula, se puede interpretar como una estrategia PWM senoidal con la suma de una componente continua apropiada en cada instante de tiempo [67][69][76][91].

- Estos grados de libertad se pueden emplear para mantener el equilibrio del bus de continua [158].
- No obstante las ventajas mencionadas en los puntos precedentes, la regulación de las relaciones de conducción (d_{p0} , d_{n0}) puede suponer la aparición de tensiones de modo común, que resultan perjudiciales para algunas aplicaciones. Por ejemplo, en accionamientos de motores de alterna, las tensiones en modo común originan corrientes de fuga a tierra a través de los rodamientos del motor, degradándolos y acortando su vida útil [44].

4.6.1. Criterios para la elección de las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0}

Ya se ha mencionado que existen infinitas posibilidades para la elección de las relaciones de conducción (d_{p0} , d_{n0}). Desde el punto de vista del correcto funcionamiento del convertidor, cualquier valor que se escoja es adecuado, siempre que esté dentro de los márgenes admisibles impuestos por las limitaciones. Se escogen los valores en función de la característica que se desea que presente la estrategia de conmutación.

Algunas de las características que pueden ser deseables en la estrategia de conmutación y que pueden condicionar la elección de (d_{p0} , d_{n0}) son:

- a) Simplicidad. En cualquier aplicación es interesante escoger los valores de (d_{p0} , d_{n0}) de la manera más simple posible.
- b) Incremento de la ganancia de la estrategia. Ya se ha visto que una adecuada elección de (d_{p0} , d_{n0}) permite incrementar la ganancia de la estrategia PWM senoidal en zona lineal hasta el valor que se consigue con una estrategia de conmutación SVM.
- c) Cancelación de la tensión homopolar o de secuencia cero. Se seleccionan los valores de (d_{p0} , d_{n0}) con el objetivo de cancelar la secuencia cero de la tensión de salida del convertidor, en cualquier instante de tiempo.
- d) Equilibrado del bus de continua. Se eligen los valores de (d_{p0} , d_{n0}) para mantener equilibrado el bus de continua en todo momento.

En la presente tesis se ha realizado una rutina de elección automática de (d_{p0} , d_{n0}), que es posible abordar con diferentes grados de complejidad. Además, permite incrementar la ganancia de la estrategia de conmutación.

Aunque no se ha realizado en esta tesis, se puede apuntar el camino que permite escoger apropiadamente (d_{p0} , d_{n0}) para cancelar la tensión homopolar. Por ejemplo, considerando filtro LC pasabajos y carga R, ver Capítulo 3, debe atenderse a la expresión (4.50). Se observa que la tensión homopolar (v_{Y0}) depende de la tensión total del bus de continua, de la tensión de desequilibrio y de las relaciones de conducción a secuencia cero.

$$v_{VS10} = v_{Y0} = d_{p0} \cdot v_p + d_{n0} \cdot v_n = \frac{1}{2} \cdot \left[(d_{p0} + d_{n0}) \cdot v_o + (d_{p0} - d_{n0}) \cdot v_{pn} \right] = \sqrt{3} \cdot v_{No} \quad (4.50)$$

Otra opción para cancelar la tensión homopolar puede ser incorporar la ecuación (4.50) al modelo del convertidor empleado para calcular el controlador. De esta manera, se considera la tensión homopolar como una variable de estado más y las relaciones de conducción (d_{p0} , d_{n0}) se constituyen como dos variables de control adicionales. En este caso, la estrategia de conmutación pierde como mínimo un grado de libertad en favor del controlador.

Tampoco se ha realizado el equilibrado del bus de continua mediante la apropiada elección de (d_{p0} , d_{n0}), puesto que uno de los objetivos de la tesis es, precisamente, liberar a la estrategia de conmutación de la tarea del equilibrado del bus de continua, labor asumida por el controlador. No obstante, es necesario indicar que pueden emplearse los grados de libertad disponibles en esta tarea.

Por último, mencionar la posibilidad de emplear las relaciones de conducción (d_{p0} , d_{n0}) para conseguir simultáneamente diferentes características en la estrategia de conmutación. Por ejemplo, escoger apropiadamente (d_{p0} , d_{n0}) para obtener mayor ganancia y paralelamente cancelar la tensión de salida homopolar.

4.6.2. Límites en la elección de las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0}

Los límites a tener en cuenta para la elección de (d_{p0} , d_{n0}) se han detallado en el Apéndice C y mencionado en el apartado 4.5.3. Es conveniente, no obstante, volver a incidir en ello para establecer diferentes tácticas a seguir con los límites. Pueden cogerse unos límites más exactos y amplios, pero más complejos de calcular, u otros más sencillos de calcular pero más restrictivos.

En un caso completamente general, con valores arbitrarios de d_{pd} , d_{pq} , d_{nd} , d_{nq} , la limitación 1 impone los límites a d_{p0} y d_{n0} , tal como muestra la figura 4.9, mientras que la limitación 2 impone los límites de la suma ($d_{p0} + d_{n0}$), ver figura 4.10, ambas figuras basadas en las figuras del Apéndice C.

De las expresiones (4.45)-(4.47), ratificado en las figuras 4.9 y 4.10, se observa que se verifica la desigualdad $(d_{p0})_{\min} + (d_{n0})_{\min} \leq (d_{p0} + d_{n0})_{\max}$, lo que garantiza que pueden cumplirse las dos limitaciones simultáneamente.

Empleando (4.45)-(4.47), verificado además por simulación, se puede comprobar que los valores más restrictivos de las limitaciones son:

- en cuanto a valores máximos $(d_{p0} + d_{n0})_{\max}$
- en cuanto a valores mínimos $(d_{p0})_{\min}$ y $(d_{n0})_{\min}$

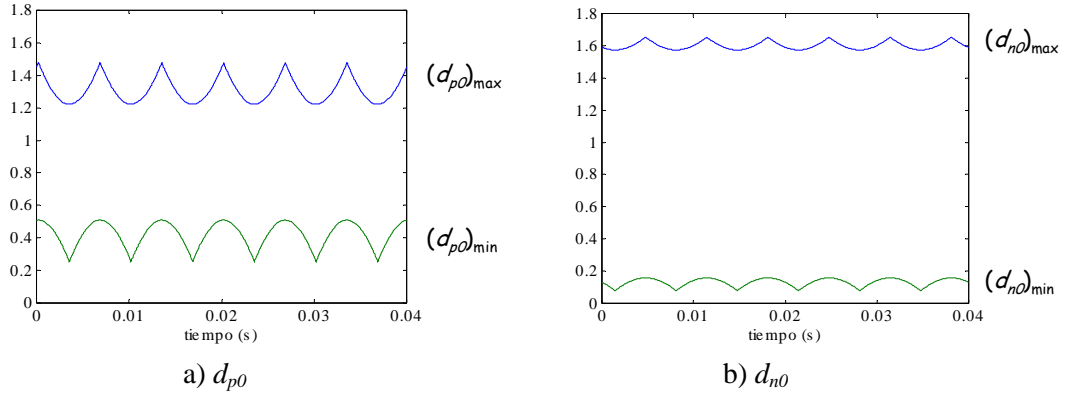


Figura 4.9. Límites de las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0} para un caso arbitrario.

$$(d_{pd} = 0.2, d_{pq} = 0.3, d_{nd} = 0.1, d_{nq} = -0.05)$$

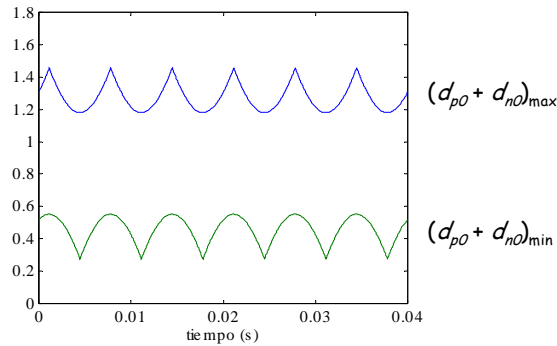


Figura 4.10. Límites de la suma $(d_{p0} + d_{n0})$, para los valores considerados en la figura 4.9.

Teniendo en cuenta estos valores más restrictivos, se pueden hallar nuevos límites máximos $(d_{p0})_{Nmax}$ para d_{p0} (4.51) y $(d_{n0})_{Nmax}$ para d_{n0} (4.52). Estos nuevos límites se ilustran en la figura 4.11.

$$(d_{p0})_{Nmax} = (d_{p0} + d_{n0})_{max} - (d_{n0})_{min} \quad (4.51)$$

$$(d_{n0})_{Nmax} = (d_{p0} + d_{n0})_{max} - (d_{p0})_{min} \quad (4.52)$$

En cualquier caso, las relaciones d_{p0} y d_{n0} están interrelacionadas, no pueden escogerse independientemente, puesto que deben cumplir la desigualdad (4.53). La elección de una de las dos relaciones de conducción condiciona el margen con que puede ser escogida la relación de conducción restante. Por tanto, la elección de d_{p0} y d_{n0} se puede realizar seleccionando el valor para d_{p0} (d_{n0}) dentro de su margen de validez, se obtiene entonces el margen de validez de d_{n0} (d_{p0}), y se escoge el valor de d_{n0} (d_{p0}).

$$d_{p0} + d_{n0} \leq (d_{p0} + d_{n0})_{max} \quad (4.53)$$

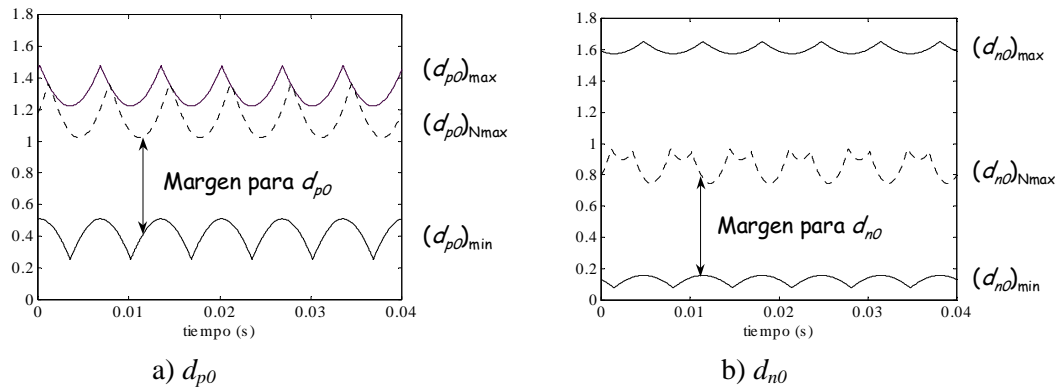


Figura 4.11. Nuevos límites de las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0} , teniendo en cuenta $(d_{p0} + d_{n0})_{\max}$, $(d_{p0})_{\min}$ y $(d_{n0})_{\min}$, para un caso arbitrario.

4.6.3. Simplificación de los límites de d_{p0} y d_{n0}

Los límites mostrados en la figura 4.11 se presentan de la forma más general posible, evolucionando a base de tramos de senoide, deducidos en el Apéndice C, cuyo cálculo es extenso, aunque no complejo. Si se desean incorporar estos límites al sistema físico que implementa el control, este volumen de cálculo significativo que supone calcular estos límites requiere un tiempo de procesado que puede ralentizar la acción del regulador y empeorar las prestaciones del control.

Se puede reducir este volumen de cálculo simplificando los límites, a costa de perder un cierto margen de validez para las relaciones de conducción (d_{p0}, d_{n0}) . Una primera simplificación consiste en tomar como límites los valores máximo o mínimo, según se requiera, de las senoides que definen los límites para (d_{p0}, d_{n0}) . Esta aproximación es la empleada para deducir las ecuaciones (4.45)-(4.47), ver Apéndice C, simplifica considerablemente los cálculos al eliminar las funciones senoidales y no supone una gran pérdida de margen de validez para las relaciones de conducción (d_{p0}, d_{n0}) .

Es posible realizar una segunda simplificación sobre la anterior, si se considera además régimen permanente y estrategia de conmutación simétrica, dando como resultado las ecuaciones (4.48) y (4.49). Esta segunda aproximación reduce algo más los cálculos, pero presenta el inconveniente que, al emplear valores de régimen permanente, no garantiza que en régimen transitorio existan márgenes de validez admisibles para (d_{p0}, d_{n0}) . En consecuencia, no resulta recomendable emplearla si no existe una comprobación previa y exhaustiva de que, en cualquier punto de operación, existe posibilidad de escoger unos valores correctos para las relaciones de conducción a secuencia cero (d_{p0}, d_{n0}) .

4.6.4. Rutina de elección automática de las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0}

Para la generación de las señales de conmutación de los interruptores del convertidor en sistemas de neutro aislado, es necesario establecer los valores de las relaciones de conducción (d_{p0} , d_{n0}). Por esta razón, se ha creado una rutina para la elección automática de (d_{p0} , d_{n0}), teniendo en cuenta sus limitaciones, que simplemente permita ser operativo al convertidor. Esta rutina permite, además, incrementar la ganancia de la estrategia de conmutación, tal como se muestra más adelante, en el capítulo de validación por simulación y validación experimental. Adicionalmente, la rutina puede presentar diversa complejidad, en función del grado de aproximación o simplificación que se realice en los límites empleados.

Con el planteamiento realizado, queda abierto un campo de estudio referente al empleo de los grados de libertad de d_{p0} y d_{n0} para la optimización de la estrategia de conmutación y del funcionamiento del convertidor.

Esencialmente, los pasos que ejecuta la rutina automática de elección de las relaciones de conducción (d_{p0} , d_{n0}) son:

- 1) Determinación de los límites admisibles de (d_{p0} , d_{n0}), tal como se ha visto en el apartado 4.6.2, en función de d_{pd} , d_{nd} , d_{pq} , d_{nq} .
- 2) Se asigna un valor arbitrario a d_{p0} (d_{n0}) dentro de su margen de validez.
- 3) La relación de conducción restante está condicionada por el valor anteriormente escogido, puesto que se debe cumplir (4.53). Se calcula el nuevo límite máximo del margen de validez para la relación de conducción restante ($d_{n0})_{NN\max}$ (ó bien ($d_{p0})_{NN\max}$) según (4.54) ó (4.55).
- 4) Se asigna un valor arbitrario a d_{n0} (d_{p0}) dentro de su margen de validez.

$$(d_{n0})_{NN\max} \leq (d_{p0} + d_{n0})_{\max} - (d_{p0})_{ASIGNADO} \quad (4.54)$$

$$(d_{p0})_{NN\max} \leq (d_{p0} + d_{n0})_{\max} - (d_{n0})_{ASIGNADO} \quad (4.55)$$

La mayor o menor complejidad y volumen de cálculo reside en las limitaciones empleadas en el punto 1) de la rutina. Pueden emplearse las limitaciones genéricas, constituidas por tramos de senoides (Apéndice C), la primera simplificación (4.45)-(4.47), o la segunda simplificación (4.48)-(4.49).

Empleando el ejemplo anterior, se ha creado la rutina de generación automática de (d_{p0} , d_{n0}), utilizando los límites genéricos. En el paso 2), se ha asignado arbitrariamente el valor de d_{p0} al punto medio del margen admisible (4.56). Análogamente, se ha asignado el valor de d_{n0} al punto medio del margen admisible (4.57) en el punto 4). La figura 4.12 muestra la asignación de los valores para (d_{p0} , d_{n0}).

$$(d_{p0})_{ASIGNADO} = \frac{(d_{p0})_{Nmax} - (d_{p0})_{min}}{2} \quad (4.56)$$

$$(d_{n0})_{ASIGNADO} = \frac{(d_{n0})_{NNmax} - (d_{n0})_{min}}{2} \quad (4.57)$$

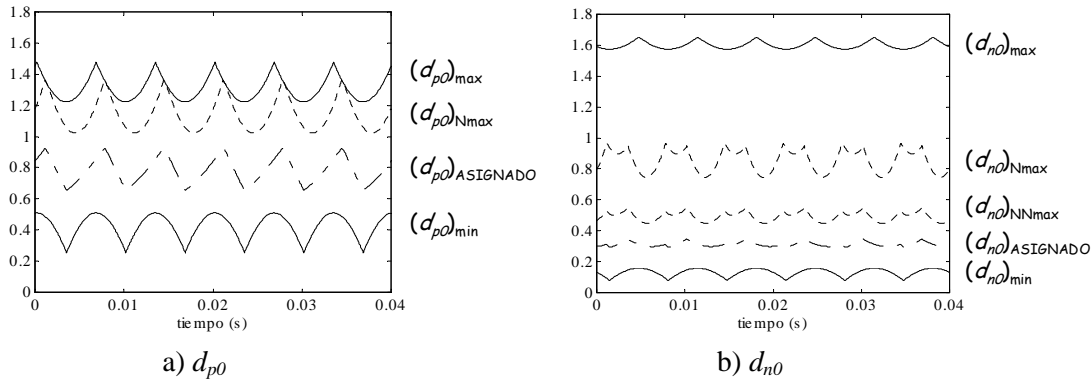


Figura 4.12. Asignación de valores a las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0} .

Una vez se tienen todos los valores de las relaciones de conducción 'dq0', se aplica la transformación inversa de Park, para obtener las relaciones de conducción 'abc', que se muestran en las figuras 4.13 y 4.14. Se verifica que todas las relaciones de conducción 'abc' están comprendidas entre 0 y 1. Por otro lado, debería esperarse que las relaciones de conducción d_{ap} , d_{bp} , d_{cp} , d_{an} , d_{bn} , d_{cn} presentasen forma de onda senoidal, puesto que las relaciones de conducción a secuencia 'd' y 'q' son constantes, en este ejemplo ilustrativo. Sin embargo, las relaciones de conducción a secuencia '0' no son constantes y añaden una componente continua, variable en el tiempo, a la moduladora. En cualquier caso, bajo condiciones de régimen permanente o transitorio, la rutina propuesta automáticamente los límites y entrega unos valores de (d_{p0}, d_{n0}) dentro de los márgenes admisibles.

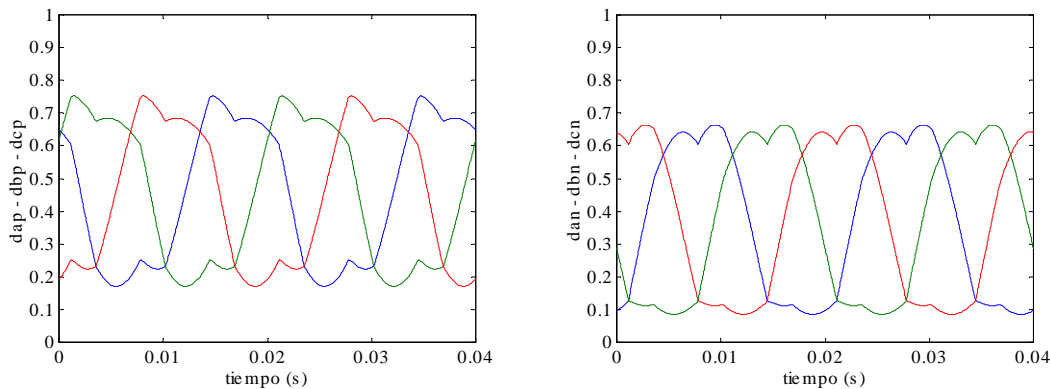


Figura 4.13. Relaciones de conducción d_{ap} , d_{bp} , d_{cp} y d_{an} , d_{bn} , d_{cn} .

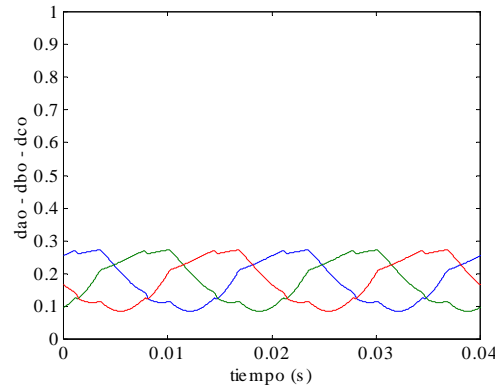


Figura 4.14. Relaciones de conducción d_{ao} , d_{bo} , d_{co} .

Con objeto de conseguir la máxima simplicidad, podrían asignarse valores constantes a las relaciones de conducción (d_{p0} , d_{n0}). Ello se ha llevado a cabo en la práctica y, si bien permite el funcionamiento del convertidor bajo condiciones de trabajo conocidas, constituye una limitación importante si se desea que el convertidor trabaje en el máximo campo de operación posible. No es, por tanto, una práctica recomendable más allá de la puesta a punto de un prototipo.

4.7. Generación de las señales de conmutación de los interruptores

Los apartados precedentes se han centrado en la obtención de las relaciones de conducción 'abc' a partir de las relaciones de conducción 'dq0'. Una vez se dispone de las relaciones de conducción 'abc', se pueden generar las funciones de conmutación (S_{ap} -...- S_{cn}) y, finalmente, las señales de conmutación de cada uno de los interruptores del convertidor ($S1$ -...- $S6$), mediante los bloques "modulador PWM" y "sistema digital" de la figura 4.1.

En todo momento se ha pretendido obtener las señales de conmutación de los interruptores de la manera más sencilla posible, bajo el supuesto que el regulador del sistema corrige los posibles defectos de la estrategia de conmutación (equilibrado del bus de continua), desde el punto de vista del control.

4.7.1. Modulador PWM

Es necesario recordar que sólo dos de las tres relaciones de conducción 'abc' de cada fase son independientes, puesto que en todo momento se debe verificar la igualdad (4.58). Ello supone que sólo seis de las nueve relaciones de conducción 'abc' son independientes. Por tanto, será suficiente con obtener, en la salida de la transformación inversa de Park y entrada al modulador PWM, dos relaciones de conducción para cada fase. La implementación realizada en esta tesis toma aquellas que indican la conexión de cada fase a 'p' y a 'n' (d_{ap} , d_{bp} , d_{cp} , d_{an} , d_{bn} , d_{cn}), aunque

no es la única elección posible. Las relaciones de conducción (d_{ao} , d_{bo} , d_{co}) pueden extraerse de (4.58), si bien no son necesarias en el proceso de generación de las señales de conmutación.

$$d_{ip} + d_{io} + d_{in} = 1 \quad \text{donde } i \in \{a, b, c\} \quad (4.58)$$

La generación de las seis funciones de conmutación (S_{ap} , S_{bp} , S_{cp} , S_{an} , S_{bn} , S_{cn}), a partir de las seis relaciones de conducción (d_{ap} , d_{bp} , d_{cp} , d_{an} , d_{bn} , d_{cn}), se realiza mediante muestreo natural o regular [6][69][70][72], ilustrado en el Capítulo 2. El muestreo se realiza mediante seis temporizadores PWM disponibles en el sistema físico digital (tarjeta DSP sobre plataforma PC) utilizado para la implementación del control y de la estrategia de conmutación. La figura 4.15 muestra las señales de entrada y salida de los temporizadores PWM (bloque "modulador PWM").

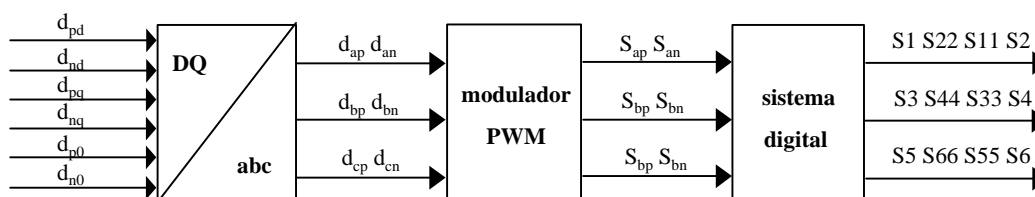
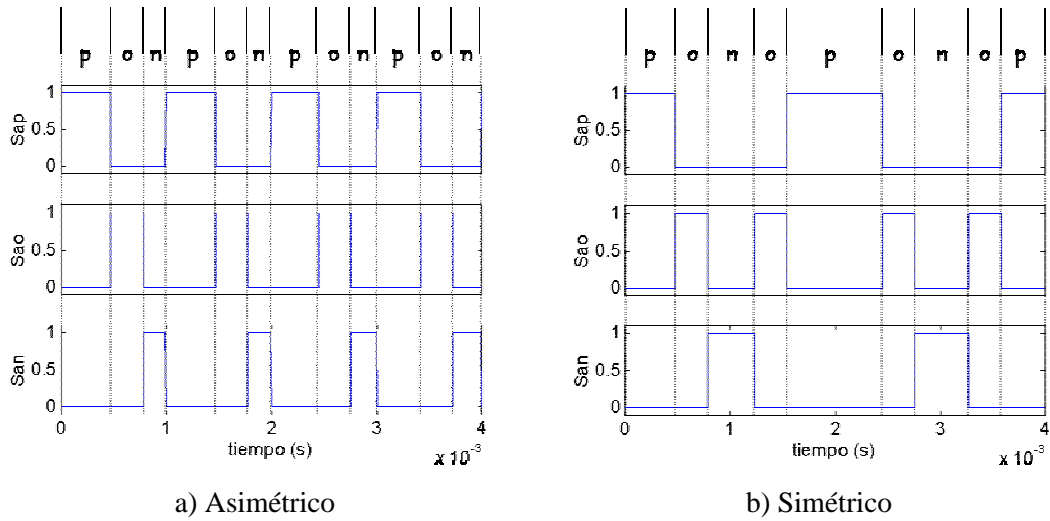


Figura 4.15. Señales de entrada y salida del modulador PWM.

Los tramos de conducción y bloqueo indicados por las funciones de conmutación generadas (S_{ap} , S_{bp} , S_{cp} , S_{an} , S_{bn} , S_{cn}) se pueden distribuir a lo largo de un periodo de conmutación siguiendo diversos criterios [69]. Uno de los criterios más simples y efectivos consiste en ubicar temporalmente estas funciones de conmutación con simetría de semiperiodo.

La figura 4.16 ilustra la efectividad de la distribución simétrica frente a una distribución asimétrica. Para ello, se muestra el estado de conexión de la fase 'a' y sus funciones de conmutación, situadas de forma asimétrica (figura 4.16a) y simétrica (figura 4.16b), a lo largo de cuatro periodos de conmutación ($f_s = 1000$ Hz). La función de conmutación S_{ao} se obtiene aplicando la expresión (4.58) sin promediar ($S_{ao} = 1 - S_{ap} - S_{an}$). Analizando las figuras, se observa que, en un periodo de conmutación, se producen tres conmutaciones en el caso asimétrico y dos en el caso simétrico. En otros términos, la simetría de semiperiodo reduce significativamente el número de conmutaciones. Además, en el caso simétrico, las conmutaciones se producen siempre entre niveles de tensión contiguos ('p' ↔ 'o' ↔ 'n'), mientras que en el caso asimétrico se produce una conmutación por periodo entre los dos niveles extremos ('n' → 'p'), que supone mayores esfuerzos para los interruptores del convertidor. Por todas estas razones, y teniendo en cuenta que el paso de una distribución asimétrica a una simétrica supone un incremento mínimo o incluso nulo de la complejidad de la estrategia, es preferible ubicar temporalmente las funciones de conmutación con simetría de semiperiodo.



a) Asimétrico b) Simétrico
 Figura 4.16. Ubicación temporal de las funciones de conmutación.

4.7.2. Sistema digital

Las seis funciones de conmutación entregadas por el modulador PWM definen unívocamente el estado del convertidor. La tarea del sistema digital consiste en convertir las seis funciones de conmutación en las doce señales de conmutación para cada uno de los interruptores de la topología NPC, ver figuras 3.2 y 3.3. La tabla de verdad para este sistema digital se presenta en las tablas 4.1-4.3.

S_{ap}	S_{an}	S_{ao}	S1	S22	S11	S2
1	0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1	0
0	0	1	0	0	1	1

Tabla 4.1. Tabla de verdad para la rama 'a' del convertidor NPC.

S_{bp}	S_{bn}	S_{bo}	S3	S44	S33	S4
1	0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1	0
0	0	1	0	0	1	1

Tabla 4.2. Tabla de verdad para la rama 'b' del convertidor NPC.

S_{cp}	S_{cn}	S_{co}	S5	S66	S55	S6
1	0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	1	1	0
0	0	1	0	0	1	1

Tabla 4.3. Tabla de verdad para la rama 'c' del convertidor NPC.

Una posible forma para realizar este sistema digital se muestra en la figura 4.17. Se ha tomado como ejemplo la fase 'a', si bien la extensión a las fases 'b' y 'c' es obvia. Se observa que el sistema digital es muy simple.

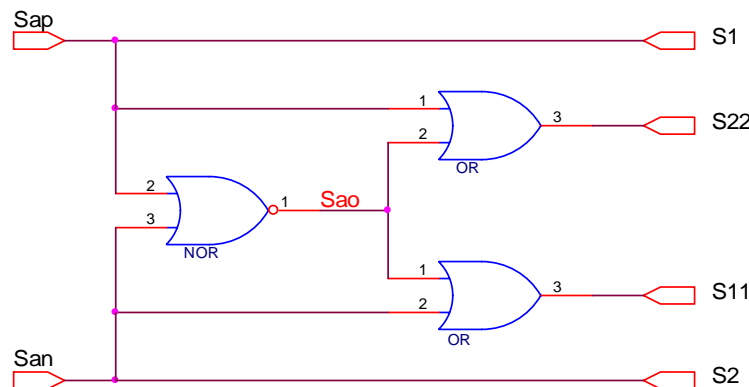


Figura 4.17. Obtención de las señales de conmutación correspondientes a la rama 'a' de la topología NPC (S1, S22, S11, S2) a partir de las funciones de conmutación S_{ap} y S_{an} .

En el proceso de conmutación de una fase desde un nivel de continua a otro, se desconectan algunos semiconductores y se conectan otros. Para garantizar que en ningún momento se produzca un cortocircuito en el convertidor a causa de los tiempos de conmutación de los semiconductores, es necesario asegurar que los semiconductores han desconectado completamente antes de conectar los siguientes. Una manera muy simple de conseguir este funcionamiento consiste en insertar una línea de retardo en el flanco de subida de cada una de las señales de conmutación de los interruptores. De esta forma, cuando en un cambio se otorga un margen de tiempo suficiente (tiempo muerto ó *blanking time*) para que los semiconductores correspondientes estén completamente en bloqueo o corte antes de conectar los interruptores siguientes.

4.8. Análisis comparativo de la estrategia de conmutación

Para completar este capítulo se presenta un análisis de la estrategia propuesta, y se realiza además una comparación con la estrategia SVM-NTV (*Nearest Three Vectors*), por ser una modulación ampliamente conocida y utilizada. No se pretende realizar un análisis exhaustivo,

sino valorar algunos de los parámetros clave en cualquier estrategia de conmutación, de forma que se pueda efectuar una comparación sencilla con otras modulaciones.

4.8.1. Ganancia de la estrategia o utilización del bus de continua

Ya se ha visto a lo largo de este capítulo que la ganancia máxima de la estrategia PWM senoidal en la zona lineal es 0.612. Si el sistema es de neutro aislado, escogiendo apropiadamente los valores de las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0} , puede añadirse una componente continua a la moduladora. De esta forma, la ganancia aumenta hasta 0.707, idéntico valor que se consigue con una estrategia SVM. La tabla 4.4 resume los valores de las ganancias máximas.

Estrategia de modulación	$(V_{F-F})_{RMS}$ máxima/ V_{pn}
PWM senoidal asimétrica o simétrica	0.612
SVM	0.707
PWM senoidal asimétrica o simétrica con adición de continua	0.707

Tabla 4.4. Ganancia máxima de las diferentes estrategias de conmutación.

4.8.2. Número de conmutaciones por periodo de conmutación

Cada una de las fases del convertidor (a, b, c) se puede conectar a cada uno de los raíles del bus de continua (p, o, n). Para valorar el número de conmutaciones por periodo, es necesario conocer el número de interruptores que abren o cierran en cada conmutación.

Si una fase conmuta entre dos raíles contiguos (p-o, o-p, o-n, n-o) se abre un interruptor de la rama y se cierra otro: dos conmutaciones.

Si una fase conmuta entre los dos raíles extremos (p-n, n-p) se abren dos interruptores y se cierran otros dos: cuatro conmutaciones.

a) PWM asimétrica

En el apartado 4.7.1 se ha mostrado que cada fase del convertidor se conecta, en un periodo de conmutación, a cada uno de los raíles del bus de continua siguiendo la secuencia ...-p-o-n-..., ver figura 4.16a. Por tanto, en dos periodos de conmutación, cada fase del convertidor sigue la secuencia ...-p-o-n-p-o-n-.... Es fácil deducir que, en un periodo de conmutación, se producen ocho conmutaciones por fase. En total, 24 conmutaciones en el convertidor en cada periodo de conmutación.

b) PWM simétrica

Para la estrategia PWM simétrica, ver figura 4.16b, en dos periodos de conmutación, cada fase del convertidor sigue la secuencia ...-p-o-n-n-o-p-.... En un periodo de conmutación se producen 4 conmutaciones por fase y, en total, 12 conmutaciones en el convertidor en cada periodo de conmutación.

c) SVM-NTV

La figura 2.26 del Capítulo 2 presenta el diagrama SVM para el convertidor NPC. Se puede deducir que, en el sector más favorable y realizando la elección de vectores que minimice el número de conmutaciones, se tienen cuatro conmutaciones en el convertidor.

Estrategia de modulación	Número de conmutaciones en el convertidor
PWM asimétrica	24
PWM simétrica	12
SVM-NTV	4

Tabla 4.5. Número total de conmutaciones en el convertidor por periodo de conmutación.

El número de conmutaciones para la estrategia SVM-NTV es significativamente inferior frente a la estrategia PWM propuesta. No obstante, si se pretende realizar el control o minimización de algún parámetro mediante la modulación SVM, el número de conmutaciones suele ser mayor de 4.

4.8.3. Espectro armónico y distorsión armónica

Se han simulado las tres estrategias consideradas bajo las siguientes condiciones:

- Tensión total del bus de continua $V_{pn} = 100$ V
- Bus de continua permanentemente equilibrado ($V_o = 0$)
- Frecuencia de conmutación $f_s = 5$ kHz
- Frecuencia de la tensión de salida (fundamental) $f = 50$ Hz
- Índice de amplitud $m_a = 0.8$

El espectro armónico y la distorsión armónica total (*Total Harmonic Distortion* –THD–) de una tensión eficaz compuesta de salida del convertidor (v_{ab}) se muestran en las figuras 4.18-4.20. En todos los casos se obtiene el mismo valor de la componente fundamental (a 50 Hz).

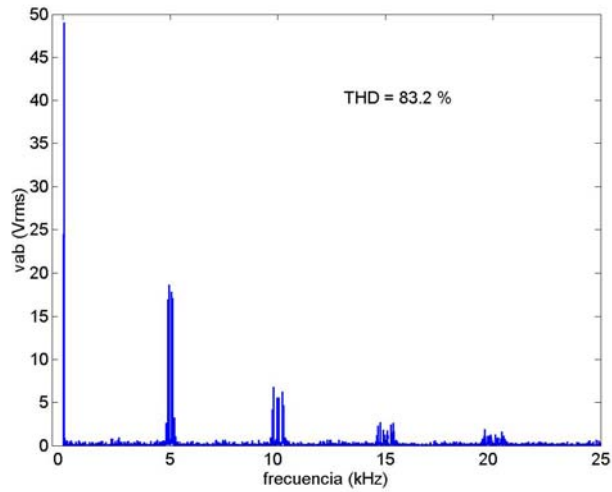


Figura 4.18. PWM asimétrica. Espectro armónico y distorsión armónica total.

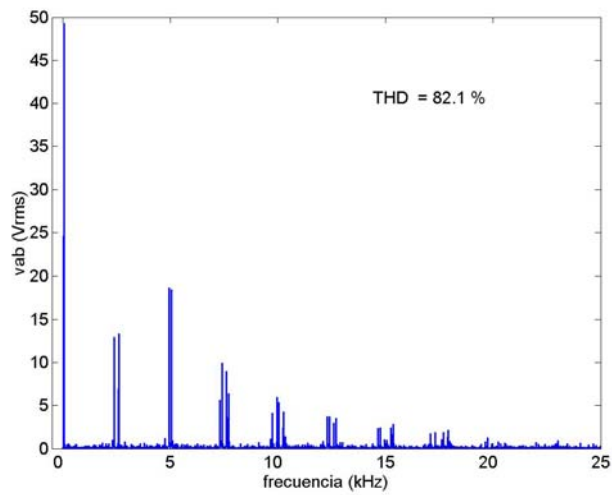


Figura 4.19. PWM simétrica. Espectro armónico y distorsión armónica total.

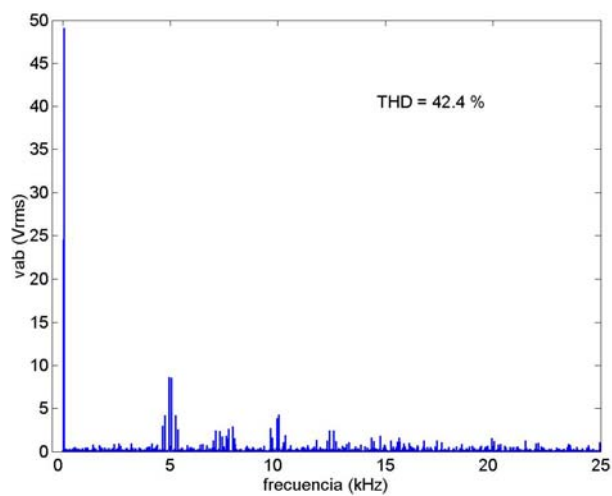


Figura 4.20. SVM-NTV. Espectro armónico y distorsión armónica total.

El espectro armónico para la estrategia PWM, figuras 4.18 y 4.19, coincide con el presentado por Mohan et al. [56] para un inversor trifásico convencional de dos niveles. Este resultado es congruente con el desarrollo efectuado, puesto que la modulación propuesta se ha planteado como una extensión de dos a tres niveles. La distorsión armónica es, por tanto, similar a la de un convertidor de dos niveles.

El espectro armónico para PWM asimétrica presenta armónicos a la frecuencia de conmutación y múltiplos de ésta (5, 10, 15, 20 kHz). Para el caso simétrico, a causa de la simetría de periodo, el periodo de conmutación efectivo es el doble del periodo de conmutación real y, por tanto, aparecen armónicos a la mitad de la frecuencia de conmutación y múltiplos de ésta (2.5, 5, 7.5, 10, 12.5, 15, 17.5, 20 kHz). En este caso, una posible táctica consiste en duplicar la frecuencia de conmutación (siempre que los semiconductores lo permitan), para que el primer armónico aparezca a la misma frecuencia que en el caso asimétrico.

La distorsión armónica para PWM asimétrica y simétrica son iguales. En el caso asimétrico, alrededor de las frecuencias armónicas centrales aparecen numerosos armónicos del tipo $m_f \pm 1$ y/o $m_f \pm 2$, etc...En cambio, para el caso simétrico, el espectro armónico consta de más frecuencias centrales, en comparación con el caso asimétrico, pero con menos armónicos alrededor de dichas frecuencias. Estos dos efectos se compensan y dan como resultado similares distorsiones armónicas para los dos casos.

La estrategia SVM-NTV, figura 4.20, presenta un espectro y distorsión armónica más favorable que la modulación PWM. Según el diagrama SVM, figura 2.26 del Capítulo 2, la tensión de salida deseada se obtiene sintetizando el fasor de tensión con los tres estado (vectores) más cercanos al vector de modulación. Por tanto, los estados discretos del convertidor son, en todo momento, los más próximos a la tensión de salida que se desea generar y, en consecuencia, los rizados de alta frecuencia son menores.

La estrategia PWM también puede entenderse mediante el diagrama SVM, donde la tensión de salida se obtiene a través de la suma vectorial de diferentes vectores de tensión (estados) del convertidor. En la modulación PWM, los vectores no se escogen analizando el diagrama SVM, se obtienen según el proceso explicado a lo largo del presente capítulo. En consecuencia, los estados del convertidor (vectores) involucrados en la estrategia PWM pueden ser cualquier vector del diagrama SVM. La elección de vectores alejados del fasor de tensión que se desea generar comporta, ineludiblemente, un aumento de los contenidos armónicos de alta frecuencia y de la distorsión armónica.

No obstante, la estrategia PWM es susceptible de mejorar estos contenidos armónicos, si se estudia y optimiza la distribución de las funciones de conmutación del convertidor a lo largo del periodo de conmutación, es decir, realizando una elección de vectores de tensión más próximos a la tensión de salida a generar.

4.8.4. Secuencia cero

En apartados precedentes, se ha mostrado la capacidad de la estrategia PWM propuesta para controlar la secuencia cero de la tensión de salida, regulando apropiadamente las relaciones de conducción a secuencia cero d_{p0} y d_{n0} .

En sistemas de neutro aislado, las relaciones de conducción (d_{p0} , d_{n0}) se presentan desacopladas del controlador y son generadas al margen del regulador. En sistemas de neutro aislado, la secuencia cero es regulada directamente por el controlador y (d_{p0} , d_{n0}) son variables de control entregadas por el regulador. En cualquier caso, la estrategia propuesta permite no sólo la minimización o eliminación de la secuencia cero sino también su regulación, con relativa simplicidad.

Comparativamente, la estrategia SVM entrega una tensión de salida con menor contenido armónico de alta frecuencia pero, en general, el valor generado de tensión a secuencia cero no se tiene en cuenta en la elección de los vectores de modulación. Ello carece de importancia cuando se valoran las tensiones compuestas de salida, no aparece secuencia cero alguna, puesto que se anula entre las fases. Sin embargo, en sistemas de neutro aislado, las tensiones de secuencia cero pueden ocasionar inconvenientes en algunas aplicaciones, tal como se ha mencionado en apartados precedentes. Si el neutro del sistema no está aislado, se hace imprescindible la regulación de la secuencia cero, invalidando aquellas estrategias de conmutación, SVM o PWM, que no contemplen su control.

Es posible encontrar en la literatura propuestas de estrategias SVM donde se minimiza la tensión de modo común o secuencia cero [44] aunque, en general, se prefiere abordar esta cuestión bajo la óptica de una estrategia PWM [48][208]-[210].

Según [44], los 27 estados posibles del convertidor dan lugar a 19 vectores de tensión, de los cuales siete no generan tensión homopolar. En consecuencia, limitando los estados del convertidor a estos siete (siete vectores de tensión), el inversor NPC no genera tensión homopolar. De esta importante restricción se derivan algunas consecuencias:

- La tensión de salida presenta un mayor rizado de alta frecuencia, puesto que los vectores escogidos para la sintetización de la tensión no pueden estar tan próximos al fasor de tensión como en otras estrategias SVM, por ejemplo SVM-NTV.
- Se pierden numerosos grados de libertad de la estrategia, basados en la posibilidad de escoger diferentes estados para un mismo vector.
- Puede incrementarse notoriamente la complejidad de la estrategia si se desea anular la secuencia cero y simultáneamente mantener el equilibrio del bus de continua. No se ha hallado en la literatura ninguna propuesta de estrategia SVM que realice ambas tareas a la vez.

En cualquier caso, la cancelación y/o control de la secuencia cero a partir de una estrategia SVM es apreciablemente más complejo que empleando una modulación PWM.

4.9. Conclusiones

Se ha presentado una estrategia de conmutación para el convertidor NPC, entendida como la extensión de la modulación PWM senoidal de dos a tres niveles. Las entradas de la estrategia de conmutación son las relaciones de conducción de fase 'dq0' procedentes del controlador, sobre la base de los modelos desarrollados en el Capítulo 3. Bajo este entorno, la estrategia propuesta es original y supone una contribución de esta tesis.

Se ha pretendido realizar una estrategia simple, que no óptima, y que no asume el control de ninguna variable del convertidor. Con ello, se desea que el controlador realice el control de todas las variables, sin ayuda alguna por parte de la estrategia, y permite verificar la eficacia del regulador planteado en el siguiente capítulo.

En el análisis de la modulación propuesta, se encuentran las expresiones generales y de régimen permanente de la tensión de salida del convertidor en función de las relaciones de conducción 'dq0' y de las tensiones del bus de continua (v_{pn} , v_o). Se ha hallado también la ganancia de la estrategia y los valores admisibles de las relaciones de conducción 'dq0' para que las relaciones de conducción 'abc' estén comprendidas en todo momento entre 0 y 1. Estos límites de las variables de control condicionan el diseño del controlador y la velocidad de respuesta del sistema frente a transitorios, por ejemplo, un cambio de consigna.

Al margen del estado de la conexión del neutro de la carga (aislado o no aislado), la modulación presentada dispone de la capacidad inherente de regular la tensión a secuencia cero mediante las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0} . En general, las estrategias documentadas en la literatura no consideran la secuencia cero, si bien algunas publicaciones presentan formas de minimizar o cancelar esta tensión homopolar. Si el neutro del sistema no está aislado, la secuencia cero forma parte del sistema a regular por el controlador, junto con las secuencias 'd' y 'q'. Si el neutro está aislado, d_{p0} y d_{n0} se constituyen como grados de libertad de la estrategia, que pueden emplearse, por ejemplo, para incrementar la ganancia.

La modulación presentada otorga gran capacidad de control al regulador, superior a las estrategias convencionales PWM o SVM. Sin embargo, esta ventaja se consigue a costa de un peor comportamiento a alta frecuencia. La estrategia propuesta realiza más conmutaciones por periodo de conmutación, y ofrece mayor distorsión armónica que la modulación SVM-NTV. Por contra, la capacidad de regulación de la secuencia cero con la estrategia propuesta se muestra más eficaz, simple e intuitiva que empleando una modulación SVM.

La pretensión del presente capítulo ha sido introducir una nueva forma de generar las señales de conmutación del convertidor NPC. El estudio de esta estrategia en absoluto está completo. Se observan numerosas líneas de trabajo futuro:

- El análisis de la estrategia en el presente capítulo se ha efectuado en el supuesto de modulación en la zona lineal. Una línea de trabajo futuro consiste en extender la estrategia a la zona de sobremodulación.
- Análogamente, es interesante saber como afecta la conexión de una carga desequilibrada y/o no lineal a la estrategia de conmutación.
- Optimización de la elección de las relaciones de conducción d_{p0} y d_{n0} en sistemas de neutro aislado.
- Sería conveniente estudiar la posibilidad de redistribuir las funciones de conmutación en cada periodo de conmutación de acuerdo con la información del diagrama SVM, con objeto de seleccionar vectores de estado más próximos al vector de modulación y, en consecuencia, reducir el número de conmutaciones por periodo y los contenidos armónicos de alta frecuencia.
- Estudiar la posibilidad de, a partir de las relaciones de conducción 'dq0' que entrega el controlador, emplear otras estrategias de conmutación.
- Extender la modulación propuesta a convertidores de N niveles.

