

1 INTRODUCCIÓN

En las dos últimas décadas el concepto de “calidad de potencia” ha ido tomando cada vez más importancia en el ámbito de la Ingeniería Eléctrica, y en este momento es una temática de gran interés tanto para las compañías productoras y distribuidoras, como para los fabricantes de equipos y los consumidores finales. Los motivos de la trascendencia que ha adquirido la calidad de potencia en los últimos años son múltiples, y a continuación se citan los más relevantes:

- Los sistemas actuales basados en electrónica de potencia causan perturbaciones que afectan al resto de consumidores. Cada vez es mayor el número de equipos alimentados o accionados mediante convertidores estáticos de potencia, los que inyectan armónicos de corriente en la red.
- Los equipos de control basados en microprocesadores y los sistemas electrónicos de potencia son más sensibles a las perturbaciones que los de hace 10 años.
- La liberalización del mercado eléctrico ha dado lugar a que la calidad en el suministro de energía eléctrica se convierta en un factor diferenciador entre las distintas compañías.
- La desregulación del mercado ha dado lugar a que el control del flujo de energía eléctrica desde el productor hasta el usuario final no quede totalmente coordinado. Para evitar un deterioro en la calidad de potencia de los consumidores los organismos reguladores han llegado a incentivar económicamente a las compañías de transmisión y distribución para que generen informes completos sobre la calidad de potencia.
- Los sistemas de generación distribuida modifican la topología del sistema de potencia. En Europa, la política de promoción de electricidad generada a partir de fuentes de energía renovable establece que en el 2010 el 22.1% de la energía eléctrica consumida por la Comunidad debe provenir de este tipo de fuentes [1].

Por otra parte, en los últimos años el entorno industrial ha ido demandando equipos de mayor potencia, llegando a niveles de los megavatios. Los convertidores multinivel son muy adecuados para las aplicaciones de gran potencia, y la evolución de los semiconductores de potencia permite trabajar a niveles de tensión cada vez mayores [2]. Como consecuencia, la utilización de los convertidores multinivel ([3], [4], [5]) se está imponiendo en aplicaciones de

conexión de equipos electrónicos a niveles de M.T. sin necesidad de utilizar un transformador [6].

Los convertidores multinivel están formados por una serie de semiconductores de potencia y fuentes de tensión capacitivas, de manera que la conmutación de los semiconductores permite añadir a la salida del convertidor distintas tensiones, pudiendo aumentar el nivel de tensión de salida mientras el semiconductor en si soporta una tensión menor. Un convertidor multinivel permite obtener una forma de onda de tensión escalonada a partir de varios niveles de tensión. La Figura 1.1 muestra un diagrama esquemático de una rama de un inversor para varios niveles de salida. Un inversor de dos niveles genera una tensión de salida con dos valores (niveles) distintos respecto al carril negativo del Bus de Continua, un inversor de tres niveles genera tres tensiones diferentes, y así sucesivamente. Un convertidor se considera multinivel si la onda de tensión entre la fase y el carril negativo del Bus de Continua presenta tres o más niveles.

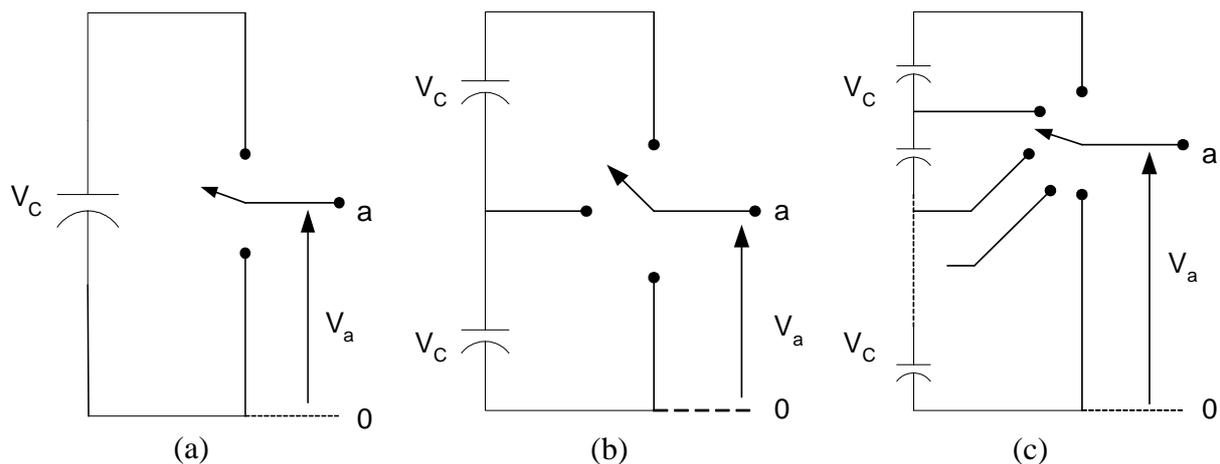


Figura 1.1. Rama monofásica de un inversor con (a) dos niveles, (b) tres niveles y (c) n niveles

El término multinivel nació a partir de la presentación del inversor de tres niveles introducido en 1981 [7]. Aumentando el número de niveles del inversor aumenta el número de escalones de la tensión de salida, consiguiendo una forma de onda con reducida distorsión armónica. Sin embargo, al aumentar el número de niveles aumenta la complejidad en el control de la secuencia de conmutación de los semiconductores para seguir una referencia, así como la complejidad en el control del equilibrado de las tensiones del embarrado de continua.

Las tres topologías principales que se utilizan para los convertidores multinivel son:

- a) Diode Clamped Inverters (DCI), también conocidos como convertidores multinivel Diode Clamped (DCM) o Multipoint Clamped (MPC), presentados por primera vez en

1991 [8]. Esta topología se denomina Neutral Point Clamped (NPC) para convertidores de tres niveles, aunque muchas veces el término NPC se utiliza para convertidores de más de tres niveles. En este trabajo se utilizará el término **DCI** para referirse a los convertidores de topología “Diode Clamped”.

- b) Convertidores de condensadores flotantes [9], [10]. En este trabajo se va a denominar como **FLC** (Flying Capacitors) a este tipo de convertidores.
- c) Convertidores de puente completo en cascada con fuentes de alimentación independientes [11], [12], [13], también denominados convertidores de puentes-H.

El mayor interés de aplicación de los convertidores multinivel está en las fuentes de energía renovables ([14], [15]), máquinas eléctricas ([16], [17]), distribución de potencia y acondicionamiento de potencia [18], [19].

Esta Tesis se va a centrar en el estudio de la utilización de un convertidor de tres niveles para la mejora de la calidad eléctrica en M.T., en concreto, se va a desarrollar una aplicación de filtrado activo. En los rangos de M.T. las corrientes normalmente son balanceadas, por lo que se puede utilizar un filtro activo paralelo (FAP) a tres hilos [18]. Para implementar el FAP se va a utilizar un convertidor NPC, ya que es una topología adecuada [19]. El FAP se va a conectar a una red de distribución de 1kV, en paralelo con una carga no lineal de 200kVA.

Se propone una técnica de control robusto con seguimiento de modelo, denominada RMF (Robust Model Following), derivada de ([20]-[35]). Este control será aplicado tanto al lazo de corriente como al lazo de tensión con dos objetivos: mejorar la compensación de armónicos de corriente mediante el FAP y mejorar la respuesta dinámica de la tensión del Bus DC frente a escalones de carga y frente a escalones de tensión de red.

Se presenta un estudio comparativo de la respuesta del convertidor a la hora de compensar los armónicos de las corrientes de línea, para tres reguladores de corriente: un regulador convencional proporcional-integral PI, un regulador RMF, y un regulador basado en Integradores Generalizados [36]-[39]. Se demostrará que el control basado en Integradores generalizados es el que proporciona la mejor compensación de armónicos de corriente, tanto para tensiones de red equilibradas como para tensiones de red desequilibradas.

Así mismo, se presenta un estudio comparativo de la respuesta del convertidor frente a escalones de carga y frente a escalones de tensión de red, para dos reguladores de tensión de

Bus DC: un regulador convencional PI y un regulador robusto RMF. Se demostrará que el control RMF es notablemente superior al control PI en la regulación de la tensión del Bus DC.

Otra aportación importante de esta Tesis es el desarrollo de nuevos modelos de pequeña señal del convertidor NPC de tres niveles, para una aplicación de filtro activo paralelo a tres hilos. Se han obtenido nuevas funciones de transferencia para el control lineal de las corrientes de salida del convertidor, así como para el control lineal de la tensión del Bus DC del convertidor NPC. Estas funciones de transferencia permiten diseñar los reguladores de corriente y de tensión con una mayor precisión.

2 ESTADO DE LA TÉCNICA

En este capítulo se analizan el origen y los efectos principales de los armónicos de corriente, se revisan de forma breve algunos conceptos y definiciones básicas que son útiles a la hora de llevar a cabo un acondicionamiento activo de corriente, se realiza un estudio sobre las tres topologías principales de convertidores multinivel (DCI, FLC y puentes-H), y por último se lleva a cabo un análisis de las estrategias de modulación PWM, tanto vectoriales como basadas en portadora.

2.1 EL PROBLEMA DE LOS ARMÓNICOS DE CORRIENTE

Los componentes armónicos de corriente pueden deberse a la respuesta de la carga a armónicos de tensión o bien a las condiciones intrínsecas de la propia carga. A continuación se van a citar algunas de las causas más frecuentes de generación de armónicos de corriente:

- **Convertidores estáticos:** los convertidores estáticos, controlados o no controlados, generan una forma de onda con gran contenido armónico. Esto es debido, intrínsecamente, a la conmutación de los interruptores de potencia. Además, este tipo de sistemas con frecuencia pueden llegar a distorsionar la tensión de la red eléctrica, debido al solapamiento entre la conmutación de dos ramas por el efecto de las inductancias de la línea, que impide que el interruptor corte inmediatamente. Este fenómeno, conocido habitualmente por el término inglés “notching”, es particularmente perjudicial.
- **Hornos de arco:** la maquinaria pesada en la industria siderúrgica suele presentar una gran cantidad de armónicos de intensidad, motivados por la variabilidad de los fenómenos físicos presentes en estos dispositivos. Esto les lleva, en general, a ser cargas difíciles de modelar y sólo se puede determinar el contenido en armónicos por medio de medidas directas, teniendo en cuenta que incluso éstas pueden no representar de forma global el comportamiento del sistema, que puede variar de un ciclo a otro de red de forma drástica.
- **Inversores para Generación Distribuida:** en los últimos tiempos se ha ido incrementando el uso de pequeñas instalaciones generadoras de energía eléctrica, normalmente asociadas a fuentes de energía renovable (energía fotovoltaica y eólica principalmente). El crecimiento de estas instalaciones, tanto en número como en potencia instalada, está llegando a plantear problemas, no sólo de armónicos de

intensidad sino relativos a la estabilidad de la propia red eléctrica. Esto es debido fundamentalmente al carácter discontinuo y fluctuante de la fuente de energía utilizada y en algunos casos al control deficiente de la calidad de la energía entregada a la red eléctrica.

- **Fuentes conmutadas de tensión:** el uso de fuentes conmutadas para equipos de baja potencia se ha universalizado, basado en el bajo coste y la mayor fiabilidad que las fuentes de tensión no conmutadas. Además, para una misma potencia presentan mejor factor de potencia y menor tamaño. Como inconveniente, al ser un dispositivo eminentemente no lineal, la corriente consumida contiene gran cantidad de componentes armónicos. Al ser normalmente fuentes de poca potencia, monofásicas, el problema no es demasiado grave. Sin embargo, en instalaciones de oficinas con gran cantidad de aparatos dotados de fuentes conmutadas (ordenadores, impresoras, fotocopiadoras, etc.), se presentan con frecuencia problemas asociados a los armónicos de corriente provocados por la suma de todos los armónicos de cada fuente individual.
- **Alumbrado con lámparas de descarga:** el alumbrado realizado con lámparas de descarga y tubos fluorescentes obtiene de forma general mejor rendimiento que el realizado con lámparas incandescentes. Sin embargo, puede llegar a presentar hasta un 25% de tercer armónico (en instalaciones entre fase-neutro), que llega a ser problemático. En parte, el problema se ha solucionado con la aparición de sistemas de alimentación inteligente para este tipo de dispositivos, pero siguen siendo en muchos casos grandes generadores de armónicos de corriente, sobre todo en instalaciones domésticas o edificios de oficinas.

Muchos de los elementos generadores de armónicos de corriente que se han presentado están experimentando un gran crecimiento en la industria y el consumo privado. Por lo tanto, es esperable un incremento sustancial de los armónicos de corriente a corto y medio plazo, si no se actúa contra éstos, limitando su generación con técnicas de control de potencia y limitando su propagación con filtros de cualquier tipo.

La presencia de armónicos de corriente en la red eléctrica provoca una serie de efectos perjudiciales a multitud de equipos conectados a ella. La mayoría de los efectos tienen su origen en la distorsión de tensión que provocan estos armónicos de corriente. Esto tiene una fácil justificación, si se piensa que las líneas de transmisión tienen una componente inductiva

predominante, de manera que la circulación de corrientes de mayor frecuencia que la nominal provocará caídas de tensión considerables. Por lo tanto, los armónicos de corriente generan a su vez armónicos de tensión. Se presentan a continuación algunos efectos perjudiciales de dichos armónicos:

- **Calentamiento:** la circulación de armónicos de corriente da lugar a un calentamiento adicional debido al incremento de pérdidas, por diversos motivos.
 - En lámparas de incandescencia, la presencia de armónicos de tensión que provoquen valores de pico de tensión mayores que los nominales pueden acortar la vida útil de las mismas o incluso destruirlas.
 - En motores y generadores se produce un sobrecalentamiento debido a dos efectos: por un lado, la corriente que atraviesa los bobinados es mayor, provocando calentamientos mayores. Además, las componentes de alta frecuencia, por el efecto pelicular circulan sólo por el exterior del conductor, concentrando el calentamiento en esas zonas. Por otro lado, la resistencia rotórica aumenta a altas frecuencias y determinados armónicos de tensión generan componentes de secuencia negativa, que giran en sentido contrario. Esto hace perder efectividad a la máquina, provocando una reducción del par eficaz de la misma.
 - Para el diseño de bancos de condensadores de compensación de energía reactiva, se debe tener en cuenta la presencia de armónicos, dado que pueden inducir resonancias con estas capacidades y que incrementan el calentamiento de los dispositivos, pudiendo provocar fallos en los aislamientos.
 - En transformadores y reactancias, el efecto de los armónicos de corriente es también doble: por un lado se incrementan las pérdidas en el cobre, por efecto Joule, al estar circulando una corriente de valor eficaz mayor que el nominal. Por otro lado, aumentan también las pérdidas en el hierro, debido a los armónicos en tensión. Como las pérdidas asociadas a ambos fenómenos dependen de la frecuencia, las consecuencias empeoran en la presencia de armónicos.
 - En los conductores, la circulación de intensidad con armónicos genera también sobrecalentamientos, asociados al efecto pelicular, por lo que la resistencia efectiva del mismo puede crecer. Esto provocará un incremento de

las pérdidas, que puede ser importante en instalaciones de cables de gran longitud aislados.

- **Defectos de aislamiento:** en casos extremos de sobrecalentamiento, se pueden producir fallos de aislamiento, que pueden destruir el equipo en cuestión. Esto es especialmente peligroso en la instalación de bancos de capacidades. Se han reportado casos de fallos de aislamiento en líneas de 33kV, debidos a la presencia de armónicos de corriente.
- **Fallos de operación:** en algunos casos, la presencia de corrientes armónicas puede provocar que determinados elementos de protección o medida no funcionen debidamente. Cabe destacar los siguientes efectos:
 - En interruptores automáticos, el crecimiento del valor de pico asociado a la presencia de armónicos puede provocar dificultades a la hora de cortar la corriente, dificultando la extinción del arco.
 - Aunque resulta complicado que un fusible se destruya por efecto de los armónicos, sí que aumenta su temperatura, desplazando la curva de funcionamiento del mismo, por lo que debe ser tenido en cuenta a la hora del dimensionamiento de los mismos.
 - Todos aquellos aparatos de medida que no tengan en cuenta la presencia de armónicos, suponiendo una onda senoidal de corriente, generarán medidas erróneas. Esto sucede, por ejemplo, con los vatímetros de inducción, que pueden llegar a presentar errores de hasta un 20%.
 - En equipos electrónicos que utilicen la onda de tensión para sincronizarse, con el uso de detectores de paso por cero, la presencia de armónicos de tensión que distorsionen la onda puede dar lugar a lecturas erróneas de dicho paso por cero, provocando fallos de funcionamiento.
 - En relés de protección se pueden producir también fallos provocados por el incremento del valor de pico frente al valor RMS de la corriente, debido a la presencia de armónicos. En concreto, la circulación de armónicos de orden 3 o múltiplos de valor elevado provocan fallos en interruptores diferenciales, al inducir una corriente muy elevada y escarpada por el neutro, que puede provocar disparos erróneos de los mismos.

- **Interferencias en la transmisión:** modernamente se está utilizando la red eléctrica para la transmisión de datos digitales, con tecnologías como “Power Line Modem”. La presencia de armónicos de corriente en la red puede ser muy perjudicial para estos desarrollos, limitando el ancho de banda e incrementando la presencia de ruido, no necesariamente de baja frecuencia. Por tanto, para posibilitar su aplicación será necesario que tanto la tensión como la corriente cumplan determinadas condiciones de calidad.

En este apartado se han revisado las causas más frecuentes de generación de armónicos de corriente, así como los principales efectos perjudiciales que provoca la presencia de armónicos de corriente en la red eléctrica. Resulta por tanto evidente la importancia del desarrollo de soluciones ante los problemas generados por los armónicos de corriente.

2.2 COMPONENTES DE POTENCIA EN CONDICIONES NO SENOIDALES

En este apartado se revisan de forma breve algunos conceptos y definiciones básicas que son útiles a la hora de llevar a cabo un acondicionamiento activo de corriente, pero no se pretende realizar un trabajo exhaustivo sobre los métodos de descomposición de corriente ni las teorías de potencia [40]-[65].

2.2.1 Descomposición de potencia mediante valores eficaces.

La filosofía seguida por el Working Group [50] fue separar el término de la potencia fundamental de la polución formada por las componentes armónicas y sus términos cruzados. Este método tiene la ventaja de permitir que los términos de la potencia fundamental sean tratados según el modo clásico. Al mismo tiempo, proporciona una medida conveniente del nivel de polución armónica presente en la red.

Las expresiones de tensión e intensidad instantáneas en un sistema monofásico se pueden descomponer como una suma de infinitos armónicos, incluyendo el fundamental (2.1).

$$\begin{aligned}v(t) &= \sqrt{2} \sum_{k=0}^{\infty} V_k \text{sen}(k\omega t + \theta_k) \\i(t) &= \sqrt{2} \sum_{k=0}^{\infty} I_k \text{sen}(k\omega t + \varphi_k)\end{aligned}\tag{2.1}$$

En la ecuación (2.1) k representa el número de armónico (incluyendo la componente fundamental), mientras que V_k e I_k representan el valor eficaz de las componentes armónicas (incluyendo las componentes fundamentales). La expresión (2.2) muestra los valores eficaces de tensión e intensidad.

$$V = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} V_k^2} \quad ; \quad I = \sqrt{\sum_{k=0}^{\infty} I_k^2} \quad (2.2)$$

Se denomina V_1 e I_1 al valor eficaz de las componentes fundamentales, así como V_H e I_H al valor eficaz de las componentes armónicas. De esta manera se pueden descomponer las tensiones y corrientes eficaces como (2.3).

$$\begin{aligned} V^2 &= V_1^2 + V_H^2 \\ I^2 &= I_1^2 + I_H^2 \end{aligned} \quad (2.3)$$

Se define ahora la potencia aparente S según la expresión (2.4).

$$S^2 = (VI)^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (2.4)$$

La potencia aparente se puede descomponer en dos sumandos (2.5),

$$S^2 = S_1^2 + S_N^2 \quad (2.5)$$

donde S_1 representa la Potencia Aparente Fundamental, que se puede descomponer según el método tradicional, en la Potencia Activa Fundamental P_1 y en la Potencia Reactiva Fundamental Q_1 .

El cuadrado de la Potencia Aparente no Fundamental S_N está formado por tres términos (2.6), que son productos cruzados del valor eficaz de la componente fundamental de tensión y corriente con los valores eficaces de los armónicos de corriente y de tensión. El tercer término puede ser llamado Potencia Aparente Armónica, que puede a su vez ser dividido en dos componentes (2.7).

$$S_N^2 = (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 \quad (2.6)$$

$$S_H^2 = (V_H I_H)^2 = P_H^2 + N_H^2 \quad (2.7)$$

En la expresión (2.7) P_H representa la Potencia Activa Total Armónica, mientras que N_H representa la Potencia no Activa Total Armónica o Potencia Reactiva Total Armónica.

De un modo general la potencia no activa N se puede expresar como (2.8).

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (2.8)$$

con

$$P = P_1 + P_H \quad (2.9)$$

En sistemas trifásicos equilibrados se puede utilizar el método expuesto anteriormente, pero para sistemas trifásicos desequilibrados se hace necesaria la definición de la Potencia Aparente Equivalente [46], [48], cuya expresión es (2.10).

$$S_e = 3 \cdot V_e \cdot I_e \quad (2.10)$$

Donde

$$V_e = \sqrt{\frac{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2}{3}} \quad (2.11)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} \quad (2.12)$$

Para una distribución a cuatro hilos, las tensiones V_a , V_b , y V_c representan las tensiones simples (fase - neutro). Cuando la distribución es a tres hilos las tensiones V_a , V_b , y V_c son las tensiones de línea medidas desde cada fase a un punto estrella artificial, formado por tres resistencias iguales.

Otro modo de calcular la tensión equivalente en sistemas trifásicos desequilibrados con distribución a tres hilos, es utilizando las tensiones compuestas (fase - fase) V_{ab} , V_{bc} , y V_{ca} , como indica la ecuación (2.13).

$$V_e = \sqrt{\frac{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2}{9}} \quad (2.13)$$

Una vez obtenidas las tensiones e intensidades equivalentes, el proceso a seguir para obtener todos los términos de la potencia aparente es el mismo que el realizado en los sistemas monofásicos.

A partir de las definiciones dadas en este apartado se puede deducir:

- Para realizar una compensación de corriente ideal, habrá que eliminar de alguna manera el término Q_1 , y el producto cruzado $V_1 I_H$. Los otros términos de la Potencia

Aparente no Fundamental son debidos a distorsiones en la forma de onda de tensión aplicada a la carga.

- En la práctica, y dado que las distorsiones en la corriente producen distorsiones de tensión en los puntos de acoplamiento común con otras cargas, existen muchos métodos que tienden a compensar toda la Potencia no Activa.

2.2.2 Descomposición de potencia mediante el método temporal.

En los trabajos realizados por Kusters y Moore (1980), aprobados y recomendados por la IEEE Power Engineering Society [40], [45], se plantea una definición de la componente reactiva de la potencia adaptada a las técnicas analógicas de medida. C. H. Page [41], e independientemente P. Filipski [42], desarrollaron después simultáneamente unos trabajos que contribuyeron al desarrollo de esta teoría.

La intensidad se descompone en dos términos definidos en el dominio del tiempo (2.14).

$$i(t) = i_p(t) + i_q(t) \quad (2.14)$$

Donde la corriente $i_p(t)$ se define según (2.15).

$$i_p(t) = G \cdot v(t) \quad (2.15)$$

Con

$$G = \frac{P}{V^2} \quad (2.16)$$

En la expresión (2.16) G representa la conductancia de un elemento resistivo ideal que absorbe la misma potencia activa P que la carga no lineal, sometida a la misma tensión eficaz V . Observar que la tensión aplicada a la carga no lineal no tiene por qué ser senoidal, aunque si periódica, con el propósito que G se mantenga constante.

La potencia instantánea se define como:

$$p = v \cdot i = v \cdot i_p + v \cdot i_q \quad (2.17)$$

La potencia activa es el valor medio de la potencia instantánea:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i \cdot dt = V^2 G + \frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i_q \cdot dt \quad (2.18)$$

A partir de las ecuaciones (2.18) y (2.16) se deduce que:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v \cdot i_q \cdot dt = 0 \quad (2.19)$$

De la ecuación (2.19) se concluye que la corriente i_q no realiza aporte energético a la carga, por lo que debería ser compensada en bornes de ésta, para evitar las pérdidas que produce dicha corriente al circular por las líneas de transporte y elementos generadores. A esta corriente i_q se le denomina corriente reactiva y a i_p se le llama corriente activa.

La corriente eficaz I que atraviesa la carga es:

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (i_p + i_q)^2 dt = I_p^2 + I_q^2 \quad (2.20)$$

Se define ahora la potencia aparente como:

$$S^2 = V^2 I^2 = V^2 I_p^2 + V^2 I_q^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.21)$$

donde la potencia aparente S se define según la definición clásica, la potencia activa P coincide con el valor medio de la potencia instantánea, y la potencia reactiva Q posee una nueva concepción.

Hay que tener en cuenta que el valor medio de la potencia instantánea incluye la disipación de potencia provocada por los armónicos de tensión y corriente del mismo orden. Esta potencia activa armónica viene producida por la distorsión de tensión aplicada a la carga, y en la mayoría de los casos produce efectos perjudiciales.

Todas las definiciones anteriores se han realizado para sistemas monofásicos, pero también son aplicables a los sistemas trifásicos equilibrados o desequilibrados, sin más que trabajar con valores simples de tensión en distribuciones a cuatro hilos, y tensiones simples respecto a un neutro ficticio (formado por tres resistencias iguales conectadas en estrella), en las distribuciones a tres hilos.

2.2.3 Descomposición de potencia. Método p-q.

En 1983, Akagi y otros coautores plantearon una teoría de potencia instantánea [43], [44], denominada teoría p-q, en la que las corrientes y las tensiones de un sistema trifásico de tres hilos se expresaban vectorialmente mediante el uso de la transformada de Clarke.

Para explicar la base de la teoría p-q se va a excluir de las ecuaciones la componente de secuencia cero. La potencia instantánea en un sistema trifásico se puede definir como [44]:

$$p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (2.22)$$

La potencia reactiva instantánea se define según el vector espacial de la potencia imaginaria instantánea como:

$$\vec{q} = \vec{v}_\alpha \times \vec{i}_\beta + \vec{v}_\beta \times \vec{i}_\alpha \quad (2.23)$$

Teniendo en cuenta que los ejes α y β son perpendiculares se puede decir que la potencia imaginaria instantánea q , que es el módulo de \vec{q} , tiene la expresión:

$$q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (2.24)$$

Las potencias instantáneas p y q se pueden expresar de forma matricial (2.25). La dimensión de la potencia instantánea p , suma de dos productos de magnitudes instantáneas en el mismo eje, es el vatio (w). Sin embargo, no existe una dimensión eléctrica para la potencia imaginaria instantánea.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

A partir de la expresión (2.25) es inmediato calcular las siguientes expresiones de corriente:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Se pueden descomponer las corrientes de ambos ejes como:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} + i_{\alpha q} \\ i_{\beta p} + i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

con

$$i_{\alpha p} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot p \quad ; \quad i_{\alpha q} = \frac{-v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot q \quad (2.28)$$

$$i_{\beta p} = \frac{v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot p \quad ; \quad i_{\beta q} = \frac{v_\alpha}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot q \quad (2.29)$$

Se va a separar la potencia instantánea p en dos componentes, según los ejes α y β :

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} = v_{\alpha}(i_{\alpha p} + i_{\alpha q}) + v_{\beta}(i_{\beta p} + i_{\beta q}) \quad (2.30)$$

A partir de (2.28)-(2.30) se deducen las siguientes ecuaciones:

$$p = v_{\alpha}i_{\alpha p} + v_{\beta}i_{\beta p} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (2.31)$$

$$0 = v_{\alpha}i_{\alpha q} + v_{\beta}i_{\beta q} = p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (2.32)$$

De las expresiones (2.31) y (2.32) se puede concluir:

- La suma de las potencias instantáneas $p_{\alpha p}$ y $p_{\beta p}$, coincide con la potencia real instantánea en un circuito trifásico. Por lo tanto $p_{\alpha p}$ y $p_{\beta p}$ son llamadas potencias activas instantáneas en los respectivos ejes.
- Las potencias instantáneas $p_{\alpha q}$ y $p_{\beta q}$, son iguales y de signo contrario, por lo que se cancelan, no realizando contribución al flujo de potencia instantánea desde la fuente a la carga. Éstas son denominadas potencias reactivas instantáneas.

2.3 CONVERTIDORES MULTINIVEL

Una búsqueda de patentes muestra que los convertidores multinivel se están estudiando desde hace más de 25 años. En una patente de 1975 [13] se define por primera vez el inversor en cascada conectando fuentes continuas independientes para conseguir una salida escalonada. Bloqueando las fuentes mediante diodos esta topología en cascada dio origen al inversor multinivel DCI [66]. Al inversor DCI se le denominó inversor Neutral Point Clamped (NPC) cuando se usó por primera vez en un inversor de tres niveles en el que el nivel intermedio se definió como punto neutral. La aplicación del inversor NPC y su uso como multinivel se definió en [67]. La topología NPC prevaleció durante la década de los 80.

Aunque los inversores en cascada se inventaron antes, no proliferó su uso hasta mediados de los 90, cuando se presentaron las ventajas de los inversores en cascada para el control de motores y otras aplicaciones [68], [69]. Debido a la gran demanda de inversores de media tensión y gran potencia los inversores en cascada han ido ganando interés desde entonces.

En la década de los 90 se presentaron también las patentes de convertidores con condensadores flotantes (FLC) [70], [71].

Las ventajas de los convertidores multinivel respecto a los convertidores convencionales de dos tensiones para aplicaciones en sistemas de gran potencia son múltiples [3], [5]: presentan la capacidad de incrementar la magnitud de la tensión de salida aumentando el

rendimiento del convertidor, reducen el contenido armónico de la tensión y de la corriente de salida, y permiten disminuir tanto la frecuencia de conmutación como la tensión soportada por los semiconductores de potencia. También permiten disminuir la variación de la tensión de salida en cada conmutación (dv/dt), lo que mitiga los problemas de interferencias electromagnéticas (EMI). Otra ventaja es que la reducción de armónicos debida a los diferentes niveles de tensión del convertidor permite disminuir el tamaño de las inductancias del filtro de salida [72].

2.3.1 Tensiones de salida de un convertidor ideal de tres niveles.

La Figura 2.1 muestra el modelo de conmutación de un convertidor ideal de tres niveles en el que la tensión de salida de cada rama se obtiene conectando el interruptor S_{ij} de cada rama a los puntos p, z y n del Bus de Continua.

Se define la función de conmutación S_{ij} de la siguiente manera:

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i \text{ está conectado a } j \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad \text{con } i = a, b, c ; j = p, z, n \quad (2.33)$$

$$S_{ip} + S_{iz} + S_{in} = 1 \quad \text{con } i = a, b, c \quad (2.34)$$

Para no cortocircuitar las fuentes de tensión (condensadores) y no abrir las fuentes de corriente (inductancias) se debe cumplir la restricción (2.34).

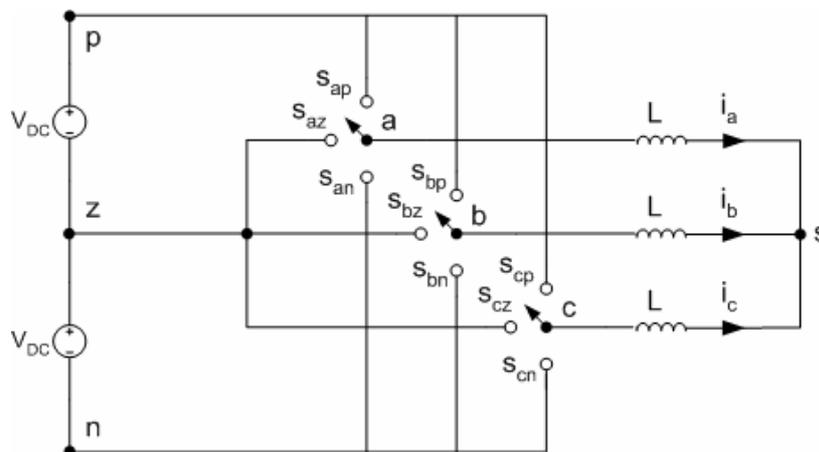


Figura 2.1. Modelo de conmutación de un convertidor ideal de tres niveles

De la Figura 2.1 se puede deducir que la tensión de rama de salida de un convertidor NPC se corresponde con la ecuación (2.35).

$$v_{az} = \frac{V_{BUS}}{2} \cdot (S_{ap} - S_{an}) = V_{dc} \cdot (S_{ap} - S_{an}) \quad (2.35)$$

La Tabla 2.1 muestra los estados de las funciones de conmutación para los estados posibles del convertidor y la tensión de rama de salida en cada caso.

| V_{az} | S_{ap} | S_{an} |
|-----------|----------|----------|
| V_{dc} | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}$ | 0 | 1 |

Tabla 2.1. Tensiones de rama posibles de un convertidor ideal de tres niveles

La ecuación que define la tensión de línea de salida se puede obtener mediante dos tensiones de rama.

$$v_{ab} = v_{az} - v_{bz} = V_{dc} \cdot (S_{ap} - S_{an} - S_{bp} + S_{bn}) \quad (2.36)$$

La Tabla 2.2 muestra los estados de las funciones de conmutación para los estados posibles del convertidor y la tensión de línea de salida en cada caso.

| V_{ab} | S_{ap} | S_{an} | S_{bp} | S_{bn} | V_{ab} | S_{ap} | S_{an} | S_{bp} | S_{bn} |
|-----------|----------|----------|----------|----------|------------|----------|----------|----------|----------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | $-2V_{dc}$ | 0 | 1 | 1 | 0 |
| V_{dc} | 0 | 0 | 0 | 1 | V_{dc} | 1 | 0 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}$ | 0 | 0 | 1 | 0 | $2V_{dc}$ | 1 | 0 | 0 | 1 |
| $-V_{dc}$ | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | | | | | |

Tabla 2.2. Tensiones de línea posibles de un convertidor ideal de tres niveles.

En la Tabla 2.2 se puede observar que la tensión de línea de un convertidor trinivel tiene cinco niveles de tensión diferentes.

Por último, para un sistema trifásico equilibrado se cumple la ecuación (2.37), a partir de la cual, teniendo en cuenta (2.38), se deduce que el convertidor ofrece $3^3 = 27$ estados posibles de cara a obtener la tensión de fase en la carga. En general, para un convertidor de N niveles habrá N^3 estados posibles diferentes de cara a obtener la tensión de fase en la carga.

$$v_{as} = \frac{2}{3}v_{az} - \frac{1}{3}v_{bz} - \frac{1}{3}v_{cz} \quad (2.37)$$

$$v_{iz} = V_{dc}, 0, -V_{dc} \quad \text{con } i = a, b, c \quad (2.38)$$

La Tabla 2.3 muestra las tensiones de rama para los estados posibles del convertidor y la tensión de fase en la carga en cada caso.

| V_{as} | V_{az} | V_{bz} | V_{cz} | V_{as} | V_{az} | V_{bz} | V_{cz} | V_{as} | V_{az} | V_{bz} | V_{cz} |
|--------------|----------|-----------|-----------|-------------|----------|-----------|-----------|--------------|-----------|-----------|-----------|
| 0 | 0 | 0 | 0 | $2V_{dc}/3$ | V_{dc} | 0 | 0 | $-2V_{dc}/3$ | $-V_{dc}$ | 0 | 0 |
| $-V_{dc}/3$ | 0 | 0 | V_{dc} | $V_{dc}/3$ | V_{dc} | 0 | V_{dc} | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}$ | 0 | V_{dc} |
| $V_{dc}/3$ | 0 | 0 | $-V_{dc}$ | V_{dc} | V_{dc} | 0 | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}/3$ | $-V_{dc}$ | 0 | $-V_{dc}$ |
| $-V_{dc}/3$ | 0 | V_{dc} | 0 | $V_{dc}/3$ | V_{dc} | V_{dc} | 0 | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}$ | V_{dc} | 0 |
| $-2V_{dc}/3$ | 0 | V_{dc} | V_{dc} | 0 | V_{dc} | V_{dc} | V_{dc} | $-4V_{dc}/3$ | $-V_{dc}$ | V_{dc} | V_{dc} |
| 0 | 0 | V_{dc} | $-V_{dc}$ | $2V_{dc}/3$ | V_{dc} | V_{dc} | $-V_{dc}$ | $-2V_{dc}/3$ | $-V_{dc}$ | V_{dc} | $-V_{dc}$ |
| $V_{dc}/3$ | 0 | $-V_{dc}$ | 0 | V_{dc} | V_{dc} | $-V_{dc}$ | 0 | $-V_{dc}/3$ | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}$ | 0 |
| 0 | 0 | $-V_{dc}$ | V_{dc} | $2V_{dc}/3$ | V_{dc} | $-V_{dc}$ | V_{dc} | $-2V_{dc}/3$ | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}$ | V_{dc} |
| $2V_{dc}/3$ | 0 | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}$ | $4V_{dc}/3$ | V_{dc} | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}$ | 0 | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}$ | $-V_{dc}$ |

Tabla 2.3. Tensiones de fase en la carga posibles para un convertidor ideal de tres niveles.

En la Tabla 2.3 se puede observar que la tensión de fase en la carga v_{as} consta de nueve niveles, y se deduce de inmediato que las tensiones de fase v_{bs} y v_{cs} en la carga también constarán de 9 niveles. La Figura 2.2 muestra los niveles de tensión de las distintas tensiones de salida de un convertidor ideal genérico de tres niveles.

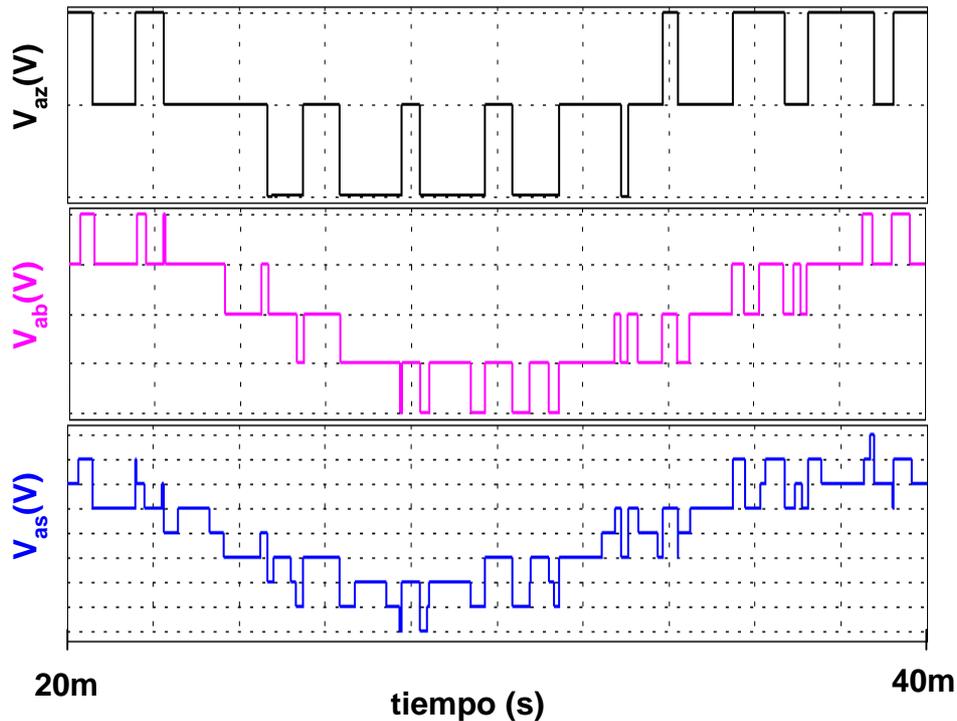


Figura 2.2. Tensiones de salida de un convertidor ideal de tres niveles

2.3.2 Convertidor DCI de tres niveles (NPC)

La Figura 2.3 muestra una rama de un convertidor DCI de tres niveles o NPC. Como se puede observar, la tensión del Bus se divide en tres niveles mediante los condensadores C_1 y C_2 . La tensión de salida V_{az} con respecto al punto medio del Bus de Continua tiene tres estados posibles, dependiendo del estado de conmutación de los semiconductores. Los componentes que distinguen este convertidor de tres niveles de uno convencional de dos niveles son los diodos de sujeción D_1 y D'_1 . Estos diodos permiten la conexión de la salida al punto medio del Bus de Continua.

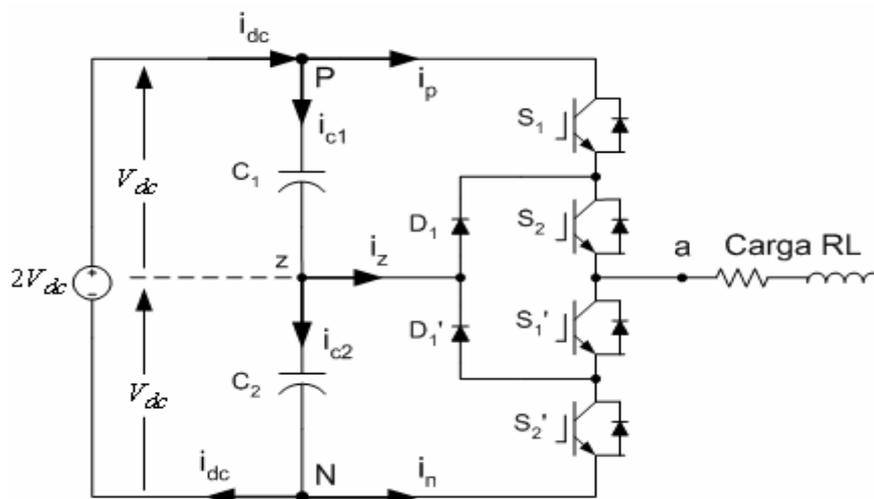


Figura 2.3. Una rama de un convertidor NPC de tres niveles con carga RL

2.3.2.1 Estados posibles del convertidor

En la Figura 2.3 se observa que los interruptores S_x y S'_x ($x = \{1, 2\}$) no deben encontrarse en estado de conducción al mismo tiempo para evitar cortocircuitar el Bus de Continua. Tampoco pueden estar a la vez en estado de bloqueo, ya que podría quedar abierta la carga inductiva (fuente de corriente), por lo que serán interruptores complementarios, esto es, cuando uno esté en estado de conducción el otro estará en estado de bloqueo, y viceversa. También se observa que si los transistores S_2 y S'_1 están al mismo tiempo en estado de bloqueo la corriente fluirá por los diodos en antiparalelo a los transistores, independientemente de su sentido. Como consecuencia, cuando la corriente es entrante el punto a queda conectado al punto P, y cuando la corriente es saliente el punto a queda conectado al punto N. Por lo tanto, cuando los transistores S_2 y S'_1 estén en estado de bloqueo simultáneamente la tensión de salida dependerá del sentido de la corriente, lo cual no es admisible ya que no permite el control de la tensión de salida. La Tabla 2.4 muestra el único estado prohibido del convertidor, sin contabilizar los estados prohibidos que añade la necesidad de que los transistores S_x y S'_x sean complementarios.

| S_1 | S_2 | S'_1 | S'_2 |
|-------|-------|--------|--------|
| 1 | 0 | 0 | 1 |

Tabla 2.4. Estado prohibido del convertidor NPC.
No permite el control de la tensión de salida.

La Figura 2.4 muestra la circulación de corriente por los semiconductores del convertidor dependiendo de los estados posibles y del sentido de la corriente. En la Tabla 2.5 se pueden observar las tensiones de salida del convertidor para los distintos estados de la Figura 2.4.

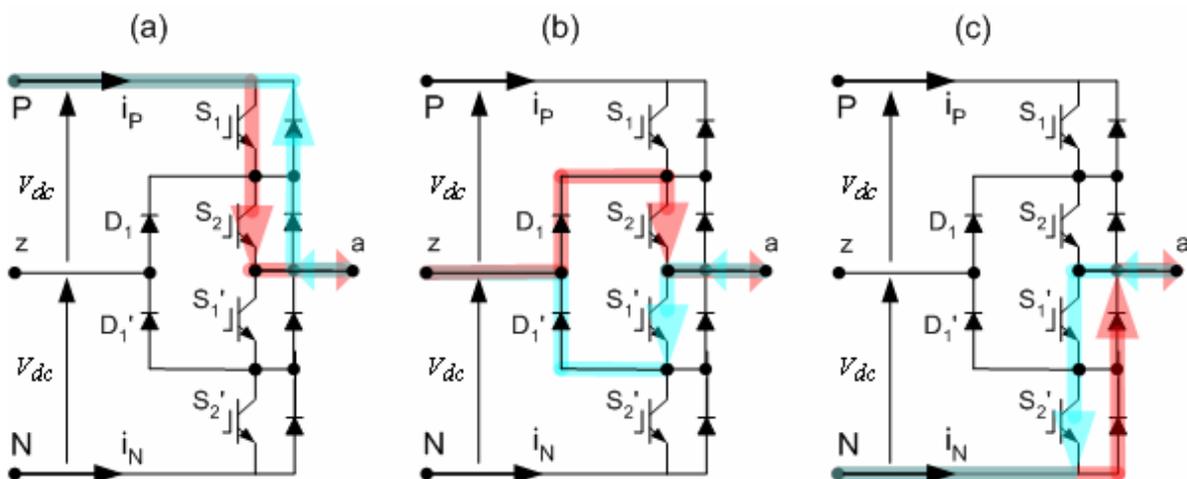


Figura 2.4. Circulación de corriente para los estados posibles del convertidor DCI de tres niveles.

| | Salida | Estado de los interruptores | | | |
|-----------------------|-----------|-----------------------------|-------|--------|--------|
| | V_{az} | S_1 | S_2 | S_1' | S_2' |
| Figura 2.4 (a) | V_{dc} | 1 | 1 | 0 | 0 |
| Figura 2.4 (b) | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| Figura 2.4 (c) | $-V_{dc}$ | 0 | 0 | 1 | 1 |

Tabla 2.5. Tensiones de salida para los estados posibles del convertidor DCI de tres niveles.

En la Figura 2.4 (a) se puede observar que la diferencia de potencial entre los dos transistores S_1' y S_2' es $2V_{DC} = V_{BUS}$, por lo que cada uno deberá bloquear una tensión directa de $V_{BUS}/2$. De los otros dos estados se deduce que todos los transistores del convertidor deben ser capaces de bloquear una tensión de $V_{BUS}/2$. La Figura 2.4(a) También ilustra que el diodo D_1 está soportando una tensión inversa de $V_{BUS}/2$. De la Figura 2.4(c) se deduce que los diodos de sujeción deberán ser capaces de soportar una tensión inversa de $V_{BUS}/2$.

2.3.2.2 Influencia de la dinámica de los condensadores del Bus de continua

Debido a la dinámica de los condensadores del Bus de Continua se produce un rizado en la tensión del punto medio del Bus. La Figura 2.5 muestra un ejemplo de la fluctuación de la tensión de los condensadores del Bus de Continua durante un período fundamental y su efecto en la tensión de salida v_{az} .

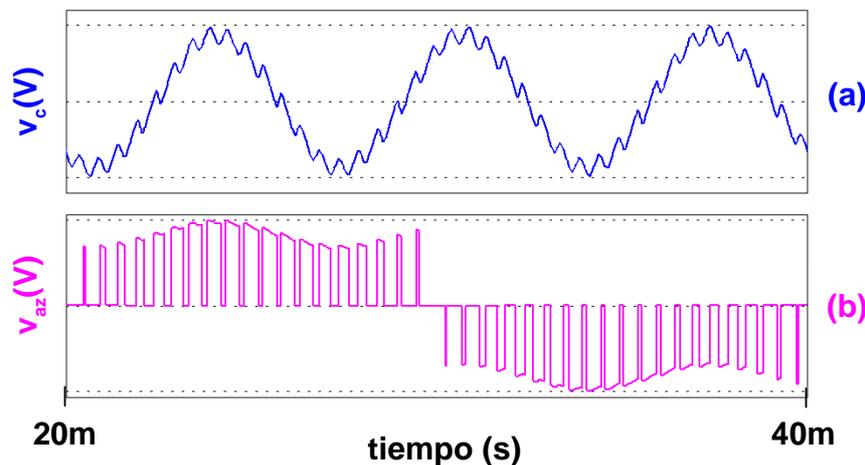


Figura 2.5. Rizado de la tensión de los condensadores del Bus (a).

Efecto de este rizado sobre la tensión de salida v_{az} (b).

Esta fluctuación de tensión influye en la tensión directa a la que serán sometidos los transistores del convertidor NPC, de manera que la tensión directa que deberán bloquear los transistores será $V_{BUS}/2 + V_{c\ p-p}/2$, siendo $V_{c\ p-p}$ el rizado de tensión pico a pico en los

condensadores del Bus de Continua. Recordar que en el caso ideal la tensión directa que debían ser capaces de bloquear los transistores era $V_{BUS}/2$.

De la misma manera, la tensión inversa máxima a la que serán sometidos los diodos de sujeción será $V_{BUS}/2 + V_{c_{p-p}}/2$, cuando en el caso ideal era $V_{BUS}/2$.

El rizado de la tensión en los condensadores del Bus hace que aparezcan componentes de bajas frecuencias en los espectros armónicos de las tensiones de salida del convertidor, y por consiguiente aparecen también componentes de bajas frecuencias en las corrientes de salida del convertidor. Esto hace que sea más difícil el filtrado de las corrientes de salida del convertidor.

Por todo ello es de vital importancia conocer el rizado que se produce en los condensadores del Bus, para unas condiciones de trabajo dadas. A continuación se va a calcular el valor de este rizado para una modulación PD (ver apartado 2.4.1.7).

La amplitud de este rizado para una tensión de Bus y una carga determinadas depende de la capacidad de los condensadores del Bus y de la modulación utilizada. Por otra parte, el rizado de la tensión de los condensadores viene determinado por la corriente que los atraviesa. En el anexo 10.1 se ha supuesto constante la corriente que atraviesa los condensadores en cada período de conmutación (**corriente media deslizante**) y se han deducido unas expresiones matemáticas que determinan la corriente media deslizante que atraviesa los condensadores.

Teniendo en cuenta que la corriente de un condensador cumple la expresión (2.39), se puede calcular la variación de la tensión del condensador en un período de conmutación mediante la ecuación (2.40). Se ha supuesto que la corriente que atraviesa el condensador es constante en cada período de conmutación, y el ángulo que se recorre en cada período de conmutación es constante para todos los períodos de conmutación (2.41). Es fácil implementar en MATLAB las ecuaciones de la Tabla 10.3 del anexo 10.1 que definen la corriente media deslizante. Una vez calculada la corriente que atraviesa el condensador se calcula la variación de tensión que se origina en cada período de conmutación mediante la ecuación (2.40).

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} = C\omega \frac{dv_c}{d\theta} \quad (2.39)$$

$$\Delta v_c = \frac{1}{C\omega} \cdot i_c \cdot \Delta\theta \quad (2.40)$$

$$\Delta\theta = \frac{2\pi}{f_c/f_0} \quad (2.41)$$

Teniendo en cuenta que la corriente en el condensador depende de la carga, los parámetros I_M y φ de las ecuaciones desarrolladas en el anexo 10.1 se calculan de la siguiente manera.

Sea por ejemplo una carga RL trifásica equilibrada, la amplitud de la componente fundamental de tensión simple en la carga será igual a $M \cdot V_{BUS}/2$ (ver apartado 2.4.1.7). Esto es debido a que, para una carga equilibrada y un sistema de tensiones balanceado, la componente fundamental de la tensión simple en la carga es igual a la componente fundamental de la tensión de salida V_{az} , que a su vez coincide con la señal de referencia. Por lo tanto se cumple la relación de amplitudes (2.42).

$$M \cdot \frac{V_{BUS}}{2} = |Z| \cdot I_M \quad (2.42)$$

Por lo tanto la expresión par calcular el parámetro I_M a partir de la tensión del Bus, de la frecuencia fundamental, del índice de modulación y de los valores de la inductancia y de la resistencia es (2.43).

$$I_M = \frac{M \cdot V_{BUS}/2}{\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}} \quad (2.43)$$

El ángulo de desfase entre la corriente y la tensión en una carga RL se calcula mediante la expresión (2.44).

$$\text{tg } \varphi = \frac{\omega L}{R} \quad (2.44)$$

Por ejemplo, para una tensión de Bus de 500V , un índice de modulación de 0.8 y una carga de 628 mΩ y 2mH, resulta un valor de $I_M = 225$, y un ángulo φ de 45°. Se ha implementado en MATLAB el cálculo de la corriente del condensador, así como la evolución de su tensión a lo largo de un período fundamental. La Figura 2.6 muestra el resultado

obtenido. Se observa que la corriente media deslizante del condensador tiene una frecuencia triple que la fundamental.

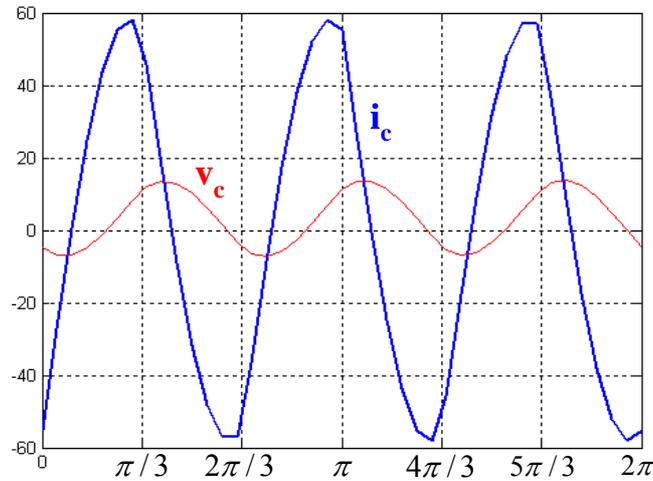


Figura 2.6. Corriente y fluctuación de tensión del condensador, calculadas analíticamente.

En la Figura 2.6 el rizado de la tensión en el condensador se puede calcular como el valor máximo menos el valor mínimo de la tensión en un semiperíodo fundamental. Se ha realizado el cálculo numérico de la corriente media deslizante y del rizado de la tensión de los condensadores del Bus para distintas condiciones de trabajo. A su vez, se han realizado varias simulaciones en SABER para las mismas condiciones de trabajo que las utilizadas en el cálculo numérico para comparar los resultados. La amplitud de la corriente media deslizante del condensador calculada analíticamente debe ser prácticamente igual a la magnitud del armónico de frecuencia 150Hz de la simulación, y el rizado pico a pico calculado analíticamente debe ser el doble que la magnitud del armónico con frecuencia 150Hz de la simulación. Se ha comprobado para todos los casos que, efectivamente, esta relación se cumple.

Durante el período de la obtención del Diploma de Estudios Avanzados, necesario para la realización de esta Tesis, se llevó a cabo una aportación novedosa: el desarrollo de una expresión analítica para el cálculo del rizado de la tensión en los condensadores [M1]. Para ello se debe integrar la expresión (2.45) entre dos ángulos consecutivos de paso por cero de la corriente $\langle i_c \rangle$.

$$dv_c = \frac{1}{\omega C} \cdot i_c \cdot d\theta \quad (2.45)$$

Debido a que la frecuencia de $\langle i_c \rangle$ es de 150Hz, su paso por cero se producirá cada $\pi/3$. Por mayor simplicidad, se va a calcular la expresión analítica que determina el paso por cero de $\langle i_c \rangle$ en el intervalo $[\pi/3 \ 2\pi/3]$. En este intervalo la expresión de la corriente media deslizante es (2.46).

$$\langle i_c \rangle = -\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - \varphi)] \quad (2.46)$$

La corriente será nula cuando

$$\cos(\varphi) = -2 \cos(2\theta_0 - \varphi) \quad (2.47)$$

Se define un ángulo X como

$$X = 2\theta_0 - \varphi \quad (2.48)$$

Por lo que la corriente será nula para

$$\cos(X) = -\frac{\cos(\varphi)}{2} \quad (2.49)$$

Se va a suponer ahora que el ángulo X cumple la ecuación

$$X = K(a - \varphi) \quad (2.50)$$

Donde K y a son dos parámetros desconocidos. Las ecuaciones (2.49) y (2.50) se deben cumplir para cualquier valor de φ . A partir de dos valores de φ cualesquiera se pueden calcular los parámetros a y K, que resultan ser

$$K = 4 - 2\sqrt{3} \quad (2.51)$$

$$a = \frac{\pi}{3} \cdot \frac{4 - \sqrt{3}}{4 - 2\sqrt{3}} \quad (2.52)$$

Sustituyendo las expresiones de a y K en (2.50) se obtiene

$$X = \frac{\pi}{3} (4 - \sqrt{3}) - (4 - 2\sqrt{3}) \cdot \varphi \quad (2.53)$$

Por último, sustituyendo el valor de X en la ecuación (2.48) se obtiene la expresión (2.54), que determina el ángulo θ_0 en el que la corriente $\langle i_c \rangle$ pasa por cero en el intervalo $[\pi/3 \ 2\pi/3]$.

$$\theta_0 = \frac{\pi}{6}(4 - \sqrt{3}) - \frac{1}{2}(3 - 2\sqrt{3}) \cdot \varphi \quad (2.54)$$

Una vez conocido el ángulo θ_0 se integra la expresión (2.45) en el intervalo $[\theta_0 \ \theta_0 + \pi/3]$, tal y como se ilustra en (2.55).

$$v_c = \frac{1}{\omega C} \left[\int_{\theta_0}^{2\pi/3} \langle i_c \rangle d\theta + \int_{2\pi/3}^{\theta_0 + \pi/3} \langle i_c \rangle d\theta \right] \quad (2.55)$$

Tras algunas manipulaciones se llega a la expresión (2.56), que determina el rizado de la tensión en los condensadores del Bus de un convertidor NPC para cualquier carga.

$$v_c = \frac{M \cdot I_M}{4\omega C} \cdot [(2\theta_0 - \pi)\cos(\varphi) + 2\sin(2\theta_0 - \varphi) - \sin(\varphi)] \quad (2.56)$$

Se ha comprobado para distintas condiciones de trabajo que el rizado obtenido mediante la ecuación (2.56) es el mismo que el obtenido mediante simulaciones en SABER con las mismas condiciones de trabajo.

2.3.3 Convertidores DCI de más de tres niveles

La Figura 2.7 muestra una rama de un convertidor DCI de cinco niveles. Para generar cinco niveles diferentes de tensión se necesitan cuatro condensadores en el Bus de Continua. La tensión de cada uno de estos condensadores tendrá un valor de $V_{BUS}/4$. En la Tabla 2.6 se pueden observar los distintos estados (on/off \Leftrightarrow 1/0) posibles de los transistores del convertidor DCI de cinco niveles. Dependiendo de los distintos estados de conmutación de los transistores, la tensión de salida se podrá conectar a los distintos niveles de tensión del Bus de Continua, o lo que es lo mismo, a los distintos condensadores conectados al Bus. De nuevo, los interruptores S_x y S_x' no se deben conectar al mismo tiempo para evitar cortocircuitar el Bus de Continua y dejar en circuito abierto una carga inductiva. Además, para evitar perder el control sobre la tensión de salida, no se pueden permitir los estados en los que un transistor S_i esté en estado de conducción y un transistor S_{i+1} esté en estado de bloqueo, siendo $i = 1, 2, 3, 4$. Este hecho queda reflejado en la Tabla 2.6.

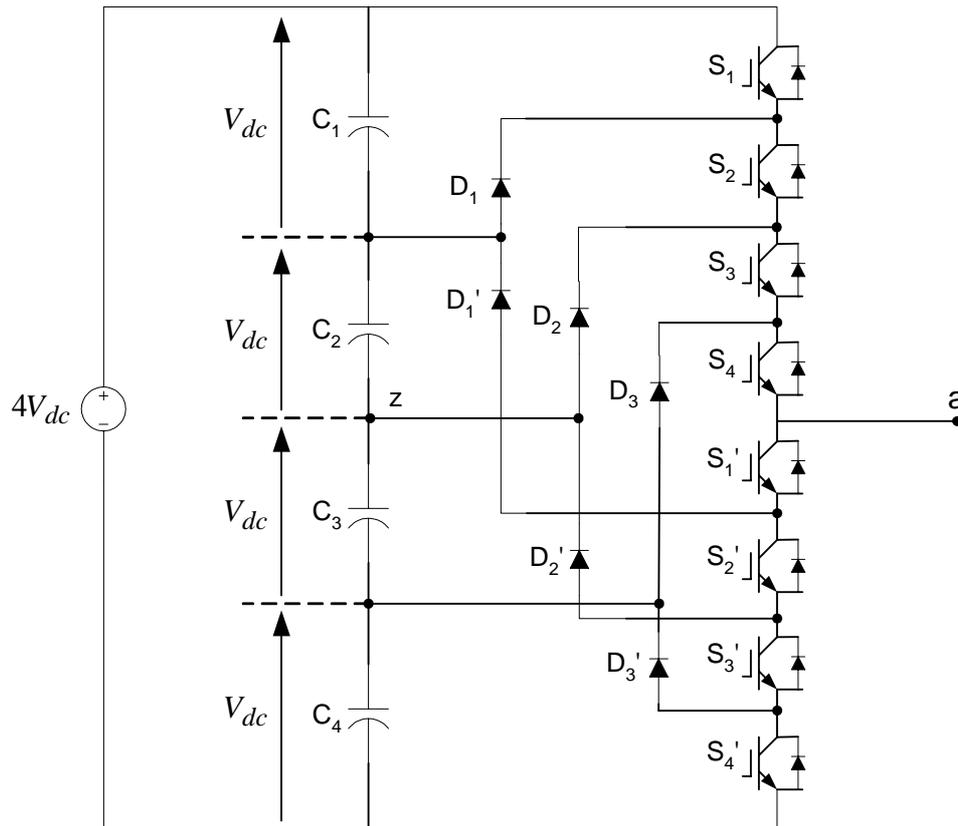


Figura 2.7. Una rama de un convertidor DCI de cinco niveles.

En el convertidor DCI de cinco niveles los diodos de sujeción tendrán que soportar tensiones diferentes dependiendo de la posición que ocupen en el convertidor. Por ejemplo, como se aprecia en la Figura 2.7, siempre que conduzcan los transistores S_2' , S_3' y S_4' , la tensión que deberá ser capaz de soportar el diodo de sujeción D_1' es $3 \cdot V_{dc} = 3 \cdot V_{bus}/4$. Sin embargo la máxima tensión que tendrá que soportar el diodo D_1 será de valor $V_{bus}/4$, siempre que conduzca el transistor S_1 . Como consecuencia de este hecho los diodos de sujeción tendrán características distintas en función de la posición que ocupen en el convertidor. Una posible solución consiste en sobredimensionar los diodos. Esto encarece el equipo pero permite modularidad. Otra posible solución se basa en dimensionar cada diodo en función del lugar en el que se encuentra en la rama, haciendo más económico el equipo pero sacrificando las características de modularidad y facilidad de mantenimiento. Por último existe una solución intermedia que consiste en dimensionar el diodo que menor tensión inversa tiene que soportar, y en el resto de posiciones conectar más de un diodo en serie según el nivel de tensión al que se encuentre sometido. Esta última solución es la más extendida y requiere la conexión en serie de diodos, lo que aumenta la complejidad técnica por tener que equilibrar las tensiones inversas en cada uno de los diodos conectados en serie.

| Salida | Estados posibles | | | | | | | |
|------------|------------------|----------------|----------------|----------------|------------------|------------------|------------------|------------------|
| | S ₁ | S ₂ | S ₃ | S ₄ | S ₁ ' | S ₂ ' | S ₃ ' | S ₄ ' |
| V_{az} | | | | | | | | |
| $2V_{dc}$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V_{dc} | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}$ | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| $-2V_{dc}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Tabla 2.6. Tensiones de salida para los estados posibles de un convertidor DCI de cinco niveles.

En la Tabla 2.6 se ilustra cómo el interruptor S₁ sólo conduce cuando la tensión V_{az} es igual a 2V_{dc}, de la misma forma que el interruptor S₄' sólo conduce cuando V_{az} tiene un valor de -2V_{dc}. Lo contrario ocurre con sus interruptores complementarios S₁' y S₄, que conducen para todos los posibles niveles de salida excepto para los anteriormente mencionados. Generalizando para convertidores DCI de cualquier número de niveles, los interruptores de los extremos siempre conducen durante un tiempo menor que los interruptores situados más internamente, por lo que en el convertidor hay interruptores con ciclos de trabajo diferentes.

En un convertidor DCI de L niveles se necesitan L-1 condensadores en el Bus de Continua. Se utilizan los diodos de sujeción para limitar la tensión que ve cada semiconductor al valor de la tensión en uno de estos condensadores. La experiencia práctica a la hora de extender la topología DCI a cualquier número de niveles revela ciertas complicaciones técnicas que dificultan su aplicación en convertidores de gran potencia con elevado número de niveles. Entre ellas destacan las siguientes:

- Los diodos de sujeción (clamping diodes) deben ser rápidos y capaces de soportar toda la corriente de carga.
- Los interruptores tienen ciclos de trabajo diferentes, por lo que el dimensionamiento en corriente de los mismos debe ser diferente. Consecuentemente los transistores utilizados serán distintos dependiendo de su posición en el circuito, con lo que se pierde modularidad. Se podría evitar el problema de falta de modularidad si se utilizara el mismo transistor para implementar todos los interruptores, dimensionado para el caso más desfavorable, pero esto supondría un coste económico considerable.

- En topologías de más de tres niveles, algunos diodos de sujeción están sometidos a elevadas tensiones inversas, pero no todos, lo que introduce una asimetría entre los diodos del convertidor y la consiguiente dificultad de diseño.
- El desequilibrio de tensión en los condensadores conectados al Bus de Continua supone un problema importante, ya que origina un rizado de baja frecuencia en la tensión del punto medio. Como consecuencia la tensión máxima aplicada a los semiconductores aumentará y se producirá una distorsión de baja frecuencia en las tensiones alternas de salida. Este mal funcionamiento del convertidor puede llegar a inestabilizar el control. Se han investigado técnicas de modulación y control para equilibrar la tensión de los condensadores [73], [74].

2.3.4 Convertidor FLC de tres niveles

Un convertidor de esta topología dispone de una serie de condensadores conectados en modo flotante de manera que permiten proporcionar los distintos niveles a la tensión de salida del convertidor. En general, cada fase de esta topología se puede analizar como un conjunto de células de conmutación imbricadas donde la tensión de salida se sintetiza conectando un número definido de condensadores en serie. La Figura 2.8 muestra una rama de un convertidor FLC trinivel. El condensador C_1 se carga a una tensión de $V_{BUS}/2$.

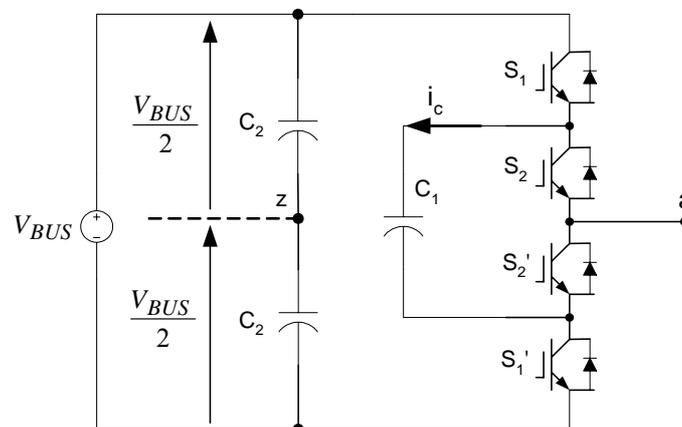


Figura 2.8. Una rama de un convertidor FLC trinivel

2.3.4.1 Estados posibles del convertidor

En la Figura 2.9 se aprecia que si los semiconductores S_1 y S_1' están en estado de conducción simultáneamente se cortocircuitan los condensadores C_1 y C_2 , mientras que si S_2 y S_2' están en estado de conducción simultáneamente se cortocircuita el condensador C_1 .

Además, si S_1 y S_1' o S_2 y S_2' están simultáneamente en estado de bloqueo se deja en circuito abierto la inductancia de la carga, por lo que estos transistores deben ser complementarios.

| Salida | | Estado de los interruptores | | | | |
|--------------|--|-----------------------------|----------|----------|----------|----------------|
| | | S_1 | S_2 | S_1' | S_2' | |
| $V_{BUS}/2$ | | 1 | 1 | 0 | 0 | Figura 2.9 (a) |
| 0 | $V_{BUS}/2$ de C_2 y $-V_{BUS}/2$ de C_1 | 1 | 0 | 0 | 1 | Figura 2.9 (b) |
| 0 | $-V_{BUS}/2$ de C_2 y $V_{BUS}/2$ de C_1 | 0 | 1 | 1 | 0 | Figura 2.9 (c) |
| $-V_{BUS}/2$ | | 0 | 0 | 1 | 1 | Figura 2.9 (d) |

Tabla 2.7. Estado de los interruptores para las distintas tensiones de salida

En la Tabla 2.7 se pueden observar las tensiones de salida para los estados posibles del convertidor, reflejados en la Figura 2.9.

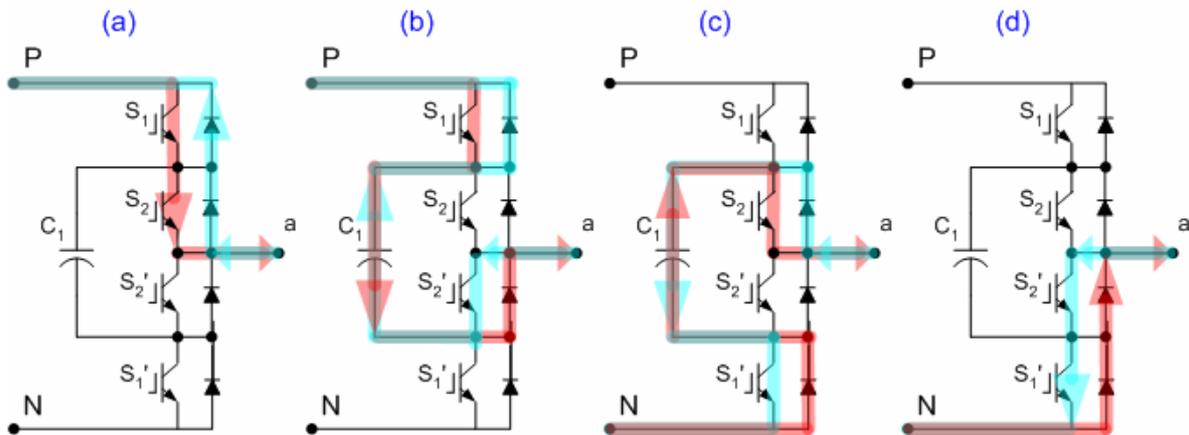


Figura 2.9. Circulación de corriente para los estados posibles del convertidor FLC de tres niveles.

A partir de la Tabla 2.7 y de la Figura 2.9 se pueden deducir los estados de carga y descarga del condensador flotante de una rama del convertidor, dependiendo del sentido de la corriente, mostrados en la Tabla 2.8.

| Salida | Estado de los interruptores | | | | Estado de carga del condensador flotante | |
|--------------|-----------------------------|-------|--------|--------|---|----------------|
| | S_1 | S_2 | S_1' | S_2' | | |
| V_{az} | | | | | | |
| $V_{BUS}/2$ | 1 | 1 | 0 | 0 | No varía su carga | Figura 2.9 (a) |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | Se carga o se descarga, dependiendo del sentido de la corriente | Figura 2.9 (b) |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | Se carga o se descarga, dependiendo del sentido de la corriente | Figura 2.9 (c) |
| $-V_{BUS}/2$ | 0 | 0 | 1 | 1 | No varía su carga | Figura 2.9 (d) |

Tabla 2.8. Estado de carga de los condensadores flotantes de una rama para los estados posibles del convertidor FLC.

2.3.4.2 Influencia de la dinámica de los condensadores flotantes

La Figura 2.10 muestra un ejemplo de la fluctuación de la tensión de los condensadores flotantes durante un período fundamental. Para una carga trifásica equilibrada y un sistema de tensiones balanceado el rizado será el mismo para los condensadores flotantes de las tres ramas del convertidor, por lo que basta calcular el rizado en uno de los condensadores flotantes para dimensionar los tres condensadores flotantes del convertidor.

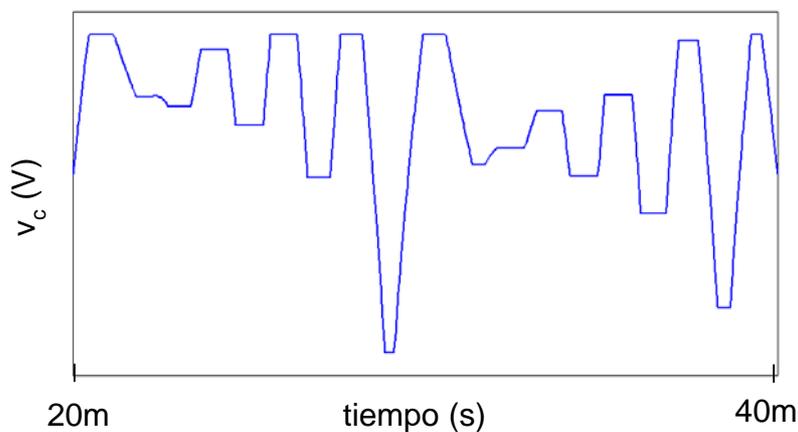


Figura 2.10. Rizado de tensión en los condensadores flotantes.

Este rizado de tensión influye en la tensión directa de bloqueo a la que serán sometidos los transistores del convertidor FLC, de manera que la tensión directa que deberán bloquear los transistores será $V_{BUS}/2 + V_{c\ p-p}/2$, siendo $V_{c\ p-p}$ el rizado de tensión pico a pico en los condensadores flotantes. Recordar que en el caso ideal la tensión directa que debían ser capaces de bloquear los transistores era $V_{BUS}/2$.

El rizado de los condensadores flotantes es de alta frecuencia, por lo que en esta ocasión no hace que aparezcan componentes de bajas frecuencias en los espectros armónicos de las tensiones de salida del convertidor, ni por consiguiente en las corrientes de salida del convertidor.

La amplitud de este rizado para una tensión de Bus y una carga determinadas depende de la capacidad de los condensadores flotantes y de la modulación utilizada. Por otra parte, el rizado de la tensión de los condensadores viene determinado por la corriente que los atraviesa.

A partir de la Tabla 2.8 y de la Figura 2.9 se puede deducir que la corriente que atraviesa el condensador flotante de una rama del convertidor tiene la expresión (2.58), teniendo en cuenta las funciones de conmutación S_1 y S_2 de (2.57).

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{cuando } S_1 \text{ está en estado de ON} \\ 0 & \text{cuando } S_1 \text{ está en estado de OFF} \end{cases} \quad (2.57)$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{cuando } S_2 \text{ está en estado de ON} \\ 0 & \text{cuando } S_2 \text{ está en estado de OFF} \end{cases}$$

$$i_c = (S_1 - S_2) \cdot i_l \quad (2.58)$$

siendo i_l la corriente de salida de una rama del convertidor

Suponiendo que la corriente de salida de cada rama es constante en cada período de conmutación se puede calcular la corriente promediada en cada período de portadora $\langle i_c \rangle$, denominada **corriente media deslizando**, según la expresión (2.59). Es una buena aproximación para relaciones de frecuencia elevadas.

$$\langle i_c \rangle = (\langle S_1 \rangle - \langle S_2 \rangle) \cdot \langle i_l \rangle \quad (2.59)$$

Por otra parte es obvio que la modulación influye en la forma de onda de la corriente que atraviesa los condensadores. La modulación utilizada normalmente en convertidores FLC es la denominada PSCPWM (ver apartado 2.4.1.6). La Figura 2.11 muestra las señales portadoras y referencia de esta modulación.

Sin embargo, el objetivo es comparar el rizado en la tensión de los condensadores de las topologías DCI y FLC para modulaciones equivalentes que originen la misma tensión de salida. Por ello se va a desarrollar el cálculo de la corriente media deslizando para la modulación PDEFPCM propuesta en el capítulo 2.4.1.9, equivalente a la modulación PD

utilizada en los convertidores DCI. La Figura 2.12 muestra las señales portadoras y de referencia necesarias para una modulación equivalente a la PD PWM de un convertidor FLC de tres niveles, así como la tensión ideal v_{jz} de salida del convertidor para esta modulación.

Es importante destacar el hecho de que el rizado de tensión en los condensadores resultante para una modulación PSCPWM es el mismo que el rizado resultante para una modulación PDEFCLM, siempre que el período de conmutación sea también el mismo. Esto es debido a que el rizado de la tensión en los condensadores se determina en un semiciclo fundamental. Al comparar la Figura 2.11 y la Figura 2.12 se aprecia que las señales portadoras y referencia de ambas modulaciones coinciden en el semiplano positivo, por lo que el rizado es el mismo.

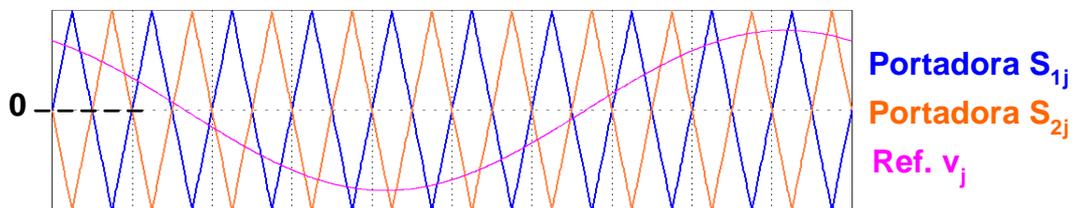


Figura 2.11. Portadoras y referencia de una modulación PSCPWM ($j = a, b, c$).

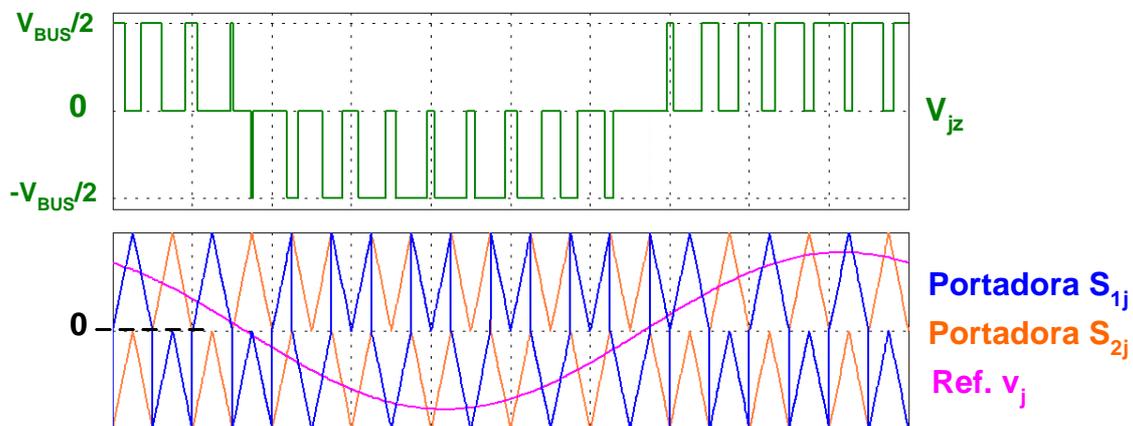


Figura 2.12. Portadoras, referencia y tensión de rama de salida de una modulación PDEFCLM ($j = a, b, c$).

El objetivo de cualquier modulación PWM es conseguir una tensión de salida cuyo promediado en cada período de conmutación sea igual al promediado de la señal de referencia en ese mismo período. Si se supone que la señal de referencia es constante en cada período de conmutación se puede deducir el promediado de las funciones de conmutación. La Figura 2.13 muestra una ampliación de las señales portadoras, referencia y tensión de rama de

salida de una modulación PDEFPCM, para un período de portadora, que en esta modulación es igual a dos períodos de conmutación de la tensión de rama de salida.

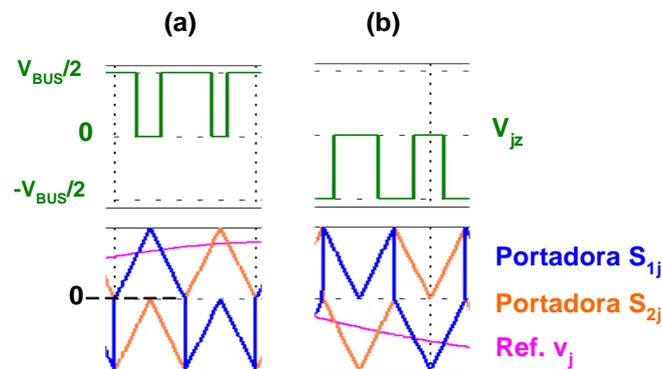


Figura 2.13. Ampliación de portadoras, referencia y tensión de rama de salida de una modulación PDEFPCM ($j = a, b, c$), en un período de portadora (a) cuando la señal de referencia es positiva, (b) cuando la señal de referencia es negativa

En la Figura 2.13 (a) se aprecia que cuando la referencia de una fase es positiva, los transistores S_{1j} de la rama correspondiente están en estado de conducción durante un período de conmutación y conmutan en el siguiente período de conmutación. Lo mismo sucede con los transistores S_{2j} de cada fase.

En la Figura 2.13 (b) se observa que cuando la referencia de la correspondiente fase es negativa, los transistores S_{1j} de cada fase están en estado de bloqueo durante un período de conmutación y conmutan en el siguiente período de conmutación. Lo mismo sucede con los transistores S_{2j} de cada fase. El transistor que conecta la salida de cada rama con el carril negativo del Bus de Continua es el transistor S'_2 y no el S_2 de cada rama. Es inmediato deducir que los transistores S'_{2j} estarán en estado de conducción durante un período y conmutarán en el siguiente período de conmutación.

Por lo tanto el promediado de las funciones de conmutación variará cada período de conmutación, y será diferente también cuando la señal de referencia esté en el semiplano negativo que cuando se sitúe en el positivo. Por ejemplo, para la fase a se tiene:

– Semiperíodo de tensión de referencia positiva de la fase a

$$\underline{0 \leq t \leq T_s}$$

$$\frac{V_{bus}}{2} \langle S_{1a} \rangle = V_o \sin(\theta) = M \cdot \frac{V_{bus}}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (2.60)$$

$$\langle S_{1a} \rangle = M \cdot \sin(\theta) \quad (2.61)$$

$$\langle S_{2a} \rangle = 1 \quad (2.62)$$

$$\underline{T_s \leq t \leq 2T_s}$$

$$\langle S_{1a} \rangle = 1 \quad (2.63)$$

$$\frac{V_{bus}}{2} \langle S_{2a} \rangle = V_o \sin(\theta) = M \cdot \frac{V_{bus}}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (2.64)$$

$$\langle S_{2a} \rangle = M \cdot \sin(\theta) \quad (2.65)$$

– Semiperíodo de tensión de referencia negativa de la fase a

$$\underline{0 \leq t \leq T_s}$$

$$\langle S_{1a} \rangle = 0 \quad (2.66)$$

$$-\frac{V_{bus}}{2} \langle S'_{2a} \rangle = V_o \sin(\theta) = M \cdot \frac{V_{bus}}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (2.67)$$

$$\langle S'_{2a} \rangle = -M \cdot \sin(\theta) \quad (2.68)$$

$$\underline{T_s \leq t \leq 2T_s}$$

$$-\frac{V_{bus}}{2} \langle S'_{1a} \rangle = V_o \sin(\theta) = M \cdot \frac{V_{bus}}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (2.69)$$

$$\langle S'_{1a} \rangle = -M \cdot \sin(\theta) \quad (2.70)$$

$$\langle S_{2a} \rangle = 0 \quad (2.71)$$

Una vez obtenidos los valores promediados de las funciones de conmutación, la corriente media deslizante que atraviesa el condensador flotante de la fase a se calcula mediante la expresión (2.59).

- Semiperíodo de tensión de referencia positiva de la fase a

$$0 \leq t \leq T_s$$

$$\langle i_c \rangle = (M \sin(\theta) - 1) \cdot I_M \cdot \sin(\theta - \varphi) \quad (2.72)$$

$$T_s \leq t \leq 2T_s$$

$$\langle i_c \rangle = (1 - M \sin(\theta)) \cdot I_M \cdot \sin(\theta - \varphi) \quad (2.73)$$

- Semiperíodo de tensión de referencia negativa de la fase a

$$0 \leq t \leq T_s$$

$$\langle i_c \rangle = -(1 + M \sin(\theta)) \cdot I_M \cdot \sin(\theta - \varphi) \quad (2.74)$$

$$T_s \leq t \leq 2T_s$$

$$\langle i_c \rangle = (1 + M \sin(\theta)) \cdot I_M \cdot \sin(\theta - \varphi) \quad (2.75)$$

Una vez obtenida la expresión de la corriente que atraviesa el condensador flotante de la rama a, teniendo en cuenta que la corriente de un condensador cumple la expresión (2.76), se puede calcular la variación de la tensión del condensador en un período de conmutación mediante la ecuación (2.77). Se ha supuesto que la corriente que atraviesa el condensador es constante en cada período de conmutación, y el ángulo que se recorre en los períodos de conmutación es constante (2.78). Es fácil implementar en MATLAB las ecuaciones que definen la corriente media deslizante que atraviesa el condensador flotante. Una vez calculada la corriente que atraviesa el condensador se calcula la variación de tensión que se origina en cada período de conmutación mediante la ecuación (2.77).

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} = \omega C \frac{dv_c}{d\theta} \quad (2.76)$$

$$\Delta v_c = \frac{1}{\omega C} \cdot i_c \cdot \Delta \theta \quad (2.77)$$

$$\Delta \theta = \frac{2\pi}{f_s / f_0} \quad (2.78)$$

Teniendo en cuenta que la corriente en el condensador depende de la carga, los parámetros I_M y φ se calculan de la siguiente manera.

La amplitud de la componente fundamental de tensión simple a la que estará sometida la carga será igual a $M \cdot V_{BUS} / 2$ (ver capítulo 2.4.1.6), por lo que se cumple la relación de amplitudes (2.79).

$$M \cdot \frac{V_{BUS}}{2} = |Z| \cdot I_M \quad (2.79)$$

Para una carga RL, la expresión para calcular el parámetro I_M a partir de la tensión de Bus, de la frecuencia fundamental, del índice de modulación y de los valores de la inductancia y de la resistencia es (2.80).

$$I_M = \frac{M \cdot V_{BUS} / 2}{\sqrt{r^2 + (WL)^2}} \quad (2.80)$$

El ángulo de desfase entre la corriente y la tensión en una carga RL se calcula mediante la expresión (2.81).

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{WL}{R} \quad (2.81)$$

Por ejemplo, para una tensión de Bus de 500V, un índice de modulación de 0.8 y una carga de 628 mΩ y 2mH, resulta un valor de $I_M = 225$, y un ángulo φ de 45°. Se ha implementado en MATLAB el cálculo de la corriente del condensador, así como la evolución de su tensión a lo largo de un período fundamental. La Figura 2.14 muestra el resultado obtenido. Se observa que la corriente media deslizante del condensador no es una función periódica. En este caso el rizado depende en gran medida del período de conmutación T_s , 1ms para este ejemplo.

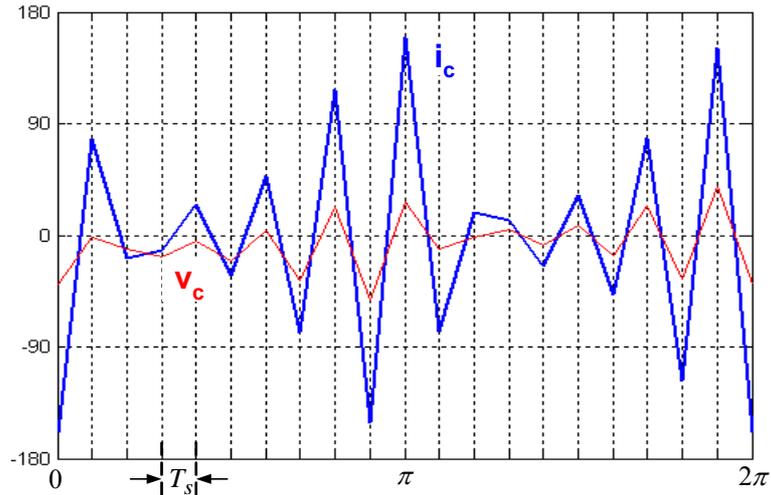


Figura 2.14. Corriente y fluctuación de tensión del condensador, calculadas analíticamente.

En la Figura 2.14 el rizado de la tensión en el condensador se puede calcular como el valor máximo menos el valor mínimo de la tensión en un semiperíodo fundamental. Se ha realizado el cálculo numérico de la corriente media deslizante y del rizado de la tensión de los condensadores flotantes para distintas condiciones de trabajo. A su vez, se han realizado varias simulaciones en SABER para las mismas condiciones de trabajo que las utilizadas en el cálculo numérico para comparar los resultados. Se ha comprobado para todos los casos que el rizado calculado numéricamente y el obtenido mediante simulación son prácticamente iguales.

2.3.5 Convertidores FLC de más de tres niveles

Añadiendo interruptores y condensadores flotantes al circuito de la Figura 2.8 se puede aumentar el número de niveles del convertidor. La Figura 2.15 muestra una rama de un convertidor FLC de cinco niveles. En este convertidor cada uno de los condensadores flotantes se carga a una tensión de $V_{BUS}/4$. En la Tabla 2.9 se pueden observar las tensiones de rama de salida para los estados posibles del convertidor.

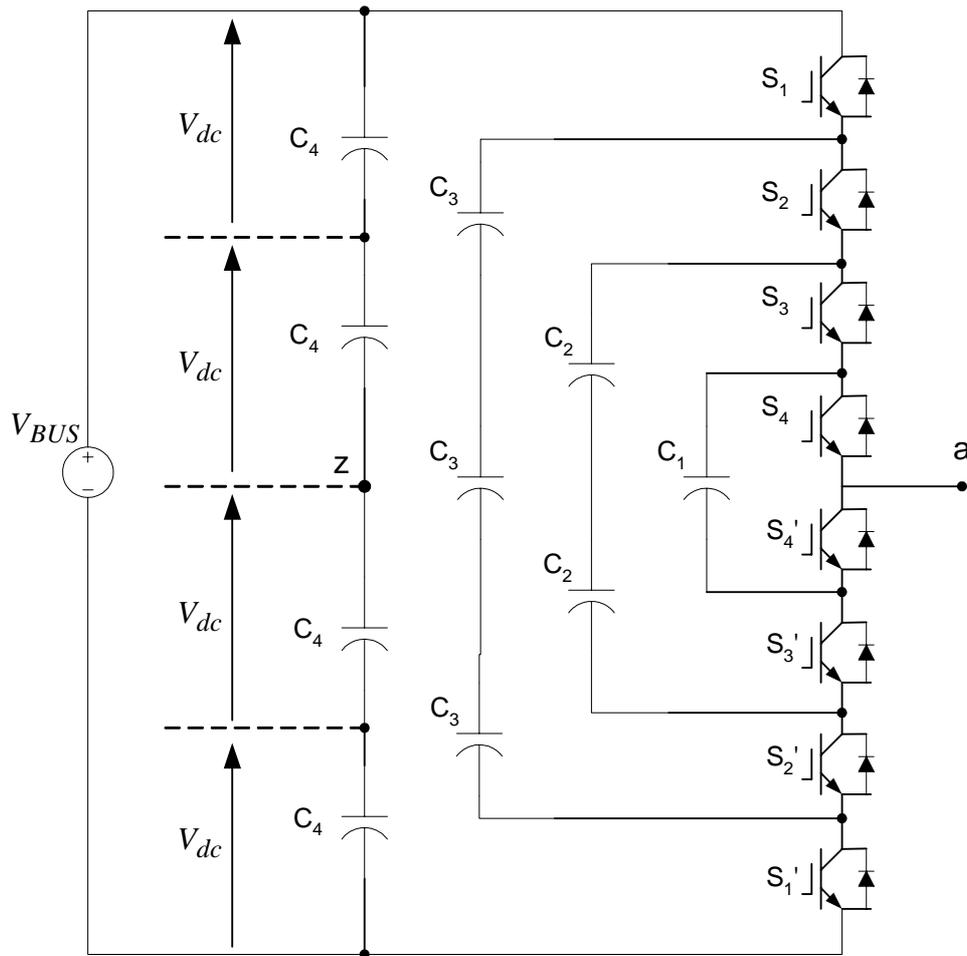


Figura 2.15. Una rama de un convertidor FLC de cinco niveles.

Analizando el convertidor de la Figura 2.15 se deduce que la tensión máxima a la que está sometido cada semiconductor es $V_{BUS}/4$. Por ejemplo, cuando S_1 esté abierto (S_1' cerrado), S_1 bloqueará la siguiente tensión directa colector-emisor (V_{ce}):

$$\left. \begin{array}{l} V_c = V_{BUS} \\ V_e = 3 \cdot V_{BUS} / 4 \end{array} \right\} V_{ce} = V_{BUS} - 3 \cdot V_{BUS} / 4 = V_{BUS} / 4$$

De la misma manera se deduce que la tensión máxima que soportan el resto de transistores en estado de bloqueo es de $V_{BUS}/4$. En un caso general de L niveles, la tensión máxima que bloquean los transistores es $V_{BUS}/L-1$. Tal y como ilustra la Tabla 2.9, en esta topología aparecen estados redundantes para tres tensiones de salida posibles, aumentando los grados de libertad existentes con respecto a la topología NPC. Si se lleva a cabo una selección adecuada de la combinación de los distintos estados de conmutación posibles, se puede conseguir el equilibrado de la tensión de los condensadores, incluso trabajando en forma monofásica con una única rama aislada. Como contrapartida, el número de condensadores del

convertidor aumenta considerablemente con el número de niveles del mismo. No hay que olvidar el inconveniente de que el tamaño del equipo aumenta considerablemente, debido al tamaño de estos condensadores.

| Salida | | Estado de los interruptores | | | | | | | |
|------------|--|-----------------------------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|
| | | S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | S_1' | S_2' | S_3' | S_4' |
| $2V_{dc}$ | | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V_{dc} | $2V_{dc}$ de C_4 ; $-V_{dc}$ de C_1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | $2V_{dc}$ de C_4 ; $-2V_{dc}$ de C_2 ; V_{dc} de C_1 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | $2V_{dc}$ de C_4 ; $-3V_{dc}$ de C_3 ; $2V_{dc}$ de C_2 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | $-2V_{dc}$ de C_4 ; $3V_{dc}$ de C_3 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | $2V_{dc}$ de C_4 ; $-2V_{dc}$ de C_2 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| | $2V_{dc}$ de C_4 ; $-3V_{dc}$ de C_3 ; $2V_{dc}$ de C_2 ; $-V_{dc}$ de C_1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| | $-2V_{dc}$ de C_4 ; $3V_{dc}$ de C_3 ; $-V_{dc}$ de C_1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | $2V_{dc}$ de C_4 ; $-3V_{dc}$ de C_3 ; V_{dc} de C_1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| | $-2V_{dc}$ de C_4 ; $3V_{dc}$ de C_3 ; $-2V_{dc}$ de C_2 ; V_{dc} de C_1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | $-2V_{dc}$ de C_4 ; $2V_{dc}$ de C_2 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}$ | $-2V_{dc}$ de C_4 ; V_{dc} de C_1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| | $-2V_{dc}$ de C_4 ; $2V_{dc}$ de C_2 ; $-V_{dc}$ de C_1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| | $-2V_{dc}$ de C_4 ; $3V_{dc}$ de C_3 ; $-2V_{dc}$ de C_2 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | $2V_{dc}$ de C_4 ; $-3V_{dc}$ de C_3 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| $-2V_{dc}$ | | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Tabla 2.9. Tensiones de rama de salida para los estados posibles de un convertidor FLC de 5 niveles.

A continuación se citan algunas importantes ventajas de la topología de condensadores flotantes:

- Evita los problemas que presentan los diodos de conexión en las topologías NPC.
- Limita la variación de la tensión con el tiempo en los dispositivos de potencia e introduce estados de conmutación adicionales, que sirven para mantener el equilibrio de la carga en los condensadores.
- Presenta más de una combinación de los vectores de conmutación para producir las tensiones intermedias de la parte de continua, presentando por ello más flexibilidad

que los convertidores DCI (puede funcionar en modo DC/DC además de en modo DC/AC).

- Cada rama del convertidor puede ser analizada independientemente. En la topología NPC, sin embargo, se debe estudiar el problema del equilibrado de tensiones considerando el sistema completo.

La topología de condensadores flotantes presenta las siguientes notables desventajas:

- Se incrementa la complejidad del control debido al gran número de redundancias existentes para cada tensión de salida y al proceso de carga de los condensadores flotantes.
- La topología de condensadores flotantes requiere más condensadores que la NPC y además, las corrientes que fluyen a través de dichos condensadores son elevadas. Los condensadores flotantes de una misma rama están sometidos a muy diferentes tensiones y como la intensidad es la misma deberían presentar mayores capacidades para producir similares amplitudes del rizado de tensión. Como consecuencia de esto, el número de condensadores se incrementa debido al requerimiento de conexiones serie y paralelo [73].
- Existe un potencial debido a la resonancia parásita entre los condensadores de acoplo [73].

2.3.6 Convertidores de puentes-H en cascada

Esta topología utiliza inversores en puente monofásicos conectados en serie para generar las tensiones escalonadas de salida. Cada uno de estos inversores monofásicos permite obtener tres tensiones de rama diferentes, como se puede apreciar en la Tabla 2.10.

Una de las primeras aplicaciones que presentaba la conexión en serie de inversores puente completo monofásicos se utilizó ya en 1988 para la estabilización del plasma [75]. Desde entonces, esta topología se ha extendido satisfactoriamente a sistemas trifásicos y se utiliza sobre todo en aplicaciones de fuentes de potencia alterna y máquinas de velocidad variable. Los convertidores en cascada evitan utilizar diodos o condensadores adicionales.

En la Figura 2.16 se observa que si los transistores S_x y S'_x ($x = \{1, 2\}$) están simultáneamente en estado de conducción se cortocircuita la fuente del Bus de continua, mientras que si están simultáneamente en estado de bloqueo se deja en circuito abierto la

inductancia de la carga. Por este motivo los transistores S_x y S'_x deben ser complementarios, esto es, cuando uno está bloqueado el otro conduce y viceversa.

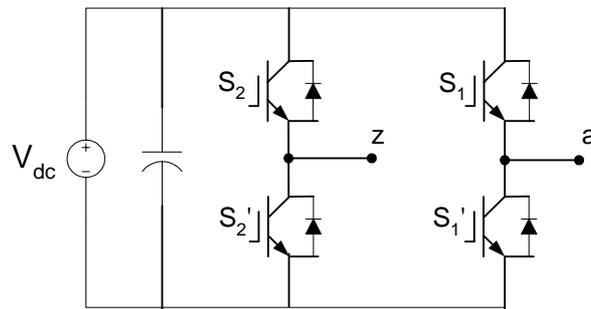


Figura 2.16. Convertidor trinivel de puente completo

En la Tabla 2.10 se muestran las tensiones de rama de salida para los estados posibles del convertidor trinivel de puente completo, reflejados en la Figura 2.17.

| Salida | Estado de los interruptores | | | | |
|------------|-----------------------------|-------|--------|--------|-----------------|
| | S_1 | S_2 | S_1' | S_2' | |
| V_{az} | | | | | |
| V_{BUS} | 1 | 0 | 0 | 1 | Figura 2.17 (b) |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | Figura 2.17 (a) |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | Figura 2.17 (d) |
| $-V_{BUS}$ | 0 | 1 | 1 | 0 | Figura 2.17 (c) |

Tabla 2.10. Tensiones de rama de salida para los estados posibles de un puente-H.

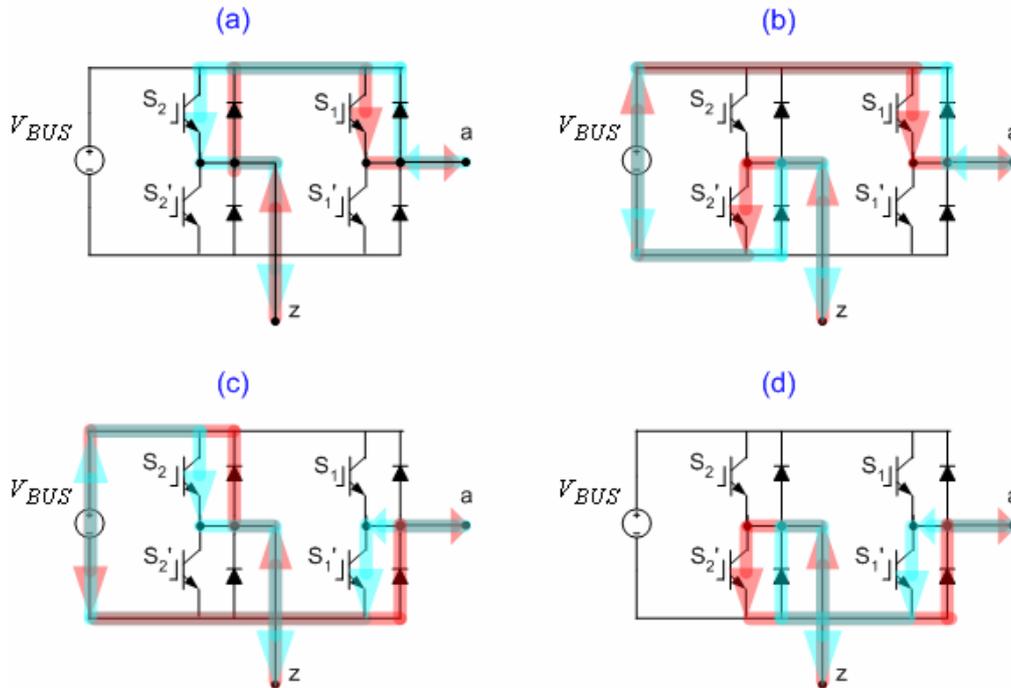


Figura 2.17. Circulación de corriente para los estados posibles de un puente-H trinivel.

Para conseguir un sistema trifásico se pueden conectar los puntos z de tres inversores monofásicos tanto en estrella como en triángulo. La Figura 2.18 muestra un inversor trifásico de tres niveles conectado en estrella.

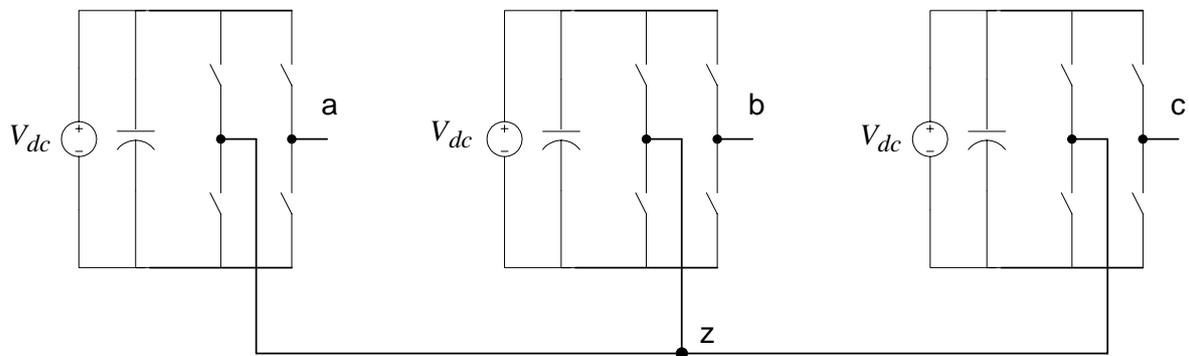


Figura 2.18. Inversor trifásico trinivel de puentes-H conectado en estrella.

2.3.7 Convertidores de puentes-H en cascada de más de tres niveles

La colocación en serie de inversores de puente completo permite ir aumentando el número de niveles del convertidor, de manera que se añaden dos niveles por cada inversor agregado en serie. Así pues, el número de niveles que se puede obtener con esta topología es de $2 \cdot I + 1$, siendo I el número de inversores conectados en serie. La tensión de rama de salida se obtiene como la suma de las tensiones de rama de todos los inversores de la rama. La Figura 2.19 presenta una rama de un convertidor de puentes-H de cinco niveles.

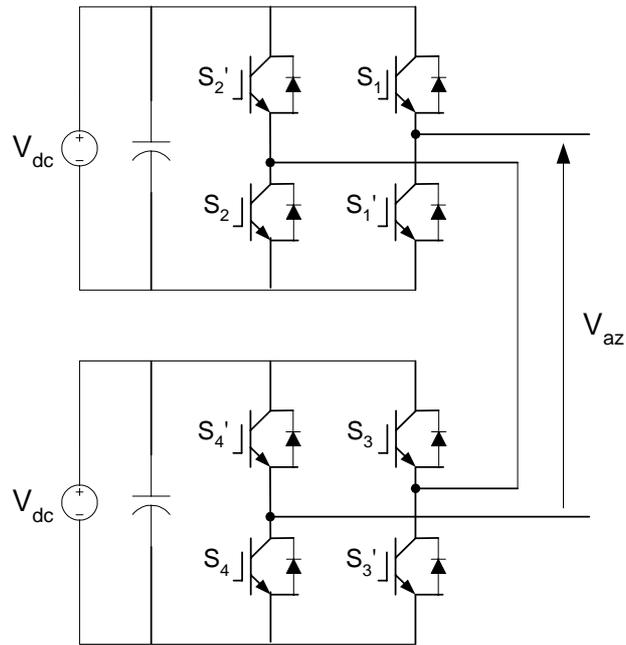


Figura 2.19. Una rama de un convertidor de puentes-H de cinco niveles.

Observar en la Figura 2.19 que en cada puente del convertidor se han intercambiado los interruptores S_2 y S_2' con respecto a los de la Figura 2.16 (esquema convencional). De esta manera se obtienen las mismas tensiones de salida si se utiliza una modulación PSCPWM, que es diferente a la utilizada convencionalmente para un puente-H (ver anexo 10.3).

En la Tabla 2.11 se ilustran las tensiones de rama de salida para los estados posibles de un convertidor de puentes-H de cinco niveles. Se puede apreciar que los estados de conmutación posibles de la Tabla 2.9 y de la Tabla 2.11 son idénticos, por lo que el número de redundancias para cada uno de los niveles de tensión de salida es igual al del convertidor de condensadores flotantes.

En la Figura 2.20 se muestra un convertidor trifásico en cascada de L niveles de tensión conectado en estrella.

| Salida | Estado de los interruptores | | | | | | | |
|------------|-----------------------------|-------|-------|-------|--------|--------|--------|--------|
| V_{az} | S_1 | S_2 | S_3 | S_4 | S_1' | S_2' | S_3' | S_4' |
| $2V_{dc}$ | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V_{dc} | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| $-V_{dc}$ | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |
| | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| $-2V_{dc}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 |

Tabla 2.11. Tensiones de rama de salida para los estados posibles de un convertidor de puentes-H de cinco niveles.

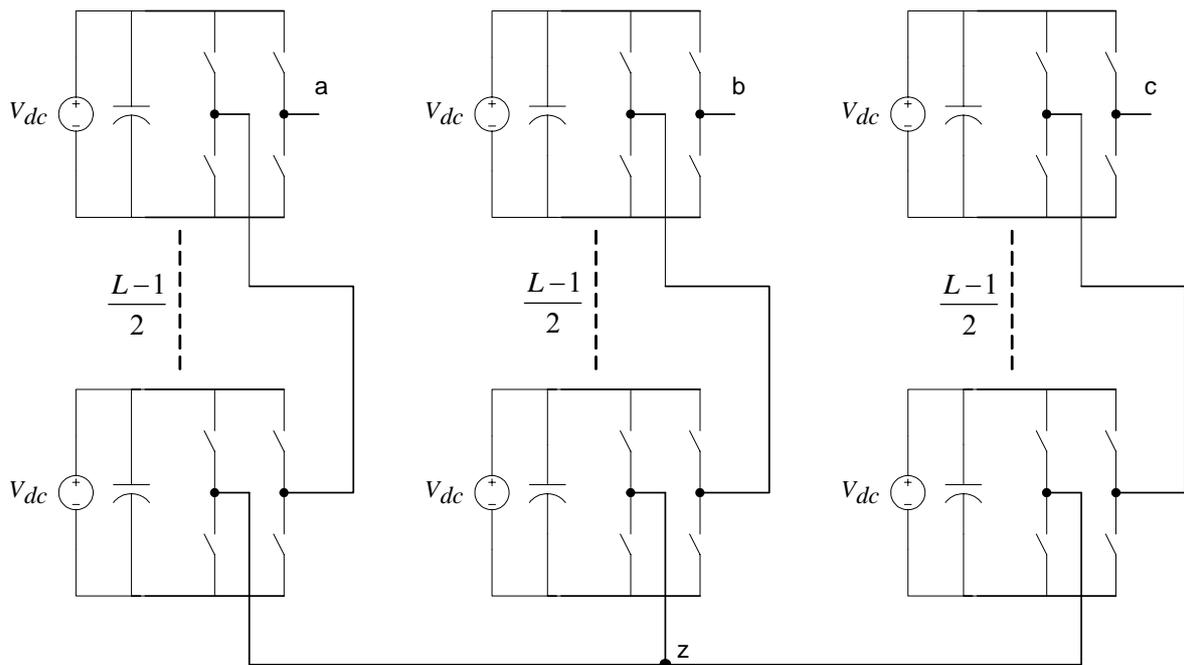


Figura 2.20. Convertidor trifásico en cascada de L niveles de tensión conectado en estrella.

A continuación se van a describir las principales ventajas de esta topología:

- Aporta modularidad y flexibilidad a la hora de expandir el número de niveles debido a que todos los niveles tienen la misma estructura. La modularidad de la estructura permite un fácil mantenimiento de la misma.
- El número de interruptores requeridos para cada nivel es el mismo que en las dos topologías anteriormente descritas, pero no es necesaria la utilización de condensadores flotantes ni diodos de sujeción añadidos, por lo que el número total de elementos del convertidor es menor.

Las principales desventajas de esta topología son las siguientes:

- Involucra un control complejo
- Las fuentes de alimentación aisladas de cada puente-H suponen un coste elevado. Se pueden obtener a partir de varios transformadores, de un único transformador con múltiples secundarios aislados, o bien a partir de fuentes de continua como pueden ser las baterías, células fotovoltaicas o pilas de combustible.

2.3.8 Síntesis comparativa de las tres topologías multinivel principales

En los apartados anteriores se han descrito las características de las tres topologías principales de convertidores multinivel de L niveles. En este apartado se hace una síntesis comparativa de las principales características de las tres topologías más extendidas. La Tabla 2.12 muestra los requerimientos de componentes de potencia por cada una de las fases [74] para las distintas topologías principales. El cálculo se ha realizado suponiendo que tanto los diodos de sujeción como los condensadores flotantes soportan la misma tensión que los transistores de potencia, esto es, $V_{BUS}/(L-1)$. Esto significa que existe una conexión en serie de diodos de sujeción y de condensadores flotantes para que cada uno esté sometido a la misma tensión máxima.

| | | TOPOLOGÍA | | |
|------------------------------|-------------------------|---------------------|-----------------------|----------------------|
| | | DCI | FLC | Puentes-H en cascada |
| NÚMERO DE ELEMENTOS POR FASE | Transistores | $2(L-1)$ | $2(L-1)$ | $2(L-1)$ |
| | Diodos de sujeción | $(L-1) \cdot (L-2)$ | 0 | 0 |
| | Condensadores de Bus DC | $(L-1)$ | $(L-1)$ | $(L-1)/2$ |
| | Condensadores flotantes | 0 | $(L-1) \cdot (L-2)/2$ | 0 |

Tabla 2.12. Requerimientos de componentes de potencia por fase para las distintas topologías principales.

En la Tabla 2.12 se puede apreciar que el convertidor multinivel de puentes-H en cascada es el que menor número de componentes requiere ya que en esta topología no son necesarios los diodos de sujeción ni los condensadores flotantes. También se observa que el número de condensadores de Bus necesarios en la topología de puentes-H en cascada es la mitad que en las otras dos topologías.

Además, para obtener por ejemplo los cinco niveles de tensión de rama a la salida $2V_{dc}$, V_{dc} , 0 , $-V_{dc}$, $-2V_{dc}$, en las topologías NPC y FLC se utiliza una fuente de tensión continua de valor $4V_{dc}$, mientras que en la topología de puentes-H en cascada se utilizan dos fuentes de valor V_{dc} (ver Figura 2.7, Figura 2.15, Figura 2.19). Así pues, la tensión continua necesaria para obtener la misma tensión alterna de salida es menor en el convertidor de puentes-H en cascada que en los otros dos. El gran inconveniente del convertidor de puentes-H en cascada es que las fuentes de tensión deben estar aisladas entre si.

En los apartados 2.3.2.2 y 2.3.4.2 se han desarrollado las expresiones matemáticas necesarias para calcular el rizado de tensión en los condensadores de las topologías DCI y FLC de tres niveles. A partir de dichas expresiones se puede calcular la capacidad de los condensadores necesaria para obtener un rizado deseado, en unas condiciones de trabajo dadas. La Tabla 2.13 muestra el rizado de tensión en los condensadores de las dos topologías para tres cargas diferentes y condensadores de igual capacidad. En todos los casos se ha utilizado una tensión de Bus de 500V, un índice de modulación de 0.8 y una frecuencia de conmutación de 1 kHz. Hay que tener en cuenta que la magnitud de la corriente en la carga influye en el rizado de la tensión de los condensadores, por lo que se ha mantenido igual el módulo de la impedancia de la carga en los tres casos, variando su argumento. Se puede

observar que cuanto más inductiva es la carga mayor es el rizado para las dos topologías. También se observa que para una carga medianamente inductiva el rizado es menor en el convertidor DCI, pero para una carga muy resistiva sucede lo contrario.

| $V_{BUS} = 500V$ $F_c = 1 \text{ kHz}$ $M = 0.8$ | | Carga | | |
|--|------------|---|--|---|
| | | $R = 7 \Omega$ $L = 3.18 \text{ mH}$ | $R = 5 \Omega$ $L = 16 \text{ mH}$ | $R = 1 \Omega$ $L = 22.3 \text{ mH}$ |
| | | $ Z = 7.07, \varphi \approx 8^\circ$ | $ Z = 7.07, \varphi \approx 45^\circ$ | $ Z = 7.07, \varphi \approx 82^\circ$ |
| C (mF) | | C = 1 | C = 1 | C = 1 |
| $\Delta V_{c,p-p}$ | DCI | 12 V | 16 V | 19 V |
| | FLC | 10.5 V | 20 V | 28 V |

Tabla 2.13. Rizados de tensión en los condensadores de las topologías DCI y FLC de tres niveles, para una misma capacidad y distintas cargas.

| $V_{BUS} = 500V$ $F_c = 1 \text{ kHz}$ $M = 0.8$ | | Carga | | |
|--|------------|---|--|--|
| | | $R = 7 \Omega$ $L = 3.18 \text{ mH}$ | $R = 5 \Omega$ $L = 16 \text{ mH}$ | $R = 1 \Omega$ $L = 22.3 \text{ mH}$ |
| | | $ Z = 7.07$ $\varphi \approx 8^\circ$ | $ Z = 7.07$ $\varphi \approx 45^\circ$ | $ Z = 7.07$ $\varphi \approx 82^\circ$ |
| $\Delta V_{c,p-p}$ | | 10.5 V | 20 V | 28 V |
| C (mF) | DCI | C = 1.1 | C = 0.776 | C = 0.647 |
| | FLC | C = 1 | C = 1 | C = 1 |

Tabla 2.14. Diferencia entre las capacidades de los condensadores de las topologías DCI y FLC de tres niveles para mismos rizados de tensión.

La Tabla 2.14 muestra la diferencia entre las capacidades de los condensadores de las dos topologías para mismos rizados de tensión.

Teniendo en cuenta que el rizado de tensión en los condensadores depende de la magnitud de la corriente en la carga, es fácil deducir que existe una relación inversamente proporcional entre el módulo de la impedancia de la carga y el rizado de tensión en los condensadores, para las dos topologías. Para desarrollar la Tabla 2.15 se ha utilizado una carga con una impedancia de módulo la cuarta parte que la utilizada para desarrollar las Tabla 2.13 y Tabla 2.14. La magnitud de la corriente en la carga se multiplicará por cuatro, por lo que el rizado en los condensadores de las dos topologías también se hará cuádruplo. Por una parte se han utilizado las mismas capacidades que en la Tabla 2.14, y se ha visto que el rizado es efectivamente cuádruplo. Por otro lado se ha calculado la capacidad necesaria de los

condensadores de las dos topologías para obtener el mismo rizado de tensión que en la Tabla 2.14. En la Tabla 2.15 se puede observar también que, para una misma carga en módulo y fase, existe una relación inversamente proporcional entre la capacidad de los condensadores y el rizado en los mismos, como es lógico.

| | | Carga | | |
|--|-----|--|---|---|
| | | R = 1.75 Ω L = 795 μ H | R = 1.25 Ω L = 4 mH | R = 0.25 Ω L = 5.6 mH |
| | | Z = 1.77 $\varphi \approx 8^\circ$ | Z = 1.77 $\varphi \approx 45^\circ$ | Z = 1.77 $\varphi \approx 82^\circ$ |
| $V_{BUS} = 500V$ $F_c = 1 \text{ kHz}$ $M = 0.8$ | | | | |
| $\Delta V_{c,p-p}$ | | 42 V | 80 V | 112 V |
| C (mF) | DCI | C = 1.1 | C = 0.776 | C = 0.647 |
| | FLC | C = 1 | C = 1 | C = 1 |
| $\Delta V_{c,p-p}$ | | 10.5 V | 20 V | 28 V |
| C (mF) | DCI | C = 4.4 | C = 3.1 | C = 2.6 |
| | FLC | C = 4 | C = 4 | C = 4 |

Tabla 2.15. Diferencia entre las capacidades de los condensadores de las topologías DCI y FLC de tres niveles para mismos rizados de tensión.

Hay que decir que para desarrollar las expresiones matemáticas necesarias para calcular el rizado de tensión en los condensadores de ambas topologías, se ha supuesto una corriente en la carga constante en cada período de conmutación. Suponer esto es prácticamente lo mismo que suponer una corriente en la carga senoidal (sin rizado). Esto será tanto más cierto cuanto más inductiva sea la carga y mayor sea la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, para cargas muy resistivas se comete un pequeño error en los cálculos, y para frecuencias de conmutación bajas también habrá error. Normalmente se trabaja con frecuencias de conmutación iguales o superiores a 1kHz, y los convertidores suelen tener un filtro inductivo para la corriente de salida, por lo que el error cometido será despreciable.

Por otra parte, la frecuencia de conmutación tiene una gran influencia en el rizado de tensión de los condensadores de la topología FLC. Sin embargo apenas influye en el rizado de los condensadores de la topología DCI, siempre que sea lo suficientemente alta. Por lo tanto, para un mismo rizado de tensión, la capacidad de los condensadores de la topología FLC variará con la frecuencia de conmutación. Este hecho queda ilustrado en la Tabla 2.16.

| | | Carga | | | | Carga | |
|--|-----|--|-----|--|-----|--|-----|
| | | NPC | FLC | | | NPC | FLC |
| $V_{BUS} = 500V$ $F_c = 1 \text{ kHz}$ $M = 0.8$ | | $R = 1.25 \Omega$ $L = 4 \text{ mH}$ | | $V_{BUS} = 500V$ $F_c = 2 \text{ kHz}$ $M = 0.8$ | | $R = 1.25 \Omega$ $L = 4 \text{ mH}$ | |
| | | $ Z = 1.77$ $\varphi \approx 45^\circ$ | | | | $ Z = 1.77$ $\varphi \approx 45^\circ$ | |
| $\Delta V_{c,p-p}$ | NPC | 80 V | | $\Delta V_{c,p-p}$ | NPC | 80 V | |
| | FLC | | | | FLC | | |
| C (mF) | NPC | C = 0.776 | | C (mF) | NPC | C = 0.776 | |
| | FLC | C = 1 | | | FLC | C = 0.5 | |

Tabla 2.16. Capacidades de los condensadores de las topologías DCI y FLC para el mismo rizado a distintas frecuencias de conmutación.

El rizado de la tensión en los condensadores de la topología FLC es un rizado de alta frecuencia, por lo que es lógico que varíe mucho con la frecuencia de conmutación. En la Tabla 2.16 se observa que al doblar la frecuencia de conmutación la capacidad de los condensadores del convertidor FLC se hace la mitad para mantener el rizado de tensión, mientras que permanece inalterable en la topología DCI.

Se ha visto cómo el rizado de la tensión en los condensadores de los convertidores DCI y FLC depende de varios factores, y cómo afecta cada uno de ellos en el rizado y por lo tanto en la capacidad necesaria para obtener un rizado determinado. De los valores reflejados en las Tabla 2.13-Tabla 2.16 se deduce que las capacidades de los condensadores varían considerablemente de una topología a otra con las mismas condiciones de trabajo, para un mismo rizado de tensión.

En el caso habitual de cargas más bien inductivas, para un rizado de tensión en los condensadores determinado, las capacidades necesarias en la topología NPC son menores a frecuencias de conmutación en torno a 1 kHz. Sin embargo, para frecuencias en torno a los 2 kHz son menores las capacidades necesarias en la topología FLC, y la diferencia va aumentando según aumenta la frecuencia de conmutación.

Recordar que la tensión máxima de bloqueo a la que serán sometidos los transistores de ambas topologías es $V_{BUS}/2 + V_{c_{p-p}}/2$, siendo $V_{c_{p-p}}$ el rizado de tensión pico a pico en los condensadores.

2.4 ESTRATEGIAS DE MODULACIÓN

El objetivo de una modulación primaria es sintetizar un tren de pulsos con el mismo valor medio que el de una onda de referencia. La modulación más utilizada en convertidores multinivel es la denominada PWM, cuyos métodos se van a estudiar.

2.4.1 Modulación PWM basada en portadora

El principio básico de una modulación PWM consiste en la comparación de una onda triangular portadora y una onda senoidal moduladora. La frecuencia de conmutación de los transistores es constante y el factor de ciclo se ajusta en tiempo real para obtener una tensión media determinada. La señal portadora es de frecuencia superior a la de la señal de referencia senoidal, y es la que establece la frecuencia de conmutación de los transistores. La amplitud de la señal triangular es normalmente constante y de valor \hat{V}_{tri} .

2.4.1.1 Modulación PWM senoidal básica

Para realizar el análisis de la modulación PWM senoidal básica es necesario definir dos parámetros:

- El índice de modulación de amplitud:

$$M = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_{tri}} \quad (2.82)$$

Normalmente se trabaja con $M \leq 1$ por dos motivos. Por una parte, cuando se cumple esta inecuación se tiene una relación lineal entre la tensión de control y la tensión de salida. Por otra parte, cuando se trabaja con $M > 1$ se habla de **sobremodulación**, y se generan armónicos de bajas frecuencias. Como en un caso general se debe evitar la generación de armónicos de bajas frecuencias, en este trabajo no se va a estudiar la sobremodulación.

- El índice de modulación de frecuencia:

$$m_f = \frac{f_c}{f_0} \quad (2.83)$$

donde f_c es la frecuencia de la señal portadora triangular, que es igual a la frecuencia de conmutación de los transistores, y f_0 es la frecuencia de la señal senoidal de referencia que coincidirá con la frecuencia de la componente armónica fundamental de la tensión de salida del convertidor.

Al realizar la comparación entre la portadora y la señal de referencia, la ley de control de salida es la siguiente:

- Si la señal de referencia tiene un valor mayor que la portadora, se da orden de conducción al transistor correspondiente.
- Si la señal de referencia tiene un valor menor que la señal triangular, se da orden de bloqueo al transistor correspondiente.

Cuando la señal de referencia se compara directamente con la señal portadora se habla de muestreo natural. En un sistema de modulación digital la señal moduladora de referencia se suele muestrear para facilitar el cálculo del punto de intersección entre la señal moduladora y la señal portadora. En este caso se habla de implementar la modulación PWM mediante muestreo regular. A su vez el muestreo regular puede ser simétrico o asimétrico.

– Muestreo natural

En este caso la señal moduladora senoidal y la señal portadora triangular se comparan directamente, sin un previo muestreo de la señal moduladora. La Figura 2.21 muestra la señal de control de salida del modulador PWM mediante muestreo natural para un índice de modulación de frecuencia $m_f = 8$ y un índice de modulación de amplitud $M = 0.8$.

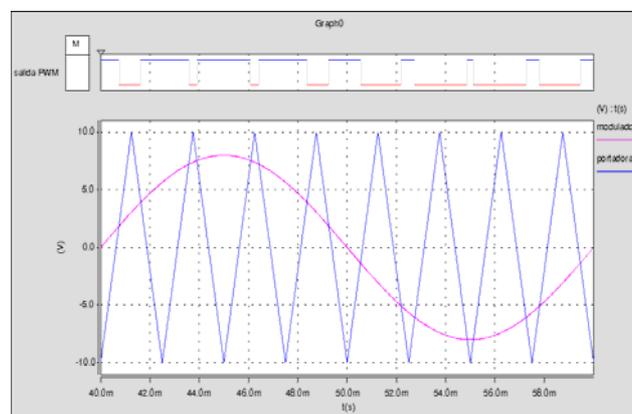


Figura 2.21. Modulación PWM, muestreo natural.

– Muestreo regular simétrico

El muestreo regular simétrico consiste en muestrear la señal moduladora en los picos positivos o negativos de la señal portadora, y comparar esta señal muestreada con la señal portadora. La Figura 2.22 muestra las señales de control de salida del modulador PWM mediante muestreo natural y muestreo regular simétrico, para un índice de modulación de frecuencia $m_f = 8$ y un índice de modulación de amplitud $M = 0.8$.

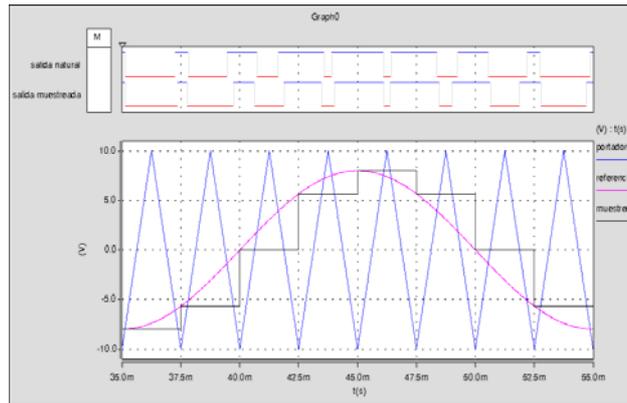


Figura 2.22. Modulación PWM, muestreo regular simétrico.

En la Figura 2.22 se puede observar que las señales de control de salida mediante muestreo natural y muestreo regular simétrico tienen una diferencia considerable.

– Muestreo regular asimétrico

El muestreo regular asimétrico consiste en muestrear la señal moduladora en los picos positivos y negativos de la señal portadora, y comparar esta señal muestreada con la señal portadora. La Figura 2.23 muestra las señales de control de salida del modulador PWM mediante muestreo natural y muestreo regular asimétrico, para un índice de modulación de frecuencia $m_f = 8$ y un índice de modulación de amplitud $M = 0.8$.

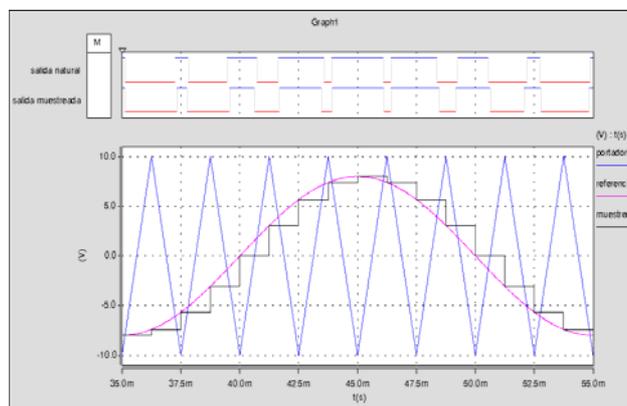


Figura 2.23. Modulación PWM, muestreo regular asimétrico

En la Figura 2.23 se observa que las señales de control de salida mediante muestreo natural y muestreo regular asimétrico son muy parecidas.

El proceso de modulación PWM senoidal-triangular produce una señal modulada con varias componentes:

- Una componente fundamental de frecuencia igual a la de la señal moduladora.

- Armónicos de banda base en frecuencias $n \cdot f_0$, próximas a la fundamental f_0 , cuando se ha realizado un muestreo regular de la señal de referencia, con $n > 0$.
- Armónicos en frecuencias $m \cdot f_c$, múltiplos de la frecuencia de la señal portadora f_c , con $m = 1, 2, \dots, \infty$. Estos armónicos se denominan **armónicos de portadora**.
- Armónicos de banda lateral en torno a los armónicos de portadora, a las frecuencias $m \cdot f_c \pm n \cdot f_0$, con $m = 1, 2, \dots, \infty$, y $n = 1, 2, \dots, \infty$.

A la hora de analizar los armónicos de la tensión de salida de un convertidor hay que tener en cuenta que algunos armónicos de las tensiones de rama se anulan en las tensiones de línea de un convertidor monofásico o trifásico. Por ello se van a analizar los armónicos de la tensión de rama y de línea de un convertidor. Los armónicos de la tensión de línea serán distintos para un convertidor monofásico que para uno trifásico. El proceso de muestreo utilizado, bien sea natural, regular simétrico o asimétrico, influye tanto en los armónicos de rama como en los de línea.

Armónicos de las tensiones de rama: en las tensiones de rama siempre se anulan los armónicos de portadora pares ($n = 0$, m par).

- Muestreo natural: se anulan los armónicos laterales impares ($n = \pm 1, \pm 3$, etc.) en torno a los armónicos de portadora impares ($m = 1, 3, 5$, etc.), así como los armónicos laterales pares en torno a los armónicos de portadora pares. No existen armónicos de banda base, excepto el fundamental.
- Muestreo regular simétrico: utilizando esta estrategia se atenúan los armónicos laterales impares en torno a los armónicos de portadora impares, así como los armónicos laterales pares en torno a los armónicos de portadora pares, pero no se anulan. Además aparecen armónicos de baja frecuencia en la banda base, de los que sólo son considerables el segundo y tercer armónico.
- Muestreo regular asimétrico: al igual que con muestreo natural, con esta estrategia se anulan los armónicos laterales impares en torno a los armónicos de portadora impares, así como los armónicos laterales pares en torno a los armónicos de portadora pares. También se eliminan los armónicos pares de la banda base, por lo que sólo queda el tercer armónico de esta banda con magnitud considerable.

Armónicos de las tensiones de línea de un convertidor monofásico: en la tensión de línea de un convertidor monofásico se anulan todos los armónicos de n par.

- Muestreo natural: en este caso desaparecen las bandas laterales de armónicos de portadora impar, por lo que sólo quedan los componentes impares de los grupos de portadora pares.
- Muestreo regular simétrico: Se tendrán armónicos laterales impares en torno a armónicos de portadora impares y componentes impares de grupos de portadora pares. Por otra parte, los armónicos pares de banda base se anulan, por lo que sólo quedan armónicos impares de banda base.
- Muestreo regular asimétrico: al igual que en el muestreo natural, desaparecen las bandas laterales de armónicos de portadora impar, por lo que sólo quedan los componentes impares de los grupos de portadora pares. En cuanto a la banda base, permanecen sus armónicos impares.

Armónicos de las tensiones de línea de un convertidor trifásico: en la tensión de línea de un convertidor trifásico se anulan todos los armónicos de n **triplen** (múltiplo de tres).

- Muestreo natural: desaparecen los componentes pares de n múltiplo de 3 de los grupos de armónicos de portadora impares, así como los componentes impares de n triplen de los grupos de armónicos de portadora pares.
- Muestreo regular simétrico: se anulan todos los armónicos de n triplen. Desaparece el tercer armónico de la banda base, pero no su segundo armónico.
- Muestreo regular asimétrico: al anularse los armónicos de n triplen, se anula el tercer armónico de la banda base, el único con magnitud considerable de esta banda, por lo que la modulación mediante muestreo regular asimétrico y mediante muestreo natural dan un resultado prácticamente igual en este caso.

Teniendo en cuenta que en este trabajo interesa estudiar los armónicos de las tensiones de línea de un convertidor trifásico, y que en este caso la modulación con muestreo natural y muestreo regular asimétrico no originan armónicos de banda base, mientras que la modulación con muestreo regular simétrico si que origina este tipo de armónicos, en este trabajo no se van a analizar los armónicos que genera una modulación de muestreo regular simétrico, debido a que no es una estrategia interesante. El contenido armónico generado por las otras dos estrategias es prácticamente el mismo para la tensión de línea de un convertidor

trifásico [76], por lo que en este trabajo se van a analizar únicamente los armónicos generados por una modulación con muestreo natural.

En la modulación de un convertidor multinivel interesan varios objetivos, como son la minimización de la distorsión armónica, el equilibrado de la carga de conmutación en los transistores del convertidor, el equilibrado de la tensión soportada por los dispositivos del semiconductor, etc.

2.4.1.2 Análisis de Fourier

El principio de la descomposición en series de Fourier consiste en que cualquier señal $f(t)$ que varíe regularmente con el tiempo se puede expresar como una suma de infinitos términos de armónicos senoidales:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_m \cdot \cos(m\omega t) + b_m \cdot \sin(m\omega t)) \quad (2.84)$$

donde

$$a_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cdot \cos(m\omega t) \cdot d(\omega t) \quad m = 0, 1, \dots, \infty \quad (2.85)$$

$$b_m = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cdot \sin(m\omega t) \cdot d(\omega t) \quad m = 1, 2, \dots, \infty \quad (2.86)$$

El espectro armónico producido por una modulación determina la calidad de la misma. Más concretamente, existe un índice de distorsión armónica de la señal modulada, denominado WTHD (Weighted Total Harmonic Distortion).

Sea una señal periódica expresada en series de Fourier (2.87), su índice WTHD se calcula mediante la expresión (2.88).

$$v(t) = V_0 + V_1 \cdot \cos \omega_1 t + V_2 \cdot \cos 2\omega_1 t + V_3 \cdot \cos 3\omega_1 t + \dots \quad (2.87)$$

$$WTHD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}}{V_1} \quad (2.88)$$

Sin embargo, las formas de onda generadas mediante modulación PWM no son periódicas generalmente, por lo tanto, ¿cómo obtener el espectro de una señal no periódica?

La solución es crear un modelo de dos dimensiones de la señal conmutada, uno para la frecuencia de la moduladora y otro para la frecuencia de la portadora, que son periódicos por separado. Entonces se determina la serie de Fourier de la función conmutada en dos dimensiones, y el resultado es una serie de Fourier bidimensional con una integral doble de Fourier asociada. El desarrollo en serie de Fourier de una señal $f(x, y)$ que es función de dos variables dependientes del tiempo (2.89) se puede expresar como (2.90).

$$\begin{aligned}x(t) &= \omega_c \cdot t + \theta_c \\y(t) &= \omega_o \cdot t + \theta_o\end{aligned}\tag{2.89}$$

donde ω_c es la frecuencia angular de la portadora, θ_c es el desfase arbitrario inicial de la onda portadora, ω_o es la frecuencia angular fundamental y θ_o es el desfase arbitrario inicial de la señal de referencia o moduladora.

$$f(x, y) = \frac{a_o(y)}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} (a_m(y) \cdot \cos(m\omega t) + b_m(y) \cdot \sin(m\omega t))\tag{2.90}$$

Los coeficientes $a_m(y)$ y $b_m(y)$ varían cíclicamente en el rango de valores de y , por lo que estas dos funciones también se pueden expresar en series de Fourier:

$$a_m(y) = \frac{c_{mo}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (c_{mn} \cdot \cos(ny) + d_{mn} \cdot \sin(ny)) \quad m = 0, 1, \dots, \infty\tag{2.91}$$

$$b_m(y) = \frac{e_{mo}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (e_{mn} \cdot \cos(ny) + f_{mn} \cdot \sin(ny)) \quad m = 1, 2, \dots, \infty\tag{2.92}$$

donde

$$\begin{aligned}c_{mn} &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} a_m(y) \cdot \cos(ny) \cdot dy = \frac{1}{\pi^2} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cdot \cos(mx) \cdot \cos(ny) \cdot dx dy \\m &= 0, 1, \dots, \infty \quad n = 0, 1, \dots, \infty\end{aligned}\tag{2.93}$$

$$\begin{aligned}d_{mn} &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} a_m(y) \cdot \sin(ny) \cdot dy = \frac{1}{\pi^2} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cdot \cos(mx) \cdot \sin(ny) \cdot dx dy \\m &= 0, 1, \dots, \infty \quad n = 1, 2, \dots, \infty\end{aligned}\tag{2.94}$$

$$e_{mn} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} b_m(y) \cdot \cos(ny) \cdot dy = \frac{1}{\pi^2} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cdot \sin(mx) \cdot \cos(ny) \cdot dx dy\tag{2.95}$$

$$\begin{aligned}
 & m = 1, 2, \dots, \infty \quad n = 0, 1, \dots, \infty \\
 f_{mn} &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} b_m(y) \cdot \sin(ny) \cdot dy = \frac{1}{\pi^2} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cdot \sin(mx) \cdot \sin(ny) \cdot dx dy \\
 & m = 1, 2, \dots, \infty \quad n = 1, 2, \dots, \infty
 \end{aligned} \tag{2.96}$$

Examinando estas ecuaciones se deduce que la solución obtenida es general para cualquier instante de tiempo t , debido a que las variables x e y son periódicas. Después de algunas manipulaciones se puede obtener (2.97).

$$\begin{aligned}
 f(x, y) &= \frac{c_{oo}}{4} + \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (c_{on} \cdot \cos(ny) + d_{on} \cdot \sin(ny)) \\
 &+ \frac{1}{2} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} (c_{mo} \cdot \cos(mx) + e_{mo} \cdot \sin(mx)) + \\
 &+ \frac{1}{2} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [(c_{mn} - f_{mn}) \cdot \cos(mx + ny) + (d_{mn} + e_{mn}) \cdot \sin(mx + ny)]
 \end{aligned} \tag{2.97}$$

Este resultado se puede expresar de forma compleja definiendo los coeficientes:

$$A_{mn} + jB_{mn} = \frac{c_{mn} - f_{mn}}{2} + j \frac{d_{mn} + e_{mn}}{2} \tag{2.98}$$

Teniendo en cuenta algunas relaciones trigonométricas en las ecuaciones (2.93)-(2.96), se llega a la expresión:

$$\begin{aligned}
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cdot [\cos(mx + ny) + j \sin(mx + ny)] dx dy \\
 A_{mn} + jB_{mn} &= \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cdot e^{j(mx+ny)} dx dy
 \end{aligned} \tag{2.99}$$

considerando que

$$A_{oo} = \frac{c_{oo}}{2} ; A_{on} = \frac{c_{on}}{2} ; B_{on} = \frac{d_{on}}{2} ; A_{mo} = \frac{c_{mo}}{2} ; B_{mo} = \frac{e_{mo}}{2}$$

resulta la ecuación:

$$\begin{aligned}
 f(x, y) = & \frac{A_{o0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{on} \cdot \cos(ny) + B_{on} \cdot \sin(ny)) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{mo} \cdot \cos(mx) + B_{mo} \cdot \sin(mx)) \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [A_{mn} \cdot \cos(mx + ny) + B_{mn} \cdot \sin(mx + ny)]
 \end{aligned} \tag{2.100}$$

Por último, la ecuación (2.100) se puede expresar en función del tiempo sustituyendo los valores de (2.89), obteniendo:

$$\begin{aligned}
 f(t) = & \frac{A_{o0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_{on} \cdot \cos(n[\omega_o t + \theta_o]) + B_{on} \cdot \sin(n[\omega_o t + \theta_o])] + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} [A_{mo} \cdot \cos(m[\omega_c t + \theta_c]) + B_{mo} \cdot \sin(m\omega[\omega_c t + \theta_c])] + \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} [A_{mn} \cdot \cos(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_o t + \theta_o]) + B_{mn} \cdot \sin(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_o t + \theta_o])]
 \end{aligned} \tag{2.101}$$

donde los índices m y n definen la frecuencia angular de cada componente armónico de la señal modulada como $(m\omega_c + n\omega_o)$. Por ejemplo, para un valor de $m=2$ y $n=4$ se define el cuarto armónico de la banda lateral del grupo de armónicos localizados alrededor del segundo armónico de portadora, esto es, en torno a la segunda banda lateral de portadora. Este armónico de la segunda banda lateral de portadora tendrá una frecuencia de $2\omega_c + 4\omega_o$ rad/s, siendo ω_c la frecuencia de la portadora y ω_o la frecuencia fundamental objetivo de la señal moduladora.

Existe un caso especial cuando m tiene un valor nulo, en el que las frecuencias de los armónicos se definen únicamente mediante el valor de n. Este grupo de armónicos corresponde a los armónicos de la banda base. El armónico fundamental de la forma de onda modulada es el primer armónico de la banda base. Se produce otro caso particular cuando el índice n es nulo y las frecuencias de los armónicos se definen mediante el valor de m. En este caso los armónicos corresponden a la portadora.

Las magnitudes de los armónicos se corresponden con los coeficientes A_{mn} y B_{mn} . Para cada valor de m y de n tendremos la magnitud y la frecuencia del armónico correspondiente a esos índices concretos. Las magnitudes de los armónicos se calculan mediante la ecuación (2.99).

Si se analiza la expresión (2.101) se tiene:

- El primer término de la ecuación ($A_{00}/2$), donde $m = n = 0$, corresponde a la componente DC de la forma de onda modulada.
- El primer sumatorio $\left(\sum_{n=1}^{\infty} \dots\right)$ en el que $m = 0$, define el armónico fundamental de baja frecuencia y los armónicos de la banda base, próximos en frecuencia al armónico fundamental. Los armónicos de la banda base son armónicos de baja frecuencia indeseados, por lo que deben ser eliminados o minimizados, exceptuando el armónico para $n = 1$, que define la componente fundamental deseada.
- El segundo sumatorio $\left(\sum_{m=1}^{\infty} \dots\right)$ en el que $n = 0$ define los armónicos correspondientes a la onda portadora, denominados armónicos de portadora, de frecuencias relativamente elevadas, teniendo en cuenta que el armónico de menor frecuencia de este grupo se produce a la frecuencia de la señal portadora.
- El último sumatorio doble, en el que $m, n \neq 0$, corresponde a los armónicos de las bandas laterales en torno a las frecuencias de los armónicos de la señal portadora.
- Notar que para (2.101) en forma general, los armónicos a frecuencias múltiplos enteros de la fundamental y los armónicos a las frecuencias múltiplos enteros de la portadora tienen una relación angular arbitraria, en función de los valores de θ_c y θ_o .

2.4.1.3 Modulación de una rama de un convertidor de dos niveles

El concepto esencial de una modulación PWM de un pulso de dos niveles es comparar una señal de referencia objetivo de baja frecuencia con una señal portadora de alta frecuencia, y la salida de esta comparación se utiliza para controlar el estado de los transistores de una rama. Cuando la forma de onda de la referencia es mayor que la forma de onda de la portadora, la salida de la rama se conecta a la tensión positiva del Bus DC. Cuando la señal de referencia tiene un valor inferior al de la portadora, la salida de la rama se conecta a la tensión negativa del Bus DC. La tensión resultante de salida de la rama del convertidor con respecto al rail negativo del Bus DC (V_{an}) se denomina $F(x, y)$, y es un flujo de pulsos variando entre la tensión positiva y negativa del Bus DC. Esta tensión de salida tiene una componente fundamental, la señal de referencia objetivo, pero también lleva incorporadas unas componentes armónicas indeseadas, generadas como consecuencia del proceso de conmutación.

En este trabajo se va a definir **tensión de rama** como la tensión de salida de una rama de cualquier convertidor con respecto al punto medio del Bus de continua (V_{az}), como muestra la Figura 2.24.

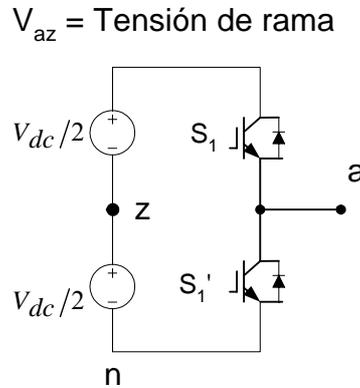


Figura 2.24. Rama de un convertidor de dos niveles

Determinar las magnitudes y frecuencias de los armónicos indeseados es bastante complicado y a menudo se aproximan utilizando un análisis FFT (Fast Fourier Transform) de una forma de onda conmutada obtenida a partir de una simulación en el tiempo. Mediante una solución analítica que identifica de manera exacta las componentes armónicas de una onda modulada mediante PWM, se garantiza que se consideran los armónicos precisos a la hora de comparar distintas estrategias PWM.

Se puede demostrar [76] que el contenido armónico de la tensión de salida de una rama de un convertidor de dos niveles para una modulación PWM con referencia senoidal y portadora triangular cumple la expresión (2.102).

$$\begin{aligned}
 V_{an}(t) = & V_{dc}/2 + V_{dc}/2 \cdot M \cdot \cos(\omega_o t + \theta_0) \\
 & + \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_0\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \cdot \sin\left(m \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(m[\omega_c t + \theta_c]) \\
 & + \frac{2 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n \neq 0)}}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \cdot \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(m[\omega_c t + \theta_c] + n[\omega_o t + \theta_0])
 \end{aligned} \tag{2.102}$$

La ecuación (2.102) define los componentes armónicos de $V_{az}(t)$ si se descarta el término DC. La característica principal de la modulación mediante la comparación de una señal senoidal de referencia con una triangular portadora, es que los armónicos impares (n impar) de las bandas laterales alrededor de los armónicos de portadora impares (m impar), y las

componentes pares de las bandas laterales alrededor de los armónicos de portadora pares, son eliminados por completo debido a la expresión $\sin\left([m+n]\frac{\pi}{2}\right)$ de (2.102).

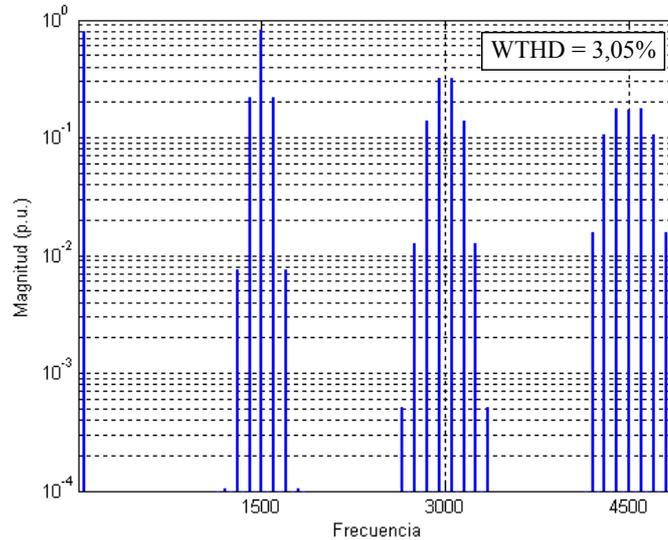


Figura 2.25. Espectro armónico de una tensión de rama de 2 niveles, $M = 0.8$, $f_c/f_0 = 30$.

La Figura 2.25 muestra el espectro armónico de la tensión de una rama de dos niveles. El valor del mayor armónico aparece a la frecuencia fundamental de la portadora ω_c . En las tensiones de línea esta componente queda eliminada, debido a que es una componente de modo común, como se verá más adelante.

De la expresión (2.102) también se deduce que los armónicos de portadora ($n = 0$) pares se anulan, debido a que el término $\sin\left(m\frac{\pi}{2}\right)$ se anula siempre que m es par.

2.4.1.4 Modulación de un convertidor trifásico de dos niveles

En la modulación PWM senoidal-triangular de un convertidor trifásico de 2 niveles como el de la Figura 2.26, se necesitan tres señales de referencia desfasadas 120° , una para cada rama del convertidor, y una portadora única para las tres ramas. Las tensiones de rama de este convertidor son V_{az} , V_{bz} y V_{cz} .

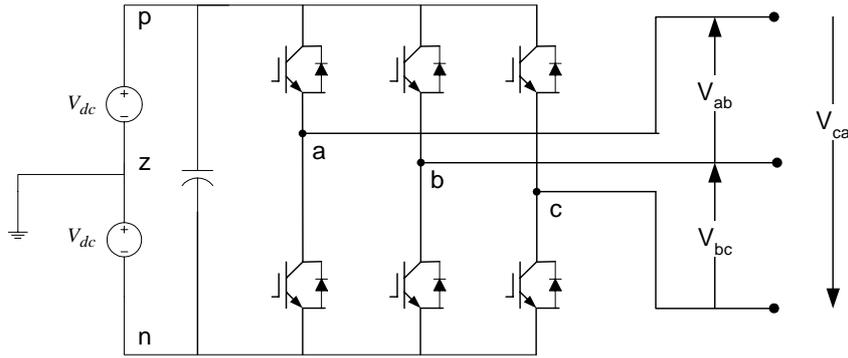


Figura 2.26. Convertidor trifásico de 2 niveles

Las señales de referencia de rama son:

$$\begin{aligned}
 V_{az}^{ref} &= V_o \cdot \cos(\omega_0 t) = M \cdot V_{dc} \cdot \cos(\omega_0 t) \\
 V_{bz}^{ref} &= V_o \cdot \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) = M \cdot V_{dc} \cdot \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) \\
 V_{cz}^{ref} &= V_o \cdot \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) = M \cdot V_{dc} \cdot \cos(\omega_0 t + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{2.103}$$

donde V_o es la amplitud de la tensión de salida y M es el índice de modulación ($M = V_o/V_{dc}$). El índice de modulación M es la magnitud normalizada de la tensión de salida. Las tensiones de referencia de línea se obtienen mediante diferencias entre las tensiones de referencia de fase.

$$V_{ab}^{ref} = V_{az}^{ref} - V_{bz}^{ref} = M \cdot \sqrt{3} \cdot V_{dc} \cdot \cos(\omega_0 t + \pi/6) \tag{2.104}$$

Las componentes fundamentales de las tensiones de salida del convertidor son iguales a las señales de referencia, tal y como se observa en las soluciones analíticas (2.105)-(2.108).

Las soluciones analíticas de las tensiones de salida se obtienen desarrollando el método expuesto en el apartado 2.4.1.2, teniendo en cuenta que $\theta_0 = 0, -2\pi/3, 2\pi/3$ para las tensiones de referencia de rama V_{az}, V_{bz}, V_{cz} respectivamente. La solución obtenida es la siguiente:

$$\begin{aligned}
 V_{az}(t) &= V_{dc} \cdot M \cdot \cos(\omega_o t) \\
 &+ \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \cdot \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos(m\omega_c t + n\omega_o t)
 \end{aligned} \tag{2.105}$$

$$\begin{aligned}
 V_{bz}(t) &= V_{dc} \cdot M \cdot \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &+ \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \cdot \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right]\right)
 \end{aligned} \tag{2.106}$$

$$V_{cz}(t) = V_{dc} \cdot M \cdot \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \cdot \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right]\right) \quad (2.107)$$

Haciendo la correspondiente diferencia entre las distintas tensiones de rama obtenidas, se llega a la siguiente expresión de la tensión de línea $v_{ab}(t)$:

$$V_{ab}(t) = \sqrt{3} \cdot V_{dc} \cdot M \cdot \cos\left(\omega_o t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{8 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m \frac{\pi}{2} M\right) \cdot \sin\left([m+n] \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(n \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_o t - \frac{\pi}{3}\right] + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.108)$$

De la ecuación (2.108) se deduce lo siguiente:

- Se cancelan los armónicos con n triplen (múltiplo de 3) de las bandas laterales, a frecuencias $m f_c \pm 3n f_0$, debido al término $\sin(n\pi/3)$. Este término contribuye además a la disminución de la magnitud de muchos armónicos.
- No aparecen armónicos de portadora ($n = 0$), debido a que son iguales para todas las tensiones de rama. Son señales senoidales con la misma fase y amplitud, esto es, son componentes homopolares o de modo común. Las componentes de modo común de las tensiones de rama desaparecen en las tensiones de línea.
- Se anulan los armónicos laterales con combinaciones pares de $m \pm n$, debido al término $\sin([m+n]\pi/2)$.

En las Figura 2.27 y Figura 2.28 se observan respectivamente los armónicos de la tensión de rama y de línea modulada mediante PWM senoidal-triangular, para $M = 0.8$ y $f_c/f_0 = 30$. En la tensión de línea $V_{ab}(t)$, teniendo en cuenta que todos los armónicos impares de la primera banda lateral ($m=1$) se anulan, los armónicos considerables de este grupo aparecen a las frecuencias $f_c \pm 2f_0$ y $f_c \pm 4f_0$, como ilustra la Figura 2.28. El armónico de frecuencia $f_c \pm 6f_0$ se anula debido a que el valor de $n=6$ es múltiplo de 3, y los armónicos para $n>7$ son despreciables. También se aprecia que los armónicos considerables de la segunda banda lateral se producen a las frecuencias $2f_c \pm f_0$, $2f_c \pm 5f_0$ y $2f_c \pm 7f_0$.

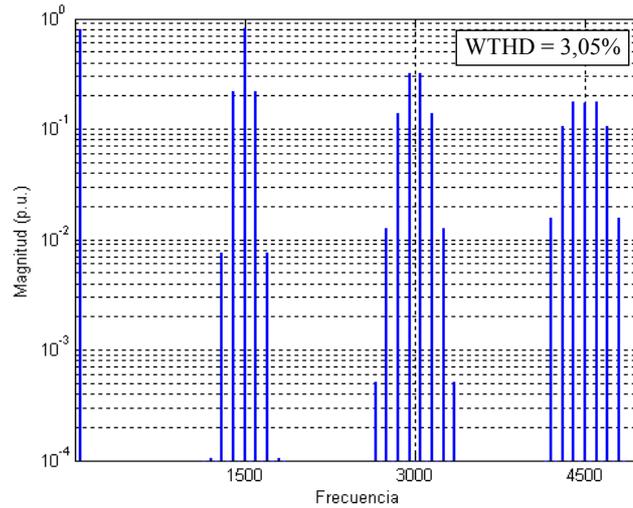


Figura 2.27. Espectro armónico de la tensión de rama de un convertidor trifásico de 2 niveles, $M = 0.8$, $f_c/f_0 = 30$.

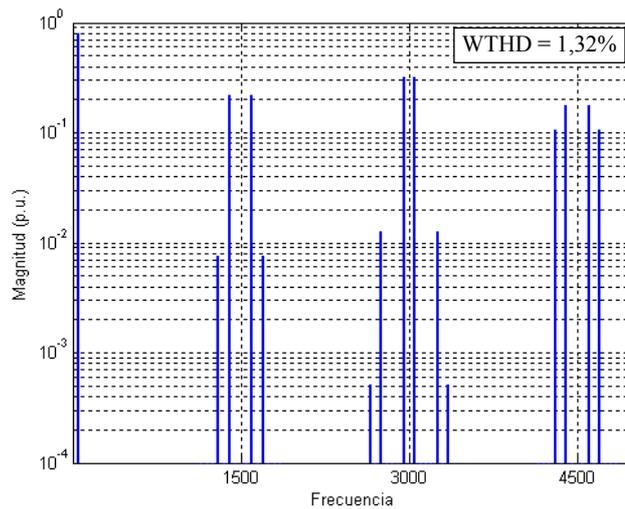


Figura 2.28. Espectro armónico de la tensión de línea de un convertidor trifásico de 2 niveles, $M = 0.8$, $f_c/f_0 = 30$.

2.4.1.5 Modulación de convertidores multinivel de puentes-H en cascada

La Figura 2.29 muestra un convertidor de puente-H monofásico. La modulación PWM senoidal-triangular de este convertidor utiliza una señal portadora y dos señales de referencia desfasadas 180° , una para cada rama.

Las tensiones de rama de referencia son:

$$\begin{aligned} V_{az}^{ref} &= M \cdot V_{dc} \cdot \cos(\omega_0 t) \\ V_{bz}^{ref} &= M \cdot V_{dc} \cdot \cos(\omega_0 t - \pi) \end{aligned} \quad (2.109)$$

Y la tensión de línea tiene la expresión

$$V_{ab}^{ref} = V_{az}^{ref} - V_{bz}^{ref} = 2MV_{dc} \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (2.110)$$

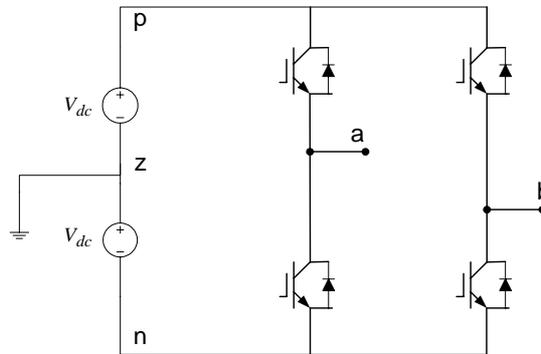


Figura 2.29. Convertidor de puente-H monofásico

Mediante esta estrategia se consigue una señal modulada de tres niveles. El desarrollo de la expresión analítica de las tensiones de rama se obtiene mediante la metodología presentada en capítulo 2.4.1.2, con $\theta_0 = 0$ y $\theta_0 = -\pi$ para las tensiones de las ramas a y b respectivamente. Se ha considerado $\theta_c = 0$ por simplicidad. Las expresiones analíticas de las tensiones de rama moduladas son:

$$V_{az}(t) = V_{dc} \cdot M \cdot \cos(\omega_o t) + \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cdot \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos(m\omega_c t + n\omega_o t) \quad (2.111)$$

$$V_{bz}(t) = V_{dc} \cdot M \cdot \cos(\omega_o t - \pi) + \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} \cdot J_n \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \cdot \sin \left([m+n] \frac{\pi}{2} \right) \cdot \cos(m\omega_c t + n[\omega_o t - \pi]) \quad (2.112)$$

A partir de las ecuaciones (2.111) y (2.112) se calcula la expresión de la tensión de línea:

$$V_{ab}(t) = 2V_{dc} M \cos(\omega_o t) + \frac{8 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} \cdot J_{2n-1}(m\pi M) \cdot \cos([m+n-1]\pi) \cdot \cos(2m\omega_c t + [2n-1]\omega_o t) \quad (2.113)$$

De la ecuación (2.113) se deduce que se anulan los armónicos de portadora impares y los componentes armónicos de sus bandas laterales. Sólo quedan los armónicos laterales impares $(2n-1)$ de los grupos de armónicos de portadora pares $(2m)$. Esto se debe a que cuando m es impar, n debe ser par con el fin de no anular el término $\sin([m+n] \cdot \pi/2)$ de las ecuaciones (2.111) y (2.112); pero cuando el índice n es par, el término $\cos(m \cdot \omega_c \cdot t + n[\omega_0 \cdot t - \pi])$ de la

ecuación (2.112) origina los mismos armónicos que en la ecuación (2.111), por lo que se cancelan en la tensión de línea. Así pues, la tensión de línea no puede tener armónicos de portadora impares ni sus respectivas bandas laterales. Además, como se ha visto, los armónicos pares de las bandas laterales en torno a los armónicos de portadora pares también se anulan. Recaltar que en la ecuación (2.113) los índices m y n se han modificado para producir sólo armónicos de portadora pares ($2m$), con sus armónicos laterales correspondientes impares ($2n-1$).

En las Figura 2.30 y Figura 2.31 se aprecian los contenidos armónicos de la tensión de rama y de la tensión de línea respectivamente, para $M = 0.8$ y $f_c/f_0 = 30$. Se observa que los armónicos de portadora de las tensiones de rama desaparecen en las tensiones de línea, lo que es lógico ya que son componentes de modo común u homopolares.

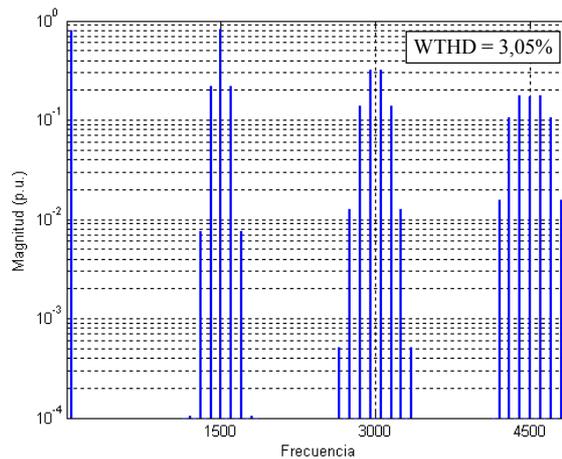


Figura 2.30. Espectro armónico de la tensión de rama de un puente-H monofásico, $M = 0.8$, $f_c/f_0 = 30$

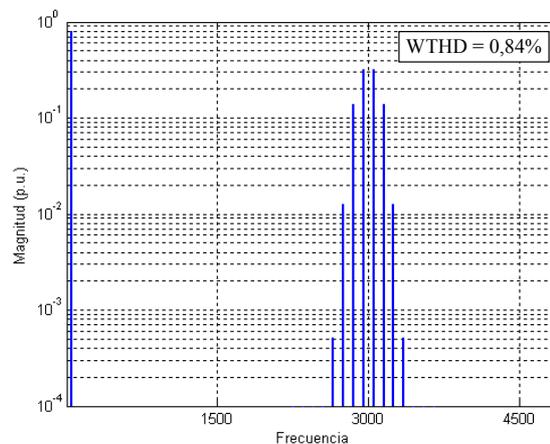


Figura 2.31. Espectro armónico de la tensión de línea de un puente-H monofásico, $M = 0.8$, $f_c/f_0 = 30$

Para conseguir un rango de tensiones más amplio y reducir los armónicos de salida se conectan en serie varios puentes-H monofásicos, como se muestra en la Figura 2.32.

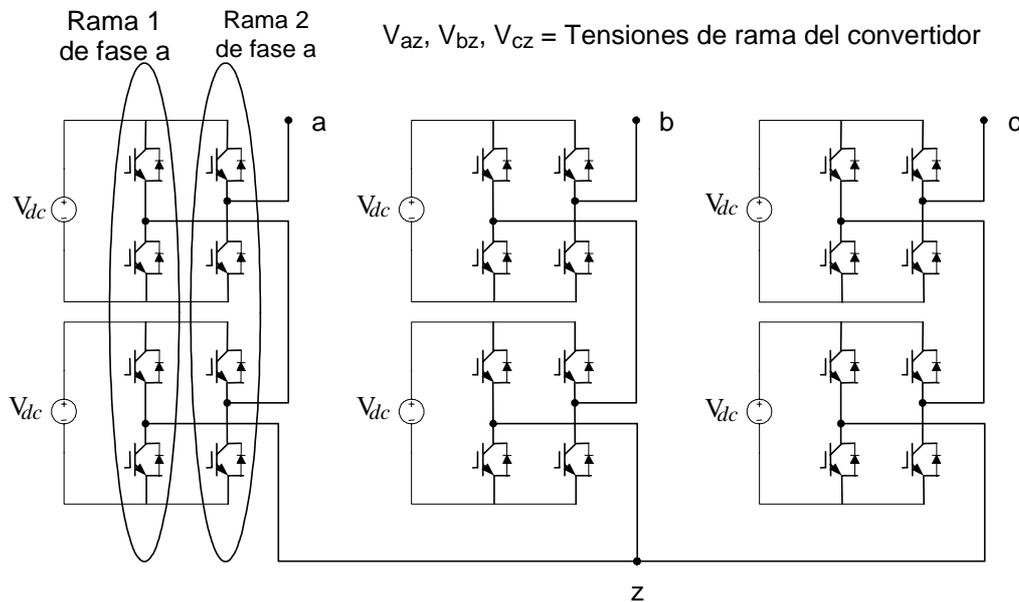


Figura 2.32. Convertidor trifásico de 5 niveles de puentes-H en cascada

Para obtener una mayor cancelación de armónicos en una conexión en serie de puentes-H se utiliza la modulación PSCPWM (Phase Shifted Carrier PWM), que consiste en dos señales senoidales de referencia desfasadas 180° , una para cada rama, y una señal triangular para cada puente-H desfasada respecto a las demás portadoras. La Figura 2.33 muestra las señales de referencia y portadoras necesarias para la modulación de la tensión de rama de una fase en un convertidor de puentes-H en cascada de 5 niveles.

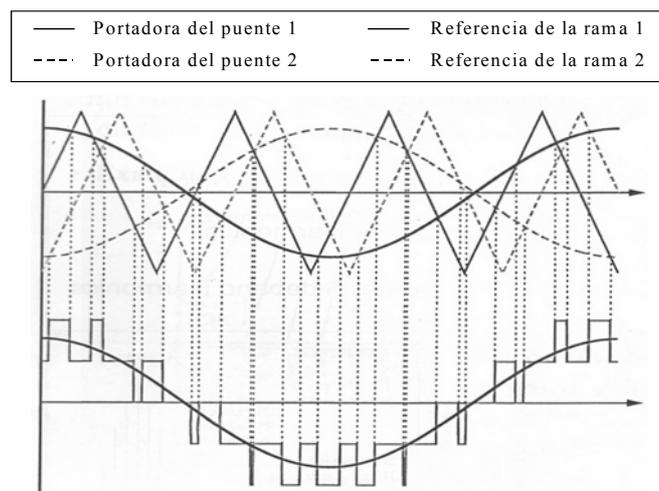


Figura 2.33. Modulación PSCPWM de la tensión de rama de una fase para un convertidor de puentes-H en cascada de 5 niveles

Se consigue una cancelación de armónicos óptima cuando el desfase entre portadoras es de π/N , siendo N el número de puentes-H conectados en serie ($N = (L-1)/2$, donde L es el número de niveles del convertidor).

La expresión (2.113) muestra la solución analítica de la tensión de línea modulada mediante PWM senoidal-triangular (muestreo natural) para un puente-H. En los convertidores en cascada la nomenclatura más usual para la tensión de Bus de cada puente es V_{DC} , tal y como muestra la Figura 2.32, por lo que habrá que escalar el término $2V_{DC}$ a V_{DC} de (2.113), obteniendo así la expresión (2.114) para la tensión de línea de salida de un sólo puente-H.

$$V_{ab}(t) = V_{dc} M \cos(\omega_o t) + \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} \cdot J_{2n-1}(m\pi M) \cdot \cos([m+n-1]\pi) \cdot \cos(2m\omega_c t + [2n-1]\omega_o t) \quad (2.114)$$

Se recalca que en la tensión de línea de un puente-H sólo existen armónicos laterales en torno a armónicos de portadora pares ($2\omega_c$, $4\omega_c$, etc.), y que debido al desfase de 180° entre las referencias de cada rama, los armónicos laterales pares se anulan.

La tensión de rama de salida de varios puentes-H en cascada será:

$$V_{az} = \sum_{i=1}^N V_{ab}^i(t) \quad (2.115)$$

donde N es el número de puentes H conectados en serie y V_{ab}^i es la tensión de línea de salida de cada puente i . Sustituyendo (2.114) en la ecuación (2.115), después de algunas manipulaciones [76] se obtiene la expresión:

$$V_{az}(t) = N \cdot V_{dc} \cdot M \cos(\omega_o t) + \frac{4 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{2m} \cdot J_{2n-1}(Nm\pi M) \cdot \cos([Nm+n-1]\pi) \cdot \cos(2Nm\omega_c t + [2n-1]\omega_o t) \quad (2.116)$$

La tensión de Bus de un convertidor de puentes-H en cascada es igual a $N \cdot V_{dc}$, por lo que, independientemente del número de niveles del convertidor, la expresión de la señal de referencia de V_{az} será (2.117), donde M es el índice de modulación. Esto es debido a que la señal de referencia es igual al armónico fundamental de la tensión de rama de salida.

$$V_{az}^{ref} = V_o \cos(\omega_o t) = M \cdot V_{BUS} \cdot \cos(\omega_o t) \quad (2.117)$$

Como ejemplo de espectros armónicos, para dos puentes-H en cascada con desfases entre portadoras de 90° , los armónicos se producen en bandas laterales en torno a frecuencia múltiplos de $4f_c$. Para tres puentes-H en cascada con desfase entre portadoras de 60° , surgen armónicos laterales en torno a frecuencias múltiplos de $6f_c$, y así sucesivamente. Esta cancelación no depende de la relación de frecuencias. Además, los armónicos laterales de componente triplen (n múltiplo de tres) también se cancelarán entre las tensiones de rama para un sistema trifásico, debido al desfase de 120° entre las referencias de cada fase.

La Figura 2.34 muestra el espectro teórico de las tensiones de rama moduladas para convertidores de uno, dos y tres puentes-H en cascada. Se observa con claridad la cancelación de armónicos expuesta.

Para un convertidor trifásico multinivel de puentes-H en cascada la tensión de línea se obtiene haciendo la diferencia entre las tensiones de rama correspondientes. La solución analítica para una modulación de muestreo natural es:

$$V_{ab}(t) = \sqrt{3}N \cdot V_{dc} \cdot M \cos\left(\omega_o t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{8 \cdot V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{2m} \cdot J_{2n-1}(Nm\pi M) \cdot \cos([Nm+n]\pi) \cdot \sin\left([2n-1]\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(2Nm\omega_c t + [2n-1] \cdot \left[\omega_o t - \frac{\pi}{3}\right]\right) \right) \quad (2.118)$$

La Figura 2.35 muestra la progresión de la cancelación de armónicos en la tensión de línea de uno, dos y tres puentes-H en cascada utilizando muestreo natural. Se observa cómo los únicos armónicos laterales no nulos de la tensión de línea se producen en torno a las frecuencias $m f_c$, con m múltiplo de $2N$. También se aprecia la cancelación de los componentes triplen de estas bandas laterales.

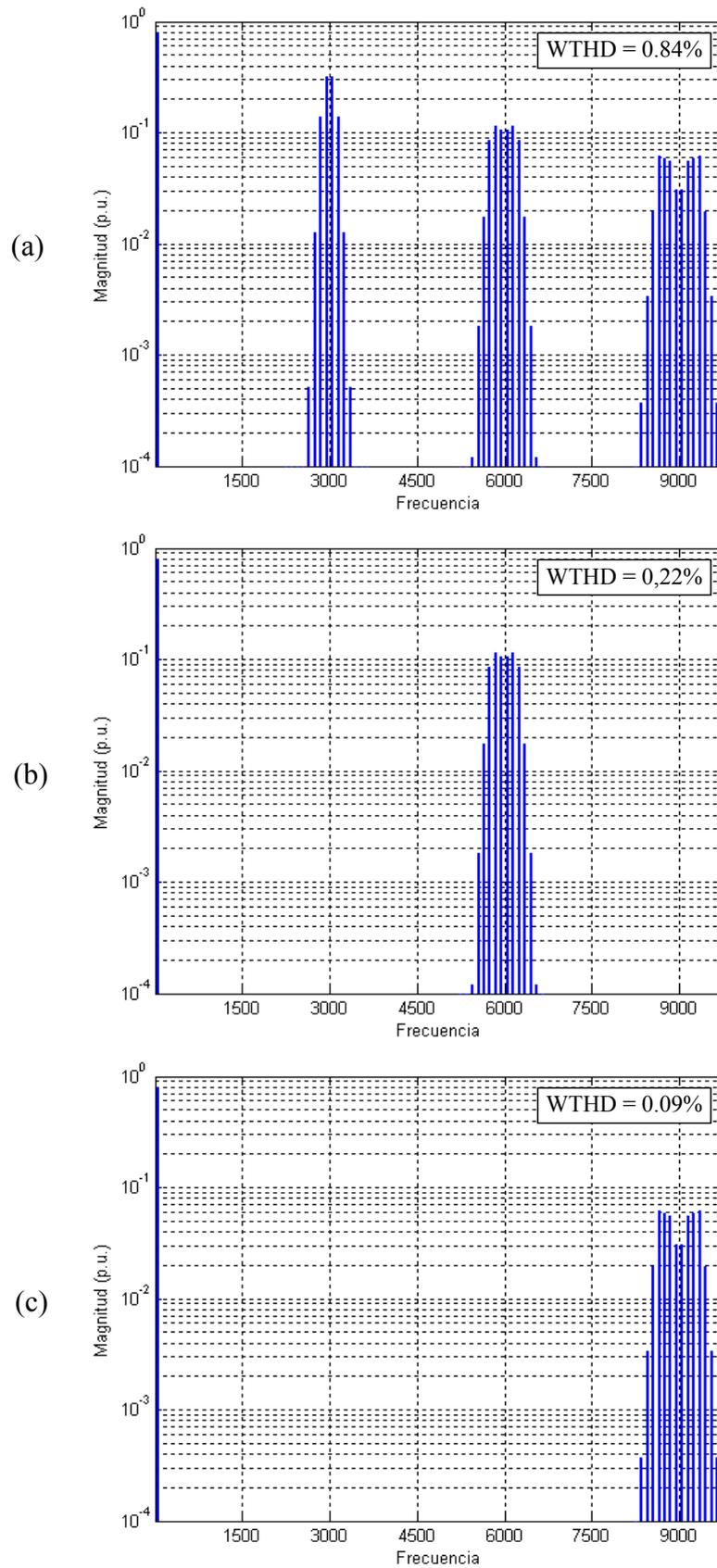


Figura 2.34. Espectro armónico de la tensión de rama de un convertidor en cascada de (a) 1 puente-H, (b) 2 puentes-H y (c) 3 puentes-H, $M = 0.8$, $f_c/f_0 = 30$

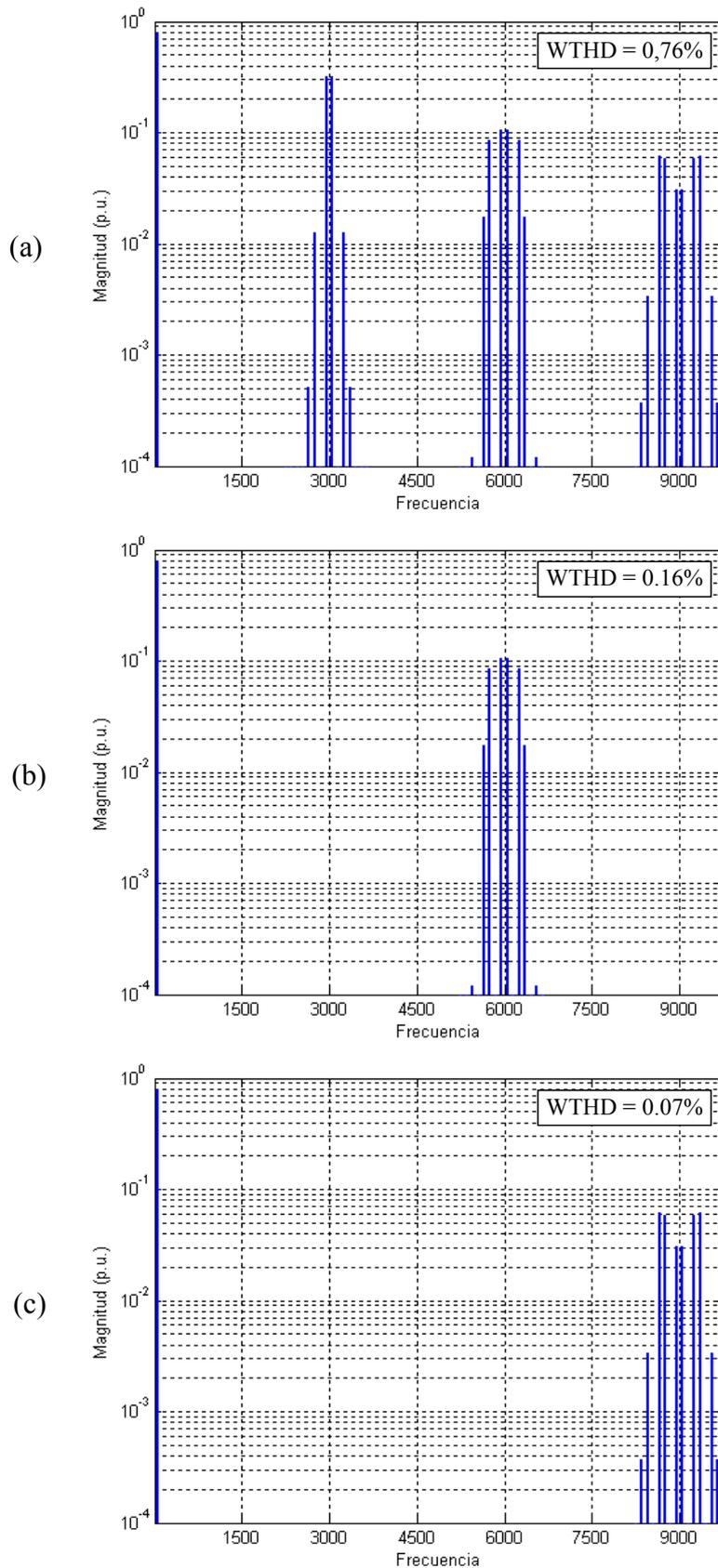


Figura 2.35. Espectro armónico de la tensión de línea de un convertidor en cascada de (a) 1 puente-H, (b) 2 puentes-H y (c) 3 puentes-H, $M = 0.8$, $f_c/f_0 = 30$

2.4.1.6 Modulación de convertidores multinivel FLC

Para esta topología se utiliza la modulación PSCPWM, que es adecuada para topologías modulares (o celulares) como la de condensadores flotantes y la de puentes en cascada. En los convertidores de puentes en cascada cada puente-H es una celda, mientras que en la topología FLC cada celda se define como muestra la Figura 2.36.

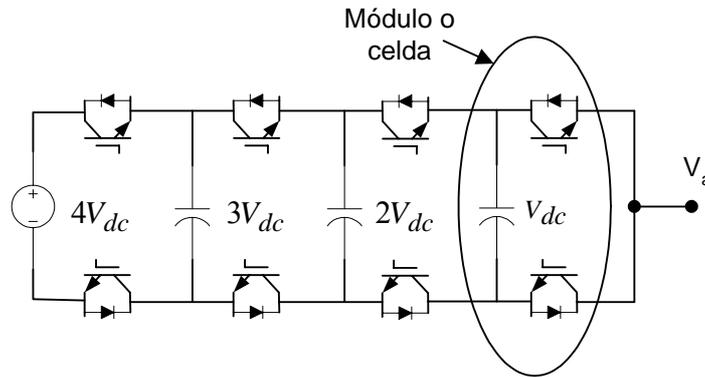


Figura 2.36. Una rama de un convertidor FLC de 5 niveles.

Cada módulo (o celda) puede ser modulado independientemente, con una propia onda portadora. La tensión de salida de una rama del convertidor multinivel utiliza una onda de referencia común. La salida de cada celda se determina mediante PWM convencional de dos niveles. La forma de onda de salida del convertidor se establece introduciendo un desfase entre las portadoras de las distintas celdas. Se define N como el número de celdas de una rama del convertidor. En un convertidor de puentes en cascada el desfase entre las portadoras de las celdas consecutivas para obtener una cancelación de armónicos óptima es π/N , mientras que en un convertidor FLC el desfase entre portadoras que produce una cancelación de armónicos óptima es $2\pi/N$. La diferencia entre las dos topologías se debe a que los módulos del convertidor en cascada producen tensiones de salida de tres niveles.

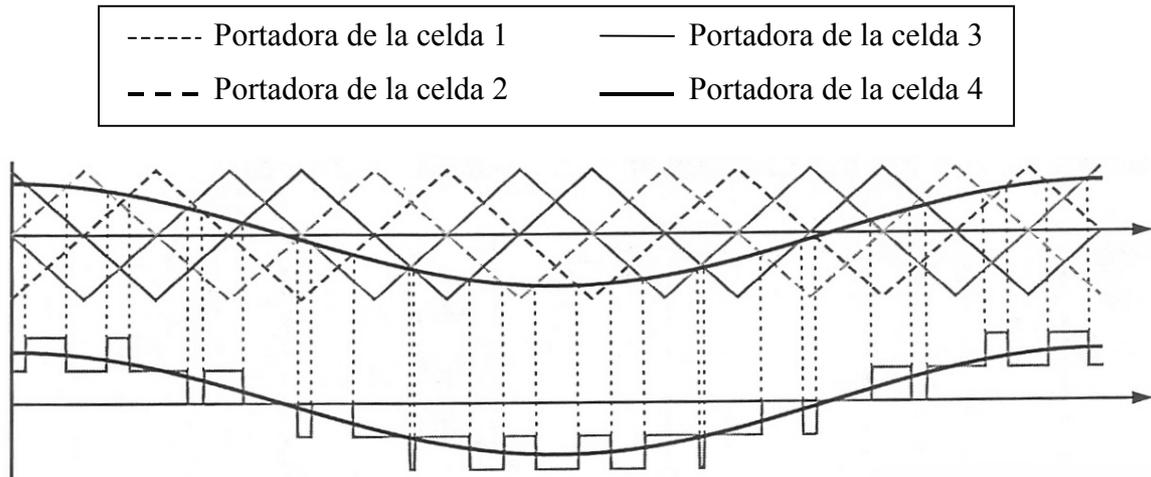


Figura 2.37. Modulación PSCPWM de la rama de una fase de un convertidor FLC de 5 niveles.

La Figura 2.37 muestra la señal de referencia y las cuatro señales portadoras necesarias para la modulación de la tensión de rama de un convertidor FLC de 5 niveles.

Para un convertidor de L niveles se necesitan L-1 portadoras, con un desfase entre ellas de $2\pi/N$, siendo N el número de celdas de una rama del convertidor.

Independientemente del número de niveles del convertidor, la expresión de la señal de referencia de V_{az} es (2.119).

$$V_{az}^{ref} = V_o \cos(\omega_0 t) = M \cdot \frac{V_{BUS}}{2} \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (2.119)$$

Donde M es el índice de modulación. Recordar que la señal de referencia es igual al armónico fundamental de la tensión de rama de salida.

2.4.1.7 Modulación de convertidores multinivel DCI

La modulación senoidal-triangular de este convertidor se implementa mediante múltiples portadoras. Para un convertidor de L niveles se necesitan L-1 portadoras dispuestas en bandas contiguas en toda la banda de modulación lineal del convertidor. Todas las portadoras tienen la misma frecuencia y amplitud. La señal de referencia se coloca centrada en la mitad de las bandas de portadoras.

Independientemente del número de niveles del convertidor, la expresión de la señal de referencia de V_{az} es (2.120), donde M es el índice de modulación.

$$V_{az}^{ref} = V_o \cos(\omega_0 t) = M \cdot \frac{V_{BUS}}{2} \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (2.120)$$

La tensión de salida del convertidor conmuta al mayor nivel cuando la referencia es mayor que todas las portadoras, y conmuta al nivel inmediatamente inferior cuando la señal de referencia cae por debajo de las sucesivas portadoras. La diferencia de fase entre las portadoras es la que identifica los distintos métodos de modulación, y hay tres métodos principales, según la disposición de las portadoras.

– **Disposición PD (Phase Disposition)**

En esta estrategia todas las portadoras se disponen en fase.

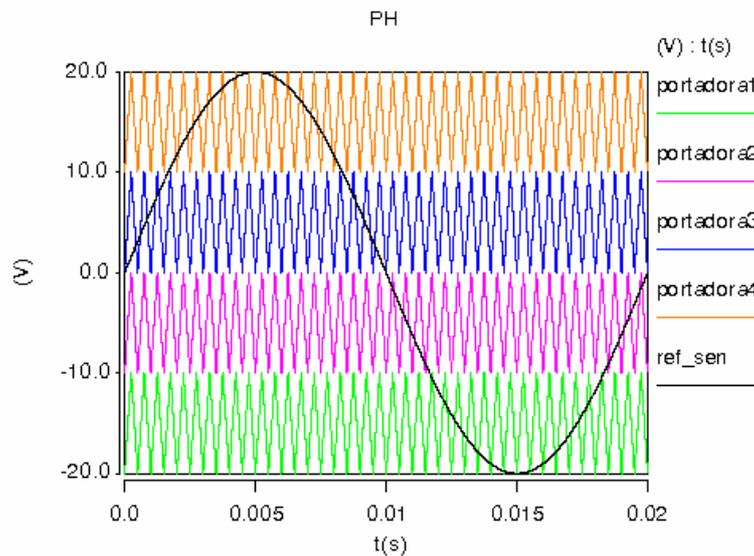


Figura 2.38. Modulación PD para un convertidor de 5 niveles, todas las portadoras en fase.

Para obtener las expresiones analíticas de las señales de salida de un convertidor NPC moduladas mediante esta estrategia, se sigue el mismo procedimiento que en el capítulo 2.4.1.2. El desarrollo matemático se expone en [77], [78]. De la expresión analítica de la tensión de rama de salida se deduce que existen armónicos laterales pares de portadora impar y armónicos laterales impares de portadora par. También se infiere que no existen armónicos de portadora par. En la Figura 2.39 se muestran los armónicos de las tensiones de rama (respecto al punto medio del Bus DC) y de línea para $M = 0.8$ y $f_c/f_0 = 40$.

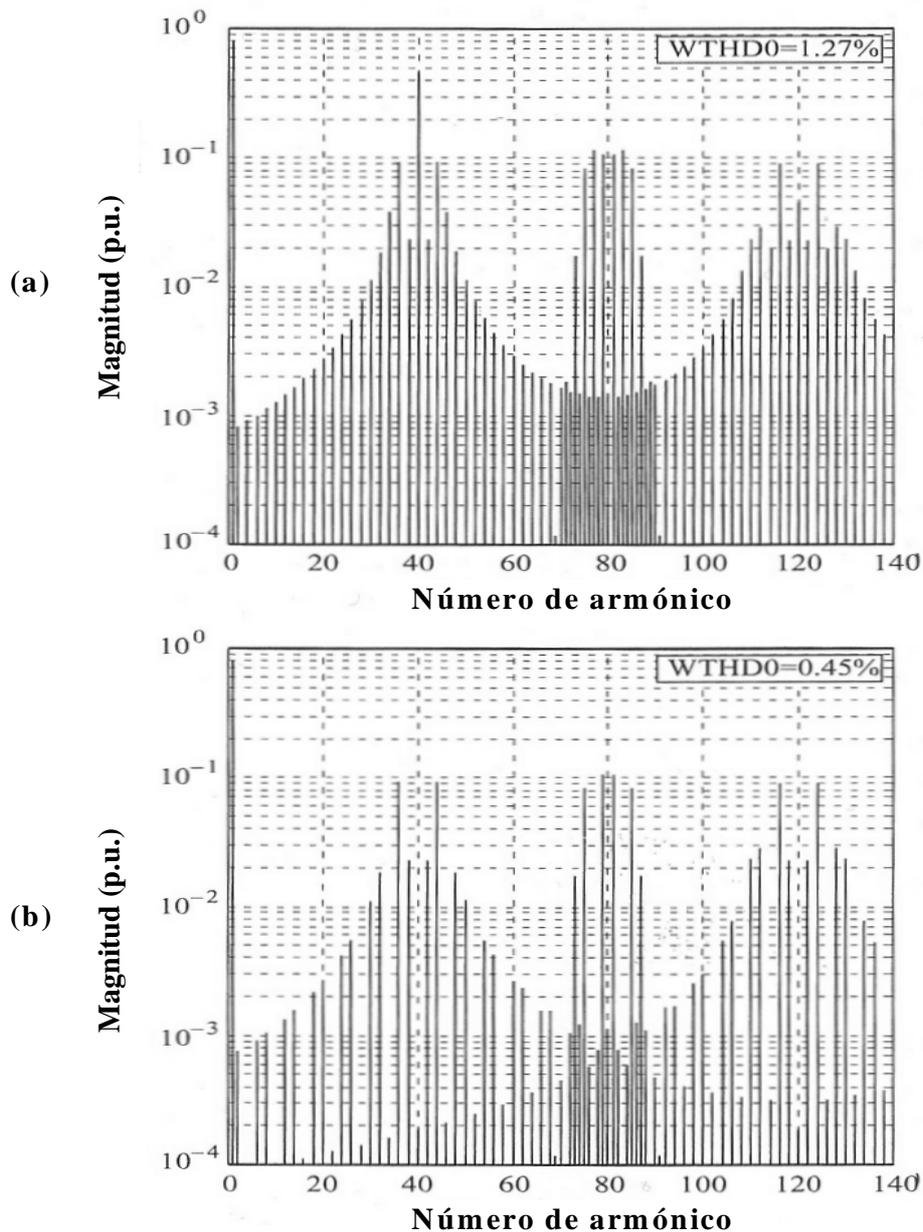


Figura 2.39. Espectro armónico de (a) la tensión de rama y (b) la tensión de línea para un convertidor DCI trifásico de tres niveles.

De la Figura 2.39 se deduce:

- El espectro armónico de la tensión de rama muestra que la magnitud del primer armónico de portadora es bastante elevada. Sin embargo, para un convertidor de puentes-H no aparecen armónicos de portadora en la tensión de rama. Los armónicos de portadora son componentes de modo común, por lo que se cancelan en las tensiones de línea. Por este motivo, la modulación PD es mejor para reducir el contenido armónico de la tensión de línea.

- Los armónicos laterales de n triplen se cancelan en la tensión de línea, por ser el espectro correspondiente a un convertidor trifásico. Esta cancelación es independiente de la relación de frecuencias.
- La magnitud de los armónicos laterales decrece más lentamente que en las modulaciones PSCPWM, y los armónicos laterales ocupan un mayor ancho de banda. Como consecuencia se observa un amplio contenido armónico en la primera banda lateral, por lo que algunos de estos armónicos laterales se adentran en el ancho de banda base. Para bajas frecuencias de la señal portadora, estos armónicos laterales podrían ser considerables a la frecuencia fundamental o a frecuencias próximas a la misma, por lo que se deben evitar.
- **Disposición APOD (Alternative Phase Opposition Disposition)**

En esta estrategia las portadoras se encuentran en oposición de fase alternativamente.

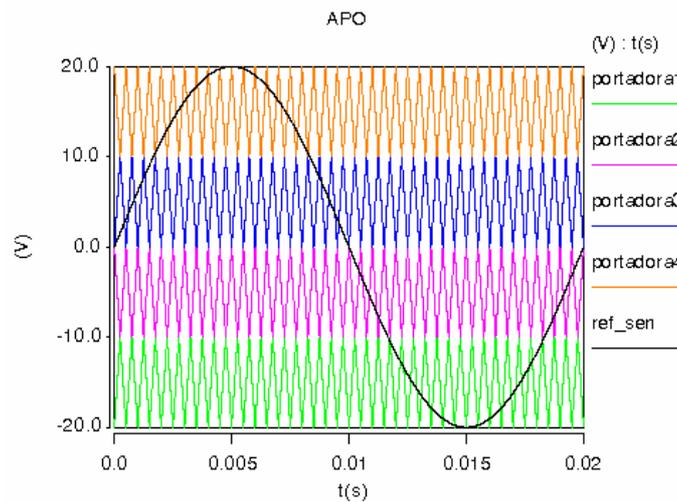


Figura 2.40. Modulación APOD para un convertidor de 5 niveles, portadoras en oposición alternativamente

La tensión de rama de un convertidor DCI trabajando con modulación APOD PWM tiene armónicos de igual magnitud que la tensión de rama de un convertidor de puentes-H en cascada trabajando con modulación PSCPWM. La única diferencia es que la primera banda lateral aparece en torno al primer armónico de portadora para APOD PWM, mientras que con PSCPWM la primera banda lateral aparece en torno al armónico de portadora $2N$, siendo N el número de puentes-H por fase del convertidor de puentes en cascada. Sin embargo el número total de conmutaciones de los transistores para PSCPWM es $2N$ veces mayor que para APOD PWM. Cuando el número de conmutaciones de los transistores se normaliza para las dos

topologías, los armónicos de las dos modulaciones aparecen a las mismas frecuencias. Las modulaciones APOD y PSCPWM son idénticas para cualquier convertidor de un número de niveles L impar.

La modulación APOD no produce armónicos de portadora en la tensión de rama, al igual que la modulación PSCPWM.

– **Disposición POD (Phase Opposition Disposition)**

En esta estrategia se establecen 180° de desfase entre las portadoras positivas y negativas.

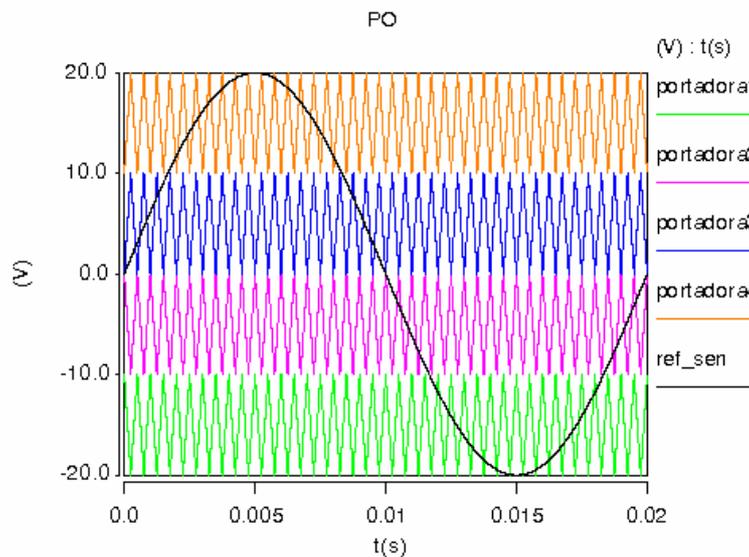


Figura 2.41. Modulación POD para un convertidor de 5 niveles, portadoras positivas en fase y en oposición con las negativas.

Todas las portadoras por encima de cero están en fase, y desfasadas 180° con respecto a las portadoras por debajo de cero. En la modulación APOD cada portadora está desfasada 180° respecto a sus adyacentes. Para una modulación trinivel se necesitan dos portadoras, por lo que las estrategias APOD y POD se convierten en una misma estrategia.

Para obtener la solución analítica de las tensiones de salida se sigue la metodología expuesta en el capítulo 2.4.1.2. El desarrollo de este procedimiento se analiza en [76], y refleja que la modulación POD, al igual que la APOD, no produce armónicos de portadora en la tensión de rama. Sin embargo, la energía de los armónicos de portadora se reparte entre los armónicos en torno a ellos, algunos de los cuales no se anulan en la tensión de línea. Por lo tanto, las tensiones de línea moduladas mediante APOD o POD tendrán un espectro con mayor energía armónica que las tensiones de línea moduladas mediante PD (recordar que en

modulación PD las tensiones de rama moduladas tienen armónicos de portadora, los cuales se cancelan en las tensiones de línea).

2.4.1.8 Modulación equivalente a la PD PWM para convertidores en cascada

La modulación POD PWM es la que peor WTHD de tensión de línea ofrece de las tres estrategias de modulación consideradas. Las estrategias APOD y POD no generan armónicos de portadora en las tensiones de rama, los cuales se anularían en las tensiones de línea. Además, la estrategia APOD introduce mayor energía armónica que la POD en los armónicos laterales de n triplen. Estos armónicos se cancelan en las tensiones de línea, por lo que la estrategia APOD resulta mejor que la POD.

Se ha visto que el mínimo WTHD se produce para el convertidor multinivel DCI mediante PD PWM. También se ha visto que la modulación convencional PSCPWM de un convertidor de puentes-H en cascada es equivalente a la modulación APOD PWM utilizada en los convertidores DCI. Teniendo en cuenta que la modulación APOD PWM es menos efectiva que la PD PWM, es lógico pensar que la modulación PSCPWM no es la estrategia más efectiva para los convertidores en cascada.

Por cada fase del convertidor en cascada se tienen N puentes-H conectados en serie. A su vez, cada puente i tiene dos ramas (rama1_ i y rama2_ i). Se va a denominar rama_1 al conjunto de las ramas 1_ i , y rama_2 al conjunto de las ramas 2_ i de los puentes-H de una fase del convertidor. Para conseguir una modulación que genere energía en los armónicos de portadora de la tensión de rama del convertidor se utiliza una modulación discontinua, en la que únicamente se modula la tensión de una rama de un sólo puente al mismo tiempo. De esta manera, la rama_1 y la rama_2 del convertidor sólo conmutan durante un semiperíodo fundamental, como se aprecia en la Figura 2.42. Por este motivo la frecuencia de las portadoras se puede doblar para obtener el mismo número de conmutaciones totales por rama_ x ($x = \{1, 2\}$) del convertidor que con una estrategia PSCPWM. Notar el desfase de 180° entre las portadoras de las ramas_ x de una fase.

La Figura 2.42 muestra las señales de referencia y portadoras de un convertidor de puentes en cascada de 3 niveles y de un convertidor de puentes en cascada de 5 niveles, para la obtención de una modulación equivalente a la PD PWM utilizada en la topología DCI.

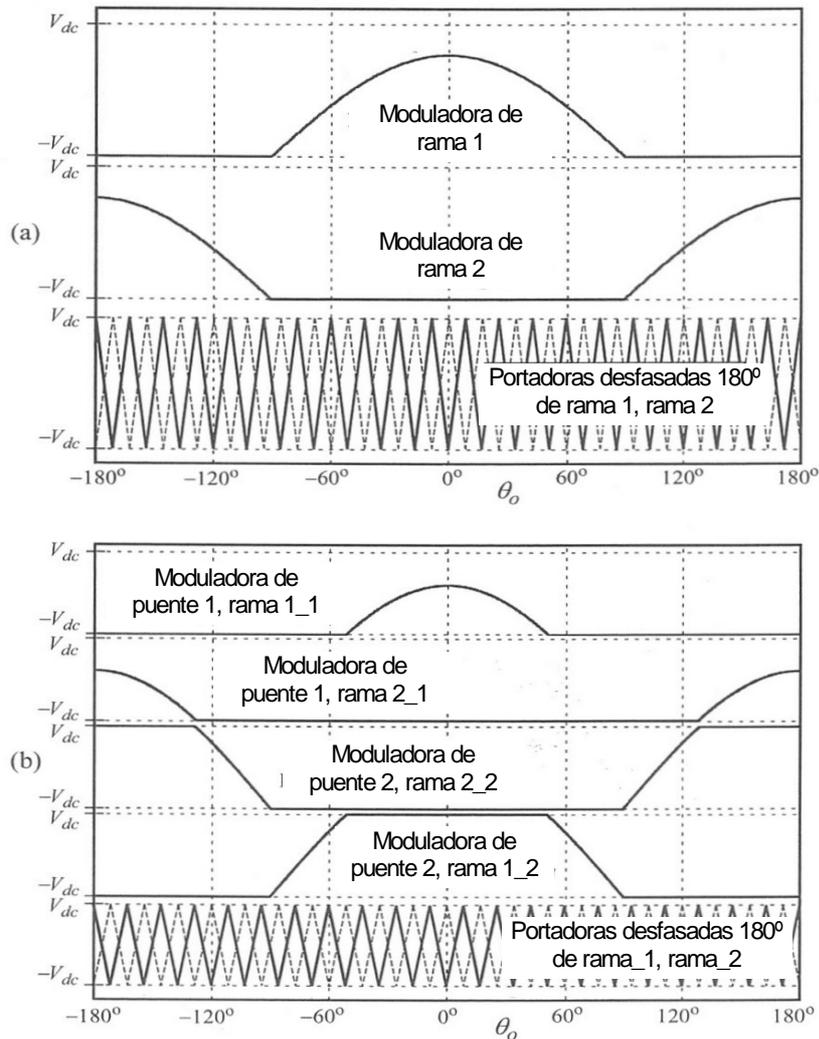


Figura 2.42. Señales de referencia y portadoras de un convertidor en cascada de (a) 3 niveles y (b) 5 niveles para una modulación equivalente a la PD.

Para la modulación equivalente de un convertidor de tres niveles, con un puente-H por fase, habrá dos señales de referencia por cada fase del convertidor, una para cada rama del puente. Además habrá dos señales portadoras desfasadas 180° , una para cada rama del puente. Para la modulación equivalente de un convertidor de cinco niveles, con dos puentes-H por fase, habrá cuatro señales de referencia por cada fase del convertidor, una para cada rama de cada puente. Para cada fase habrá dos señales portadoras desfasadas 180° , una para la rama_1 y otra para la rama_2.

Una limitación de la modulación PWM aplicada a los convertidores DCI de 5 o más niveles, y de la correspondiente modulación discontinua para dos o más puentes-H en cascada, es que se produce una carga de conmutación desigual entre distintos transistores del convertidor. Mientras este desequilibrio de conmutaciones normalmente es inevitable en

convertidores DCI, se puede compensar en los convertidores en cascada. Para ello se deben intercambiar segmentos de las señales de referencia de cada rama_x de cada fase, a lo largo de múltiples ciclos fundamentales. En la Figura 2.43 se ilustra este intercambio para un convertidor en cascada de 5 niveles. De esta manera se consigue equilibrar el número de conmutaciones en los transistores de cada fase.

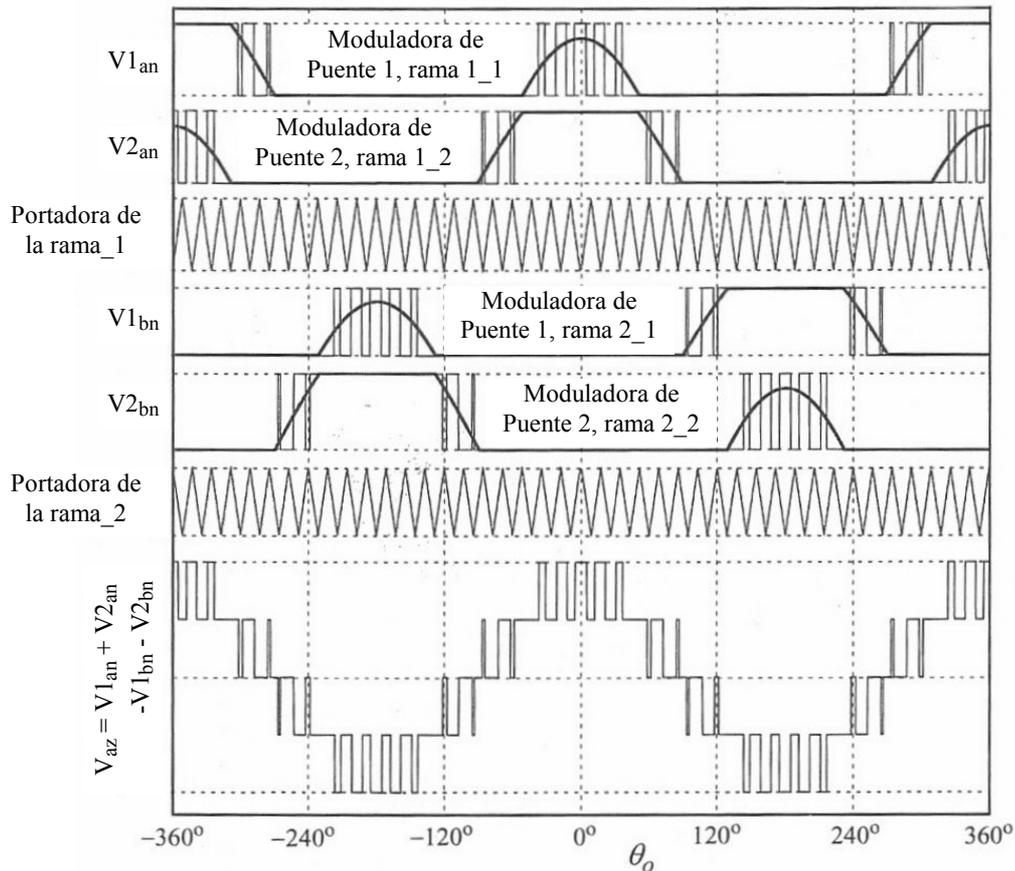


Figura 2.43. Señales de referencia y portadoras de un convertidor en cascada de 5 niveles para una modulación equivalente a la PD, con equilibrado de la carga de conmutación de los transistores del convertidor.

2.4.1.9 Modulación equivalente a la PD PWM para convertidores FLC

La modulación PWM discontinua no es muy adecuada para la topología FLC. La carga de conmutación de los transistores y las tensiones de celda se deben equilibrar a una frecuencia mayor que la fundamental, mientras que en la topología de puentes en cascada se pueden equilibrar a una frecuencia igual a la fundamental sin que esto suponga un problema. Esto es debido a los condensadores flotantes, lógicamente.

Para obtener una modulación equivalente a la PD hay que tener en cuenta que cada corte de la tensión de referencia con una recta de pendiente positiva de la señal triangular supone la

disminución de un nivel en la tensión de salida, mientras que cada corte de la tensión de referencia con una recta de pendiente negativa de la señal portadora supone el aumento de un nivel en la tensión de salida. Para conseguir este efecto en los mismos instantes de tiempo que con la modulación PD, se propuso como aportación durante la obtención del Diploma de Estudios Avanzados la modulación equivalente de la Figura 2.44, cuya implementación no es demasiado compleja, que fue denominada **PDEFCLM** (PD Equivalent Flying Capacitors Modulation).

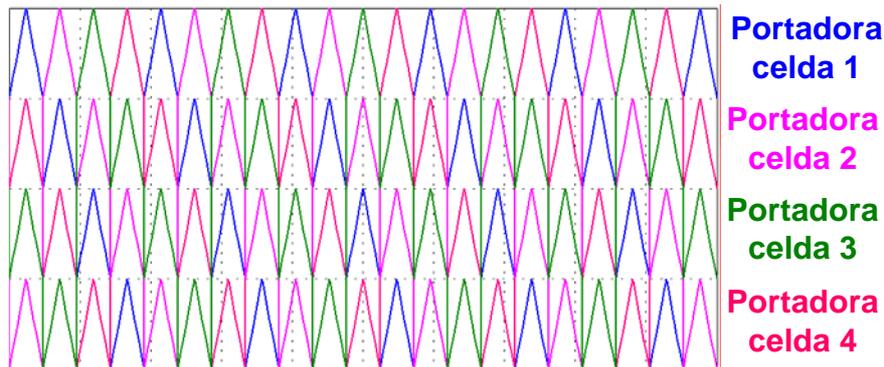


Figura 2.44. Señales portadoras de un convertidor FLC de 5 niveles para una modulación equivalente a la PD, con equilibrado de la carga de conmutación de los transistores del convertidor.

Esta técnica garantiza la conservación de las propiedades del espectro armónico de la modulación PD, además de equilibrar las pérdidas de conmutación en todas las celdas, a una frecuencia igual a la de la portadora dividido entre $(L-1)$, siendo L el número de niveles del convertidor. Esta estrategia también se puede utilizar para los convertidores de puentes-H en cascada.

– **Implementación de la modulación PDEFCLM de tres niveles**

La Figura 2.45 muestra una rama de un convertidor FLC de tres niveles. En la Figura 2.46 se pueden observar las señales portadoras correspondientes a los interruptores S_1 y S_2 y la señal de referencia de la rama, así como su tensión de salida con respecto al punto medio del Bus.

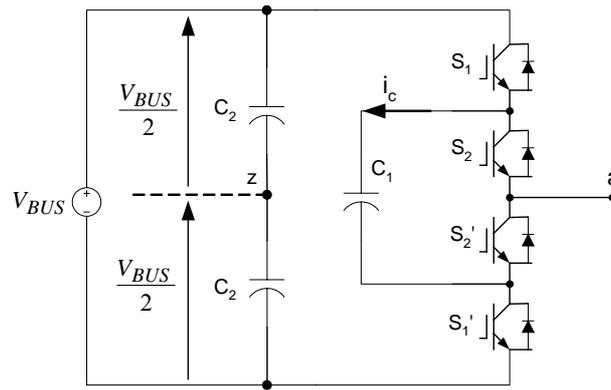


Figura 2.45. Una rama de un convertidor FLC trinivel

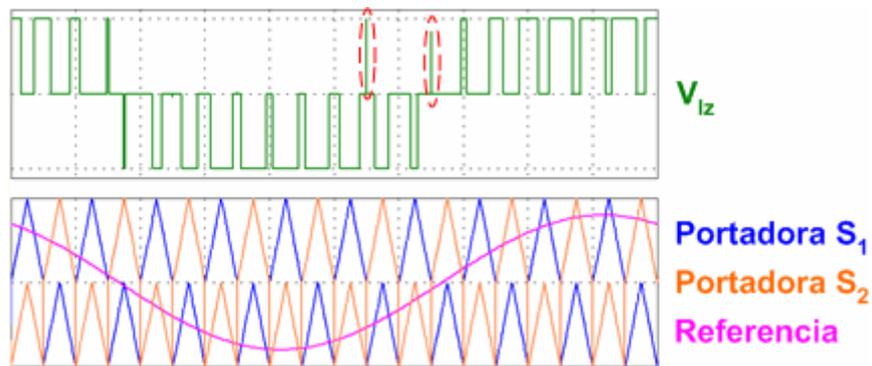


Figura 2.46. Señales portadoras correspondientes a los interruptores S_1 y S_2 , señal de referencia de la rama y tensión de salida v_{Lz} con respecto al punto medio del Bus.

En la Figura 2.46 se aprecia que a la hora de implementar esta modulación se producen algunos picos indeseados en la tensión de salida en algunas transiciones de las señales portadoras del semiplano positivo al negativo y viceversa, siempre que la señal de referencia es negativa. Esto es debido a que en esos instantes de transición se produce un corte de las señales portadoras con la señal de referencia, inexistente en la modulación PD. Entonces uno de los interruptores pasa de estado de conducción a estado de bloqueo y el otro pasa de estado de bloqueo a estado de conducción. Tal y como muestra la Tabla 2.17, cuando un interruptor está en estado de bloqueo y el otro en estado de conducción, la tensión de rama de salida es nula.

En un caso ideal, si el paso de ON a OFF y viceversa de los dos transistores se diera en el mismo instante, la tensión de salida sería nula en ese instante. Sin embargo, en la realidad no se puede dar la transición de los dos transistores en el mismo instante, por lo que aparecen los picos resaltados en la tensión de rama de la Figura 2.46, incluso para una simulación en condiciones ideales.

| Salida | Estado de los interruptores | | | |
|--------------|-----------------------------|-------|--------|--------|
| | S_1 | S_2 | S_1' | S_2' |
| V_{az} | | | | |
| $V_{BUS}/2$ | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| $-V_{BUS}/2$ | 0 | 0 | 1 | 1 |

Tabla 2.17. Estado de los interruptores para las distintas tensiones de salida

Para evitar estos picos se debe implementar una modulación cuyas transiciones en la tensión de salida se den en los mismos instantes que para la modulación expuesta en la Figura 2.46, pero evitando que las transiciones simultáneas de las señales portadoras se crucen con la señal de referencia. A partir de la modulación expuesta se puede deducir que es posible obtener un resultado favorable mediante la modulación que se ilustra en la Figura 2.47. Las señales portadoras tendrán la forma de la Figura 2.47 (a) cuando la señal de referencia de la fase correspondiente sea positiva, y tendrán la forma de la Figura 2.47 (b) cuando la señal de referencia de la fase correspondiente sea negativa. De esta manera las transiciones simultáneas de las señales portadoras se producen en el semiplano negativo cuando la señal de referencia es positiva, y en el semiplano positivo cuando la señal de referencia es negativa, evitando así que estos saltos de tensión en las señales portadoras se crucen con la señal de referencia.

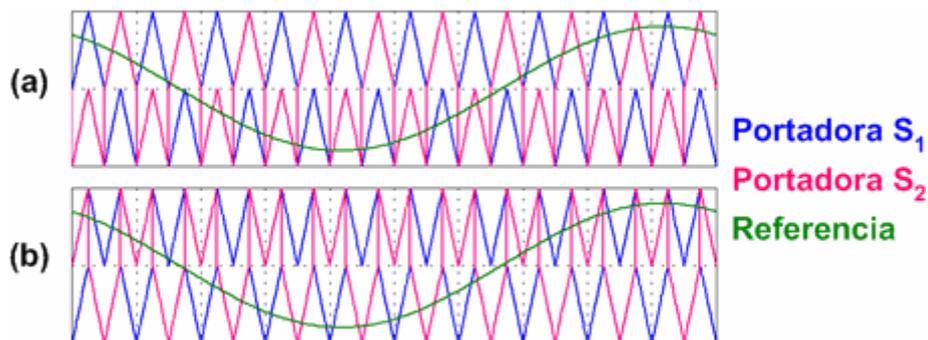


Figura 2.47. Señales portadoras y de referencia

(a) siempre que la referencia sea positiva

(b) siempre que la referencia sea negativa

Por lo tanto se debe cambiar de una señal portadora a otra cuando la señal de referencia pase de ser positiva a ser negativa (o viceversa), y se haya completado un ciclo de la señal portadora. Las señales portadoras resultantes se ilustran en la Figura 2.48.

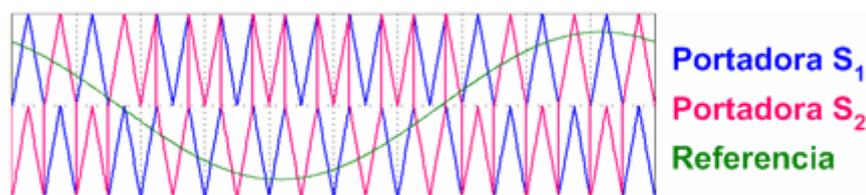


Figura 2.48. Señales portadoras y de referencia de una rama para una modulación PDEFPCM.

Las portadoras de cada fase deberán cambiar cada vez que la correspondiente señal de referencia pase del semiplano positivo al negativo o viceversa, por lo que habrá dos señales portadoras para cada fase. La modulación resultante es bastante más compleja que una modulación PD PWM, pero no entraña una dificultad práctica inabordable.

2.4.1.10 Relación de frecuencias y subarmónicos

En la literatura se encuentra ampliamente difundida la afirmación de que la relación de frecuencias debe ser entera para evitar la aparición de subarmónicos, sobre todo para relaciones de frecuencia bajas. Los subarmónicos son componentes armónicos con una frecuencia menor que la fundamental. Sin embargo, de las soluciones analíticas presentadas se deduce que estos componentes armónicos no son resultado del proceso de modulación. La única manera en la que la modulación puede producir armónicos por debajo de la frecuencia fundamental es que la frecuencia de la portadora sea tan pequeña que los armónicos más bajos de la primera banda lateral se encuentren por debajo de la frecuencia fundamental.

En la práctica se observa que los subarmónicos se producen debido a que la tensión del Bus DC no es constante en la realidad, mientras que en los cálculos analíticos realizados se ha supuesto una tensión de Bus constante.

Otra afirmación que se encuentra a menudo en la literatura es que en los convertidores trifásicos se produce una óptima cancelación de armónicos entre las tensiones de fase si se utiliza una señal portadora con una frecuencia triplen (múltiplo de tres) impar de la frecuencia fundamental de referencia ($f_c = 3kf_0$, $k = 1, 3, 5$, etc.), sobre todo para relaciones de frecuencia portadora/fundamental bajas. Sin embargo, en las soluciones analíticas presentadas en este trabajo se ilustra que la cancelación de armónicos entre tensiones de rama no depende de la relación de frecuencias f_c/f_0 .

2.4.1.11 Inyección de armónico de orden 3 en la señal de referencia

Una limitación importante de la modulación senoidal-triangular PWM fundamental de inversores trifásicos es que el máximo pico fundamental de la tensión de línea que se puede

obtener a la salida, para un índice de modulación de $M = 1$, es de $\sqrt{3} \cdot V_{dc}$, con una tensión de Bus DC de $2 \cdot V_{dc}$. Una opción de aumentar el pico de la tensión de salida es incluir un armónico de orden 3, denominado **tercer armónico**, en la señal de referencia de cada fase. Este armónico de orden 3 no afecta a la tensión de línea de salida, ya que se cancela entre tensiones de fase. De esta manera se puede aumentar el índice de modulación M por encima de 1 sin entrar en la región de sobremodulación, en la que la magnitud de la señal de referencia supera la magnitud del pico de la señal portadora varias veces a lo largo de un ciclo fundamental. La sobremodulación produce armónicos de banda base y se debe evitar en lo posible.

Las ecuaciones que definen las señales de referencia incluyendo el armónico de orden 3 son:

$$V_{az(ref)} = V_{dc} \cdot (M \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + M_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega_0 \cdot t)) \quad (2.121)$$

$$V_{bz(ref)} = V_{dc} \cdot (M \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - 2\pi/3) + M_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega_0 \cdot t)) \quad (2.122)$$

$$V_{cz(ref)} = V_{dc} \cdot (M \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + 2\pi/3) + M_3 \cdot \cos(3 \cdot \omega_0 \cdot t)) \quad (2.123)$$

El armónico de orden 3 no afecta al valor de la señal de referencia cuando $\omega_0 \cdot t = (2k + 1) \cdot \pi/6$, ya que $\cos(3 \cdot (2k + 1) \cdot \pi/6) = 0$, $\forall k$. El valor de M_3 se puede elegir para $k = 0$, de manera que el pico de las señales de referencia (2.121)-(2.123) se produzca cuando el armónico de orden 3 sea nulo, en $\omega_0 \cdot t = \pi/6$. Para $k = 0$ la tensión $V_{az(ref)}$ alcanza su máximo cuando

$$\frac{dV_{az(ref)}}{d\omega_0 t} = -M \cdot V_{dc} \cdot \sin(\pi/6) - 3 \cdot M_3 \cdot V_{dc} \cdot \sin(3\pi/6) = 0 \quad (2.124)$$

Por lo que

$$M_3 = -\frac{M}{6} \quad (2.125)$$

Teniendo en cuenta estas condiciones, el valor máximo de M se producirá cuando

$$\left| V_{az(ref)} \right| = \left| M \cdot V_{dc} \cdot \cos(\pi/6) - \frac{M}{6} \cdot V_{dc} \cdot \cos(3\pi/6) \right| = V_{dc} \quad (2.126)$$

La ecuación (2.126) se cumple para $M = 2/\sqrt{3} = 1.15$, lo que significa que se puede aumentar un 15% el índice de modulación cuando se incluyen armónicos de orden 3 en las

señales de referencia. La magnitud del armónico de orden 3 es la sexta parte de la magnitud de la componente fundamental.

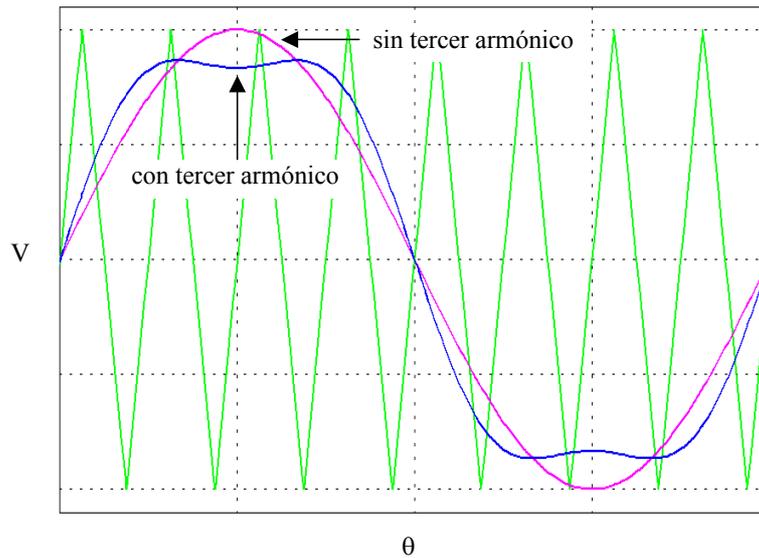


Figura 2.49. Señales de referencia con y sin inyección de tercer armónico.

La Figura 2.49 muestra las señales de referencia de una fase con y sin inyección de armónico de orden 3. Se observa la reducción en la magnitud del pico de la señal de referencia con inyección de tercer armónico, y por lo tanto la posibilidad de aumentar el índice de modulación lineal. La solución analítica de la tensión de salida utilizando una referencia con componente fundamental y armónico de orden 3 se puede encontrar en [79]. Del espectro armónico obtenido mediante la solución analítica se deduce que la energía de los armónicos laterales se distribuye de manera distinta al caso de una modulación con referencia senoidal fundamental (sin tercer armónico). Esta redistribución de armónicos deriva en una reducción considerable del WTHD, lo que es otra ventaja a añadir a la inyección de un tercer armónico en la señal de referencia [76].

Al igual que en los convertidores de dos niveles, se puede inyectar una componente de tercer armónico en las señales de referencia de fase de los convertidores multinivel.

Los efectos de introducir un componente de tercer armónico en las señales de referencia de fase de un convertidor de dos niveles son:

- Posibilita el aumento del índice de modulación en un 15% sin pasar a la región no lineal de sobremodulación.
- Mejora el espectro armónico de las tensiones de línea de salida.

En un convertidor multinivel se mantiene el aumento del 15% en el índice de modulación, pero la mejora del espectro armónico es despreciable, cuando se produce. Además, para relaciones de frecuencia no elevadas ($f_c/f_0 \approx 20$) se puede producir un aumento del WTHD al inyectar un tercer armónico en las señales de referencia [76].

2.4.1.12 Influencia de la ubicación del pulso de salida

La posición del pulso de salida es un factor crucial para determinar el espectro armónico de una modulación PWM. El objetivo principal de cualquier estrategia PWM es generar una tensión de línea de salida con un pulso activo en cada semiperíodo de la señal portadora, con el mismo promediado que el de la señal de referencia en ese mismo semiperíodo. Esto se consigue para una duración determinada del pulso activo, independientemente de su posición en el semiperíodo de la portadora.

La Figura 2.50 muestra dos posiciones extremas de dos pulsos de tensión para un factor de ciclo del 50% y la corriente en cada caso para una carga inductiva. Se puede observar que cuando los pulsos están centrados en cada semiperíodo de la portadora el rizado de corriente es menor que cuando los pulsos se sitúan en los extremos internos de cada semiperíodo. Además, la frecuencia del rizado de corriente es doble cuando los pulsos están centrados. Teniendo en cuenta que las pérdidas armónicas en la carga son proporcionales al valor RMS del rizado de corriente, también dependerán de la localización de los pulsos. En [80] se detallan las ventajas de centrar los pulsos en cada semiperíodo de portadora. Como conclusión se puede decir que las estrategias de modulación que centran los pulsos en cada semiperíodo de portadora tienen un espectro armónico mejor que las que no centran los pulsos de salida. Sin embargo, el coste suele ser normalmente la necesidad de modular las tensiones de fase independientemente.

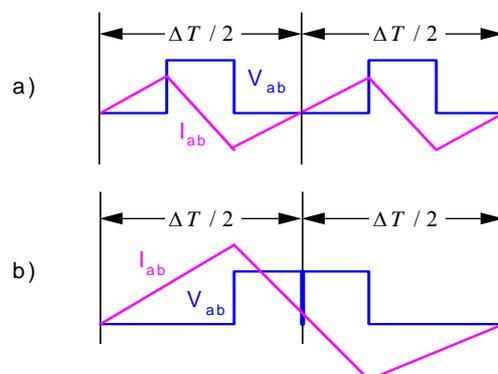


Figura 2.50. Ubicación de pulsos de tensión en un semiperíodo de la señal portadora

a) caso más favorable , b) caso más desfavorable.

2.4.2 Modulación PWM vectorial

2.4.2.1 Representación vectorial de variables trifásicas

En un sistema trifásico las variables de las fases a, b y c se pueden interpretar como las componentes de un vector tridimensional, denominado **vector espacial**, perteneciente a un espacio tridimensional ortogonal con ejes a, b, c. La proyección de este vector sobre los ejes es igual al valor instantáneo de las variables de cada fase.

En un sistema trifásico equilibrado se cumple que $v_a + v_b + v_c = 0$, ecuación que define un plano χ en el espacio tridimensional abc, teniendo en cuenta que la definición de un plano viene dada por la ecuación:

$$k_1 \cdot x + k_2 \cdot y + k_3 \cdot z = K \quad (2.127)$$

La Figura 2.51 muestra el plano χ , que es perpendicular al vector $[1 \ 1 \ 1]^T$.

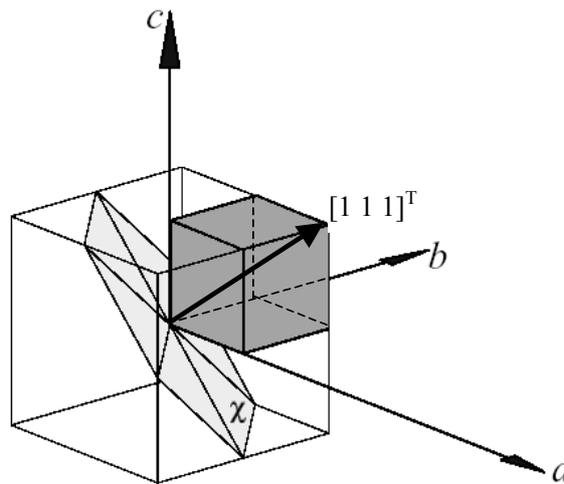


Figura 2.51. Espacio tridimensional abc. Plano χ .

Se va a definir un nuevo espacio tridimensional ortogonal $\alpha\beta\gamma$, dos de cuyos ejes se encuentran en el plano χ :

- El eje α se elige como la proyección del eje a sobre el plano χ .
- El eje γ es colineal con el vector $[1 \ 1 \ 1]^T$.
- El eje β se define mediante la regla de la mano derecha.

Para pasar de las coordenadas de un vector f en ejes a, b, c a sus coordenadas en ejes α , β , γ , se utiliza la matriz de transformación

$$\begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta\gamma} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \quad (2.128)$$

Para obtener las componentes (a, b, c) del vector a partir de sus componentes (α , β , γ) se utiliza la matriz de transformación inversa

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta\gamma/abc} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta\gamma}^{-1} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta\gamma}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.129)$$

Un vector giratorio en el sistema $\alpha\beta\gamma$ puede ser un vector constante en un sistema giratorio. Se van a definir los ejes giratorios d, q tal y como muestra la Figura 2.52.

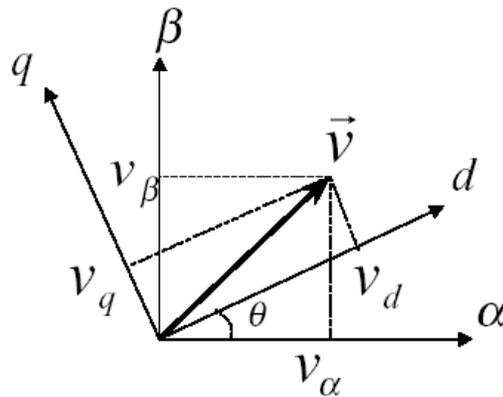


Figura 2.52. Definición de ejes d, q.

Las coordenadas (α , β) de un vector en el plano χ se transforman en las coordenadas (d, q) en el mismo plano mediante la siguiente transformación:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.130)$$

$$\theta = \int_0^t \omega(\tau) \cdot d\tau + \theta(0), \text{ donde } \omega \text{ es la velocidad de rotación.}$$

Si se define un tercer eje 0, de manera que se mantenga igual al eje γ , se obtiene un nuevo sistema tridimensional ortogonal dq0. Para obtener las componentes de un vector f en coordenadas (d, q, 0) a partir de sus componentes en coordenadas (α , β , γ) se utiliza la transformación:

$$\begin{pmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\gamma/dq0} \cdot \begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} \quad (2.131)$$

La transformación inversa viene dada por:

$$\mathbf{T}_{dq0/\alpha\beta\gamma} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\gamma/dq0}^{-1} = \mathbf{T}_{\alpha\beta\gamma/dq0}^T \quad (2.132)$$

Para obtener las componentes de un vector en coordenadas (d, q, 0) a partir de sus coordenadas (a, b, c) se utiliza la denominada transformación de Park:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{pmatrix} &= \mathbf{T}_{\alpha\beta\gamma/dq0} \cdot \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta\gamma} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{pmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{pmatrix} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.133)$$

La transformación inversa viene dada por:

$$\mathbf{T}_{dq0/abc} = \mathbf{T}_{abc/dq0}^{-1} = \mathbf{T}_{abc/dq0}^T \quad (2.134)$$

El hecho de que en un sistema trifásico equilibrado se cumpla que $v_a + v_b + v_c = 0$ significa que el vector espacial que representa al sistema trifásico de tensiones pertenece al plano χ , por lo que su componente γ es nula. Así pues, la transformación (2.128) se convierte en

$$\begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta\gamma} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \quad (2.135)$$

Por otra parte se tiene que

$$\begin{aligned} f_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(f_a - \frac{1}{2} f_b - \frac{1}{2} f_c \right) \\ f_a &= -f_b - f_c \\ f_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \left(f_a + \frac{1}{2} f_a \right) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot f_a \end{aligned}$$

Por lo que (2.135) se puede escribir como:

$$\begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta\gamma} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \quad (2.136)$$

2.4.2.2 Modulación vectorial de convertidores trifásicos de dos niveles

La Figura 2.53 muestra un convertidor trifásico de dos niveles con una carga equilibrada. Las funciones de conmutación S_a , S_b , y S_c se definen tal y como se ilustra en las expresiones (2.137)-(2.139):

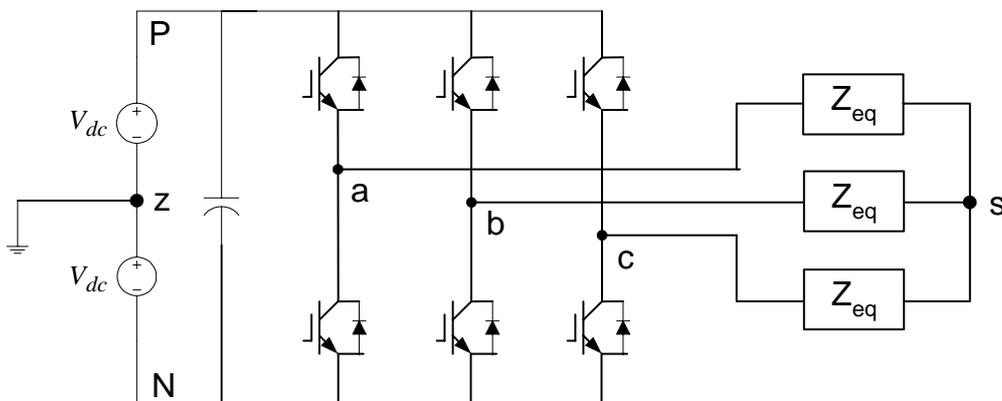


Figura 2.53. Convertidor trifásico de dos niveles con carga equilibrada.

$$S_a = \begin{cases} 1 & \text{cuando la fase a está conectada a P} \\ 0 & \text{cuando la fase a está conectada a N} \end{cases} \quad (2.137)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & \text{cuando la fase b está conectada a P} \\ 0 & \text{cuando la fase b está conectada a N} \end{cases} \quad (2.138)$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & \text{cuando la fase c está conectada a P} \\ 0 & \text{cuando la fase c está conectada a N} \end{cases} \quad (2.139)$$

Las tensiones de las tres fases con respecto al punto N se pueden expresar como:

$$\begin{aligned} V_{aN} &= 2 \cdot V_{dc} \cdot S_a \\ V_{bN} &= 2 \cdot V_{dc} \cdot S_b \\ V_{cN} &= 2 \cdot V_{dc} \cdot S_c \end{aligned} \quad (2.140)$$

Las tensiones de línea son por tanto

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{aN} - V_{bN} = 2 \cdot V_{dc} \cdot (S_a - S_b) \\ V_{bc} &= V_{bN} - V_{cN} = 2 \cdot V_{dc} \cdot (S_b - S_c) \\ V_{ca} &= V_{cN} - V_{aN} = 2 \cdot V_{dc} \cdot (S_c - S_a) \end{aligned} \quad (2.141)$$

Al tener la carga conectada en estrella se tiene:

$$\begin{aligned} V_{as} &= V_{az} - V_{sz} = V_{aN} - V_{sN} \\ V_{bs} &= V_{bz} - V_{sz} = V_{bN} - V_{sN} \\ V_{cs} &= V_{cz} - V_{sz} = V_{cN} - V_{sN} \end{aligned} \quad (2.142)$$

Sumando las tres ecuaciones de (2.142) resulta

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} - 3 \cdot V_{sN} \quad (2.143)$$

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = V_{az} + V_{bz} + V_{cz} - 3 \cdot V_{sz} \quad (2.144)$$

En un sistema trifásico equilibrado se cumple que $V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$, por lo que

$$V_{sN} = \frac{1}{3} \cdot (V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}) \quad (2.145)$$

$$V_{sz} = \frac{1}{3} \cdot (V_{az} + V_{bz} + V_{cz}) \quad (2.146)$$

Si las tensiones trifásicas AC de salida del convertidor, normalmente con respecto al punto medio z del Bus DC, forman un sistema balanceado de tensiones, se cumple que para las componentes fundamentales de las tensiones de rama $V_{az}^* + V_{bz}^* + V_{cz}^* = 0$, por lo que

de (2.146) se concluye que $V_{sz}^* = 0$. Por lo tanto, a partir de la expresión (2.142) resulta que las tensiones de referencia en la carga $V_{ls,ref}$, que son a su vez las componentes fundamentales V_{ls}^* de las tensiones V_{ls} , coinciden con las componentes fundamentales V_{lz}^* , que son a su vez las tensiones de referencia $V_{lz,ref}$ (2.147).

$$V_{ls,ref} = V_{lz,ref}, \text{ con } l = a, b, c \quad (2.147)$$

Por otra parte, sustituyendo (2.145) en (2.142) se obtiene

$$V_{as} = V_{aN} - \frac{1}{3} \cdot (V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}) = \frac{2}{3} \cdot V_{aN} - \frac{1}{3} \cdot V_{bN} - \frac{1}{3} \cdot V_{cN} \quad (2.148)$$

Por lo tanto, de (2.140) resulta:

$$V_{as} = 2 \cdot V_{dc} \cdot \left(\frac{2}{3} S_a - \frac{1}{3} \cdot S_b - \frac{1}{3} \cdot S_c \right) \quad (2.149)$$

De la misma manera se obtiene:

$$V_{bs} = 2 \cdot V_{dc} \cdot \left(\frac{2}{3} S_b - \frac{1}{3} \cdot S_a - \frac{1}{3} \cdot S_c \right) \quad (2.150)$$

$$V_{cs} = 2 \cdot V_{dc} \cdot \left(\frac{2}{3} S_c - \frac{1}{3} \cdot S_a - \frac{1}{3} \cdot S_b \right) \quad (2.151)$$

De las ecuaciones (2.149)-(2.151) se puede deducir que el convertidor trifásico de dos niveles tiene ocho estados de conmutación posibles (2^3). La Tabla 2.18 muestra las tensiones de fase V_{l-s} en la carga para los distintos estados posibles, así como los vectores espaciales asociados a dichos estados.

En un sistema trifásico equilibrado las tensiones de referencia de fase en la carga son:

$$V_{as} = V_1 \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (2.152)$$

$$V_{bs} = V_1 \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.153)$$

$$V_{cs} = V_1 \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.154)$$

| | S_a | S_b | S_c | V_{as} | V_{bs} | V_{cs} |
|-------------|-------|-------|-------|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| \vec{V}_0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| \vec{V}_1 | 1 | 0 | 0 | $\frac{4}{3} \cdot V_{dc}$ | $-\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ | $-\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ |
| \vec{V}_2 | 1 | 1 | 0 | $\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ | $\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ | $-\frac{4}{3} \cdot V_{dc}$ |
| \vec{V}_3 | 0 | 1 | 0 | $-\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ | $\frac{4}{3} \cdot V_{dc}$ | $-\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ |
| \vec{V}_4 | 0 | 1 | 1 | $-\frac{4}{3} \cdot V_{dc}$ | $\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ | $\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ |
| \vec{V}_5 | 0 | 0 | 1 | $-\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ | $-\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ | $\frac{4}{3} \cdot V_{dc}$ |
| \vec{V}_6 | 1 | 0 | 1 | $\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ | $-\frac{4}{3} \cdot V_{dc}$ | $\frac{2}{3} \cdot V_{dc}$ |
| \vec{V}_7 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |

Tabla 2.18. Tensiones simples en la carga para los distintos estados posibles. Vectores espaciales asociados a cada estado.

A partir de(2.152)-(2.154), mediante la transformación (2.136), se obtienen las tensiones de referencia de fase en la carga, en el plano $\alpha\beta$:

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_1 \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (2.155)$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_1 \cdot \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_1 \cdot \sin\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) = -\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_1 \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (2.156)$$

Teniendo en cuenta que la ecuación de una circunferencia con centro en el origen es $x^2 + y^2 = r^2$, y que $V_\alpha^2 + V_\beta^2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_1\right)^2$, se deduce que el vector espacial de referencia irá describiendo una circunferencia en el plano $\alpha\beta$. El vector rotará a una velocidad angular igual a la frecuencia angular de la señal de referencia. La magnitud del vector espacial en el plano χ es de $\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_1$, siendo V_1 la amplitud de la tensión de fase en la carga V_{l-s} . Debido a que la longitud del vector rotatorio no es igual a la amplitud de la señal senoidal, se suele hacer un cambio de escala para igualarlos. La diferencia se debe a que los vectores \vec{V}_{as} , \vec{V}_{bs} y \vec{V}_{cs} no se encuentran en el plano χ . Si se multiplica la matriz de transformación por $\sqrt{\frac{2}{3}}$ se igualan la magnitud del vector espacial en el plano χ y las amplitudes de las tensiones de fase.

Para un sistema desequilibrado en el que el vector espacial tiene componente en la dirección del eje γ , habrá que utilizar otro factor de escala para la componente del eje γ . Realizando el cambio de escala en la expresión (2.135) se obtiene:

$$\begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \quad (2.157)$$

Teniendo en cuenta que en un sistema trifásico equilibrado $f_a + f_b + f_c = 0$, se tiene

$$f_\alpha = \frac{2}{3} \cdot \left(f_a - \frac{1}{2} \cdot f_b - \frac{1}{2} \cdot f_c \right) = f_a \quad (2.158)$$

Por lo que (2.157) se puede describir como

$$\begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \quad (2.159)$$

La transformación inversa se obtiene a partir de (2.157):

$$\begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} = \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \right)^{-1} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_\gamma \end{pmatrix} \quad (2.160)$$

Como muestra la Tabla 2.18, cada estado del convertidor tiene asociada una tensión V_{l-s} . Estas tensiones se pueden representar mediante su vector espacial asociado en el plano χ , utilizando la relación de transformación (2.159) para un sistema trifásico equilibrado. Por ejemplo, para el estado de conmutación $(S_a, S_b, S_c) = (0, 1, 0)$ se obtienen las siguientes coordenadas (α, β, γ) del vector espacial \vec{V}_3 a partir de sus coordenadas (a, b, c).

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ V_{\gamma s} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} -\frac{2 \cdot V_{dc}}{3} \\ \frac{4 \cdot V_{dc}}{3} \\ -\frac{2 \cdot V_{dc}}{3} \end{pmatrix} \quad (2.161)$$

De donde:

$$V_{\alpha s} = -\frac{2 \cdot V_{dc}}{3} \quad (2.162)$$

$$V_{\beta s} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (2.163)$$

$$V_{\gamma s} = 0 \quad (2.164)$$

La magnitud del vector \vec{V}_3 es

$$|\vec{V}_3| = \sqrt{V_{\alpha s}^2 + V_{\beta s}^2 + V_{\gamma s}^2} = \sqrt{\left(\frac{2 \cdot V_{dc}}{3}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot V_{dc}}{\sqrt{3}}\right)^2} = \frac{4 \cdot V_{dc}}{3} \quad (2.165)$$

Los ocho estados del convertidor representados en la Tabla 2.18 tienen asociado un vector espacial cuyas componentes del plano χ se pueden calcular de la misma manera que se ha hecho para el vector \vec{V}_3 . La Figura 2.54 muestra los vectores estáticos asociados a los ocho estados posibles del convertidor, donde las “coordenadas” de cada vector representan el nivel de tensión al que se conectan las fases a, b, y c.

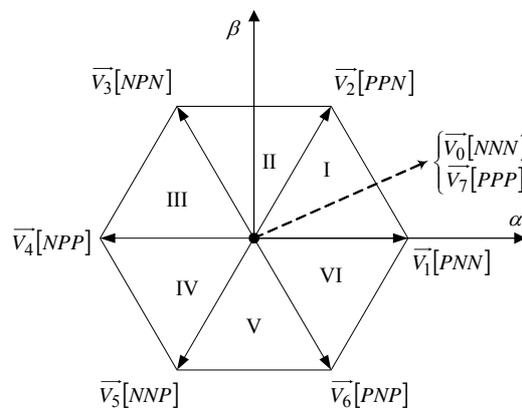


Figura 2.54. Vectores espaciales asociados a los distintos estados posibles del convertidor.

Ha de notarse que de estos ocho estados, seis estados son activos mientras que los dos restantes son nulos. También es interesante destacar que el pico máximo de tensión de fase que se puede obtener a través del inversor es de $V_m = 4 \cdot V_{dc}/3$, que es la longitud de los vectores activos. El hexágono que forman los vectores de salida del inversor está dividido en seis sectores diferentes que se suelen denominar **sextantes**.

La modulación vectorial consiste en obtener una tensión de salida cuya media sea igual a la de la señal de referencia a lo largo de un período de conmutación $\Delta T/2$. La Figura 2.55

muestra cómo se obtiene una señal de referencia del sector I a partir de los vectores espaciales estáticos de ese sector en el plano $\alpha\beta$.

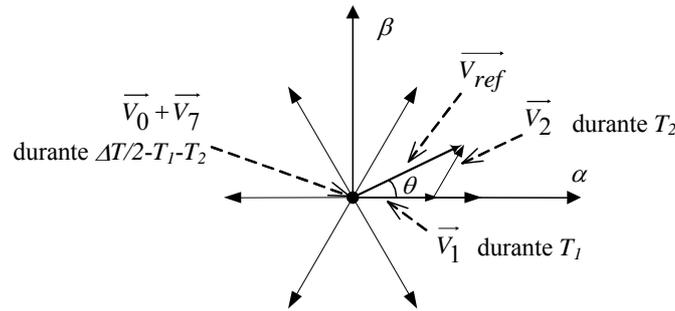


Figura 2.55. Obtención de un vector de referencia objetivo en el sector I

Asumiendo que \vec{V}_{ref} es constante durante el período de conmutación $\Delta T/2$, se tiene

$$\vec{V}_{ref} \cdot \frac{\Delta T}{2} = T_1 \cdot \vec{V}_1 + T_2 \cdot \vec{V}_2 \quad (2.166)$$

Que es lo mismo que

$$V_{ref} \cdot (\cos \theta + j \sin \theta) \cdot \frac{\Delta T}{2} = T_1 \cdot V_m + T_2 \cdot V_m \cdot \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right) \quad (2.167)$$

Igualando las componentes real e imaginaria de (2.167) se obtiene:

$$T_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{ref}}{V_m} \cdot \frac{\Delta T}{2} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \quad (2.168)$$

$$T_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{ref}}{V_m} \cdot \frac{\Delta T}{2} \cdot \sin \theta \quad (2.169)$$

Teniendo en cuenta que $0 \leq T_1, T_2 \leq \Delta T/2$ el valor máximo de la tensión de referencia objetivo debería ser de V_m , para $\theta = 0$ y $\theta = \pi/3$. Sin embargo, se debe cumplir también la siguiente restricción:

$$T_1 + T_2 \leq \frac{\Delta T}{2} \quad (2.170)$$

De (2.168)-(2.170) se deduce

$$\frac{\Delta T}{2} \geq \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{ref}}{V_m} \cdot \frac{\Delta T}{2} \cdot \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) + \sin \theta \right) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{ref}}{V_m} \cdot \frac{\Delta T}{2} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{6} - \theta \right) \quad (2.171)$$

El miembro derecho de la ecuación (2.171) será máximo para $\theta = \pi/6$, en cuyo caso

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{ref,max}}{V_m} = 1 \rightarrow V_{ref,max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_m = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{4}{3} V_{dc} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc} \quad (2.172)$$

V_{ref} es la tensión de referencia de fase objetivo, por lo que la máxima amplitud de una tensión senoidal de referencia de línea que se puede utilizar es:

$$V_{l-l,max} = \sqrt{3} \cdot V_{ref,max} = 2 \cdot V_{dc} \quad (2.173)$$

Como se quiere obtener una tensión de salida senoidal, el vector de referencia en el plano $\alpha\beta$ irá cambiando para cada período de conmutación, de manera que irá pasando por los seis sectores del hexágono que forman los vectores activos. A la hora de calcular los tiempos de duración de cada vector activo, se puede redefinir el vector de referencia cada 60° para colocarlo en el primer sector del hexágono, y tener así un solo conjunto de expresiones.

La tensión de referencia objetivo máxima (2.173) es la misma que en una modulación senoidal-triangular con inyección de tercer armónico en la señal de referencia, y representa la posibilidad de un incremento del 15% en el índice de modulación sin salir de la zona lineal.

La ventaja principal de la modulación SVM es que permite modificar la ubicación del pulso resultante dentro de cada período de conmutación, por lo que es un grado de libertad adicional que se puede utilizar para mejorar el espectro armónico.

2.4.2.3 Modulación vectorial de convertidores trifásicos multinivel

A. *Secuencias optimizadas para minimizar el número de conmutaciones*

El gran número de estados posibles que ofrece un convertidor multinivel hace necesaria una optimización de la secuencia de los estados del convertidor, representados por los vectores espaciales estáticos en el plano $\alpha\beta$. La Figura 2.56 muestra un diagrama vectorial para un convertidor trinivel de diodos de sujeción (NPC), en el que cada dígito del identificador de cada vector representa el nivel de tensión al que se conectan las fases a, b, y c. Notar que en algunos casos el mismo vector espacial en el plano $\alpha\beta$ se puede obtener mediante distintos estados de conmutación del convertidor.

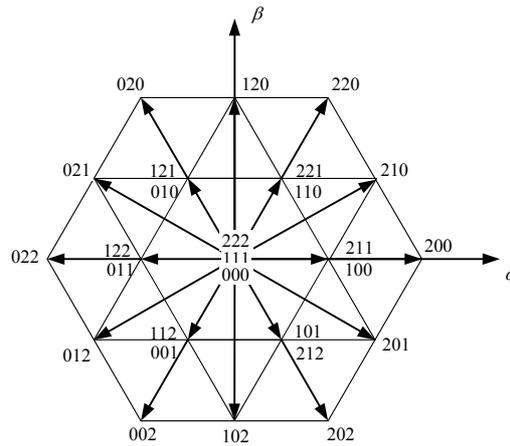


Figura 2.56. Diagrama vectorial de un convertidor de tres niveles (NPC).

Para un convertidor trifásico el mínimo número de conmutaciones en un ciclo de conmutación, en modulación continua (conmutan las tres fases en cada período de conmutación), es de tres (una por fase), por lo que habrá cuatro estados de conmutación en cada período de conmutación. Por lo menos el primero y el último de estos estados deben ser redundantes para poder utilizar los tres vectores más próximos. Una secuencia de vectores espaciales en un período de conmutación podría ser por ejemplo (101-201-211-212).

Dependiendo del sector en el que esté localizado el vector de referencia en el plano $\alpha\beta$ hay dos alternativas para elegir la secuencia:

- Elegir dos vectores con redundancia par y uno con redundancia impar, por ejemplo

$$211/100 \rightarrow 221/110 \rightarrow 210$$

- Elegir un vector con redundancia par y dos con redundancia impar, por ejemplo

$$211/100 \rightarrow 200 \rightarrow 210$$

En la Figura 2.57 se ilustra una porción de un diagrama vectorial de cinco niveles. Al igual que en la modulación SVM de dos niveles, las secuencias de los vectores se han de revertir a lo largo de períodos de conmutación consecutivos.

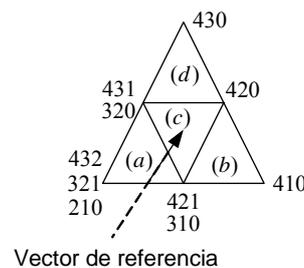


Figura 2.57. Porción de un diagrama vectorial de 5 niveles.

La Tabla 2.19 muestra las secuencias posibles de los vectores espaciales de la Figura 2.57. Para los triángulos (b) y (d) sólo hay una secuencia posible. Para los triángulos (a) y (c) se debe determinar la secuencia más adecuada para que no se den conmutaciones extra al moverse entre triángulos. Por ejemplo, la secuencia (c.i) se debe utilizar al pasar del triángulo (b) al (c), ya que comienza con el mismo estado que la secuencia (b), mientras que la secuencia (c.ii) se debe utilizar al pasar del triángulo (c) al (d), ya que comienza con el mismo estado que la secuencia (d). Dentro del triángulo (c), las secuencias (c.i) y (c.ii) se deben alternar en algún momento, y es conveniente que sea cuando el factor de ciclo para el vector $\{431 / 320\}$ sea mayor que el del vector $\{421 / 310\}$ (ver [81]).

Haciendo las mismas consideraciones para el triángulo (a) se deduce que las secuencias (a.i) y (a.ii) no se deben utilizar, ya que no comienzan con el mismo estado que las secuencias (c). Como consecuencia, sólo se debe utilizar el estado $\{321\}$ del vector de redundancia triple $\{432 / 321 / 210\}$.

| Triángulo | Secuencia |
|-----------|-----------------------------------|
| (a) | (i) $\{432 - 431 - 421 - 321\}$ |
| | (ii) $\{210 - 310 - 320 - 321\}$ |
| | (iii) $\{421 - 321 - 320 - 310\}$ |
| | (iv) $\{431 - 421 - 321 - 320\}$ |
| (b) | $\{421 - 420 - 410 - 310\}$ |
| (c) | (i) $\{421 - 420 - 320 - 310\}$ |
| | (ii) $\{431 - 421 - 420 - 320\}$ |
| (d) | $\{431 - 430 - 420 - 320\}$ |

Tabla 2.19. Posibles secuencias del subconjunto de vectores espaciales de la Figura 2.57.

El mismo análisis para vectores con redundancia par mayor que tres revela que sólo se deben utilizar dos estados para obtener un número mínimo de conmutaciones. Para vectores con redundancia impar mayor que dos sólo se debe utilizar un estado. Hay que destacar que todas las secuencias utilizables para un número optimizado de conmutaciones comienzan y terminan con un vector de redundancia par.

El análisis descrito se ha desarrollado a partir de una topología de diodos de sujeción. Sin embargo, la única diferencia con la topología en cascada y con la de condensadores flotantes es que estas dos topologías presentan más redundancias en los estados del convertidor para

obtener un mismo vector espacial. Un análisis similar para estas dos topologías deriva en una restricción similar de los estados utilizables para obtener un número mínimo de conmutaciones.

El modulador debe determinar los estados adecuados y su duración en cada período de conmutación. El número de estados posibles de un convertidor multinivel aumenta con el cubo del número de niveles del mismo, y el número de vectores espaciales posibles es:

$$N^{\circ}_{\text{vectores}} = 1 + 6 \sum_{i=1}^{L-1} i \quad (2.174)$$

Por ejemplo, un convertidor de dos niveles con $2^3 = 8$ estados posibles, tendrá $1 + 6 = 7$ vectores posibles, mientras que un convertidor de tres niveles con $3^3 = 27$ estados posibles tendrá $1 + 18 = 19$ vectores posibles. El número de estados y vectores posibles aumenta con el número de niveles, y aumenta también el esfuerzo computacional necesario para determinar los instantes de conmutación correctos. Por ello se hace necesario el desarrollo de un algoritmo más efectivo que permita determinar con rapidez los tres vectores más próximos adecuados, así como su duración adecuada en cada período de conmutación. Esta estrategia se denomina **método de descomposición**, que consiste en descomponer el hexágono exterior compuesto por los vectores espaciales de un convertidor de L niveles en múltiples hexágonos correspondientes a convertidores de un número de niveles inferior a L [82].

Otra manera de reducir el esfuerzo computacional necesario para determinar los vectores espaciales adecuados y su duración de actuación, es utilizar un sistema no ortogonal para definir las coordenadas de los vectores espaciales [83].

B. Ubicación óptima de los vectores espaciales en un período de conmutación

Una vez que ha sido elegida la secuencia de vectores espaciales de la modulación, se deben ubicar en cada período de conmutación para optimizar el espectro armónico de las tensiones de salida. La técnica aportada por Fukuda [84] para convertidores de dos niveles se puede utilizar también para convertidores multinivel.

La Figura 2.58(a) muestra la trayectoria del **flujo armónico** (integral en el tiempo de la tensión de salida en el plano $\alpha\beta$). La trayectoria sería circular si la tensión de salida fuera perfectamente senoidal. La Figura 2.58(b) muestra el flujo armónico para un ciclo de conmutación. Se utilizan los vectores espaciales \vec{V}_1 , \vec{V}_2 y \vec{V}_3 con factores de ciclo d_1 , d_2 y

d_3 . El área sombreada de la Figura 2.58(b) es una medida de la distorsión armónica: cuando sea nula no habrá distorsión.

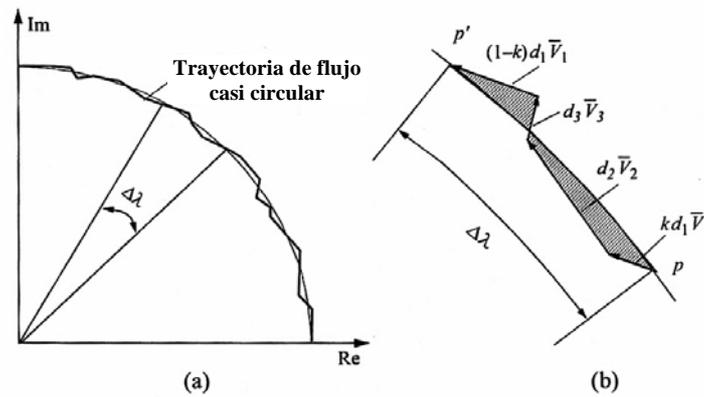


Figura 2.58. Trayectoria del flujo armónico (a). Flujo armónico en un ciclo de conmutación (b).

La duración de la actuación de cada vector espacial es:

$$\begin{aligned} T_{V_1(1)} &= kd_1 \Delta T/2 & T_{V_2} &= d_2 \Delta T/2 \\ T_{V_1(2)} &= (1-k)d_1 \Delta T/2 & T_{V_3} &= d_3 \Delta T/2 \end{aligned} \quad (2.175)$$

donde $\Delta T/2$ es el período de conmutación (semiperíodo de portadora), y k es un factor que divide el tiempo de actuación del vector \bar{V}_1 en dos partes que ocupan la primera y la última posición de la secuencia de vectores espaciales. La ubicación óptima de los vectores espaciales se consigue determinando el valor de k que minimiza el área sombreada de la Figura 2.58 (b). En la Figura 2.59 se pueden observar los valores óptimos de k para los distintos períodos de conmutación a lo largo de un ciclo fundamental, para convertidores de tres y cinco niveles. El valor óptimo de k varía en ambos casos de manera insignificante en torno al valor $1/2$. Por lo tanto, si los períodos de los vectores redundantes de comienzo y fin son iguales, se consigue un espectro armónico prácticamente óptimo. La modulación vectorial que centra los dos vectores de la mitad de la secuencia se denomina **modulación vectorial centrada**.

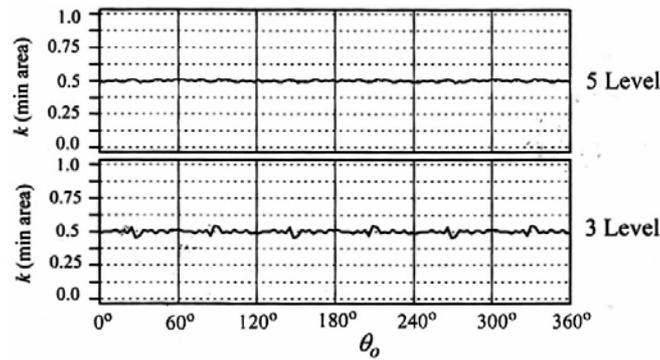


Figura 2.59. Valores óptimos de k para los distintos períodos de conmutación a lo largo de un ciclo fundamental, para convertidores de tres y cinco niveles.

C. Control del rizado de tensión del punto medio del convertidor NPC

El FAP se ha implementado mediante un convertidor NPC, que tiene el problema inherente del rizado de baja frecuencia existente en su punto medio, en estado estacionario. Este rizado afecta a la tensión que deben bloquear los transistores de potencia del convertidor, así como a la distorsión de la tensión de salida del convertidor. Para el buen funcionamiento del convertidor, es muy importante mantener controlada esta tensión dentro de unos valores razonables. La modulación vectorial que se expone en este apartado de manera breve, es la desarrollada en [73]. Esta modulación optimiza el número de conmutaciones utilizando la técnica NTV (Nearest Three Vectors), a la vez que reduce el esfuerzo computacional necesario para determinar los vectores espaciales adecuados, utilizando un sistema no ortogonal para definir las coordenadas de los vectores espaciales [83]. Hay que destacar que la posibilidad del control total de la tensión del punto medio del Bus depende del índice de modulación M con el que se trabaja [85].

La Figura 2.60 muestra los vectores espaciales asociados a los respectivos estados de conmutación del convertidor NPC, asumiendo que las tensiones de los condensadores del Bus estén balanceadas.

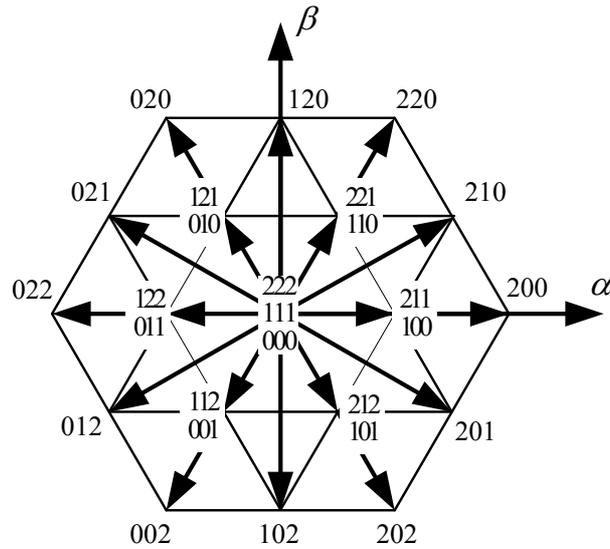


Figura 2.60. Vectores espaciales correspondientes a los estados de conmutación del NPC.

Por ejemplo, cuando el vector espacial es el 100, el estado de conmutación correspondiente del convertidor es (ver Figura 2.61(a)): rama a conectada al nodo Z, rama b conectada al nodo N, rama c conectada al nodo N.

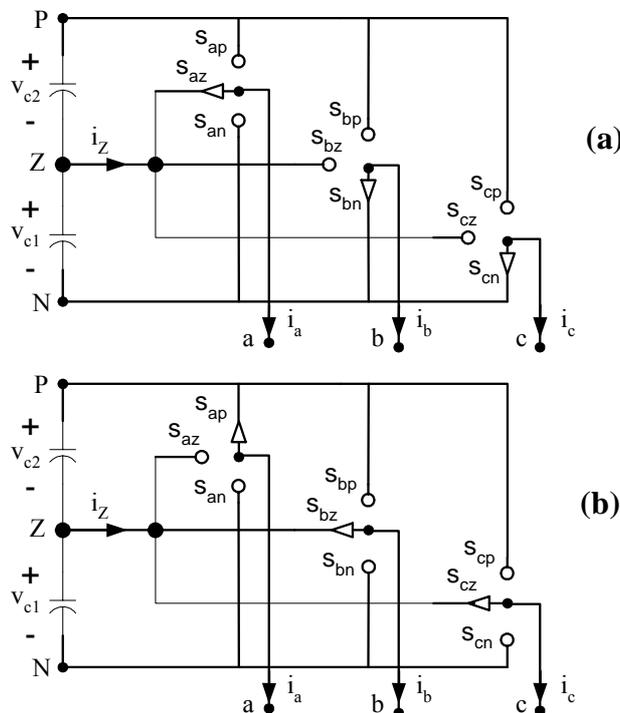


Figura 2.61. Estados de conmutación del NPC para: (a): vector espacial 100, (b): vector espacial 211

Este método basa el control del rizado de tensión del punto medio del convertidor en los denominados “vectores cortos”, que son los siguientes: 100-211, 110-221, 010-121, 011-122, 001-112 y 101-212. Los vectores de cada pareja se denominan vectores dobles, lo que significa que dos estados diferentes del convertidor pueden generar el mismo vector espacial en el plano $\alpha\beta$. Teniendo en cuenta que estos dos vectores afectan de manera opuesta a la corriente del punto medio del convertidor, mientras que originan la misma tensión compuesta de salida del convertidor, la correcta utilización de estos vectores ayuda a balancear la tensión de los condensadores del Bus. Para seleccionar el vector espacial apropiado se debe tener en cuenta la tensión de los condensadores del Bus y la dirección de las corrientes de salida del convertidor. La corriente i_z del punto medio del convertidor debe ser positiva para descargar el condensador C_1 , mientras que debe ser negativa para cargarlo (ver Figura 2.61). Por ejemplo, para seleccionar entre los vectores espaciales 100 y 211, la Figura 2.61 muestra los estados de conmutación del convertidor asociados a dichos vectores espaciales.

La Figura 2.61 ilustra que cuando i_a es positiva, el vector 100 descarga el condensador C_1 , debido a que en este caso $i_z=i_a>0$. A su vez, para i_a positiva, la aplicación del vector espacial 211 hará que se cargue el condensador C_1 , ya que en este caso $i_z=i_b+i_c=-i_a<0$.

2.4.3 Comparación entre modulación PWM vectorial y basada en portadora

La Figura 2.62 muestra los pulsos de salida de un convertidor trifásico de dos niveles en un período de la señal portadora, para una modulación senoidal-triangular de muestreo regular simétrico. En la modulación senoidal PWM la posición de los pulsos de salida dentro de cada período de conmutación viene dada por los puntos de corte entre la señal de referencia y la portadora, por lo que no se puede modificar, cosa que sí se puede hacer mediante la modulación SVM [80].

El objetivo principal de estas dos modulaciones es crear una forma de onda conmutada de salida, con el mismo promediado que el de la señal de referencia en cada semiperíodo de la señal portadora.

$$\langle V_{ref} \rangle = \langle V_{out} \rangle \quad (2.176)$$

En una modulación basada en portadora, asumiendo que V_{ref} es constante durante cada semiperíodo de la señal portadora e igual al valor de la señal de referencia al comienzo del intervalo, para el segundo semiperíodo de la Figura 2.62 la tensión de referencia será

$$V_{ref} = V_o \cdot \cos \theta_i = M \cdot V_{dc} \cdot \cos \theta_i \quad (2.177)$$

con $\theta_i = \omega \cdot t_i$

y su promediado es

$$\langle V_{ref} \rangle = \frac{1}{\Delta T/2} \cdot M \cdot V_{dc} \cdot \cos \theta_i \cdot \Delta T/2 = M \cdot V_{dc} \cdot \cos \theta_i \quad (2.178)$$

De la Figura 2.62 se deduce que la media de la señal de salida conmutada es

$$\langle V_{out} \rangle = \frac{1}{\Delta T/2} \cdot (V_{dc} \cdot T_a - V_{dc} \cdot (\Delta T/2 - T_a)) = \frac{V_{dc}}{\Delta T/2} \cdot (2 \cdot T_a - \Delta T/2) \quad (2.179)$$

Teniendo en cuenta (2.176)-(2.179) se obtiene

$$T_a = \frac{\Delta T}{4} \cdot (1 + M \cdot \cos \theta_i) \quad (2.180)$$

De la misma manera se deduce

$$T_b = \frac{\Delta T}{4} \cdot (1 + M \cdot \cos(\theta_i - 2\pi/3)) \quad (2.181)$$

$$T_c = \frac{\Delta T}{4} \cdot (1 + M \cdot \cos(\theta_i + 2\pi/3)) \quad (2.182)$$

Las anchuras de pulso de las tensiones de línea se obtienen restando los tiempos de pulso de las correspondientes fases:

$$T_{ab} = \frac{\Delta T}{4} \cdot \sqrt{3} \cdot M \cdot \cos(\theta_i + \pi/6) \quad (2.183)$$

$$T_{bc} = \frac{\Delta T}{4} \cdot \sqrt{3} \cdot M \cdot \cos(\theta_i - \pi/2) \quad (2.184)$$

$$T_{ca} = \frac{\Delta T}{4} \cdot \sqrt{3} \cdot M \cdot \cos(\theta_i + 5\pi/6) \quad (2.185)$$

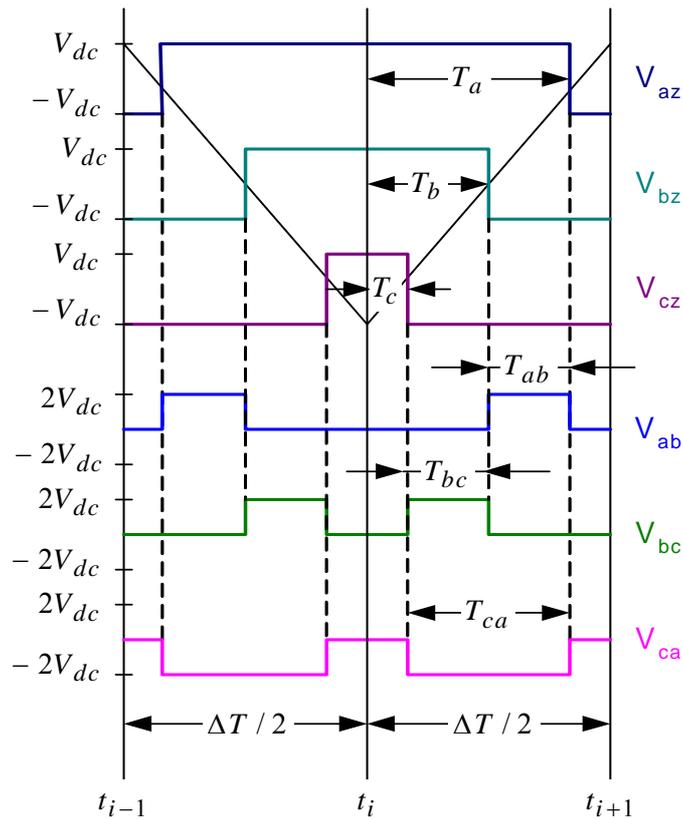


Figura 2.62. Pulsos de salida de un convertidor trifásico de dos niveles en un período de la señal portadora, para una modulación senoidal-triangular de muestreo regular simétrico.

Aunque en principio la modulación SVM no tiene nada que ver con la modulación senoidal PWM, en realidad la modulación SVM es intrínsecamente una modulación senoidal-triangular de muestreo regular. Esto se puede deducir de la Figura 2.63, en la que se puede observar cómo los pulsos de tensión de fase de salida del convertidor de dos niveles obtenidos mediante modulación senoidal-triangular, se pueden conseguir también mediante la modulación SVM. Dicho de otra manera, la modulación senoidal-triangular de muestreo regular genera automáticamente los vectores espaciales más próximos para crear la señal de referencia objetivo.

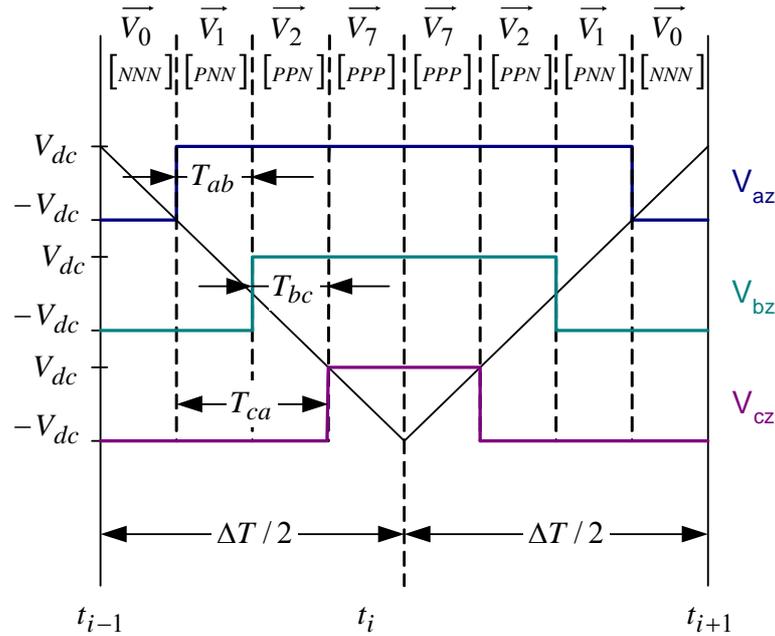


Figura 2.63. Pulsos de tensión generados por una modulación SVM.

En la Figura 2.63 se observa que la duración T_{ab} del pulso de la tensión V_{ab} es el tiempo durante el cual actúa el vector \vec{V}_1 , la duración T_{bc} del pulso de la tensión V_{bc} es el tiempo durante el cual actúa el vector \vec{V}_2 , y T_{ca} es el tiempo total de actuación de los dos vectores activos en un semiperiodo de portadora.

Los tiempos activos de las tensiones de línea para una modulación SVM se han calculado anteriormente y se ilustran en las ecuaciones (2.168)-(2.169). La ecuación que define el tiempo durante el cual actúa el vector espacial \vec{V}_1 se vuelve a plasmar ahora:

$$T_1 = T_{ab} = \frac{\Delta T}{4} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sqrt{3} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) = \frac{\Delta T}{4} \cdot \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) \quad (2.186)$$

y es igual a la duración del pulso de tensión de línea V_{ab} que se ha desarrollado previamente para una modulación basada en portadora (2.183), teniendo en cuenta que M es

$$M = V_{ref} / V_{dc} \quad (2.187)$$

Por mayor claridad, se vuelve a exponer esta ecuación como (2.188)

$$T_{ab} = \frac{\Delta T}{4} \cdot \sqrt{3} \cdot M \cdot \cos(\theta_i + \pi / 6) \quad (2.188)$$

Las ecuaciones (2.186) y (2.188) muestran que los pulsos de salida producidos por modulación trifásica SVM y senoidal-triangular de muestreo regular son en realidad iguales.

La restricción (2.172) nos dice que la máxima tensión de salida V_{Is} que se puede obtener con SVM es

$$V_{ref,max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc} \quad (2.189)$$

Con la definición de M expuesta en (2.187) se confirma que la modulación SVM permite incrementar el índice de modulación M a $2/\sqrt{3}$, esto es, un 15% con respecto al PWM senoidal-triangular fundamental. Otra diferencia entre la modulación senoidal PWM de muestreo regular y la modulación SVM es la posibilidad que ofrece la modulación SVM de controlar la ubicación de los pulsos en cada semiperíodo de la señal portadora. Sin embargo, la implementación convencional de la modulación SVM [86] centra los vectores espaciales activos en cada semiperíodo de la señal portadora y los dos vectores nulos se aplican el mismo tiempo en los extremos del intervalo. En la sección I ($0 \leq \theta \leq \pi/3$), esto se consigue mediante la siguiente secuencia de vectores espaciales

$$\begin{array}{cccccccc}
 [NNN] & [PNN] & [PPN] & [PPP] & [PPP] & [PPN] & [PNN] & [NNN] \\
 \vec{V}_0 \rightarrow & \vec{V}_1 \rightarrow & \vec{V}_2 \rightarrow & \vec{V}_7 \rightarrow & \vec{V}_7 \rightarrow & \vec{V}_2 \rightarrow & \vec{V}_1 \rightarrow & \vec{V}_0 \\
 \left| \longleftarrow \Delta T/2 \right. & & \left. \longrightarrow \Delta T/2 \right| & & & & & &
 \end{array} \quad (2.190)$$

La secuencia habitual de conmutación suele ser, una vez seleccionado un vector espacial activo, conmutar al vector espacial activo más próximo para conseguir una transición de estado con una sola conmutación, y después conmutar a un vector espacial nulo. De esta manera la señal de salida se sintetiza mediante la estrategia denominada NTV (Nearest Three Vectors), que selecciona los tres vectores más próximos al vector de referencia.

De la misma manera se puede establecer una secuencia similar para el resto de los sextantes, utilizando los dos vectores espaciales activos de cada sextante.

Destacar que en (2.190) la secuencia de vectores activos se revierte durante un período de la señal portadora, lo cual es lógico para una modulación de portadora triangular. También se podría implementar una secuencia que no invirtiera la secuencia de vectores, pero sería equivalente a una modulación de portadora “diente de sierra”, la cual produce un espectro armónico menos óptimo que la modulación con portadora triangular. La secuencia (2.190) se puede implementar con los períodos de los vectores espaciales activos recalculados cada semiperíodo de la portadora, lo que sería equivalente a un muestreo regular asimétrico, o

realizando los cálculos una vez por período de portadora, lo que sería equivalente a un muestreo regular simétrico [87].

En el apartado 2.4.1.12 se concluye que el mejor espectro armónico se consigue para un pulso de tensión de línea colocado en la mitad de cada semiperíodo de portadora. La Figura 2.62 ilustra el hecho de que los pulsos de tensión V_{ab} y V_{bc} siempre van seguidos, debido a que la transición de un pulso al otro se produce por el cambio de estado de la rama de una fase. Por ello, en un convertidor trifásico, no es posible colocar los tres pulsos de las tensiones de línea de salida en la mitad de cada semiperíodo de portadora. Lo que si se puede hacer es centrar el pulso de tensión V_{ca} , de duración $T_{ca} = T_{ab} + T_{bc}$.

La modulación SVM inyecta intrínsecamente armónicos de orden tres en las señales de referencia de una modulación senoidal-triangular fundamental, con los mismos efectos que se han visto en el apartado 2.4.1.11. Además, la modulación SVM convencional centra el pulso de tensión V_{ca} en cada semiperíodo de la señal portadora, con lo que se consigue un espectro armónico mejor que con una modulación senoidal PWM con inyección de tercer armónico. Sin embargo, es posible implementar una modulación basada en portadora equivalente a una modulación SVM convencional [76].

En un convertidor trifásico, las señales de referencia senoidales de un modulación PWM fundamental basada en portadora son

$$v_{az}^{ref} = V_o \cos(\omega_0 t) = MV_{dc} \cos(\omega_0 t) \quad (2.191)$$

$$v_{bz}^{ref} = V_o \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) = MV_{dc} \cos(\omega_0 t - 2\pi/3) \quad (2.192)$$

$$v_{cz}^{ref} = V_o \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) = MV_{dc} \cos(\omega_0 t + 2\pi/3) \quad (2.193)$$

Donde V_o es la magnitud del pico de la tensión de salida y $M = V_o/V_{dc}$ es el índice de modulación. Esta modulación no es equivalente a una modulación vectorial centrada. Para conseguir una modulación PWM basada en portadora que sea equivalente a una modulación vectorial centrada, se debe utilizar una señal de referencia modificada respecto a la señal senoidal fundamental. Es necesario añadir una tensión de offset a las tensiones senoidales de referencia [76]. Las expresiones resultantes de las señales de referencia son

$$v'_{az,ref} = v_{az}^{ref} - \frac{\max(v_{az}^{ref}, v_{bz}^{ref}, v_{cz}^{ref}) + \min(v_{az}^{ref}, v_{bz}^{ref}, v_{cz}^{ref})}{2} \quad (2.194)$$

$$v'_{bz,ref} = v_{bz,ref} - \frac{\max(v_{az,ref}, v_{bz,ref}, v_{cz,ref}) + \min(v_{az,ref}, v_{bz,ref}, v_{cz,ref})}{2} \quad (2.195)$$

$$v'_{cz,ref} = v_{cz,ref} - \frac{\max(v_{az,ref}, v_{bz,ref}, v_{cz,ref}) + \min(v_{az,ref}, v_{bz,ref}, v_{cz,ref})}{2} \quad (2.196)$$

Se va a estudiar ahora la comparación entre la modulación vectorial y basada en portadora para convertidores de más de dos niveles. La Figura 2.64 muestra los estados de conmutación para un modulador PD de cinco niveles, y en la Figura 2.65 se pueden observar los vectores espaciales asociados a dichos estados de conmutación. Se deduce que esta modulación selecciona implícitamente los tres vectores espaciales más próximos, pero no centra los vectores espaciales de la mitad en cada período de conmutación.

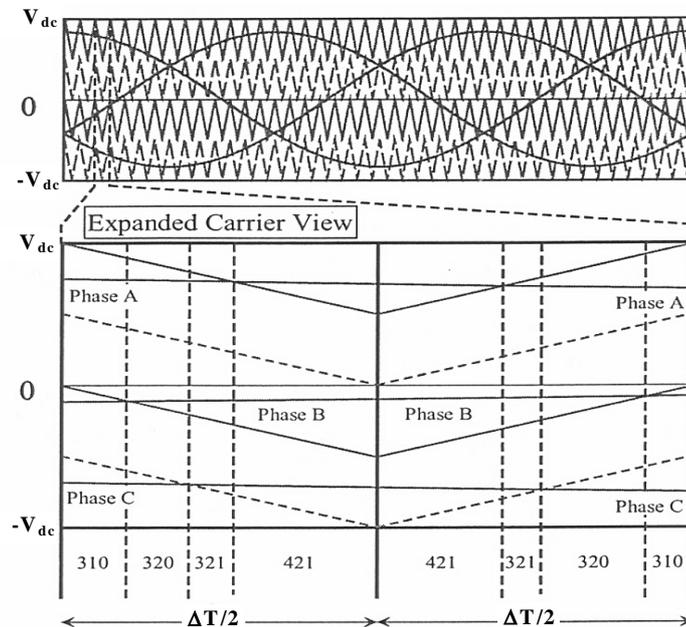


Figura 2.64. Estados de conmutación para un modulador PD de cinco niveles.

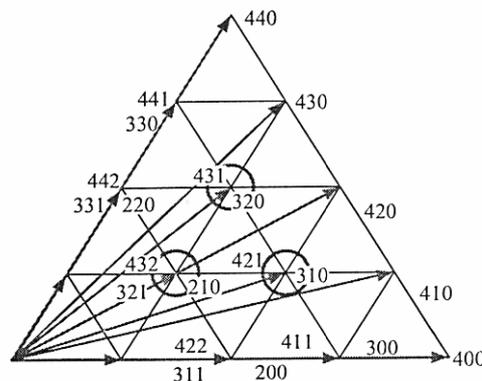


Figura 2.65. Vectores espaciales asociados a los estados de conmutación de un modulador PD de cinco niveles.

En este mismo apartado se ha expuesto que en convertidores de dos niveles, para una modulación basada en portadora, la inyección de una tensión de offset en las tensiones trifásicas de referencia fundamentales consigue un resultado equivalente al de una modulación SVM con los vectores espaciales activos centrados en cada período de conmutación

$$v_{off} = \frac{\max(v_{az}^{ref}, v_{bz}^{ref}, v_{cz}^{ref}) + \min(v_{az}^{ref}, v_{bz}^{ref}, v_{cz}^{ref})}{2} \quad (2.197)$$

La Figura 2.66 muestra los estados de conmutación para un modulador PD de cinco niveles cuando se inyecta la tensión de offset (2.197).

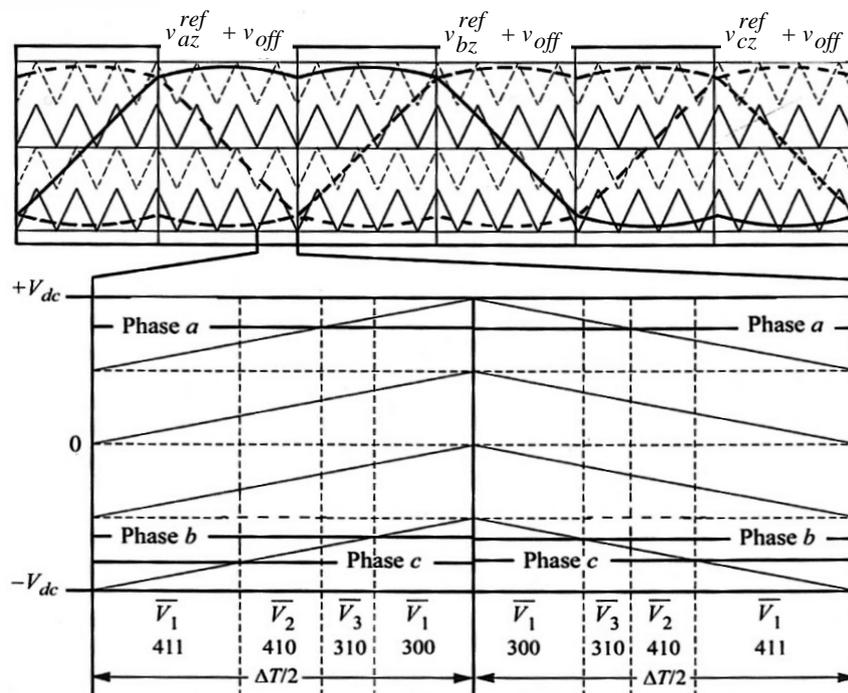


Figura 2.66. Estados de conmutación generados por un modulador PD de cinco niveles con tensión de offset en las señales de referencia.

Se deduce que en esta ocasión la inyección de la tensión de offset no ha conseguido obtener los vectores espaciales de la mitad centrados en cada período de conmutación. Esto es debido a que en los convertidores multinivel los valores mínimo y máximo de las señales de referencia, en general, no causan el primer y el último cambio de estado en cada período de conmutación, cosa que si ocurre en un convertidor de dos niveles, ya que se comparan las señales de referencia con una sola portadora. Esto se puede solucionar utilizando una función de offset que desplace verticalmente las referencias a una sola banda de portadora. En esta banda si serán los valores máximo y mínimo de las referencias los que originen el primer y el último estado de cada período de conmutación. Las nuevas tensiones de referencia para

obtener los estados de conmutación de la mitad centrados en cada período de conmutación serían [81]:

$$v'_{az,ref} = \left(v_{az}^{ref} + v_{off} + V_{dc} \right) \text{mod} \left(\frac{2V_{dc}}{N-1} \right) \quad (2.198)$$

$$v'_{bz,ref} = \left(v_{bz}^{ref} + v_{off} + V_{dc} \right) \text{mod} \left(\frac{2V_{dc}}{N-1} \right) \quad (2.199)$$

$$v'_{cz,ref} = \left(v_{cz}^{ref} + v_{off} + V_{dc} \right) \text{mod} \left(\frac{2V_{dc}}{N-1} \right) \quad (2.200)$$

Utilizando las señales (2.198)-(2.200) se puede determinar una tensión de offset que posicione correctamente los estados de conmutación en cada período de conmutación.

$$v'_{off} = \frac{V_{dc}}{N-1} \frac{\max(v'_{az,ref}, v'_{bz,ref}, v'_{cz,ref}) + \min(v'_{az,ref}, v'_{bz,ref}, v'_{cz,ref})}{2} \quad (2.201)$$

Finalmente, las señales de referencia se generan añadiendo la tensión de offset (2.201) a las señales senoidales de referencia originales [81].

La Figura 2.67 muestra, para convertidores de tres y cinco niveles, las señales de offset y las señales de referencia resultantes para una modulación PD que obtiene el mismo resultado que una estrategia SVM centrada. Hay que recordar que estas señales de referencia resultantes incluyen también un tercer armónico que incrementa el rango de modulación lineal.

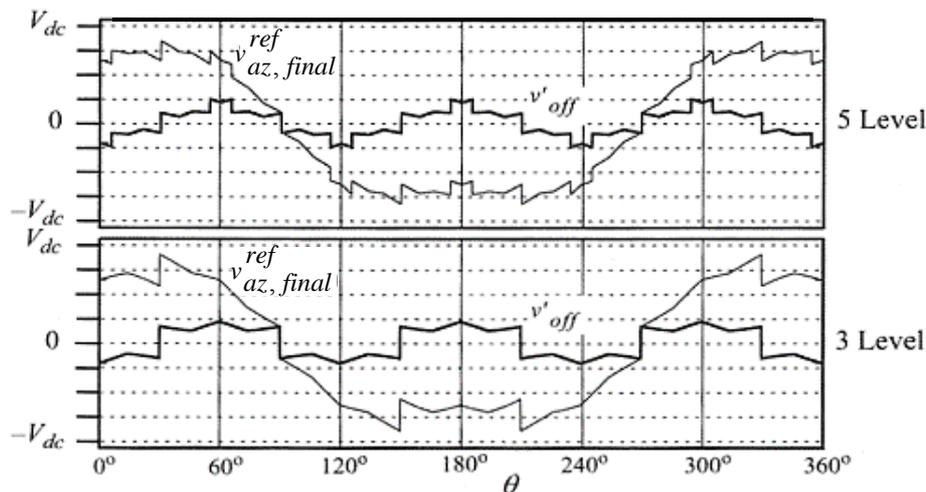


Figura 2.67. Señales de referencia y offset de una modulación PD equivalente a una modulación vectorial centrada, para tres y cinco niveles.

3 OBJETIVOS DE LA TESIS

Los objetivos de la Tesis son los siguientes:

- 1) Aplicar un convertidor de tres niveles NPC a la compensación de armónicos de corriente, trabajando como filtro activo paralelo (FAP) a tres hilos. El convertidor debe trabajar conectado directamente a una red de M.T. ($1kV$), y con una potencia de $200kVA$. El hecho de trabajar con una potencia tan elevada limita la frecuencia de conmutación del convertidor, que se ha considerado de $5kHz$, lo que limita a su vez la capacidad del convertidor para compensar armónicos de corriente de frecuencias elevadas, por lo que el objetivo del regulador de corriente es compensar, en la medida de lo posible, los armónicos de hasta $650Hz$ (hasta el armónico 13). Se pretende analizar el comportamiento del FAP en estado estacionario con tensiones de red equilibradas y desequilibradas, así como su comportamiento ante escalones de carga y escalones de tensión de red, para distintos controladores de corriente y de tensión de Bus DC.
- 2) Desarrollar nuevos modelos de pequeña señal del convertidor NPC de tres niveles, para una aplicación de filtro activo paralelo a tres hilos. Obtener las funciones de transferencia necesarias para el control lineal de las corrientes de salida del convertidor, así como para el control lineal de la tensión del Bus DC del convertidor. Particularizar para un caso concreto las funciones de transferencia obtenidas.
- 3) Aplicar los principios del control robusto basado en modelo de referencia denominado RMF (“Robust model following”) ([20]-[35]), al control de armónicos de la corriente trifásica de línea. Así mismo, aplicar el control convencional PI [88] y el control basado en integradores generalizados PIS [39] a la compensación de armónicos de corriente. Describir la metodología de diseño de los tres reguladores propuestos, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto.
- 4) Efectuar un análisis comparativo de los reguladores PI, RMF y PIS a la hora de controlar los armónicos de la corriente trifásica de línea, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. Demostrar qué regulador resulta más apropiado para la compensación de armónicos de corriente, tanto para tensiones de red equilibradas como para tensiones de red desequilibradas. En todos los casos se analizará si el contenido armónico cumple la norma IEEE 519-1992.

- 5) Aplicar los principios del control robusto RMF al control de la tensión del Bus DC de un convertidor NPC actuando como FAP. Aplicar también el control convencional PI, y describir la metodología de diseño de los dos reguladores propuestos, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto.
- 6) Realizar un análisis comparativo de la efectividad de los reguladores PI y RMF en el control de la tensión del Bus DC, frente a escalones de carga del 50% y frente a escalones de tensión de red del 50%. Demostrar qué regulador resulta más adecuado para la regulación de la tensión del Bus DC de un convertidor NPC de tres niveles, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto.
- 7) Verificar todos los resultados analíticos obtenidos, tanto para los reguladores de tiempo continuo como para los reguladores de tiempo discreto.

4 MODELADO DE UN FAP BASADO EN EL CONVERTIDOR NPC

A la hora de modelar convertidores trifásicos es habitual aplicar la transformación de Park o D-Q, con la finalidad de convertir las tres variables trifásicas en dos variables expresadas en las coordenadas rotativas [89], que presentan valores constantes en régimen permanente para la frecuencia fundamental de las variables trifásicas.

4.1 METODOLOGÍA DE MODELADO

A la hora de modelar cualquier convertidor trifásico, los pasos que se deben seguir son los siguientes:

Paso 1. Elección de las funciones de conmutación.

En el proceso de modelado se considera que los interruptores conmutan idealmente, por tanto, no se consideran pérdidas en los interruptores. Con ello se introduce una pequeña desviación del modelo respecto el comportamiento real del convertidor, pero el modelo obtenido es más simple y de más fácil empleo.

Paso 2. Relacionar tensiones y corrientes entre los lados de continua y alterna.

Una vez definidas las funciones de conmutación, se relacionan tensiones y corrientes entre los lados de continua y alterna. Las expresiones que se obtienen suponen un modelo de conmutación del convertidor y, por tanto, discreto, al depender del valor de las funciones de conmutación, cuya variación es discreta cada periodo de conmutación. Las funciones de conmutación deben entenderse como las variables de control del sistema.

Paso 3. Aplicación del operador de promediado.

Puesto que la teoría de control clásico se basa en sistemas continuos, se aplica el operador de promediado (4.1) a todas las variables, con objeto de emplear variables de control continuas (funciones de conmutación promediadas o relaciones de conducción “duty-ratios”) en lugar de variables de control discretas (funciones de conmutación). Todas las variables del sistema se promedian sobre el periodo de conmutación (T_s) del convertidor empleando el operador de promediado (4.1).

$$x_{av}(t) = \bar{x}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau \quad (4.1)$$

Para que la diferencia entre los valores reales de las variables y los valores promediados sea mínima, especialmente en las variables de alterna, debe cumplirse que la frecuencia de conmutación sea mucho mayor que la frecuencia de las variables de alterna (frecuencia del sistema trifásico). Considerando que la frecuencia de los sistemas de alterna suele estar comprendida entre 0 y 100 Hz (control de motores), esta condición supone que la frecuencia de conmutación del convertidor debe ser como mínimo de 5 kHz, para garantizar una relación mínima de 50 entre frecuencia de conmutación y frecuencia del sistema de alterna.

A partir de este punto, una vez aplicado el operador de promediado, se trabaja sobre variables y modelos promediados. Por brevedad y simplicidad, no se emplea ninguna notación especial para diferenciar las variables promediadas de las variables reales.

Paso 4. Aplicación de las leyes de Kirchhoff. Modelo de gran señal.

Se aplican las leyes de Kirchhoff tanto al lado de continua como al lado de alterna. Para ello, es necesario establecer las variables de estado y de entrada del sistema. Dependiendo de la aplicación, una misma tensión o corriente puede ser considerada variable de estado o de entrada. En los circuitos eléctricos, se escogerán como variables de estado las tensiones de las capacidades y las corrientes de las bobinas.

Una aproximación habitual consiste en considerar el sistema trifásico de alterna simétrico y equilibrado, puesto que suele ser el caso más habitual y permite simplificar las ecuaciones del lado de alterna. Además, se suele considerar que los componentes pasivos son ideales y de valor constante. No obstante, la metodología es general y puede aplicarse sin estas simplificaciones o restricciones.

Las ecuaciones obtenidas de la aplicación de las leyes de Kirchhoff se combinan con las ecuaciones del modelo de conmutación del convertidor (paso 2), que relacionan el lado de continua con el lado de alterna mediante las relaciones de conducción de las funciones de conmutación. Como resultado, se obtiene un modelo de gran señal en el espacio de estado, variable en el tiempo, incluso en régimen permanente, puesto que las variables del lado de alterna presentan una forma de onda senoidal. El modelo obtenido suele ser no lineal, puesto que las variables de control (relaciones de conducción) suelen estar dentro de la matriz de estado, existiendo acoplamientos entre variables de estado y variables de control.

Paso 5. Transformación de Park o D-Q. Modelo de gran señal en D-Q.

En conversión multinivel, en la mayoría de los casos el lado de alterna consiste en un sistema trifásico. En este tipo de sistemas, un tratamiento habitual supone aplicar la transformación de Park o D-Q, con la finalidad de convertir las tres variables trifásicas en dos variables expresadas en las coordenadas rotativas, que presentan valores constantes en régimen permanente.

Aplicando la transformación D-Q a las variables trifásicas del modelo del paso 4, se obtiene un nuevo modelo en el espacio de estado y coordenadas D-Q, de gran señal, no lineal (variables de control-relaciones de conducción dentro de la matriz de estado), pero con valores constantes en régimen permanente para la frecuencia fundamental de las variables trifásicas.

Paso 6. Modelo (ecuaciones) de régimen permanente.

A partir del modelo de gran señal, las ecuaciones de régimen permanente se obtienen igualando las derivadas temporales a cero y sustituyendo todas las variables por sus expresiones de régimen permanente.

Paso 7. Linealización. Modelo de pequeña señal.

Para linealizar el modelo de gran señal, se emplea la conocida técnica de perturbación y linealización alrededor de un punto de trabajo en régimen permanente. Para ello, se sustituyen las variables del modelo de gran señal $x(t)$ por la suma (4.2) de su valor de régimen permanente X y su perturbación o desviación $\hat{x}(t)$. Con esta operación, los valores de régimen permanente del modelo se anulan entre ellos y, despreciando los términos de segundo orden y superiores de las variables perturbadas, se obtiene un modelo lineal del sistema.

$$x(t) = X + \hat{x}(t) \quad (4.2)$$

Con esta aproximación, se considera que el sistema trabaja en un entorno cercano a un punto de trabajo en régimen permanente. El modelo lineal obtenido pierde precisión conforme el punto de trabajo real del convertidor se aleja del punto de régimen permanente empleado en el cálculo del modelo lineal. Por esta razón, este modelo se denomina modelo de pequeña señal, puesto que describe el comportamiento del sistema alrededor de un determinado punto de operación.

Suposiciones realizadas en el proceso de modelado

Las suposiciones realizadas en el proceso de modelado son:

- Los interruptores conmutan de forma ideal. No se consideran pérdidas en los interruptores.
- La frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia fundamental del sistema de alterna.
- Se aplica el operador de promediado a todas las variables sobre el periodo de conmutación.
- Los componentes pasivos se consideran ideales y constantes.

4.2 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA CONTROL DE CORRIENTE.

A continuación se va a desarrollar el modelo del convertidor NPC como filtro activo. La Figura 4.1 muestra el esquema general de conexión del FAP implementado mediante un convertidor NPC, conectado a la red en paralelo con una carga no lineal generadora de armónicos de corriente.

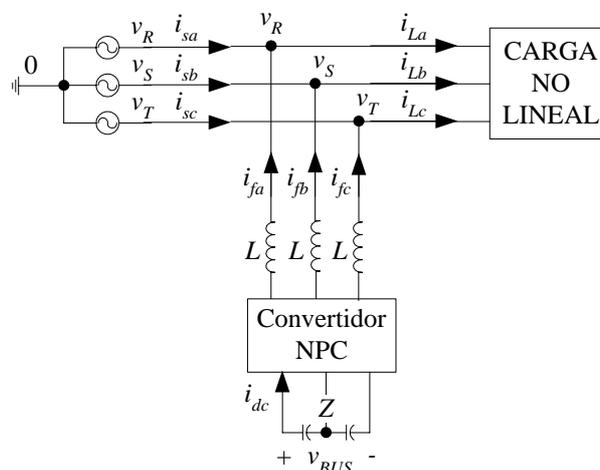


Figura 4.1. Esquema general de conexión del FAP implementado mediante un convertidor NPC.

La Figura 4.2 ilustra el modelo de conmutación del convertidor NPC, en el que la tensión de salida de cada rama del convertidor se obtiene conectando el correspondiente interruptor a los puntos P , Z y N del Bus de Continua.

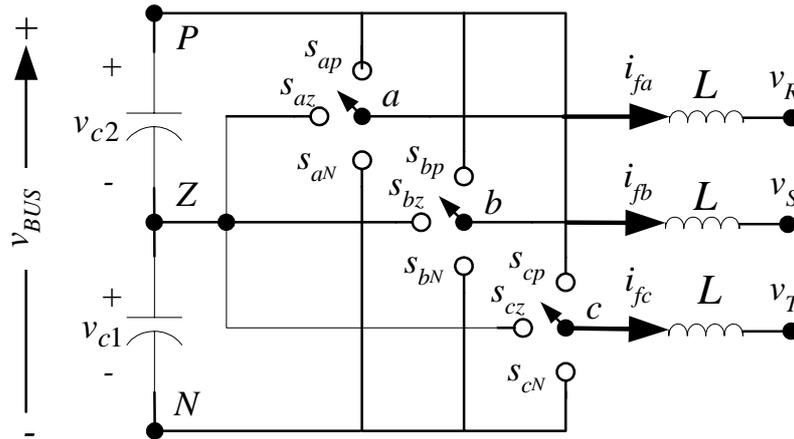


Figura 4.2. Modelo de conmutación del convertidor NPC.

Se define la **función de conmutación de fase** S_{ij} mediante la expresión (4.3).

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } i \text{ está conectado a } j \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad \text{con } i = a, b, c ; j = P, Z, N \quad (4.3)$$

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

Para no cortocircuitar las fuentes de tensión (condensadores) y no abrir las fuentes de corriente (inductancias) se debe cumplir la restricción (4.4).

La ecuación (4.5) muestra las tensiones de salida del convertidor con respecto al punto medio del Bus, expresadas en función de las tensiones en los condensadores y de las funciones de conmutación.

$$\begin{pmatrix} v_{az} \\ v_{bz} \\ v_{cz} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{ap} & -S_{aN} \\ S_{bp} & -S_{bN} \\ S_{cp} & -S_{cN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} v_{C2} \\ v_{C1} \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Suponiendo que el Bus de Continua está equilibrado, y que mantiene una tensión v_{BUS} constante, se cumplirá la expresión (4.6).

$$v_{C1} = v_{C2} = \frac{v_{BUS}}{2} \quad (4.6)$$

Teniendo en cuenta (4.6) se puede reescribir (4.5) como (4.7).

$$\begin{pmatrix} v_{az} \\ v_{bz} \\ v_{cz} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{ap} - S_{aN} \\ S_{bp} - S_{bN} \\ S_{cp} - S_{cN} \end{pmatrix} \cdot \frac{v_{BUS}}{2} = \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \cdot \frac{v_{BUS}}{2} \quad (4.7)$$

En la expresión (4.8) se definen las funciones de conmutación de rama s_j .

$$S_j = S_{jp} - S_{jN}, \text{ con } j = a, b, c. \quad (4.8)$$

Aplicando las leyes de Kirchhoff al esquema de la Figura 4.1, se obtiene su modelo de gran señal, compuesto por la ecuación de estado (4.9).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \cdot \frac{v_{BUS}}{2} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_z \\ v_z \\ v_z \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Aplicación del operador de promediado

Aplicando el operador de promediado a (4.9) se obtiene el modelo medio en espacio de estados (4.10). Por simplicidad no se va a modificar la expresión de las variables, y se entiende que a partir de este paso las ecuaciones se expresan con variables promediadas. Los **factores de ciclo d_j** se definen en (4.11)

$$\frac{d}{dt} [i_{\bar{j}}] = \frac{1}{L} [d_j] \cdot \frac{v_{BUS}}{2} + \frac{1}{L} [v_z] - \frac{1}{L} [v_k], \quad (4.10)$$

con $j = a, b, c$; $k = R, S, T$

$$d_j = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t S_j \cdot dt, \text{ con } j = a, b, c. \quad (4.11)$$

Transformación de la ecuación a ejes $dq0$

La matriz de transformación \mathbf{T} de los ejes de referencia a, b, c , a los ejes de referencia $dq0$ está determinada por la expresión (4.12), donde θ es el ángulo de la referencia rotativa en ejes $d-q$.

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$\theta = \int_0^t (\omega \cdot t) \cdot dt + \theta_0 \quad (4.13)$$

En (4.13) se tiene:

ω : velocidad angular de los ejes de referencia $d-q$, igual a la pulsación del sistema trifásico del lado de alterna del convertidor.

θ_0 : ángulo inicial de los ejes de referencia $d-q$.

Si se multiplica las componentes de un vector x en coordenadas abc por la matriz de transformación \mathbf{T} , se obtienen las componentes de ese vector en coordenadas $dq0$ (4.14).

$$[\mathbf{T}] \cdot [x_j] = [x_{jr}] \quad (4.14)$$

Donde $[x_j]$ son las componentes del vector espacial x en los ejes a, b, c , mientras que $[x_{jr}]$ son las componentes del vector espacial x en los ejes rotativos $dq0$.

Multiplicando por la matriz \mathbf{T} a ambos lados de las ecuaciones que definen el modelo medio en espacio de estados, teniendo en cuenta (4.14), resulta la expresión (4.15).

$$[\mathbf{T}] \cdot \frac{d}{dt} ([\mathbf{T}]^T \cdot [i_{jr}]) = \frac{1}{L} \cdot [\mathbf{T}] \cdot [d_j] \cdot \frac{v_{BUS}}{2} + \frac{1}{L} \cdot [\mathbf{T}] \cdot [v_z] - \frac{1}{L} \cdot [\mathbf{T}] \cdot [v_k] \quad (4.15)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones (4.16) resulta la expresión (4.17).

$$[\mathbf{T}] \cdot [v_z] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot v_z ; [\mathbf{T}] \cdot \frac{d}{dt} [\mathbf{T}]^T = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; [\mathbf{T}] \cdot [d_j] = [d_{jr}] \quad (4.16)$$

$$\frac{d}{dt} [i_{jr}] = -\omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [i_{jr}] + \frac{1}{L} \cdot [d_{jr}] \cdot \frac{v_{BUS}}{2} + \frac{1}{L} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot v_z - \frac{1}{L} \cdot [v_{kr}] \quad (4.17)$$

Por ser un sistema con neutro aislado, en la ecuación (4.17) la componente homopolar de la corriente y su derivada son nulas.

Finalmente la ecuación resultante en el dominio $dq0$ es la reflejada en (4.18). Se expone la ecuación en forma de ecuación de estados. Las variables de estado son las corrientes en las bobinas, mientras que las variables de entrada (de control) al sistema son los factores de ciclo dj . La variable v_{zN} se considera una posible entrada perturbadora.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{pmatrix} = \omega \cdot \begin{pmatrix} i_q \\ -i_d \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{v_{BUS}}{2L} \cdot \begin{pmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{pmatrix} + \frac{1}{\sqrt{3}L} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ v_z \end{pmatrix} - \frac{1}{L} \cdot \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

En la ecuación (4.18) se puede observar que la ecuación de componentes homopolares no influye en la dinámica de las corrientes, por lo que se puede ignorar en lo que al control de corriente del FAP se refiere.

Régimen permanente

Igualando a cero las derivadas de las variables de estado se obtienen los valores de las variables de estado y de los factores de ciclo para un estado determinado de régimen permanente.

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \omega \cdot \begin{pmatrix} I_q \\ -I_d \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \begin{pmatrix} D_d \\ D_q \\ D_0 \end{pmatrix} + \frac{1}{\sqrt{3}L} \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ V_z \end{pmatrix} - \frac{1}{L} \cdot \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

Como se pretende controlar la corriente de salida del convertidor, I_d e I_q son las corrientes de consigna, mientras que D_d y D_q son los factores de ciclo que debe generar el control para que la corriente sea la deseada. V_d y V_q son las tensiones en el punto de conexión del convertidor.

Modelo de pequeña señal

A partir del modelo de gran señal se obtiene el modelo de pequeña señal sustituyendo cada variable de gran señal por la suma de su valor de régimen permanente y una pequeña perturbación.

$$\begin{aligned} v_d &= V_d + \hat{v}_d & v_q &= V_q + \hat{v}_q & v_0 &= V_0 + \hat{v}_0 \\ i_d &= I_d + \hat{i}_d & i_q &= I_q + \hat{i}_q & & \\ d_d &= D_d + \hat{d}_d & d_q &= D_q + \hat{d}_q & d_0 &= D_0 + \hat{d}_0 \\ v_{BUS} &= V_{BUS} + \hat{v}_{BUS} & v_z &= V_z + \hat{v}_z & & \end{aligned} \quad (4.20)$$

Se va a aplicar el procedimiento a la primera ecuación de (4.18):

$$\frac{d}{dt} (I_d + \hat{i}_d) = \omega \cdot (I_q + \hat{i}_q) + \frac{1}{2L} (D_d + \hat{d}_d) \cdot (V_{BUS} + \hat{v}_{BUS}) - \frac{1}{L} \cdot (V_d + \hat{v}_d) \quad (4.21)$$

Reagrupando los términos de pequeña señal y despreciando los términos de segundo orden y superiores de las perturbaciones se obtiene la ecuación (4.22).

$$\frac{d}{dt}(\hat{i}_d) = \omega \cdot \hat{i}_q + \frac{1}{2L}(\hat{d}_d \cdot V_{BUS} + D_d \cdot \hat{v}_{BUS}) - \frac{1}{L} \cdot \hat{v}_d \quad (4.22)$$

Suponiendo además que la tensión de línea no tiene perturbaciones y que la tensión del Bus es constante, resulta la ecuación (4.23).

$$\frac{d}{dt}(\hat{i}_d) = \omega \cdot \hat{i}_q + \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \hat{d}_d \quad (4.23)$$

De la misma manera se obtiene la ecuación de estado de pequeña señal sobre el eje q.

$$\frac{d}{dt}(\hat{i}_q) = -\omega \cdot \hat{i}_d + \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \hat{d}_q \quad (4.24)$$

Agrupando las ecuaciones (4.23) y (4.24) se extrae el modelo de pequeña señal del convertidor (4.25).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \omega \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_q \\ -\hat{i}_d \end{bmatrix} + \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Funciones de transferencia

Una vez obtenido el modelo de pequeña señal del convertidor, es sencillo calcular las funciones de transferencia del mismo. En primer lugar se aplica la transformada de Laplace a (4.25), suponiendo condiciones iniciales nulas. El resultado obtenido es

$$\begin{bmatrix} s & -\omega \\ \omega & s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Si se denomina la matriz **A** como

$$[A] = \begin{bmatrix} s & -\omega \\ \omega & s \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

y se multiplica a ambos lados de la ecuación (4.26) por la matriz inversa de **A**, se obtiene la expresión

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \begin{bmatrix} \frac{s}{s^2 + \omega^2} & \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \\ -\omega & s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

La ecuación matricial (4.28) se puede representar mediante la expresión (4.29).

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Gid_{dd}(s) & Gid_{dq}(s) \\ Gid_{qd}(s) & Gid_{qq}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

En la matriz de transferencia (4.29) se pueden identificar las siguientes funciones de transferencia:

- Dos funciones de transferencia diagonales idénticas, dadas por (4.30).
- Dos funciones de transferencia fuera de la diaonal (4.31) que determinan el acoplamiento entre las variables del eje d y del eje q . La única diferencia entre las dos funciones de transferencia de acoplamiento es el signo.

$$Gid_{dd}(s) = \left. \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}_d(s)} \right|_{\hat{d}_q=0}, \quad Gid_{qq}(s) = \left. \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} \right|_{\hat{d}_d=0} \quad (4.30)$$

$$Gid_{dd}(s) = Gid_{qq}(s) = \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega^2} \equiv Gid_{diag}(s)$$

$$Gid_{dq}(s) = \left. \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}_q(s)} \right|_{\hat{d}_d=0}, \quad Gid_{qd}(s) = \left. \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_d(s)} \right|_{\hat{d}_q=0} \quad (4.31)$$

$$Gid_{dq}(s) = -Gid_{qd}(s) = \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \equiv Gid_{cross}(s)$$

El objetivo del lazo de corriente es controlar la corriente i_d mediante el factor de ciclo d_d , y la corriente i_q mediante el factor de ciclo d_q (control diagonal o desacoplado), para lo que se necesitan las funciones de transferencia (4.30). Las funciones de transferencia (4.31) permiten realizar el desacoplamiento entre las variables cruzadas del sistema.

4.3 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA PARA CONTROL DE TENSIÓN

Se va a controlar la tensión del Bus DC (v_{bus}) actuando sobre la corriente i_d , por lo que es necesario obtener una función de transferencia que relacione estas dos variables. Para ello se ha tenido en cuenta que el desequilibrio de los condensadores del Bus DC es compensado con una dinámica mucho mayor que la del control de la tensión del Bus DC. Por ello, se ha

considerado que el valor medio de la corriente del NP “vista” por el regulador de tensión de Bus es nulo. En definitiva, se ha considerado que los dos condensadores del Bus DC son atravesados por la misma corriente i_{dc} . Despreciando las pérdidas del convertidor, las potencias activas en los lados DC y AC del convertidor deben ser iguales, por lo que se cumple la ecuación (4.32). Las variables de (4.32) se pueden considerar promediadas con una frecuencia mucho mayor que las frecuencias de trabajo del regulador de la tensión de Bus DC.

$$p = i_{dc} \cdot v_{BUS} = v_d \cdot i_d \quad (4.32)$$

Considerando que los dos condensadores del Bus DC tienen la misma capacidad C , se puede escribir la ecuación (4.33), en la que el signo de i_{dc} se define en la Figura 4.1.

$$i_{dc} = -\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{BUS}}{dt} \quad (4.33)$$

Sustituyendo (4.33) en (4.32) resulta la ecuación (4.34).

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{dv_{BUS}}{dt} = \frac{v_d}{v_{BUS}} \cdot i_d \quad (4.34)$$

A partir de (4.34) se puede obtener un modelo de pequeña señal mediante perturbación y linealización en torno a un punto de operación. Suponiendo que la tensión de red no sufre perturbaciones ($\hat{v}_d = 0$), resulta la expresión (4.35), en la que V_d es la componente- d de la tensión de línea en estado estacionario, V_{BUS} es la tensión del Bus DC en estado estacionario y C es la capacidad de cada uno de los condensadores del Bus DC.

$$-\frac{C}{2} \cdot \frac{d\hat{v}_{BUS}}{dt} = \frac{V_d}{V_{BUS}} \cdot \hat{i}_d \quad (4.35)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (4.35), suponiendo condiciones iniciales nulas, resulta la expresión (4.36).

$$G_{BUS}(s) = \frac{\hat{v}_{BUS}(s)}{\hat{i}_d(s)} = -\frac{V_d}{V_{BUS}} \cdot \frac{2}{C \cdot s} \quad (4.36)$$

$G_{BUS}(s)$ es la función de transferencia que permite controlar la tensión de Bus DC actuando sobre la corriente i_d .

4.4 APLICACIÓN DEL MODELADO A UN CASO CONCRETO.

Antes de implementar el modelo de la planta hay que definir la planta, como es lógico, por lo que a continuación se van a definir tanto la carga generadora de armónicos como el

propio FAP. Hay que tener en cuenta que el FAP debe ser capaz de proporcionar la tensión del punto al que se conecta más la tensión que cae en las inductancias de salida. Por lo tanto, la tensión de Bus debe ser como mínimo el doble que la tensión del punto de conexión del FAP, suponiendo que no hubiera inductancia de salida (ver Figura 4.1). Teniendo en cuenta que la tensión de distribución a la que se conecta el FAP es de $1kV_{rms}$ (tensión compuesta), la tensión simple en el punto de conexión será de amplitud 816V, por lo que se va a utilizar una tensión de Bus de 2kV.

4.4.1 Características de la carga

Para poder diseñar un filtro activo es necesario conocer el contenido armónico de corriente que se desea compensar. Para ello se debe conocer la carga o en su defecto el contenido armónico de la corriente que absorbe. En este trabajo la carga generadora de armónicos va a ser la mostrada en la Figura 4.3.

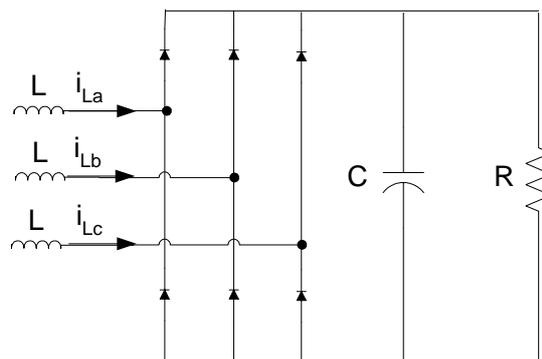


Figura 4.3. Carga no lineal generadora de armónicos.

Como se puede observar en la Figura 4.3, la carga está formada por un rectificador trifásico con inductancia de alisado L en la entrada, filtro C de salida y carga R . La carga generadora de armónicos tiene una potencia aparente nominal de

$$S = 200kVA \quad (4.37)$$

La inductancia de entrada del rectificador trifásico de la carga tiene un valor de:

$$L = 1.44mH \quad (4.38)$$

Para una potencia aparente de 200kVA la corriente eficaz en la carga conectada a la línea debe ser:

$$I = \frac{200000}{\sqrt{3} \cdot 1000} = 115A \quad (4.39)$$

Se comprueba por simulación que la carga que absorbe esta corriente cuando se conecta a una tensión compuesta de red de 1kV es:

$$\begin{aligned} L &= 1.44mH \\ C &= 200\mu F \\ R &= 9.25\Omega \end{aligned} \quad (4.40)$$

En la Figura 4.4 se muestra la corriente que absorbe la carga en régimen estacionario.

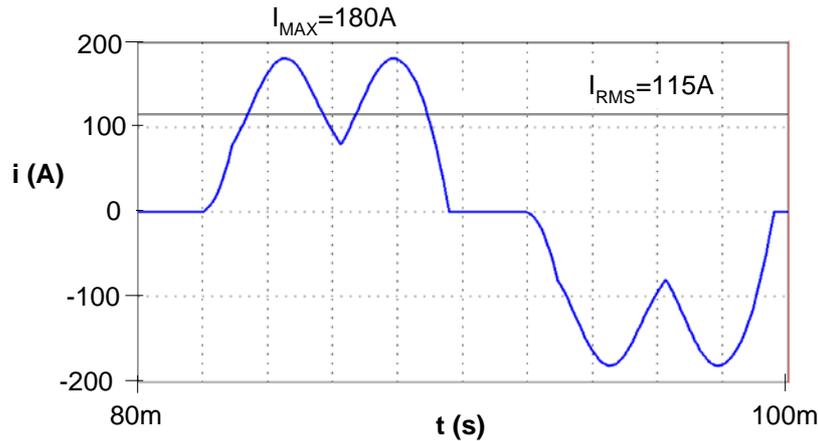


Figura 4.4. Corriente que absorbe la carga en régimen estacionario.

La Tabla 4.1 muestra los valores de las amplitudes de los armónicos (hasta orden 13) de las corrientes que absorbe la carga en régimen estacionario.

| h | $f(\text{Hz})$ | $i_h(\text{A})$ | h | $f(\text{Hz})$ | $i_h(\text{A})$ |
|-----|----------------|-----------------|-----|----------------|-----------------|
| 1 | 50 | 153,57 | 8 | 400 | 0,00 |
| 2 | 100 | 0,00 | 9 | 450 | 0,00 |
| 3 | 150 | 0,00 | 10 | 500 | 0,00 |
| 4 | 200 | 0,00 | 11 | 550 | 6,66 |
| 5 | 250 | 52,16 | 12 | 600 | 0,00 |
| 6 | 300 | 0,00 | 13 | 650 | 3,73 |
| 7 | 350 | 10,83 | | | |

Tabla 4.1. Magnitudes de los armónicos de las corrientes que absorbe la carga

4.4.2 Capacidad de los condensadores del Bus DC.

Es habitual considerar unas condiciones de rizado de tensión de Bus del 10% de su valor nominal [90]. Teniendo en cuenta que la tensión del Bus es de 2kV, el máximo rizado de tensión admisible en los condensadores es

$$\Delta v_{c_{\max}} = 2000 \cdot 0.1 = 200V. \quad (4.41)$$

En el apartado 2.3.2.2 de este trabajo se ha desarrollado la ecuación (4.42), que permite obtener el rizado de baja frecuencia de la tensión en los condensadores del Bus de un convertidor NPC para cualquier carga lineal. En este caso se está trabajando con una carga no lineal, y además el convertidor no está inyectando toda la corriente a la carga, por lo que se va a aplicar la fórmula obtenida como una primera aproximación.

$$v_c = \frac{M \cdot I_M}{4\omega C} \cdot [(2\theta_0 - \pi)\cos(\varphi) + 2\sin(2\theta_0 - \varphi) - \sin(\varphi)] \quad (4.42)$$

con

$$\theta_0 = \frac{\pi}{6}(4 - \sqrt{3}) - \frac{1}{2}(3 - 2\sqrt{3}) \cdot \varphi \quad (4.43)$$

En la expresión (4.42) I_M es la amplitud del armónico fundamental de la corriente de salida del convertidor y φ es el argumento de la carga. En este caso no se puede saber a priori cuál será la corriente de salida del convertidor, y no es inmediato el valor del factor de potencia de la carga que ve el convertidor actuando como FAP. Por lo tanto, se va a suponer que el factor de potencia de la carga es de 0.8, cosa habitual, y que la amplitud de la componente de mayor magnitud de la corriente de salida del filtro es igual a raíz de dos veces la corriente eficaz que absorbe la carga. De esta manera se va a sobredimensionar los condensadores, ya que la corriente de salida del FAP será menor. Estas dos suposiciones se reflejan en (4.44). Se ha supuesto también que el índice de modulación de trabajo en régimen permanente es de valor unitario.

$$\begin{aligned} \cos \varphi &= 0.8 \\ I_M &= \sqrt{2} I_{rms_carga} \end{aligned} \quad (4.44)$$

Teniendo en cuenta estas consideraciones el rizado de los condensadores del Bus resultante de aplicar (4.42) es de 105V para unos condensadores de Bus de 1mF.

En realidad se va a aplicar una modulación vectorial que va a suavizar este rizado, aunque no sea capaz de eliminarlo, como se verá más adelante. La modulación vectorial expuesta en el apartado 2.4.2.3-C hace que el rizado de tensión de 150Hz del punto medio del convertidor se transforme en un rizado de 300Hz, de menor magnitud. Suponer, por ejemplo, un rizado de magnitud la mitad no sería descabellado, por lo que el rizado resultante será de aproximadamente 52.5V, para unos condensadores de Bus de 1mF.

$$C_{escogida} = 1mF \quad (4.45)$$

Después de realizar el control y la modulación vectorial del FAP, el rizado en los condensadores del Bus ha resultado ser de 38V, por lo que el método de aproximación utilizado se puede considerar válido.

4.4.3 Inductancia de salida del convertidor

La inductancia de salida del FAP permite que éste se comporte como una fuente de corriente para el sistema de potencia. Además, hace posible cargar los condensadores del Bus a una tensión mayor en el arranque, durante el cual el convertidor actuará como un rectificador Boost. Hay que añadir que la inductancia limita la di/dt que soportan los IGBTs del convertidor, y determina la máxima di/dt que se puede obtener a través del filtro.

Es posible que sean necesarios valores elevados de di/dt para cancelar armónicos de alta frecuencia. Por otro lado, una inductancia mayor es más adecuada para el aislamiento de la red y aumenta la protección ante perturbaciones transitorias.

Por lo tanto, para determinar el valor de la inductancia se van a obtener un valor máximo y uno mínimo permitidos para unas especificaciones dadas. La primera especificación va a ser la tensión de Bus del convertidor.

$$V_{BUS} = 2kV. \quad (4.46)$$

En primer lugar se va a calcular la inductancia mínima necesaria para que el rizado de corriente a la frecuencia de conmutación no supere un máximo establecido. Despreciando la resistencia parásita de la inductancia se cumple (4.47).

$$\Delta I_L = \frac{V_L}{L} \cdot \Delta t \quad (4.47)$$

Mediante la modulación PWM del convertidor se consigue crear una forma de onda conmutada de salida con el mismo promediado que el de la señal de referencia en cada periodo de conmutación. La tensión de salida de un convertidor NPC con modulación PWM tiene la forma ilustrada en la Figura 4.5, cuando el factor de ciclo del controlador es positivo.

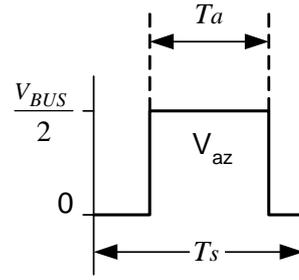


Figura 4.5. Tensión de rama de salida en T_s .

A partir de la Figura 4.5 se deduce el promediado de la tensión de salida en cada período de conmutación (4.48).

$$\langle V_{out} \rangle = \frac{T_a}{T_s} \cdot \frac{V_{BUS}}{2} \quad (4.48)$$

Se está centrando el estudio en el rizado de alta frecuencia de la corriente que atraviesa la inductancia, por lo que se puede prescindir de los armónicos de corriente debidos a la carga y suponer que la corriente tiene una componente fundamental más un rizado debido a las conmutaciones del convertidor. En este caso el convertidor intentaría reproducir la tensión de línea, y la tensión de referencia de la fase a sería (4.49).

$$\langle V_{ref} \rangle = v_a \quad (4.49)$$

A partir de las ecuaciones (4.48) y (4.49) se obtiene la ecuación

$$T_a = T_s \cdot \frac{2 \cdot v_a}{V_{BUS}} \quad (4.50)$$

A partir de la Figura 4.5 y de la expresión (4.47) se puede deducir que en cada período de conmutación se produce la siguiente variación de corriente en la inductancia:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} \cdot \left(\frac{V_{BUS}}{2} - v_a \right) \cdot T_a \quad (4.51)$$

Sustituyendo (4.50) en (4.51) se obtiene la expresión (4.52).

$$\Delta I_L = \frac{T_s}{L} \cdot \left(v_a - \frac{2(v_a)^2}{V_{BUS}} \right) \quad (4.52)$$

Teniendo en cuenta que la tensión de fase de la red es una señal variable, habrá un valor de v_a para el que la expresión (4.52) sea máxima.

$$\frac{d(\Delta I_L)}{d(v_a)} = \frac{T_s}{L} \cdot \left(1 - \frac{4}{V_{BUS}} v_a \right) \quad (4.53)$$

$$\frac{d(\Delta I_L)}{d(v_a)} = 0 \rightarrow v_a = \frac{V_{BUS}}{4}$$

Por lo tanto la máxima variación de corriente será

$$\Delta I_{L \max} = \frac{T_s \cdot V_{BUS}}{8L} \quad (4.54)$$

Lo que significa que la inductancia mínima debe ser (4.55).

$$L_{\min} = \frac{T_s \cdot V_{BUS}}{8 \cdot \Delta I_{L \max}} \quad (4.55)$$

Se va a considerar un rizado máximo del 15% de la corriente máxima que atraviesa el convertidor, que son 180 A, como se puede observar en la Figura 4.4. Por tanto, el máximo rizado de conmutación admisible en la corriente será

$$\Delta I_{L \max} = 27A. \quad (4.56)$$

Teniendo en cuenta las magnitudes de la tensión de Bus (2kV.) y de la frecuencia de conmutación (5kHz), la inductancia mínima resultante es de

$$L_{\min} \cong 1.85mH \quad (4.57)$$

Como ya se ha dicho con anterioridad, cuanto mayor sea la inductancia de salida más se atenuará el rizado de corriente a la frecuencia de conmutación, pero si el valor de la inductancia es demasiado elevado no se podrán inyectar los armónicos de corriente necesarios para compensar los armónicos de la carga, por lo que hay una inductancia máxima que no se debe superar para conseguir un buen funcionamiento del filtro. Ignorando la diferencia de tensión entre el punto medio del Bus DC y el neutro de la tensión de red, la tensión de rama de salida del convertidor se regiría por la expresión (4.58).

$$v_{lz} = v_l + v_{ind} , \text{ con } l = a, b, c \quad (4.58)$$

La finalidad del filtro activo es inyectar las corrientes de referencia en el punto de conexión, de manera que sea el filtro el que aporte la corriente reactiva y los armónicos de corriente a la carga. Por tanto se puede imponer el flujo de la correspondiente corriente de referencia por una inductancia, y ver así la caída de tensión en la inductancia. Se ha simulado este efecto en SABER, y la Figura 4.6 muestra la respuesta obtenida para un valor de $L=2mH$.

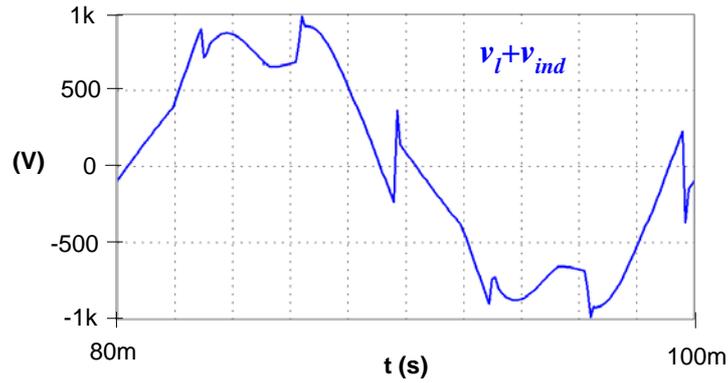


Figura 4.6. Suma de la tensión de línea más la tensión en una inductancia de 2mH atravesada por la corriente de referencia obtenida del método SRF del apartado 5.1.2.

La tensión de rama de salida máxima del FAP es de 1kV (4.59). En la Figura 4.6 se puede observar que la tensión resultante de la simulación no alcanza en ningún momento la magnitud de 1kV, por lo que la inductancia de 2mH es adecuada para realizar el filtrado.

$$v_{lz \max} = \frac{v_{BUS}}{2} = 1kV. \quad (4.59)$$

Para inductancias mayores que 2mH la tensión resultante de la simulación se aproxima demasiado o supera 1kV, por lo que el convertidor podría tener problemas para inyectar la corriente de referencia, o no sería capaz, respectivamente.

Finalmente, los valores de capacidad del condensador del Bus DC y de la inductancia de salida del FAP son (4.60).

$$\begin{aligned} C_{FAP} &= 1mF \\ L_{FAP} &= 2mH \end{aligned} \quad (4.60)$$

4.4.4 Funciones de transferencia resultantes

Las funciones de referencia resultantes para el sistema que se describe en apartado 4.4 son las siguientes: (4.61) es la función de transferencia necesaria para controlar la tensión del Bus DC actuando sobre la corriente i_d , y (4.62) es la función de transferencia que permite controlar la corriente i_d mediante el factor de ciclo d_d , y que permite controlar la corriente i_q mediante el factor de ciclo d_q .

$$G_{BUS}(s) = \frac{\hat{v}_{bus}(s)}{\hat{i}_d(s)} = -\frac{V_d}{V_{BUS}} \cdot \frac{2}{C \cdot s} \Rightarrow G_{BUS}(s) = \frac{1000}{s} \quad (4.61)$$

$$\left. \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}_d(s)} \right|_{\hat{d}_q=0} \equiv \left. \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} \right|_{\hat{d}_d=0} \equiv \mathit{Gid}_{diag}(s) \quad (4.62)$$
$$\mathit{Gid}_{diag}(s) = \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega^2} \Rightarrow \mathit{Gid}_{diag}(s) = 5 \cdot 10^5 \cdot \frac{s}{s^2 + 314^2}$$

5 ESTUDIO DE NUEVAS ALTERNATIVAS PARA EL CONTROL DE LAS CORRIENTES DEL FAP Y DE LA TENSIÓN DEL BUS DC

Para controlar un FAP se necesita en primer lugar obtener las corrientes de referencia del filtro. Una vez obtenidas las corrientes de referencia se utilizan lazos de control para que las corrientes inyectadas por el FAP sigan a las de referencia. Los reguladores lineales más utilizados convencionalmente son los denominados proporcionales-integrales (PIs). El inconveniente de estos reguladores es que no siempre tienen los grados de libertad necesarios para controlar una determinada etapa de potencia con la precisión requerida. En estos casos se hace necesaria la utilización de reguladores más complejos y difíciles de sintonizar. Una opción a considerar para mejorar las prestaciones de un regulador PI convencional es el denominado regulador robusto con seguimiento de modelo ([20]-[35]), denominado en inglés RMF (“Robust Model Following”).

El principal problema de cualquier lazo de control consiste en la influencia que tienen sobre el modelo del sistema controlado las denominadas incertidumbres del sistema, como desviaciones del punto de operación, variaciones de los elementos de la etapa de potencia respecto a sus valores nominales, etc. Un controlador RMF presenta reducida sensibilidad frente a las incertidumbres del sistema regulado. Esto se consigue aumentando la ganancia del lazo de control a baja frecuencia sin comprometer la estabilidad, esto es, sin la necesidad de un elevado ancho de banda del regulador.

En este apartado se estudiarán los principales métodos de obtención de corrientes de referencia y tres técnicas de control de armónicos de corriente diferentes: control PI, control RMF y control basado en integradores generalizados [36]-[39]. Los controles PI y RMF se aplicarán también a la regulación de la tensión del Bus DC. Se describirá el ajuste de todos los reguladores propuestos, tanto en tiempo continuo como en discreto.

5.1 OBTENCIÓN DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA

La determinación del valor instantáneo de la corriente de referencia para la compensación de armónicos y/o energía reactiva es una de las funciones básicas que debe realizar un FAP. El método seleccionado para desempeñar esta tarea determina sus características de compensación.

A continuación se presentan los métodos de cálculo de las corrientes de referencia más empleados en sistemas trifásicos a tres hilos: teoría de la potencia reactiva instantánea (pq), transformación al marco de referencia rotatorio síncrono (SRF) y transformada discreta de Fourier (DFT).

5.1.1 Método de la potencia reactiva instantánea (pq)

Se trata de un método propuesto en 1984 por Akagi [44] para el control de filtros activos de potencia con capacidad de compensación de armónicos de corriente y de reactiva fundamental en sistemas trifásicos a tres y cuatro hilos.

Está basado en la definición de potencia expuesta en el apartado 2.2.3, que se expresa a continuación en (5.1).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Si se multiplican ambos miembros de la ecuación (5.1) por la inversa de la matriz del segundo miembro de la igualdad, se obtiene la ecuación (5.2) que relaciona los valores de corriente en coordenadas de Clarke en función de las potencias activas y reactivas instantáneas.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Si el FAP sólo tiene que corregir la potencia reactiva de la carga, las corrientes de referencia i_α^* e i_β^* son obtenidas según (5.3).

$$\begin{bmatrix} i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

La Figura 5.1 muestra el circuito utilizado para obtener las corrientes de referencia cuando el compensador solamente corrige la potencia reactiva instantánea. Éste se obtiene a partir de las ecuaciones (5.1) y (5.3).

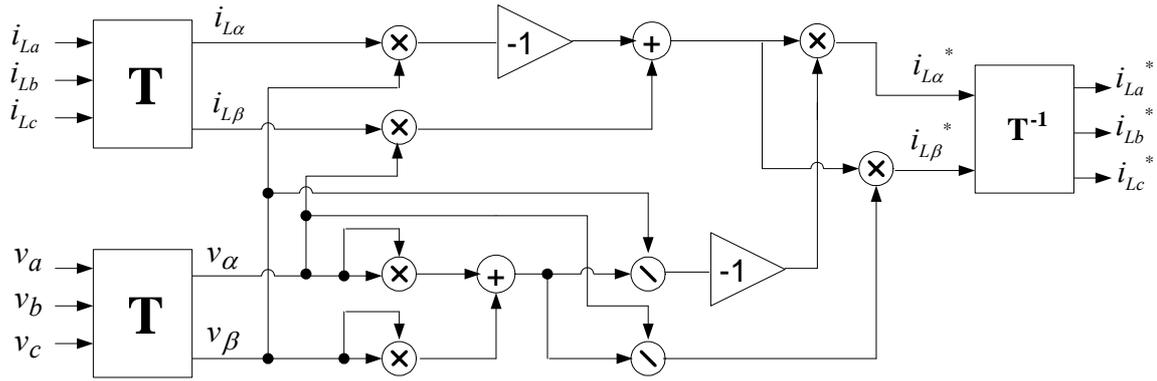


Figura 5.1. Obtención de las corrientes de referencia utilizando el método PQ.

Inyección de potencia reactiva instantánea.

La matriz **T** es la matriz de transformación de Clarke, determinada por la ecuación (5.4).

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

Se observa que mediante esta estrategia las corrientes de referencia obtenidas hacen que el filtro activo aporte toda la energía reactiva consumida por la carga, debida a la componente reactiva fundamental de la corriente y a todos los armónicos.

En el caso de compensación únicamente de armónicos de corriente es necesario aplicar un filtro paso alto a las componentes p y q . La frecuencia de corte de este filtro debe ser superior a la componente fundamental de la red e inferior a la del primer armónico que se pretende compensar. Los filtros paso alto aplicados deben ser idénticos si se pretende una correcta compensación [91]. Para la compensación de los armónicos de corriente y de la energía reactiva fundamental únicamente es necesario aplicar el filtro paso alto a la componente p [92].

Los resultados de la compensación con este método son buenos cuando la tensión en el punto de conexión es equilibrada y no presenta distorsión armónica, sin embargo, cuando las condiciones de operación no son éstas el resultado del proceso de compensación no es correcto [91]. Como solución al problema de la distorsión armónica de la tensión en el punto de conexión se han ensayado soluciones como el filtrado o el empleo de PLLs. En el primer caso los resultados son poco satisfactorios cuando el orden de los armónicos de tensión es

bajo y no se tiene en cuenta el desfase introducido por el proceso de filtrado. En el segundo se consigue desacoplar las componentes frecuenciales de la tensión y la corriente en el cálculo de las potencias instantáneas [93].

Existen múltiples propuestas basadas en el método pq , entre ellas destacan:

- Aplicación del algoritmo sobre la corriente de inyección [94].
- Extensión del algoritmo a topologías serie [95].
- Utilización del método en sistemas monofásicos [96].
- Análisis del método cuando se emplea una fuente de tensión continua o un condensador [97].

5.1.2 Marco de referencia síncrono (SRF)

La característica fundamental de este método [98] es la utilización de un marco de referencia dq que gira en el plano complejo $\alpha\beta$, rotando en sincronismo con la señal de tensión del punto de conexión. La introducción de esta nueva transformación hace posible el cálculo de las componentes activa y no activa de la corriente de carga sin necesidad de determinar previamente la potencia. La conversión del marco de referencia estacionario abc al SRF dq se realiza mediante la transformación de Park.

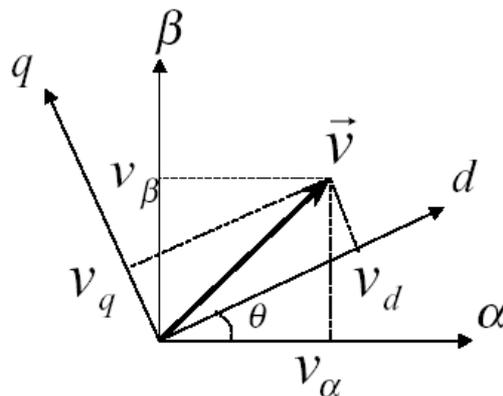


Figura 5.2. Definición de ejes dq en el plano complejo $\alpha\beta$.

En este método se aplica la transformación de Park a las corrientes que absorbe la carga (i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc}), resultando las componentes de Park i_{Ld} , i_{Lq} e i_{L0} según la ecuación (5.5), siendo θ el ángulo de transformación.

$$\begin{pmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \\ i_{L0} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{pmatrix} \quad (5.5)$$

El ángulo θ es variable con el tiempo y representa la posición angular del sistema de referencia. El sistema de referencia gira a una velocidad constante en sincronismo con las tensiones trifásicas (v_a , v_b y v_c), que tienen una velocidad angular ω_l , impuesta por la frecuencia de la componente fundamental. Para llevar a cabo esta sincronización se utiliza normalmente un PLL (phase locked loop) [99].

Cuando se aplica la transformación de Park a las corrientes que circulan por la carga, la componente fundamental de estas corrientes aparece como un valor de continua en los ejes rotativos, y los armónicos aparecen como rizado. En caso de que se pretenda compensar tanto los armónicos de corriente como la potencia reactiva fundamental, se ha de filtrar únicamente el valor DC de la componente d para obtener las corrientes de referencia del compensador, tal y como se muestra en la Figura 5.3. En caso de que el filtro activo sólo se encargue de compensar el contenido de armónicos que consume la carga, se utilizan dos filtros paso alto, uno para cada una de las componentes de Park.

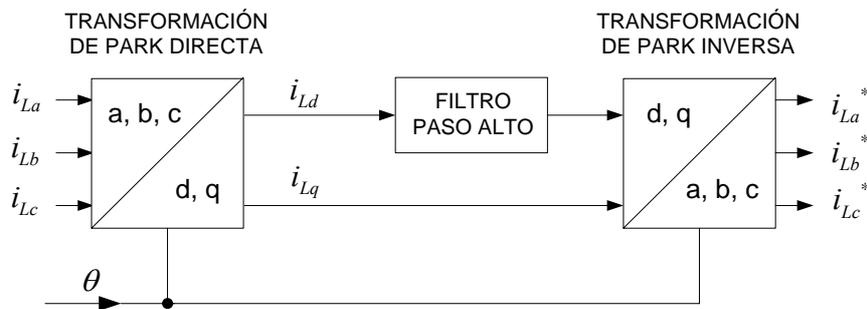


Figura 5.3. Diagrama de bloques para el sistema de referencia síncrono.

A partir de las corrientes de referencia en coordenadas de Park y mediante la transformación inversa de Park, se obtienen las corrientes de referencia para cada una de las fases. Es posible trabajar con las tres componentes de Park para sistemas trifásicos con neutro.

A la hora de realizar el seguimiento de la componente de frecuencia fundamental de la tensión de red, en la referencia [100] se presenta un PLL software que actúa sobre las tres

tensiones de línea obteniendo la señal de frecuencia fundamental sincronizada con la componente de secuencia positiva de la red.

La estructura de control basada en el SRF también se ha empleado en topologías FAP de inversores con fuente de corriente [101], [102] y monofásicas [103].

Una ventaja que presenta el método SRF cuando se emplea para el cálculo de la corriente de referencia es que también puede ser empleado en el control de la corriente de inyección del FAP [104], [105].

La utilización de este método presenta mejores resultados que el método pq bajo tensiones de línea distorsionadas [106] y desequilibradas [107]. También con cargas desequilibradas el método obtiene buenos resultados [108].

5.1.3 Transformada discreta de Fourier

Se trata de un algoritmo de compensación en el dominio de la frecuencia basado en la aplicación de la transformada discreta de Fourier (DFT) [109], [110].

Adquiridas N muestras de la corriente de carga, correspondientes a un múltiplo entero de períodos de frecuencia fundamental, se puede realizar la DFT sobre este conjunto de muestras obteniendo la magnitud de las componentes frecuenciales de la señal y sus desfases relativos con respecto al instante de tiempo de inicio de la adquisición.

Una vez obtenidas las magnitudes de los armónicos presentes en la corriente de carga el controlador filtra las componentes armónicas que no se desean compensar antes de realizar la DFT inversa. De este modo, al generar de nuevo los valores instantáneos de cada uno de los armónicos seleccionados, la suma de éstos corresponde a la corriente de referencia para la compensación.

La ventaja de utilizar este mecanismo de cálculo de la corriente de referencia es que permite una total configuración de la compensación (selectiva, global, e incluso con porcentajes de compensación), obteniendo unos buenos resultados en régimen estacionario. Sin embargo, cuando el espectro de la corriente consumida por la carga es variable el resultado de la compensación es deficiente debido al retraso computacional de dos ciclos de frecuencia fundamental de la red.

5.2 ESTRUCTURA DEL CONTROL DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE

El método que se ha seleccionado para la obtención de las corrientes de referencia ha sido el SRF. Se miden las corrientes de carga i_{La} , i_{Lb} e i_{Lc} y se transforman al sistema de referencia síncrono mediante la transformación de Park. Las componentes de frecuencia fundamental y secuencia positiva que absorbe la carga son las que determinan su potencia activa, por lo que dichas componentes deben ser filtradas de las referencias de corriente del convertidor, teniendo en cuenta que el FAP debe aportar a la carga únicamente energía reactiva. Las componentes de frecuencia fundamental se transforman en componentes DC en el sistema de referencia síncrono $d-q$, por lo que son muy fáciles de filtrar. La Figura 5.4 muestra cómo la corriente de referencia i_d^* del FAP se obtiene eliminando mediante un filtro paso alto la componente continua de la corriente de carga i_{Ld} , y cómo la corriente de referencia i_q^* del FAP es igual a la corriente i_{Lq} de carga. Notar de la Figura 5.4 que para implementar el filtro paso alto se aplica un filtro paso bajo a la señal i_{Ld} , y la salida de este filtro se resta de la señal i_{Ld} , obteniendo así la señal i_d^* . El filtro paso bajo que se ha utilizado tiene una frecuencia de corte de 20Hz.

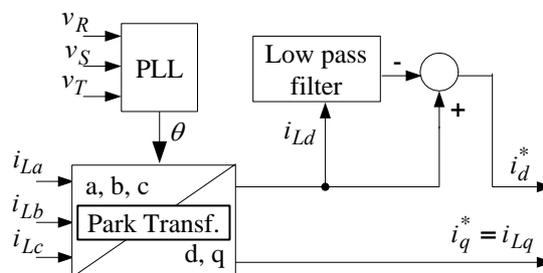


Figura 5.4. Generador de corrientes de referencia en ejes $d-q$.

De esta manera, con las corrientes de referencia en los ejes $d-q$ descritas, denominadas i_d^* e i_q^* , el FAP es capaz de compensar los armónicos de corriente y la potencia reactiva fundamental originados por la carga no lineal.

Por otra parte, en el apartado 4.2 se han desarrollado las funciones de transferencia (5.6)-(5.8), necesarias para controlar las corrientes de salida del convertidor.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Gid_{dd}(s) & Gid_{dq}(s) \\ Gid_{qd}(s) & Gid_{qq}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

$$Gid_{dd}(s) = \left. \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}_d(s)} \right|_{\hat{d}_q=0}, \quad Gid_{qq}(s) = \left. \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_q(s)} \right|_{\hat{d}_d=0} \quad (5.7)$$

$$Gid_{dd}(s) = Gid_{qq}(s) = \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega^2} \equiv Gid_{diag}(s)$$

$$Gid_{dq}(s) = \left. \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}_q(s)} \right|_{\hat{d}_d=0}, \quad Gid_{qd}(s) = \left. \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}_d(s)} \right|_{\hat{d}_q=0} \quad (5.8)$$

$$Gid_{dq}(s) = -Gid_{qd}(s) = \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \equiv Gid_{cross}(s)$$

En la matriz de transferencia (5.6) se pueden identificar las siguientes funciones de transferencia:

- Dos funciones de transferencia diagonales idénticas, dadas por (5.7).
- Dos funciones de transferencia fuera de la diagonal (5.8) que determinan el acoplamiento entre las variables del eje d y del eje q . La única diferencia entre las dos funciones de transferencia de acoplamiento es el signo.

El objetivo del lazo de corriente es controlar la corriente i_d mediante el ciclo de trabajo d_d , y la corriente i_q mediante el ciclo de trabajo d_q (control diagonal o desacoplado). Para ello se utilizan dos reguladores “diagonales” de corriente idénticos, $H_i(s)$, tal y como muestra la Figura 5.5. Destacar que el mismo regulador de corriente es apropiado para los ejes d y q debido a que las funciones de transferencia diagonales que se deben compensar en ambos casos son iguales, esto es, $Gid_{dd}(s) = Gid_{qq}(s) \equiv Gid_{diag}(s)$, como se puede observar en (5.7). Por tanto, resultan dos lazos de corriente iguales $T_{i-d}(s) = T_{i-q}(s) \equiv T_i(s)$. En lo sucesivo se describirá sólo el diseño del lazo de control de corriente de uno de los ejes.

En la Figura 5.5 la referencia de corriente del eje q coincide con la salida- q del generador de corrientes de referencia de la Figura 5.4, $\hat{i}_q^*(s)$. Sin embargo, la corriente de referencia del eje d , $\hat{i}_{d-ref}^*(s)$, se obtiene restando de la salida- d del generador de corrientes de referencia de la Figura 5.4, $\hat{i}_d^*(s)$, la señal adicional $\hat{i}_{d-bus}^*(s)$. Esta señal es necesaria para el control de la tensión del Bus DC, como se verá en el apartado 5.3.

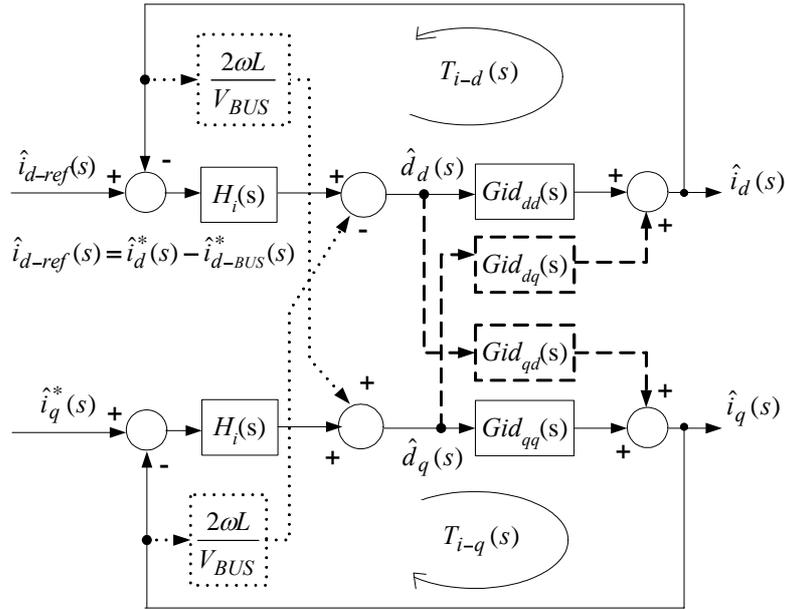


Figura 5.5. Estructura de control diagonal de las corrientes del FAP en ejes d - q .

La Figura 5.5 muestra los términos de desacoplo añadidos a las salidas de los reguladores de corriente de los ejes d - q , $H_i(s)$, necesarios para conseguir que la corriente i_d dependa únicamente de la salida del regulador $H_i(s)$ del eje d , y que la corriente i_q dependa únicamente de la salida del regulador $H_i(s)$ del eje q . Las ganancias de desacoplo $\pm 2\omega L/V_{BUS}$ se pueden deducir fácilmente a partir de la ecuación matricial (5.9), previamente desarrollada en el apartado 4.2.

$$\begin{bmatrix} s & -\omega \\ \omega & s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix} = \frac{V_{BUS}}{2L} \cdot \begin{bmatrix} \hat{d}_d \\ \hat{d}_q \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Si se sintetizan los ciclos de trabajo de los ejes d - q como se muestra en (5.10) y (5.11), se deduce de (5.9) que la corriente i_d sólo depende de la salida $H_i(s) \cdot \hat{\varepsilon}_d(s)$ del regulador de corriente del eje- d , y que la corriente i_q sólo depende de la salida $H_i(s) \cdot \hat{\varepsilon}_q(s)$ del regulador de corriente del eje- q , siendo $\hat{\varepsilon}_d(s)$ y $\hat{\varepsilon}_q(s)$ las señales de error de corriente en los ejes d y q definidas por (5.10) y (5.11).

$$\hat{d}_d = H_i(s) \cdot \hat{\varepsilon}_d(s) - \frac{2\omega L}{V_{BUS}} \cdot \hat{i}_q(s), \text{ siendo } \hat{\varepsilon}_d(s) = \hat{i}_{d-ref}(s) - \hat{i}_d(s) \quad (5.10)$$

$$\hat{d}_q = H_i(s) \cdot \hat{\varepsilon}_q(s) + \frac{2\omega L}{V_{BUS}} \cdot \hat{i}_d(s), \text{ siendo } \hat{\varepsilon}_q(s) = \hat{i}_q^*(s) - \hat{i}_q(s) \quad (5.11)$$

Sustituyendo (5.10) y (5.11) en (5.9) se obtienen (5.12) y (5.13).

$$\hat{i}_d(s) = \frac{V_{BUS}}{2Ls} \cdot H_i(s) \cdot \hat{\varepsilon}_d(s) \quad (5.12)$$

$$\hat{i}_q(s) = \frac{V_{BUS}}{2Ls} \cdot H_i(s) \cdot \hat{\varepsilon}_q(s) \quad (5.13)$$

Destacar que debido a las posibles variaciones de los valores de L , ω y V_{BUS} el desacoplo “perfecto” mostrado por la Figura 5.5 y las ecuaciones (5.12)-(5.13) no se puede conseguir en la práctica, pero aun así resulta muy efectivo.

En la Figura 5.5 $H_i(s)$ representa el controlador de corriente, que es el mismo para los ejes d y q . En apartados posteriores será implementado mediante un controlador PI, un controlador robusto RMF, y un controlador basado en Integradores Generalizados. En los tres casos se deben tener en cuenta las siguientes consideraciones para el diseño del lazo de corriente:

- La frecuencia de cruce de ganancia, f_c , del lazo de corriente $T_i(s) = G_{id_{diag}}(s) \cdot H_i(s)$ debe ser mayor que la frecuencia del mayor armónico que se quiera compensar, que es el armónico trece en la presente aplicación (650Hz en ejes abc , esto es, 600Hz en ejes dq , debido a que es un armónico de secuencia positiva).
- La frecuencia f_c está limitada por el hecho de que se necesita una atenuación suficiente a la frecuencia de conmutación para que el rizado de conmutación de las señales de corriente sensadas no afecte a la estabilidad del lazo de control.
- En el rango de la Media Tensión se debe elegir una frecuencia de conmutación lo más pequeña posible para minimizar las pérdidas de conmutación. Se ha seleccionado una frecuencia de conmutación de 5kHz para la aplicación de esta Tesis.

Atendiendo todos los requisitos previos el lazo de corriente debe tener una frecuencia f_c que esté comprendida entre 600Hz y 2kHz. La atenuación de la ganancia del lazo de corriente a la frecuencia de conmutación (5kHz) debe ser de al menos 15dB.

5.3 ESTRUCTURA DEL CONTROL DE TENSION DE BUS

Si el convertidor NPC no tuviera pérdidas solamente inyectaría a la red potencia reactiva fundamental y armónicos. Un filtro activo ideal no intercambiaría potencia activa con la red debido a que la tensión del Bus DC sería constante y no necesitaría un lazo de regulación de tensión. En la práctica el convertidor tiene pérdidas y se hace necesario un lazo de regulación de tensión para mantener constante la tensión del Bus DC. El nivel de tensión del Bus DC se

controla actuando sobre i_d (responsable de la potencia activa), siguiendo la estructura de control de la Figura 5.6, que se puede simplificar al esquema de la Figura 5.7. La referencia de corriente del FAP en el eje- d , $\hat{i}_{d-ref}(s)$, se sintetiza restando la salida del regulador de tensión $\hat{i}_{d-bus}^*(s)$ de la salida del generador de corrientes de referencia $\hat{i}_d^*(s)$. Notar de la Figura 5.6 y de la Figura 5.7 que si se incrementan las pérdidas del inversor baja la tensión del Bus DC, con lo que aumenta $\hat{i}_{d-bus}^*(s)$, aumentando así la potencia activa que el convertidor absorbe de la red, lo que hace aumentar la tensión del Bus DC compensando el efecto de las pérdidas del inversor y manteniendo constante la tensión del Bus DC.

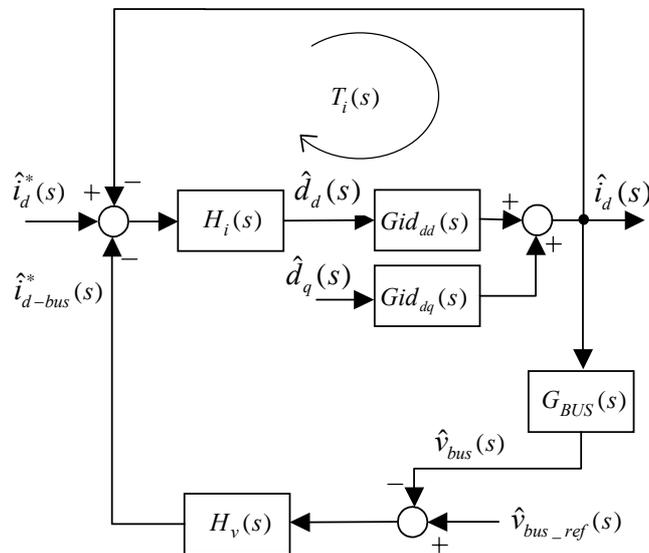


Figura 5.6. Diagrama de bloques del lazo de control de la tensión del Bus DC.

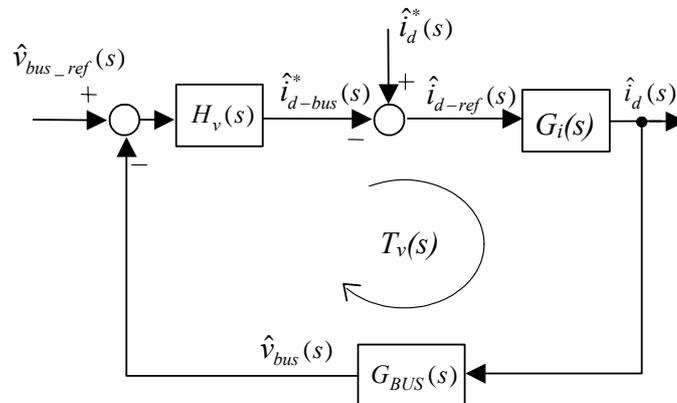


Figura 5.7. Diagrama de bloques simplificado del lazo de control de la tensión del Bus DC.

En la Figura 5.7 se pueden observar las siguientes funciones de transferencia de pequeña señal:

- $H_v(s)$, la función de transferencia del regulador de tensión.
- $G_{BUS}(s)$, la función de transferencia entre la corriente $\hat{i}_d(s)$ y la tensión del Bus DC $\hat{v}_{bus}(s)$.
- $G_i(s)$, la función de transferencia del lazo cerrado de corriente, entre las corrientes $\hat{i}_{d-ref}(s)$ e $\hat{i}_d(s)$.
- $T_v(s) = H_v(s) \cdot G_i(s) \cdot G_{BUS}(s)$, la ganancia de lazo del lazo de tensión.

La función de transferencia $G_{BUS}(s)$ ha sido calculada en el apartado 4.3, y se muestra de nuevo en (5.14), donde V_d es la componente d de la tensión de línea en estado estacionario, V_L es el valor eficaz de la tensión simple de línea en estado estacionario, $V_{bus} = 2kV$ es la tensión del Bus DC en estado estacionario y $C = 1mF$ es la capacidad de cada uno de los dos condensadores del Bus DC. Esta es la función de transferencia que permite controlar la tensión del Bus DC mediante la corriente i_d .

$$G_{BUS}(s) = \frac{\hat{v}_{bus}(s)}{\hat{i}_d(s)} = -\frac{V_d}{V_{BUS}} \cdot \frac{2}{C \cdot s}, \text{ con } V_d = \sqrt{3}V_L = 1kV \quad (5.14)$$

A partir de la Figura 5.5 y de la Figura 5.6 se puede deducir la función de transferencia del lazo cerrado de corriente en el eje- d , de $\hat{i}_{d-ref}(s)$ a $\hat{i}_d(s)$, cumpliéndose (5.15).

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{i}_{d-ref}(s)} = \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)}, \text{ con } T_i(s) = H_i(s) \cdot G_{id_{diag}}(s) \quad (5.15)$$

Como se verá más adelante, el lazo de tensión tiene un ancho de banda mucho menor que el lazo de corriente, por lo que la función de transferencia del lazo cerrado de corriente en el eje- d , $G_i(s)$, se puede aproximar a la unidad para las frecuencias de trabajo del regulador de tensión.

El regulador de tensión, $H_v(s)$, se diseña para la compensación de $-G_i(s) \cdot G_{BUS}(s) \cong -G_{BUS}(s)$. En apartados posteriores se estudiará la implementación de $H_v(s)$ mediante un controlador PI y mediante un controlador RMF. En ambos casos, a la hora de diseñar el lazo de tensión, habrá que tener en cuenta la limitación de su ancho de banda. El

motivo de la limitación en el ancho de banda del regulador de tensión se expone a continuación.

En principio, el ancho de banda del regulador de tensión debería estar limitado únicamente por la atenuación necesaria a la frecuencia de conmutación, conocido el rizado a dicha frecuencia de la tensión del Bus DC. Sin embargo, en la práctica la modulación vectorial implementada no elimina totalmente el rizado de baja frecuencia en la tensión del NP cuando se trabaja con un índice de modulación elevado [73]. Recordar que el índice de modulación se define según (5.16), donde V_o es la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida del convertidor. En el apartado 4.4 se ha expuesto que para la inductancia de salida seleccionada del convertidor, para una tensión del Bus DC de $2kV$, y para una tensión de línea de $1kV$, la amplitud de la tensión de salida del convertidor es próxima a $1kV$, por lo que es inmediato deducir a partir de (5.16) que en la aplicación de esta tesis se está trabajando con un índice de modulación próximo a la unidad.

$$M = \frac{V_o}{V_{BUS}/2} \quad (5.16)$$

Por lo tanto, al trabajar con un índice de modulación elevado, la modulación vectorial implementada no elimina totalmente el rizado de baja frecuencia de la tensión del NP. El efecto del modulador vectorial al controlar el rizado del NP es que el rizado inicial de $150Hz$ se transforma en un rizado de $300Hz$ de menor magnitud, y este rizado aparece en la tensión del Bus. El regulador de tensión trabaja con una señal de realimentación procedente de la tensión del Bus DC, produciendo una componente de $300Hz$ en la referencia i_{d-ref} de la corriente i_d del FAP. Este hecho queda ilustrado en la Figura 5.6 y en la Figura 5.7. En definitiva, una componente de $300Hz$ elevada a la salida del controlador de tensión distorsionaría la componente i_d de $300Hz$ del regulador de armónicos de corriente. Debido a este hecho, el ancho de banda del regulador de tensión queda limitado en la práctica a $60Hz$ aproximadamente, para atenuar la componente de $300Hz$ de salida del regulador de tensión. La atenuación de la ganancia del lazo de tensión a $300Hz$ debe ser de al menos $20dB$.

5.4 BREVE DESCRIPCIÓN DEL CONTROL PI CONVENCIONAL

La Figura 5.8 muestra un típico lazo de control convencional.

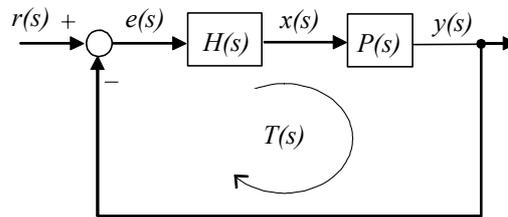


Figura 5.8. Estructura de control convencional.

En la Figura 5.8 están representadas las siguientes funciones de transferencia:

- $H(s)$ \equiv Función de transferencia del controlador.
- $P(s)$ \equiv Función de transferencia de la etapa de potencia que debe compensar el controlador $H(s)$.
- $T(s) = H(s) \cdot P(s)$ \equiv Función de transferencia de la ganancia de lazo.
- $r(s)$, $e(s)$, $x(s)$, $y(s)$ son respectivamente la señal de referencia, el error, la acción de control y la señal de salida.

| Lazo de corriente PI | Lazo de tensión PI |
|---|----------------------------|
| $P(s) = k_{P-i} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_0^2}$ | $P(s) = \frac{k_{P-v}}{s}$ |
| $H(s) = k_i \cdot \frac{1 + s/\omega_i}{s}$ | $H(s) = k_v$ |
| Lazo de corriente y de tensión PI | |
| $T(s) = H(s) \cdot P(s)$ | |

Tabla 5.1. Expresiones generales del control PI convencional para los lazos de corriente y de tensión.

La Tabla 5.1 sintetiza las expresiones generales de los controladores PI convencionales y de las ganancias de lazo para los lazos de corriente y de tensión con los que se va a trabajar en esta Tesis. En el caso del lazo de tensión, dado que la función de transferencia de la etapa de potencia es un integrador con cierta ganancia, es suficiente un controlador proporcional, mientras que en el lazo de corriente se necesita un controlador proporcional-integral.

5.5 DESCRIPCIÓN DEL CONTROL ROBUSTO RMF PROPUESTO

En esta Tesis se propone una técnica de control robusto denominada RMF (Robust Model Following), derivada de [27]-[35]. Este control será aplicado tanto al lazo de corriente como al lazo de tensión con dos objetivos: mejorar la reducción de armónicos de corriente mediante el FAP y mejorar la respuesta dinámica de la tensión del Bus DC frente a escalones de carga. Se comparará el resultado obtenido mediante los controladores RMF con el obtenido mediante controladores PI convencionales. En el caso de los armónicos de corriente se comparará también el resultado obtenido con un controlador RMF y otro obtenido a través de un controlador basado en Integradores Generalizados.

La Figura 5.9 muestra la estructura del control RMF propuesto, donde surgen las siguientes funciones de transferencia:

- $G_{me}(s) \equiv$ Controlador de error de modelado.
- $G_{ref}(s) \equiv$ Modelo de referencia de la etapa de potencia.
- $G(s) \equiv$ Controlador externo.
- $T_{int}(s) \equiv$ Ganancia de lazo interno.
- $T_{ref}(s) \equiv$ Ganancia de lazo de referencia.
- $T_{ext}(s) \equiv$ Ganancia de lazo externo.

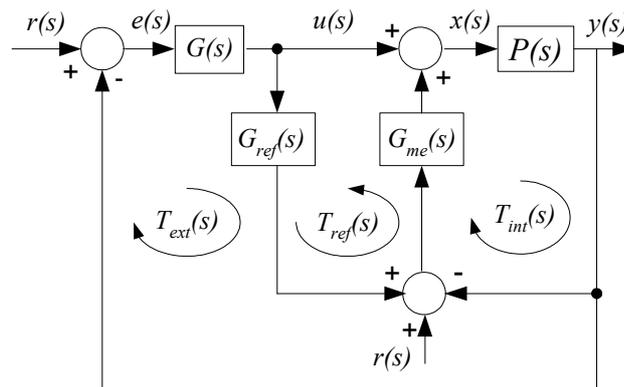


Figura 5.9. Estructura del control RMF propuesto.

En la Figura 5.9 se proponen tres controladores individuales con tres ganancias de lazo asociadas. Se puede demostrar que la estructura de control RMF es equivalente a la estructura que se muestra en la Figura 5.10.

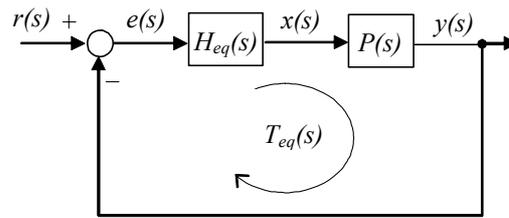


Figura 5.10. Estructura equivalente del control RMF propuesto.

En la Figura 5.10 se presentan las siguientes funciones de transferencia:

- $H_{eq}(s) \equiv$ Función de transferencia del regulador equivalente.
- $P(s) \equiv$ Función de transferencia de la etapa de potencia que debe compensar el regulador $H_{eq}(s)$.
- $T_{eq}(s) = H_{eq}(s) \cdot P(s) \equiv$ Función de transferencia de la ganancia de lazo equivalente.

Las propiedades del control RMF son las siguientes:

- Se obtiene un regulador equivalente de orden elevado mediante tres controladores simples, cuyo diseño se puede llevar a cabo sintonizando fácilmente tres ganancias de lazo individuales. En este sentido hay que decir que se obtienen controladores equivalentes de orden elevado, similares a los del control H_∞ [111], sin la necesidad de esfuerzos de prueba y error para la sintonización y para la selección de las funciones de peso.
- Ni las ganancias de lazo individuales ni la ganancia del lazo equivalente necesitan elevadas frecuencias de cruce de ganancia, por lo que se consigue tanto robustez de estabilidad como una buena respuesta dinámica.
- El diseño tiene más grados de libertad que el de un controlador PI convencional.
- El comportamiento a bajas frecuencias del controlador equivalente es el de un doble integrador, mejorando el seguimiento de las señales de referencia de baja frecuencia y reduciendo la sensibilidad del lazo a perturbaciones externas como cambios en la carga o en la tensión del Bus DC.

La Tabla 5.2 sintetiza las expresiones generales de los controladores RMF y sus ganancias de lazo, tanto para el lazo de tensión como para el lazo de corriente del FAP.

| Lazo de corriente RMF | Lazo de tensión RMF |
|---|--|
| $P(s) = k_{P-i} \cdot \frac{s}{s^2 + \omega_0^2}$ | $P(s) = \frac{k_{P-v}}{s}$ |
| $G_{me}(s) = k_{me-i} \cdot \frac{1 + s / \omega_{i1}}{s}$ | $G_{me}(s) = k_{me-v}$ |
| $G_{ref}(s) = k_{ref-i} \cdot \frac{1 + s / \omega_{i-ref}}{1 + s / \omega_{i1}}$ | $G_{ref}(s) = \frac{k_{ref-v}}{s}$ |
| $G(s) = \frac{k_{-i}}{s} \cdot \frac{1 + s / \omega_{i-z}}{1 + s / \omega_{i-p}}$ | $G(s) = \frac{k_{-v}}{1 + s / \omega_v}$ |
| Lazos de corriente y de tensión RMF | |
| Ganancia de lazo interno | $T_{int}(s) = G_{me}(s) \cdot P(s)$ |
| Ganancia de lazo de referencia | $T_{ref}(s) = G_{me}(s) \cdot G_{ref}(s)$ |
| Ganancia de lazo externo | $T_{ext}(s) = G(s) \cdot GU(s)$ $GU(s) = \frac{\hat{y}(s)}{\hat{u}(s)} = P(s) \cdot \frac{1 + G_{me}(s) \cdot G_{ref}(s)}{1 + G_{me}(s) \cdot P(s)}$ |
| Ganancia de lazo equivalente | $T_{eq}(s) = H_{eq}(s) \cdot P(s)$ $H_{eq}(s) = G_{me}(s) + G(s) + G_{me}(s) \cdot G(s) \cdot G_{ref}(s)$ |

Tabla 5.2. Expresiones generales del control RMF para los lazos de corriente y de tensión.

5.6 DESCRIPCIÓN DEL CONTROL BASADO EN INTEGRADORES GENERALIZADOS

La metodología de control más utilizada a la hora de controlar armónicos de corriente es la basada en los denominados Integradores Generalizados [36]-[39]. Esta técnica consiste básicamente en aplicar filtros resonantes de segundo orden a las frecuencias que se desea compensar, de manera que la ganancia a estas frecuencias resulta muy elevada, consiguiendo así un buen seguimiento de las corrientes armónicas de referencia. El método que se va a aplicar en esta Tesis está basado más concretamente en el denominado control PIS [39], que en definitiva es la suma de una acción proporcional-integral más la acción de los integradores generalizados a las frecuencias deseadas.

La Figura 5.11 muestra el esquema de la estructura del lazo de control de corriente basado en integradores generalizados, donde se tienen las siguientes funciones de transferencia:

- $P(s) \equiv$ Función de transferencia de la etapa de potencia que debe compensar el regulador $H(s)$.
- $H(s) \equiv$ Función de transferencia del regulador resultante de la suma de la acción proporcional-integral más la acción de los integradores generalizados a las frecuencias que se desean compensar.
- $T(s) = H(s) \cdot P(s) \equiv$ Función de transferencia de la ganancia de lazo.
- $r(s)$, $e(s)$, $x(s)$, $y(s)$ son respectivamente la señal de referencia, el error, la acción de control y la señal de salida.

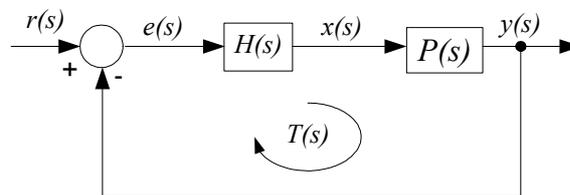


Figura 5.11. Estructura del control PIS propuesto.

La Tabla 5.3 sintetiza las expresiones generales del controlador PIS y su ganancia de lazo. En los reguladores $G_{s-1}(s)$ y $G_{s-2}(s)$, ω_1 y ω_2 son las frecuencias angulares de los armónicos a compensar.

| Lazo de corriente PIS | |
|--|---|
| $P_{-i}(s) = 5 \cdot 10^5 \cdot \frac{s}{s^2 + 314^2}$ | |
| $H(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + G_{s-1}(s) + G_{s-2}(s)$ | |
| $G_{s-1}(s) = k_s \frac{s}{s^2 + \omega_1^2}$ | $G_{s-2}(s) = k_s \frac{s}{s^2 + \omega_2^2}$ |
| Ganancia de lazo | $T(s) = H(s) \cdot P(s)$ |

Tabla 5.3. Expresiones generales del control PIS.

5.7 CONTROL EN TIEMPO CONTINUO DE CORRIENTE Y DE TENSIÓN.

En esta sección se va a exponer el ajuste de todos los reguladores continuos, tanto de corriente como de tensión. En primer lugar se diseñarán controladores convencionales PI de corriente y de tensión, posteriormente los controladores RMF de corriente y de tensión, y por último se analizará un esquema de control consistente en un regulador de corriente basado en Integradores Generalizados. Para terminar el capítulo se hará un análisis comparativo de los distintos reguladores propuestos, tanto de tensión como de corriente.

5.7.1 Control PI de corriente y de tensión

El procedimiento de diseño de reguladores PI convencionales para la compensación de la función de transferencia de una etapa de potencia general, $P(s)$, siguiendo la estructura de la Figura 5.8, es el siguiente:

- Ajustar un controlador $H(s)$ como el de la Tabla 5.1 para la compensación de $P(s)$. Para el caso del lazo de corriente considerar $P(s) = G_{id_{diag}}(s)$ (4.30), y para el caso del lazo de tensión tomar $-G_i(s) \cdot G_{BUS}(s) \cong -G_{BUS}(s)$ (5.14).
- Revisar las frecuencias de cruce de ganancia f_c y los márgenes de estabilidad de la ganancia de lazo $T(s) = H(s) \cdot P(s)$, tanto para el lazo de tensión como para el lazo de corriente. En el caso del lazo de corriente la frecuencia de cruce de ganancia debe estar comprendida en el intervalo $600Hz \leq f_{ci} \leq 2kHz$, tal y como se ha expuesto en el apartado 5.2. En el lazo de tensión la frecuencia de cruce de ganancia debe ser $f_{cv} \leq 60Hz$, por los motivos expuestos en el apartado 5.3.

La Tabla 5.4 muestra los valores de diseño de la etapa de potencia y de los reguladores, las frecuencias de cruce de ganancia y los márgenes de fase (MF) resultantes para los controles convencionales PI, tanto de corriente como de tensión. Así mismo, ilustra la ganancia del lazo de corriente a la frecuencia de $5kHz$ y la ganancia del lazo de tensión a $300Hz$.

| Lazo de corriente PI | | Lazo de tensión PI | |
|---|------------------|---------------------------|---|
| $P_i(s) = 5 \cdot 10^5 \cdot \frac{s}{s^2 + 314^2}$ | | $P_v(s) = \frac{1000}{s}$ | |
| $H_i(s) = 8 \cdot \frac{1 + s/1000}{s}$ | | $H_v = 0.13$ | |
| Lazos de corriente y de tensión PI | | | |
| | $f_c(\text{Hz})$ | $MF(\text{deg})$ | $ T(j\omega) (\text{dB})$ |
| Ganancia de lazo de corriente T_i | 659 | 76.4 | $ T_i(j\omega) _{f=5\text{kHz}} = -18$ |
| Ganancia de lazo de tensión T_v | 20.7 | 90 | $ T_v(j\omega) _{f=300\text{Hz}} = -23$ |

Tabla 5.4. Valores de diseño del control convencional PI para los lazos de corriente y de tensión.

La Figura 5.12 muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente. Tal y como se ha descrito anteriormente, el lazo de corriente debe tener una frecuencia f_{ci} que esté comprendida entre 600Hz y 2kHz . La atenuación de la ganancia del lazo de corriente a la frecuencia de conmutación (5kHz) debe ser de por lo menos 15dB . A partir de la Tabla 5.4 se puede verificar que se cumplen las dos citadas condiciones.

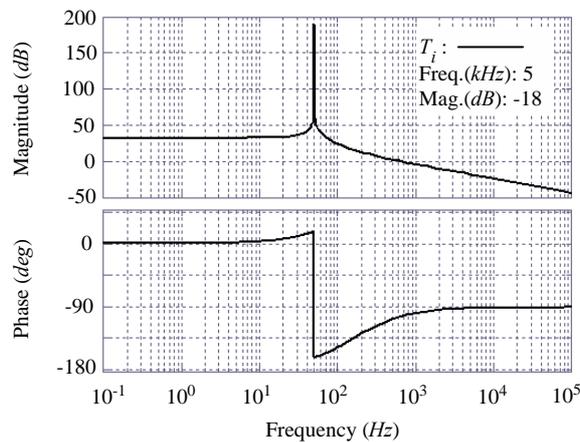


Figura 5.12. Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para el control PI convencional.

La Figura 5.13 ilustra el Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$.

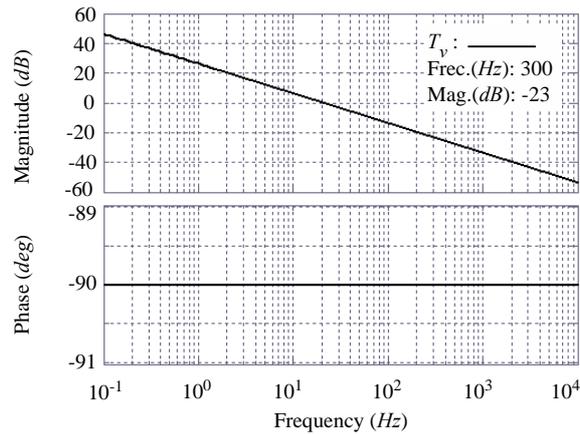


Figura 5.13. Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$ para el control PI convencional.

La frecuencia de cruce de ganancia del lazo de tensión debe ser inferior a 60Hz , para poder conseguir una atenuación de al menos 20dB a la frecuencia de 300Hz . A partir de la Tabla 5.4 se deduce que se cumplen las citadas condiciones.

5.7.2 Control Robusto RMF de corriente y de tensión

El procedimiento de diseño de los reguladores RMF propuestos para la compensación de la función de transferencia de una etapa de potencia general, $P(s)$, siguiendo la estructura de la Figura 5.9, es la siguiente:

- Ajustar un controlador $G_{me}(s)$ con el aspecto general mostrado en la Tabla 5.2 para la compensación de $P(s)$. Para el caso del lazo de corriente considerar $P(s) = G_{id_{diag}}(s)$ (4.30), y para el caso del lazo de tensión tomar $P(s) = -G_i(s) \cdot G_{BUS}(s) \cong -G_{BUS}(s)$ (5.14). En el lazo de corriente la frecuencia de cruce de la ganancia del lazo $T_{int}(s)$ (ver Tabla 5.2) debe cumplir $f_{c-int} \leq 2\text{kHz}$. En el caso del lazo de tensión la frecuencia de cruce de ganancia debe cumplir la condición $f_{c-int} \leq 60\text{Hz}$.
- Elegir un controlador de error de modelado, $G_{ref}(s)$, como el de la Tabla 5.2 que establezca la ganancia de lazo $T_{ref}(s)$ (ver Tabla 5.2) junto con el regulador $G_{me}(s)$ previamente diseñado. La frecuencia de cruce de ganancia resultante, f_{c-ref} , es fácil de maximizar debido a que $T_{ref}(s)$ está compuesto por funciones de transferencia que no varían con el punto de operación del sistema. Notar que en el caso del lazo de corriente existen dos grados de libertad (K_{ref-i} y ω_{i-ref}) a la hora de diseñar el

controlador $G_{ref}(s)$. Sin embargo, en el lazo de tensión sólo hay un grado de libertad disponible (k_{ref_v}) para diseñar el controlador (ver Tabla 5.2). En el lazo de corriente la frecuencia de cruce de ganancia debe cumplir $f_{c-ref} \leq 2kHz$. En el caso del lazo de tensión la frecuencia de cruce de ganancia debe cumplir la condición $f_{c-ref} \leq 60Hz$.

- Seleccionar $G(s)$ siguiendo la Tabla 5.2 con el propósito de obtener una ganancia de lazo $T_{ext}(s)$ (ver Tabla 5.2) estable. La frecuencia de cruce de la ganancia del lazo de corriente debe cumplir $f_{c-ext} \leq 2kHz$ para atenuar el rizado de conmutación. La frecuencia de cruce de la ganancia del lazo de tensión debe cumplir la condición $f_{c-ext} \leq 60Hz$, para atenuar el rizado de 300Hz procedente del Bus DC.
- Revisar la frecuencia de cruce de ganancia, f_{c-eq} , y los márgenes de estabilidad de la ganancia del lazo equivalente, $T_{eq}(s)$, tanto para el lazo de corriente como para el lazo de tensión. Verificar que se cumplen las siguientes condiciones: en el caso del lazo de corriente la frecuencia de cruce de ganancia debe estar comprendida en el intervalo $600Hz \leq f_{c-eq} \leq 2kHz$, tal y como se ha expuesto en el apartado 5.2. En el lazo de tensión la frecuencia de cruce de ganancia debe ser $f_{c-eq} \leq 60Hz$, por los motivos expuestos en el apartado 5.3.

La Tabla 5.5 muestra los valores de diseño de la etapa de potencia y de los reguladores, tanto para el lazo de corriente como para el lazo de tensión.

| Lazo de corriente RMF | Lazo de tensión RMF |
|--|--------------------------------------|
| $P_{-i}(s) = 5 \cdot 10^5 \cdot \frac{s}{s^2 + 314^2}$ | $P_{-v}(s) = \frac{1000}{s}$ |
| $G_{me_i}(s) = 8 \cdot \frac{1 + s/1000}{s}$ | $G_{me_v}(s) = 0.13$ |
| $G_{ref_i}(s) = 30 \cdot \frac{1 + s/640}{1 + s/1000}$ | $G_{ref_v}(s) = \frac{1000}{s}$ |
| $G_{-i}(s) = \frac{3.2}{s} \cdot \frac{1 + s/314}{1 + s/4800}$ | $G_{-v}(s) = \frac{0.32}{1 + s/380}$ |

Tabla 5.5. Valores de diseño del control RMF para los lazos de corriente y de tensión.

Las Figura 5.14 (a), (b), (c) y (d) muestran respectivamente los diagramas de Bode de las ganancias de los lazos de corriente $T_{i_int}(s)$, $T_{i_ref}(s)$, $T_{i_ext}(s)$, y $T_{i_eq}(s)$ del controlador RMF. Las expresiones de las funciones de transferencia de los distintos lazos de corriente del controlador RMF vienen descritas en la Tabla 5.2.

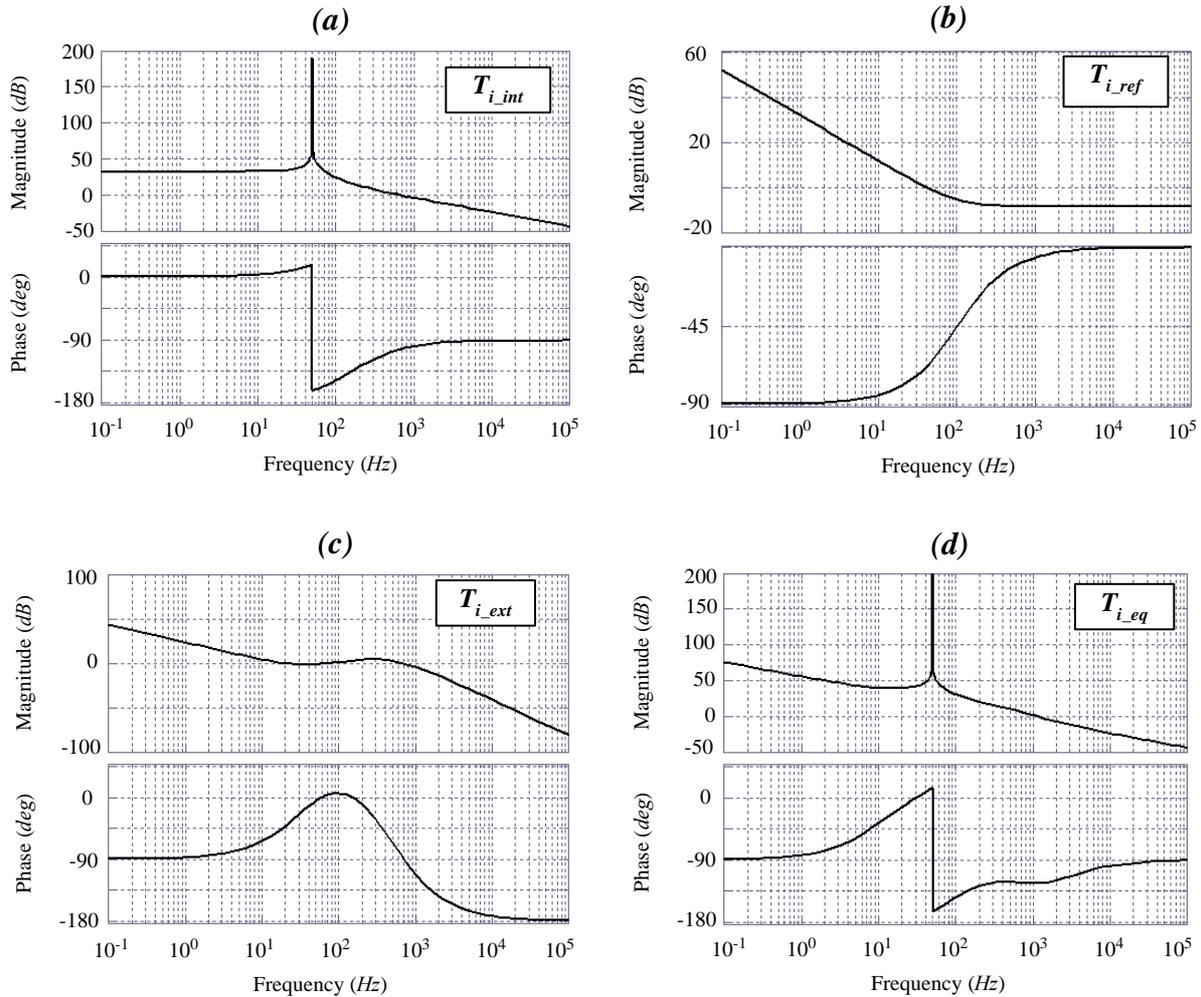


Figura 5.14. Diagramas de Bode de las ganancias de los lazos del regulador de corriente RMF:

(a) $T_{i_int}(s)$, (b) $T_{i_ref}(s)$, (c) $T_{i_ext}(s)$ y (d) $T_{i_eq}(s)$.

La Tabla 5.6 muestra las frecuencias de cruce de ganancia, los MF y las atenuaciones a $5kHz$ resultantes para las ganancias de lazo $T_{i_int}(s)$, $T_{i_ref}(s)$, $T_{i_ext}(s)$ y $T_{i_eq}(s)$ del control de corriente RMF propuesto.

Por motivos expuestos con anterioridad, las ganancias de lazo $T_{i_int}(s)$, $T_{i_ref}(s)$, $T_{i_ext}(s)$ deben tener una frecuencia de cruce inferior a $2kHz$, mientras que la ganancia de lazo $T_{i_eq}(s)$ debe tener una frecuencia de cruce que esté comprendida entre $600Hz$ y $2kHz$. La atenuación

de la ganancia de lazo $T_{i_{eq}}(s)$ a la frecuencia de conmutación ($5kHz$) debe ser de al menos $15dB$. A partir de la Tabla 5.6 se infiere que se cumplen todas las condiciones citadas.

| Lazos de corriente RMF | | | |
|-------------------------------|-----------|-----------|--------------------------------|
| | $f_c(Hz)$ | $MF(deg)$ | $ T_i(j\omega) _{f=5kHz} (dB)$ |
| $T_{i_{int}}(s)$ | 659 | 76.4 | -18 |
| $T_{i_{ref}}(s)$ | 41.2 | 112 | -8.52 |
| $T_{i_{ext}}(s)$ | 687 | 91.5 | -29.5 |
| $T_{i_{eq}}(s)$ | 1140 | 56.5 | -17.2 |

Tabla 5.6. Frecuencia de cruce, MF y atenuación a $5kHz$ de los lazos de corriente RMF.

Con respecto al controlador de tensión, las Figura 5.15 (a), (b), (c) y (d) muestran respectivamente los diagramas de Bode de las ganancias de los lazos $T_{v_{int}}(s)$, $T_{v_{ref}}(s)$, $T_{v_{ext}}(s)$, y $T_{v_{eq}}(s)$ del controlador de tensión RMF. Las expresiones de las funciones de transferencia de los distintos lazos de tensión del controlador RMF vienen descritas en la Tabla 5.2.

La Tabla 5.7 muestra las frecuencias de cruce de ganancia, los MF y las ganancias a $300Hz$ resultantes para las ganancias de lazo $T_{v_{int}}(s)$, $T_{v_{ref}}(s)$, $T_{v_{ext}}(s)$ y $T_{v_{eq}}(s)$ del control de tensión RMF propuesto.

| Lazos de tensión RMF | | | |
|-----------------------------|-----------|-----------|---------------------------------|
| | $f_c(Hz)$ | $MF(deg)$ | $ T_v(j\omega) _{f=300Hz} (dB)$ |
| $T_{v_{int}}(s)$ | 20.7 | 90 | -23 |
| $T_{v_{ref}}(s)$ | 20.7 | 90 | -23 |
| $T_{v_{ext}}(s)$ | 41.9 | 55.3 | -29.5 |
| $T_{v_{eq}}(s)$ | 53.6 | 47.4 | -22 |

Tabla 5.7. Frecuencia de cruce, MF y atenuación a $300Hz$ de los lazos de tensión RMF.

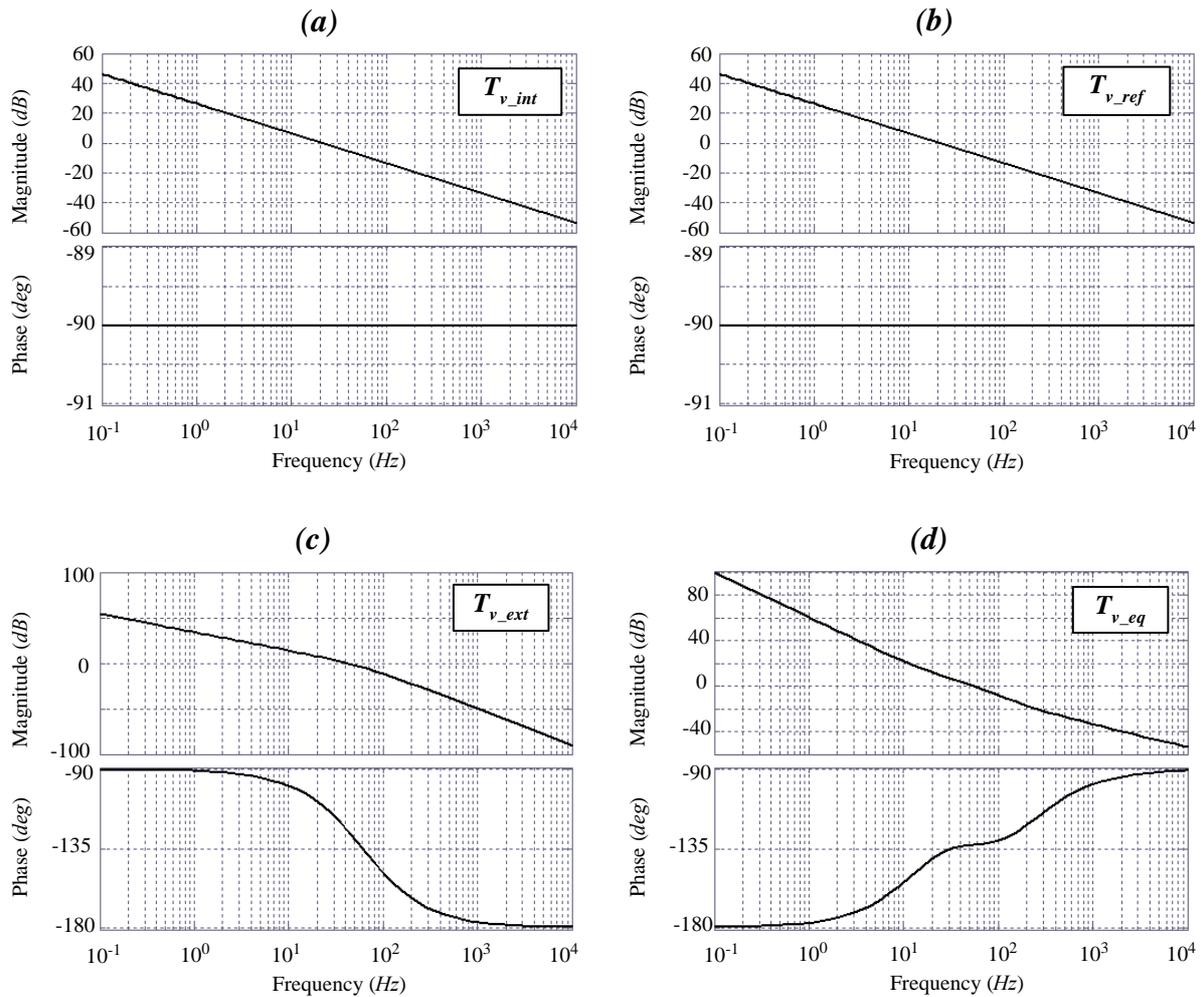


Figura 5.15. Diagramas de Bode de las ganancias de los lazos del regulador de tensión RMF:

(a) $T_{v_int}(s)$, (b) $T_{v_ref}(s)$, (c) $T_{v_ext}(s)$ y (d) $T_{v_eq}(s)$.

Las ganancias de lazo $T_{v_int}(s)$, $T_{v_ref}(s)$, $T_{v_ext}(s)$ y $T_{v_eq}(s)$ deben tener una frecuencia de cruce inferior a 60Hz , para poder conseguir una atenuación de por lo menos 20dB a la frecuencia de 300Hz . A partir de la Tabla 5.7 se infiere que se cumplen las condiciones de diseño para el controlador de tensión RMF.

5.7.3 Control de corriente basado en Integradores Generalizados

El procedimiento de diseño de reguladores PIS para la compensación de la función de transferencia de una etapa de potencia general, $P(s)$, siguiendo la estructura de la Figura 5.11, es la siguiente:

- Ajustar un controlador $H(s)$ con el formato de la Tabla 5.3 para la compensación de $P(s) = Gid_{diag}(s)$ (4.30).

- Revisar las frecuencias de cruce de ganancia f_c y los márgenes de estabilidad de la ganancia de lazo $T(s)$ (ver Tabla 5.3). La frecuencia de cruce de ganancia debe estar comprendida en el intervalo $600\text{Hz} \leq f_c \leq 2\text{kHz}$, tal y como se ha expuesto en el apartado 5.2.

La Tabla 5.8 muestra los valores de diseño de la etapa de potencia y del regulador, así como la frecuencia de cruce de ganancia, el margen de fase (MF) y la atenuación a 5kHz resultante para el lazo de corriente implementado mediante el regulador PIS.

| Lazo de corriente PIS | | | |
|--|---|------------------|---|
| $P_{-i}(s) = 5 \cdot 10^5 \cdot \frac{s}{s^2 + 314^2}$ | | | |
| $H(s) = 6 \cdot \frac{1+s/630}{s} + G_{s_{-1}}(s) + G_{s_{-2}}(s)$ | | | |
| $G_{s_{-1}}(s) = 15 \cdot \frac{s}{s^2 + 1885^2}$ | $G_{s_{-2}}(s) = 15 \cdot \frac{s}{s^2 + 3770^2}$ | | |
| | $f_c(\text{Hz})$ | $MF(\text{deg})$ | $ T_i(j\omega) _{f=5\text{kHz}}(\text{dB})$ |
| Ganancia del lazo de corriente T_i | 974 | 51.3 | -16.3 |

Tabla 5.8. Valores de diseño del control de corriente PIS.

La Figura 5.16 muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente PIS. Tal y como se ha descrito anteriormente, el lazo de corriente debe tener una frecuencia f_{c-eq} comprendida entre 600Hz y 2kHz . La atenuación de la ganancia del lazo de corriente a la frecuencia de conmutación (5kHz) debe ser de por lo menos 15dB . El cumplimiento de las dos citadas condiciones se puede verificar a partir de la Tabla 5.8.

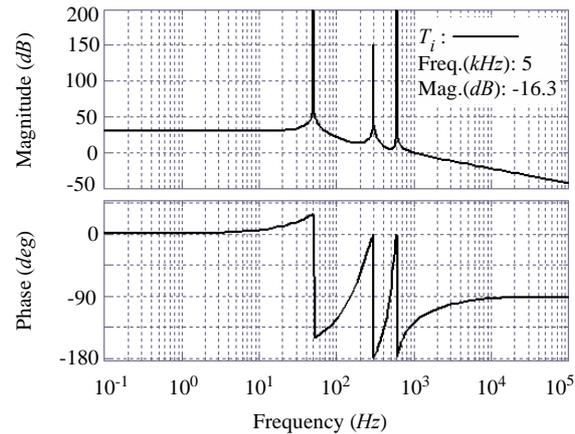


Figura 5.16. Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para el control PIS.

5.7.4 Análisis comparativo de los tres controles propuestos

En primer lugar se va a hacer una comparativa entre los tres reguladores de corriente propuestos. La Tabla 5.9 muestra la atenuación en dB a la frecuencia de $5kHz$, la frecuencia de cruce de ganancia y el Margen de Fase de los tres reguladores de corriente implementados. En la Figura 5.17 se pueden observar los diagramas de Bode de los lazos de corriente PI y RMF. La Figura 5.18 muestra los diagramas de Bode de los lazos de corriente PIS y RMF.

| | Atenuación a $5kHz(dB)$ | Frecuencia de cruce de ganancia(Hz) | MF(grados) |
|--------------------------------|---|--|-------------------|
| Control PI convencional | -18 | 659 | 76.4 |
| Control RMF | -17.2 | 1140 | 56.5 |
| Control PIS | -16.3 | 974 | 51.3 |

Tabla 5.9. Comparativa de los tres reguladores de corriente desarrollados.

A partir de la Tabla 5.9 se deduce que los tres controles tienen prácticamente la misma atenuación a $5kHz$, siempre mayor de $15dB$, por lo que el rizado de conmutación de las corrientes sensadas no afectará a la estabilidad de ninguno de los lazos de corriente. Por otra parte se observa que el control convencional PI es el que tiene el mayor MF, y por tanto una estabilidad relativa mayor que las otras dos técnicas de control. Sin embargo, en los tres casos el MF está por encima de los 50 grados, lo que en la práctica se considera más que suficiente. Por último, de la Tabla 5.9 se deduce también que con el regulador RMF se puede conseguir

la frecuencia de cruce mayor de ganancia, para prácticamente el mismo valor de atenuación a $5kHz$.

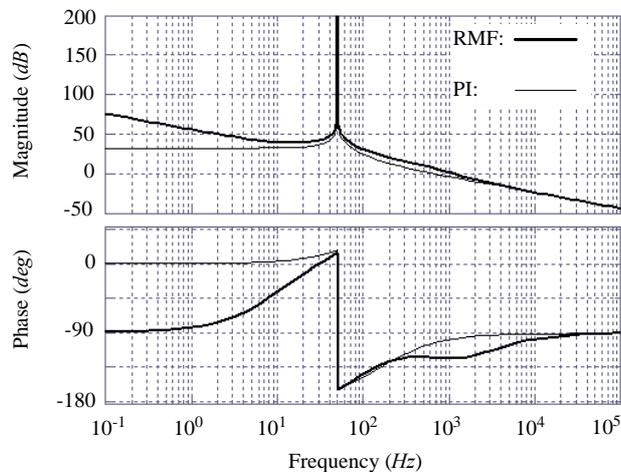


Figura 5.17. Diagramas de Bode de las ganancias de los lazos de corriente PI y RMF.

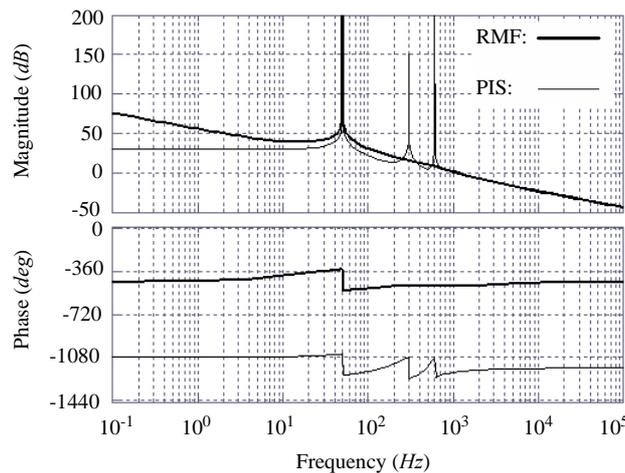


Figura 5.18. Diagramas de Bode de las ganancias de los lazos de corriente PIS y RMF.

En la Figura 5.17 se puede observar que el lazo de corriente RMF tiene una ganancia de mayor magnitud a bajas frecuencias que el lazo convencional PI. Esto garantiza que el seguimiento de las componentes de corriente de bajas frecuencias será más preciso con el regulador RMF que con el PI. Sin embargo, este no es el objetivo del controlador de corriente, sino más bien el seguimiento de los armónicos 5° y 7° ($300Hz$ en ejes- dq) y el seguimiento de los armónicos 11° y 13° ($600Hz$ en ejes- dq). Lo que interesa por tanto es tener mayores ganancias a esas frecuencias, y eso también se consigue con el control RMF frente al PI, tal y como se aprecia en la Figura 5.17. Por lo tanto se puede concluir que el regulador RMF será más efectivo que el regulador convencional PI a la hora de seguir una referencia con

armónicos de corriente de hasta 600Hz en ejes- dq . Esta afirmación será probada en el capítulo 6 de esta Tesis.

Por otra parte, la Figura 5.18 muestra los diagramas de Bode de las ganancias de los lazos de corriente PIS y RMF. Notar que las fases de los dos lazos están desplazadas. Para los lazos RMF y PIS, los ángulos de -360° y -1080° corresponden a 0° respectivamente. Se aprecia que el regulador PIS tiene unas ganancias mayores que el regulador RMF a las frecuencias de 300Hz y 600Hz , así como en las frecuencias muy próximas a éstas. Por lo tanto se deduce que el regulador PIS es el más adecuado de los estudiados a la hora del seguimiento de las referencias de corriente con armónicos de 300Hz y 600Hz . Esta afirmación será probada en el capítulo 6 de esta Tesis.

A continuación se van a comparar los reguladores de tensión PI y RMF. La Tabla 5.10 muestra la atenuación en dB a la frecuencia de 300Hz , la frecuencia de cruce de ganancia y el Margen de Fase de los dos reguladores implementados. En la Figura 5.19 se pueden observar los diagramas de Bode de los lazos de tensión PI y RMF.

| | Atenuación a $300\text{Hz}(dB)$ | Frecuencia de cruce de ganancia (Hz) | MF(<i>grados</i>) |
|--------------------------------|---|---|--------------------------|
| Control PI convencional | -23 | 20.7 | 90 |
| Control RMF | -22 | 53.6 | 47.4 |

Tabla 5.10. Comparativa de los dos reguladores de tensión desarrollados.

A partir de la Tabla 5.10 se deduce que los dos controles tienen prácticamente la misma atenuación a 300Hz , siempre mayor de $20dB$, por lo que el rizado de 300Hz de la tensión sensada no afectará a la componente de 300Hz del lazo de corriente. Por otra parte se observa que el control convencional PI tiene mayor MF, y por tanto una estabilidad relativa mayor que el control RMF. Sin embargo, en el control RMF el margen de fase se aproxima mucho a los 50 grados, lo que en la práctica se considera suficiente.

A partir de de la Tabla 5.10 y de la Figura 5.19 se deduce que el regulador RMF es el que tiene mayor frecuencia de cruce de ganancia y mayor ganancia en baja frecuencia, por lo que será el más rápido en responder frente a escalones de carga, que a su vez producen escalones de tensión en el Bus DC. Hay que tener en cuenta que los reguladores de tensión y de corriente se han diseñado en pequeña señal en torno a un punto de operación en régimen estacionario, y esto supone una tensión de Bus DC constante. Cuanto más se aleje la tensión

del Bus DC de su tensión ideal de régimen estacionario, peor funcionarán los reguladores de tensión y de corriente diseñados, pudiendo incluso llegar a la inestabilidad en el caso de que la tensión del Bus DC se aleje mucho de su valor nominal de régimen estacionario ($2kV$). Además, hay que tener en cuenta que si la tensión del Bus DC aumenta, aunque sea transitoriamente, también aumenta transitoriamente la tensión que soportan los transistores de potencia del convertidor, lo que puede producir su destrucción y/o mayores pérdidas. En definitiva, el control RMF se presenta como muy adecuado para el control de la tensión del Bus DC, aventajando muy considerablemente al regulador convencional PI. Esta afirmación será probada en el capítulo 6 de esta Tesis.

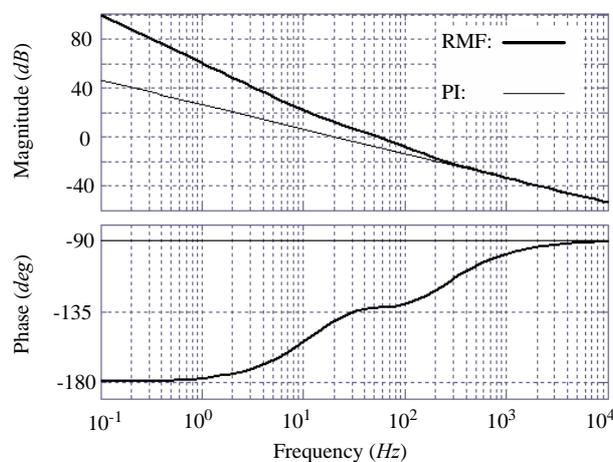


Figura 5.19. Diagrama de Bode de las ganancias de los lazos de tensión PI y RMF.

Después de analizar y comparar los reguladores propuestos, tanto de corriente como de tensión, se deduce que lo más aconsejable para controlar el convertidor NPC, trabajando como FAP, es utilizar un controlador PIS para el lazo de corriente y un controlador RMF para el lazo de tensión. Esta hipótesis será comprobada en apartados posteriores.

5.8 REAJUSTE DEL CONTROL EN TIEMPO CONTINUO PARA DISCRETIZACION. REGULADORES DIGITALES

En este apartado se rediseñan los reguladores en tiempo continuo desarrollados en el apartado 5.7, teniendo en cuenta el retardo debido a la implementación digital del control. Para ello se debe añadir un retardo al modelo de la etapa de potencia original. Una vez obtenidos los nuevos reguladores en tiempo continuo se procede a su discretización.

En esta Tesis se va a trabajar con una frecuencia de muestreo $f_s = 10kHz$ doble que la frecuencia de conmutación $f_{sw} = 5kHz$. A pesar de que existen implementaciones de control

basadas en la combinación DSP-FPGA, con una capacidad de procesamiento muy elevada [112]-[113], en esta Tesis se va a considerar un retardo digital conservador igual al período de muestreo. El retardo digital considerado es por tanto $T_d = T_s = \frac{T_{sw}}{2}$.

Un retardo de T_s en el *plano-s* viene definido por la función de transferencia $D(s) = e^{-sT_s}$. Multiplicar la función de transferencia de la etapa de potencia a compensar por $D(s)$, implica que la magnitud de la función de transferencia resultante queda inalterada, mientras que su fase se atrasa $\omega \cdot T_s$ radianes para cada frecuencia ω . A la hora de diseñar los reguladores, el retardo $D(s)$ se suele aproximar mediante la denominada aproximación de Pade de segundo orden (5.17) [114].

$$e^{-sT} = \frac{1 - \frac{1}{2} \cdot s \cdot T + \frac{1}{12} \cdot (s \cdot T)^2}{1 + \frac{1}{2} \cdot s \cdot T + \frac{1}{12} \cdot (s \cdot T)^2} \quad (5.17)$$

Una vez diseñado el regulador tiempo continuo, habiendo tenido en cuenta el retardo digital sobre la etapa de potencia original (resultando así una nueva etapa de potencia a compensar), el último paso consiste en transformar los reguladores del *plano-s* al *plano-z*, para lo cual se va a utilizar la transformación de Tustin o Bilineal (5.18) [115].

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (5.18)$$

En este capítulo se va a exponer el ajuste de todos los reguladores digitales, tanto de corriente como de tensión. En primer lugar se diseñan los controladores convencionales PI de corriente y de tensión, posteriormente los controladores RMF de corriente y de tensión, y por último se analiza un esquema de control consistente en un regulador de corriente basado en Integradores Generalizados. Para terminar el capítulo se hará un análisis comparativo de los distintos reguladores propuestos, tanto de tensión como de corriente.

5.8.1 Control PI de corriente y de tensión teniendo en cuenta el retardo digital.

El procedimiento de diseño de reguladores PI digitales para la compensación de la función de transferencia de una etapa de potencia general, $P(s)$, siguiendo la estructura de la Figura 5.8, es muy parecido al procedimiento de diseño del apartado 5.7.1. La única diferencia es que la etapa de potencia $P(s)$ se debe multiplicar por la aproximación de Pade de

segundo orden del retardo digital, función de transferencia que se ha denominado $Pade(s)$.

Los pasos a seguir para diseñar los reguladores PI digitales son:

- Ajustar un controlador $H(s)$ como el de la Tabla 5.1 para la compensación de $P'(s) = Pade(s) \cdot P(s)$. Para el caso del lazo de corriente se debe considerar $P(s) = Gid_{diag}(s)$ (4.30), y para el caso del lazo de tensión tomar la etapa de potencia $P(s) = -G_i(s) \cdot G_{BUS}(s) \cong -G_{BUS}(s)$ (5.14).
- Revisar las frecuencias de cruce de ganancia f_c y los márgenes de estabilidad de la ganancia de lazo $T(s)$ (ver Tabla 5.1), tanto para el lazo de tensión como para el lazo de corriente.
 - En el caso del lazo de corriente, se deben tener en cuenta las siguientes consideraciones: por una parte, para conseguir una buena compensación de armónicos de corriente, la frecuencia de cruce de ganancia debe estar comprendida en el intervalo $600Hz \leq f_c \leq 2kHz$, tal y como se ha expuesto en el apartado 5.2. Por otra parte, en la implementación de cualquier controlador digital, la frecuencia de cruce de ganancia debe ser como máximo, aproximadamente, la décima parte de la frecuencia de muestreo $f_s = 10kHz$ [115]. Por lo tanto, teniendo en cuenta estas dos consideraciones, la frecuencia de cruce de ganancia deberá estar comprendida en el intervalo $600Hz \leq f_c \leq 1kHz$.
 - En el lazo de tensión la frecuencia de cruce de ganancia debe ser $f_c \leq 60Hz$, por los motivos expuestos en el apartado 5.3.
- Transformar las funciones de transferencia de los reguladores continuos del *plano-s* al *plano-z* mediante la transformación de Tustin o Bilineal (5.18).

La Tabla 5.11 muestra los valores de diseño de la etapa de potencia y de los reguladores PI de corriente y de tensión, teniendo en cuenta el retardo digital. Ilustra también las frecuencias de cruce de ganancia, los márgenes de fase (MF) y los márgenes de ganancia (MG) resultantes para los controles convencionales PI, tanto de corriente como de tensión, teniendo en cuenta el retardo digital. Además se puede observar la ganancia del lazo de corriente a la frecuencia de $5kHz$, así como la ganancia del lazo de tensión a la frecuencia de $300Hz$.

| Lazo de corriente PI | | Lazo de tensión PI | | |
|---|------------------|---------------------------|-----------------|---|
| $P_i(s) = 5 \cdot 10^5 \cdot \frac{s}{s^2 + 314^2}$ | | $P_v(s) = \frac{1000}{s}$ | | |
| $H_i(s) = 8 \cdot \frac{1 + s/1000}{s}$ | | $H_v = 0.13$ | | |
| Lazos de corriente y de tensión PI | | | | |
| | $f_c(\text{Hz})$ | $MF(\text{deg})$ | $MG(\text{dB})$ | $ T(j\omega) (\text{dB})$ |
| Ganancia de lazo de corriente T_i | 659 | 52.7 | 11.5 | $ T_i(j\omega) _{f=5\text{kHz}} = -18$ |
| Ganancia de lazo de tensión T_v | 20.7 | 89.3 | 41.7 | $ T_v(j\omega) _{f=300\text{Hz}} = -23$ |

Tabla 5.11. Valores de diseño del control convencional PI para los lazos de corriente y de tensión, teniendo en cuenta el retardo digital.

Si se compara la Tabla 5.11 con la Tabla 5.4, se deduce que los reguladores en tiempo continuo diseñados teniendo y sin tener en cuenta el retardo digital son idénticos para el control PI. En el caso del regulador de tensión se debe a que el ancho de banda del regulador es muy pequeño, por lo que el retardo apenas influye en la estabilidad del lazo. En el caso del regulador de corriente, el MF sigue siendo adecuado a pesar del retardo digital, por lo que no se hace necesario modificar el regulador.

Tal y como se ha descrito anteriormente, el lazo de corriente debe tener una frecuencia f_c que esté comprendida entre 600Hz y 1kHz . La atenuación de la ganancia del lazo de corriente a la frecuencia de conmutación (5kHz) debe ser de por lo menos 15dB . A partir de la Tabla 5.11 se puede verificar que se cumplen las dos citadas condiciones.

La Figura 5.20 muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente, teniendo en cuenta el retardo digital.

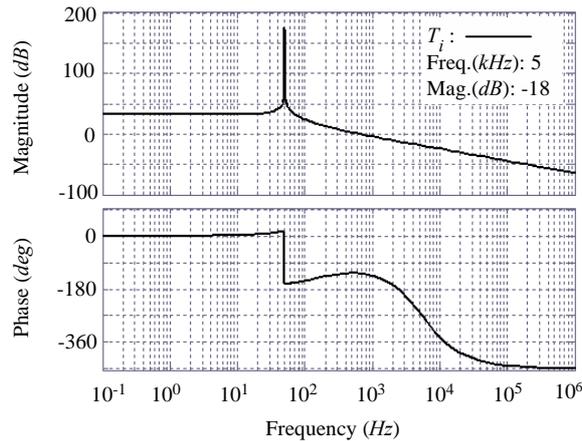


Figura 5.20. Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para el control PI convencional, teniendo en cuenta el retardo digital.

La Figura 5.21 ilustra el Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$, teniendo en cuenta el retardo digital. Tal y como se ha descrito en el apartado 5.3, la frecuencia de cruce de ganancia del lazo de tensión debe ser inferior a 60Hz , para poder conseguir una atenuación de al menos 20dB a la frecuencia de 300Hz . El cumplimiento de estas dos condiciones se puede verificar en la Tabla 5.11 y en la Figura 5.21.

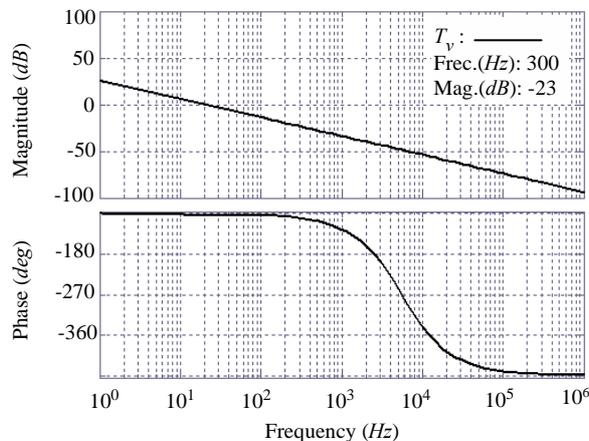


Figura 5.21. Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión $T_v(s)$ para el control PI convencional, teniendo en cuenta el retardo digital.

Una vez diseñados los reguladores en el *plano-s*, teniendo en cuenta el retardo digital, se debe proceder a la obtención de las funciones de transferencia en el *plano-z*. Para ello se aplica la transformada Bilineal (5.18) a las funciones de transferencia de la Tabla 5.11. Las funciones de transferencia de los reguladores resultantes en el *plano-z*, tanto para el lazo de corriente como para el lazo de tensión, se muestran en la Tabla 5.12.

| Lazo de corriente PI | Lazo de tensión PI |
|--|--------------------|
| $H_i(z) = \frac{0.0084 z - 0.0076}{z - 1}$ | $H_v(z) = 0.13$ |

Tabla 5.12. Valores de diseño de los reguladores digitales convencionales PI para los lazos de corriente y de tensión.

5.8.2 Control Robusto RMF de corriente y de tensión teniendo en cuenta el retardo digital

El procedimiento de diseño de los reguladores digitales RMF propuestos para la compensación de la función de transferencia de una etapa de potencia general, $P(s)$, siguiendo la estructura de la Figura 5.9, es el siguiente:

- Ajustar un controlador $G_{me}(s)$ como el de la Tabla 5.2 para la compensación de $P'(s) = P_{ade}(s) \cdot P(s)$. Para el caso del lazo de corriente considerar $P(s) = G_{id_{diag}}(s)$ (4.30), y para el caso del lazo de tensión tomar la etapa de potencia $P(s) = -G_i(s) \cdot G_{BUS}(s) \cong -G_{BUS}(s)$ (5.14). En el lazo de corriente la frecuencia de cruce de la ganancia del lazo $T_{int}(s)$ (ver Tabla 5.2) debe cumplir $f_{c-int} \leq 1kHz$. En el caso del lazo de tensión la frecuencia de cruce de ganancia debe cumplir la condición $f_{c-int} \leq 60Hz$.
- Elegir un controlador de error de modelado, $G_{ref}(s)$, como el de la Tabla 5.2 que establezca la ganancia de lazo $T_{ref}(s)$ (ver Tabla 5.2) junto con el regulador $G_{me}(s)$ previamente diseñado. Notar que en el caso del lazo de corriente existen dos grados de libertad (K_{ref-i} y ω_{i-ref}) a la hora de diseñar el controlador $G_{ref}(s)$. Sin embargo, en el lazo de tensión sólo hay un grado de libertad disponible para diseñar el controlador (ver Tabla 5.2). En el lazo de corriente la frecuencia de cruce de ganancia debe cumplir $f_{c-ref} \leq 1kHz$. En el caso del lazo de tensión la frecuencia de cruce de ganancia debe cumplir la condición $f_{c-ref} \leq 60Hz$.
- Seleccionar $G(s)$ siguiendo la Tabla 5.2 con el propósito de obtener una ganancia de lazo $T_{ext}(s)$ (ver Tabla 5.2) estable. La frecuencia de cruce de la ganancia del lazo de corriente debe cumplir $f_{c-ext} \leq 1kHz$, por los motivos expuestos en el apartado 5.8.1.

La frecuencia de cruce de la ganancia del lazo de tensión debe cumplir la condición $f_{c-ext} \leq 60Hz$, para atenuar el rizado de 300Hz procedente del Bus DC.

- Revisar la frecuencia de cruce de ganancia, f_{c-eg} , y los márgenes de estabilidad de la ganancia del lazo equivalente, $T_{eq}(s)$, tanto para el lazo de corriente como para el lazo de tensión. Verificar que se cumplen las siguientes condiciones: en el caso del lazo de corriente la frecuencia de cruce de ganancia debe estar comprendida en el intervalo $600Hz \leq f_{c-eg} \leq 1kHz$. En el lazo de tensión la frecuencia de cruce de ganancia debe ser $f_{c-eg} \leq 60Hz$.
- Transformar las funciones de transferencia de los reguladores del *plano-s* al *plano-z* mediante la transformación de Tustin o Bilineal (5.18).

La Tabla 5.13 muestra los valores de diseño de la etapa de potencia y de los reguladores de corriente y de tensión RMF, teniendo en cuenta el retardo digital.

| Lazo de corriente RMF | Lazo de tensión RMF |
|--|--------------------------------------|
| $P_{-i}(s) = 5 \cdot 10^5 \cdot \frac{s}{s^2 + 314^2}$ | $P_{-v}(s) = \frac{1000}{s}$ |
| $G_{me_i}(s) = 8 \cdot \frac{1 + s/1000}{s}$ | $G_{me_v}(s) = 0.13$ |
| $G_{ref_i}(s) = 30 \cdot \frac{1 + s/640}{1 + s/1000}$ | $G_{ref_v}(s) = \frac{1000}{s}$ |
| $G_{-i}(s) = \frac{3.8}{s} \cdot \frac{1 + s/1000}{1 + s/16000}$ | $G_{-v}(s) = \frac{0.32}{1 + s/380}$ |

Tabla 5.13. Valores de diseño del control RMF para los lazos de corriente y de tensión, teniendo en cuenta el retardo digital.

Si se compara la Tabla 5.13 con la Tabla 5.5 se aprecia que los reguladores de todos los lazos de tensión son iguales; esto se debe al reducido ancho de banda del lazo de tensión equivalente ($\approx 54Hz$), ya que el retardo digital es prácticamente inapreciable a frecuencias tan bajas. También se puede observar que los reguladores de los lazos de corriente $T_{i_int}(s)$ y $T_{i_ref}(s)$ son idénticos; en este caso el motivo es que la estabilidad de ambos lazos sigue siendo suficiente a pesar del retardo digital. Sin embargo, el regulador del lazo de corriente $T_{i_ext}(s)$

ha sido modificado al considerar el retardo digital, ya que de otro modo la estabilidad del lazo de control no resulta aceptable.

Las Figura 5.22 (a), (b), (c) y (d) muestran respectivamente los diagramas de Bode de las ganancias de los lazos de corriente $T_{i_int}(s)$, $T_{i_ref}(s)$, $T_{i_ext}(s)$, y $T_{i_eq}(s)$ del controlador RMF, teniendo en cuenta el retardo digital. Las expresiones generales de las funciones de transferencia de los distintos lazos de corriente del controlador RMF vienen descritas en la Tabla 5.2.

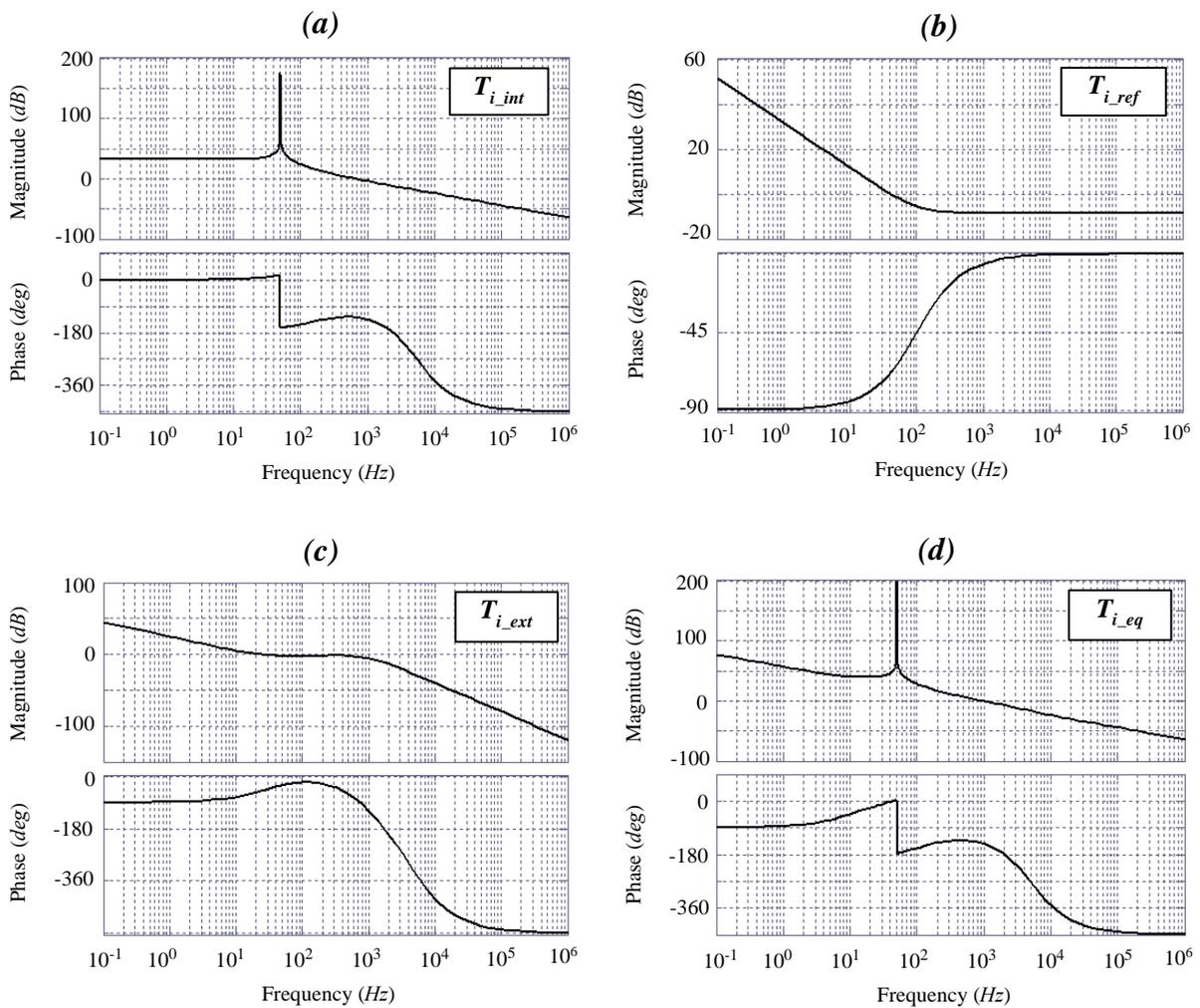


Figura 5.22. Diagramas de Bode de las ganancias de los lazos del regulador de corriente RMF, teniendo en cuenta el retardo digital: (a) $T_{i_int}(s)$, (b) $T_{i_ref}(s)$, (c) $T_{i_ext}(s)$ y (d) $T_{i_eq}(s)$.

La Tabla 5.14 muestra las frecuencias de cruce de ganancia, los MF, los MG y las atenuaciones a $5kHz$ resultantes para las ganancias de lazo $T_{i_int}(s)$, $T_{i_ref}(s)$, $T_{i_ext}(s)$ y $T_{i_eq}(s)$ del control de corriente RMF propuesto, teniendo en cuenta el retardo digital.

La condición de diseño impuesta a las ganancias de lazo $T_{i_int}(s)$, $T_{i_ref}(s)$, $T_{i_ext}(s)$ es que deben tener una frecuencia de cruce inferior a $1kHz$. La ganancia del lazo de corriente equivalente $T_{i_eq}(s)$ debe tener una frecuencia f_{c_eq} que esté comprendida entre $600Hz$ y $1kHz$, por los motivos expuestos en el apartado 5.8.1. La atenuación de la ganancia del lazo de corriente equivalente a la frecuencia de conmutación ($5kHz$) debe ser de por lo menos $15dB$. A partir de la Tabla 5.14 se deduce que se cumplen todas las condiciones de diseño impuestas.

| Lazos de corriente RMF teniendo en cuenta el retardo digital | | | | |
|---|-----------|-----------|----------|--------------------------------|
| | $f_c(Hz)$ | $MF(deg)$ | $MG(dB)$ | $ T_i(j\omega) _{f=5kHz} (dB)$ |
| $T_{i_int}(s)$ | 659 | 52.7 | 11.5 | -18 |
| $T_{i_ref}(s)$ | 41.2 | 112 | ----- | -8.52 |
| $T_{i_ext}(s)$ | 23.2 | 129 | 10.5 | -28.3 |
| $T_{i_eq}(s)$ | 1020 | 35.7 | 6.86 | -16.6 |

Tabla 5.14. Frecuencia de corte, MF , MG y atenuación a $5kHz$ de los lazos de corriente RMF, teniendo en cuenta el retardo digital.

Con respecto al controlador de tensión, las Figura 5.23 (a), (b), (c) y (d) muestran respectivamente los diagramas de Bode de las ganancias de los lazos $T_{v_int}(s)$, $T_{v_ref}(s)$, $T_{v_ext}(s)$, y $T_{v_eq}(s)$ del controlador de tensión RMF, teniendo en cuenta el retardo digital. Las expresiones generales de las funciones de transferencia de los distintos lazos de tensión del controlador RMF vienen descritas en la Tabla 5.2.

La Tabla 5.15 muestra las frecuencias de cruce de ganancia, los MF, los MG y las ganancias a $300Hz$ resultantes para las ganancias de lazo $T_{v_int}(s)$, $T_{v_ref}(s)$, $T_{v_ext}(s)$ y $T_{v_eq}(s)$ del control de tensión RMF propuesto, teniendo en cuenta el retardo digital.

| Lazos de tensión RMF teniendo en cuenta el retardo digital | | | | |
|---|------------------|------------------|-----------------|---|
| | $f_c(\text{Hz})$ | $MF(\text{deg})$ | $MG(\text{dB})$ | $ T_v(j\omega) _{f=300\text{Hz}} (\text{dB})$ |
| $T_{v_int}(s)$ | 20.7 | 89.3 | 41.7 | -23 |
| $T_{v_ref}(s)$ | 20.7 | 90 | ---- | -23 |
| $T_{v_ext}(s)$ | 42.2 | 53.9 | 29.8 | -29.3 |
| $T_{v_eq}(s)$ | 53.6 | 45.5 | 41.3 | -22 |

Tabla 5.15. Frecuencia de cruce, MF, MG y atenuación a 300Hz de los lazos de tensión RMF, teniendo en cuenta el retardo digital.

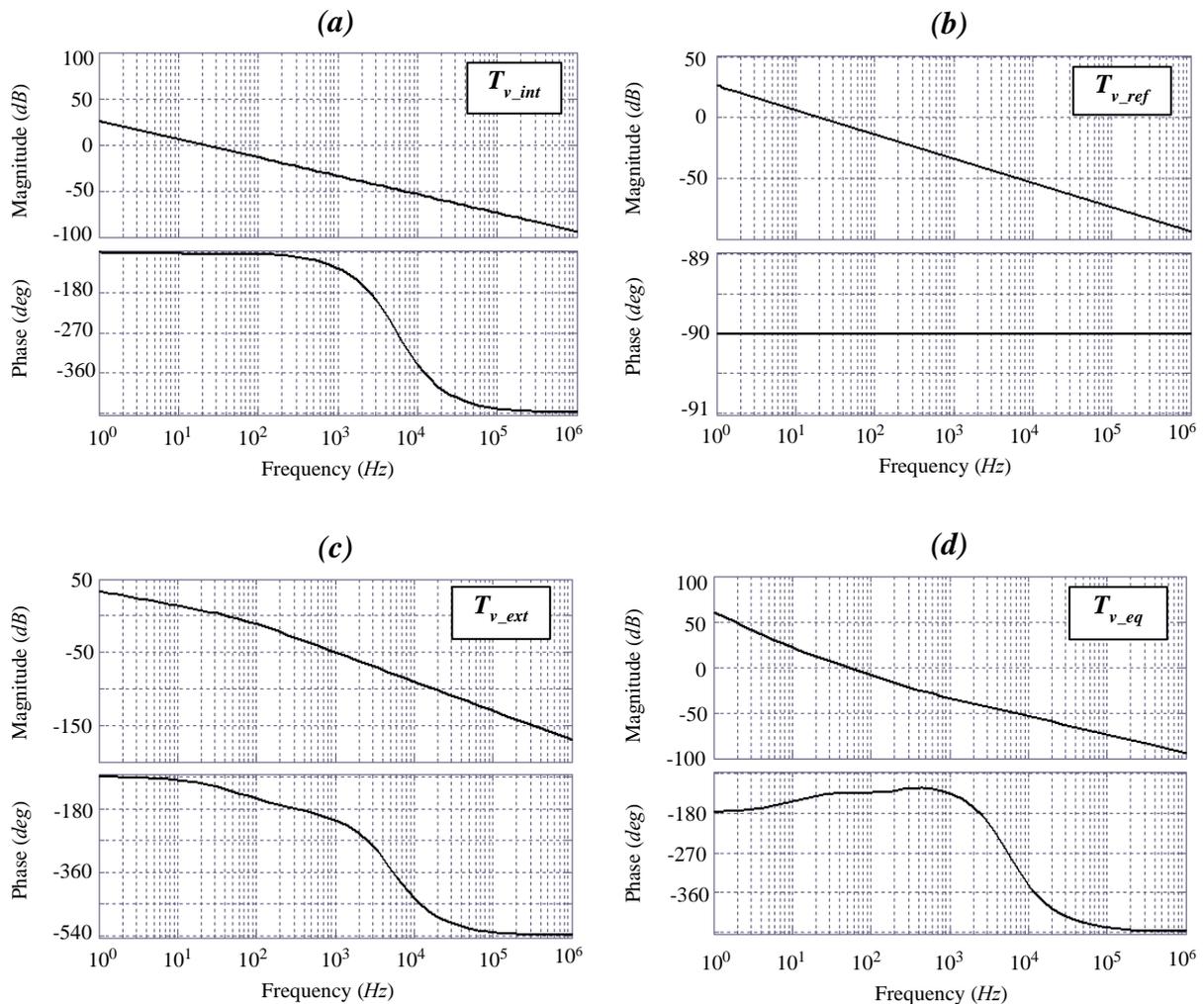


Figura 5.23. Diagramas de Bode de las ganancias de los lazos del regulador de tensión RMF, teniendo en cuenta el retardo digital: (a) $T_{v_int}(s)$, (b) $T_{v_ref}(s)$, (c) $T_{v_ext}(s)$ y (d) $T_{v_eq}(s)$.

Para el controlador de tensión RMF teniendo en cuenta el retardo digital, las ganancias de lazo $T_{v_int}(s)$, $T_{v_ref}(s)$, $T_{v_ext}(s)$ y $T_{v_eq}(s)$ deben tener una frecuencia de cruce inferior a $60Hz$, para tener una atenuación de al menos $20dB$ a la frecuencia de $300Hz$. El cumplimiento de estas dos condiciones se puede verificar en la Tabla 5.15.

Una vez diseñados los reguladores en el *plano-s* teniendo en cuenta el retardo digital, se debe proceder a la obtención de las funciones de transferencia en el *plano-z*. Para ello se aplica la transformada Bilineal (5.18) a las funciones de transferencia de la Tabla 5.13. Las funciones de transferencia de los reguladores resultantes en el *plano-z*, tanto para el lazo de corriente como para el lazo de tensión, se muestran en la Tabla 5.16.

| Lazo de corriente RMF | Lazo de tensión RMF |
|--|--|
| $G_{me_i}(z) = \frac{0.0084 z - 0.0076}{z - 1}$ | $G_{me_v}(z) = 0.13$ |
| $G_{ref_i}(z) = \frac{46.07 z - 43.21}{z - 0.9048}$ | $G_{ref_v}(z) = \frac{0.05 z + 0.05}{z - 1}$ |
| $G_{-i}(z) = \frac{0.001773 z^2 + 0.0001689 z - 0.001604}{z^2 - 1.111 z + 0.1111}$ | $G_{-v}(z) = \frac{0.005967 z + 0.005967}{z - 0.9627}$ |

Tabla 5.16. Valores de diseño de los reguladores digitales RMF para los lazos de corriente y de tensión.

5.8.3 Control de corriente basado en Integradores Generalizados teniendo en cuenta el retardo digital.

El procedimiento de diseño de reguladores digitales PIS para la compensación de la función de transferencia de una etapa de potencia general, $P(s)$, siguiendo la estructura de la Figura 5.11, es el siguiente:

- Ajustar un controlador $H(s)$ como el de la Tabla 5.3 para la compensación de $P'(s) = Pade(s) \cdot P(s)$, con $P(s) = Gid_{diag}(s)$ (4.30).
- Revisar las frecuencias de cruce de ganancia f_c y los márgenes de estabilidad de la ganancia de lazo $T(s)$ (ver Tabla 5.3). La frecuencia de cruce de ganancia debe estar comprendida en el intervalo $600Hz \leq f_c \leq 1kHz$.
- Transformar las funciones de transferencia de los reguladores del *plano-s* al *plano-z* mediante la transformación de Tustin o Bilineal (5.18).

La Tabla 5.17 muestra los valores de diseño de la etapa de potencia y del regulador, así como la frecuencia de cruce de ganancia, el margen de fase (MF) y el margen de ganancia (MG) resultantes. Así mismo, ilustra la atenuación a 5kHz resultante para el lazo de corriente implementado mediante el regulador PIS teniendo en cuenta el retardo digital.

| Lazo de corriente PIS | | | | |
|--|------------------|---|--------|---|
| $P_{-i}(s) = 5 \cdot 10^5 \cdot \frac{s}{s^2 + 314^2}$ | | | | |
| $H(s) = 5.4 \cdot \frac{1+s/570}{s} + G_{s-1}(s) + G_{s-2}(s)$ | | | | |
| $G_{s-1}(s) = 3 \cdot \frac{s}{s^2 + 1885^2}$ | | $G_{s-2}(s) = 3 \cdot \frac{s}{s^2 + 3770^2}$ | | |
| Ganancia del lazo de corriente T_i | $f_c(\text{Hz})$ | MF(deg) | MG(dB) | $ T_i(j\omega) _{f=5\text{kHz}}(\text{dB})$ |
| | 798 | 42.9 | 9.97 | -16.4 |

Tabla 5.17. Valores de diseño del control PIS, teniendo en cuenta el retardo digital.

La Figura 5.24 muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente PIS, teniendo en cuenta el retardo digital. Tal y como se ha descrito anteriormente, el lazo de corriente debe tener una frecuencia f_{c-eq} que esté comprendida entre 600Hz y 1kHz. La atenuación de la ganancia del lazo de corriente a la frecuencia de conmutación (5kHz) debe ser de por lo menos 15dB. El cumplimiento de las dos citadas condiciones se puede verificar a partir de la Tabla 5.17 y de la Figura 5.24.

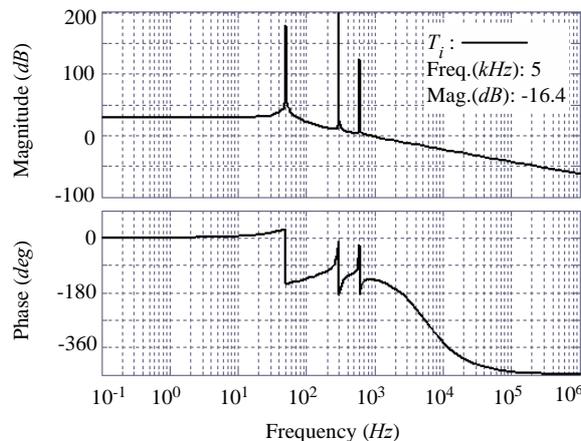


Figura 5.24. Diagrama de Bode de la ganancia del lazo de corriente $T_i(s)$ para el control PIS, teniendo en cuenta el retardo digital.

Una vez diseñados los reguladores en el *plano-s* teniendo en cuenta el retardo digital, se debe proceder a la obtención de las funciones de transferencia en el *plano-z*. Para ello se aplica la transformada Bilineal (5.18) a las funciones de transferencia de la Tabla 5.17. Las funciones de transferencia de los reguladores resultantes en el *plano-z* para el lazo de corriente PIS se muestran en la Tabla 5.18.

| Lazo de corriente PIS | |
|--|--|
| $H(z) = \frac{0.009744 \cdot z - 0.009204}{z - 1} + G_{s-1}(z) + G_{s-2}(z)$ | |
| $G_{s-1}(z) = \frac{0.0001487 z^2 - 0.0001487}{z^2 - 1.965 z + 1}$ | $G_{s-2}(z) = \frac{0.0001449 z^2 - 0.0001449}{z^2 - 1.863 z + 1}$ |

Tabla 5.18. Valores de diseño del regulador digital PIS.

5.8.4 Análisis comparativo de los tres controles propuestos teniendo en cuenta el retardo digital.

En primer lugar se va a hacer una comparativa entre los tres reguladores digitales de corriente propuestos. La Tabla 5.19 muestra la atenuación en *dB* a la frecuencia de *5kHz*, la frecuencia de cruce de ganancia, el Margen de Fase y el Margen de Ganancia de los tres reguladores implementados. En la Figura 5.25 se pueden observar los diagramas de Bode de los lazos de corriente PI y RMF, teniendo en cuenta el retardo digital. La Figura 5.26 muestra los diagramas de Bode de los lazos de corriente PIS y RMF, teniendo en cuenta el retardo digital.

| | Atenuación a <i>5kHz</i> (<i>dB</i>) | Frecuencia de cruce de ganancia(<i>Hz</i>) | MF (<i>grados</i>) | MG (<i>dB</i>) |
|--------------------------------|--|--|----------------------|------------------|
| Control PI convencional | -18 | 659 | 52.7 | 11.5 |
| Control RMF | -16.6 | 1020 | 35.7 | 6.86 |
| Control PIS | -16.4 | 798 | 42.9 | 9.97 |

Tabla 5.19. Comparativa de los tres reguladores de corriente desarrollados, teniendo en cuenta el retardo digital.

A partir de la Tabla 5.19 se deduce que los tres controles tienen prácticamente la misma atenuación a *5kHz*, siempre mayor de *15dB*, por lo que el rizado de conmutación de las corrientes sensadas no afectará a la estabilidad de ninguno de los lazos de corriente. Por otra

parte se observa que el control convencional PI es el que tiene el mayor MF y MG, y por tanto una estabilidad relativa mayor que las otras dos técnicas de control. Sin embargo, en los controles RMF y PIS se cumple que $MF > 30^\circ$ y que $MG > 6dB$, lo que garantiza una buena estabilidad de los lazos de control RMF y PIS [116]. Por último, de la Tabla 5.19 se deduce también que el regulador RMF es el que tiene mayor frecuencia de cruce de ganancia, manteniendo aproximadamente el mismo valor de atenuación a 5kHz. En la Figura 5.25 y en la Figura 5.26, notar que la fase de uno de los lazos de control está desplazada 360° para que se pueda ver con mayor claridad. Por lo tanto, para la fase desplazada en cada caso, el ángulo de 180° corresponde al ángulo -180° .

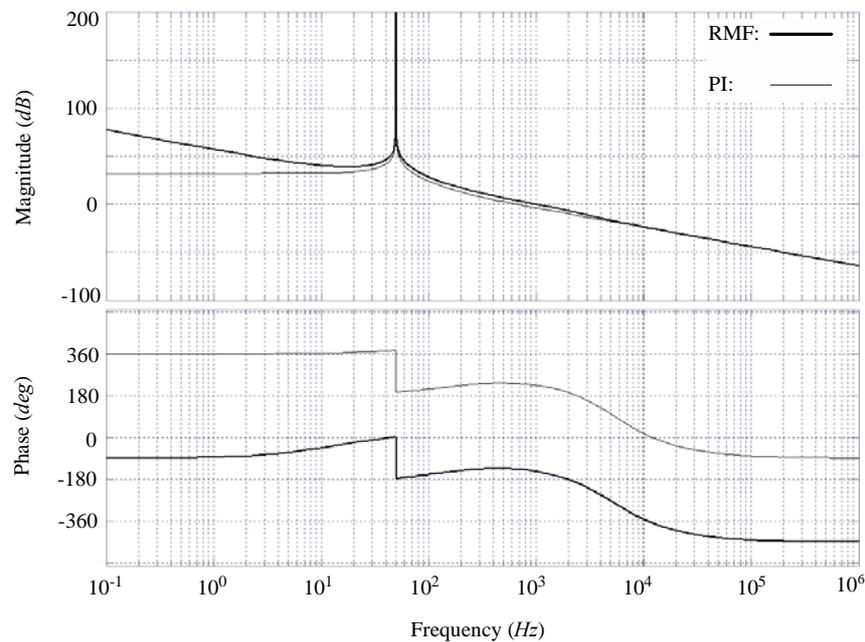


Figura 5.25. Diagrama de Bode de las ganancias de los lazos de corriente PI y RMF, teniendo en cuenta el retardo digital.

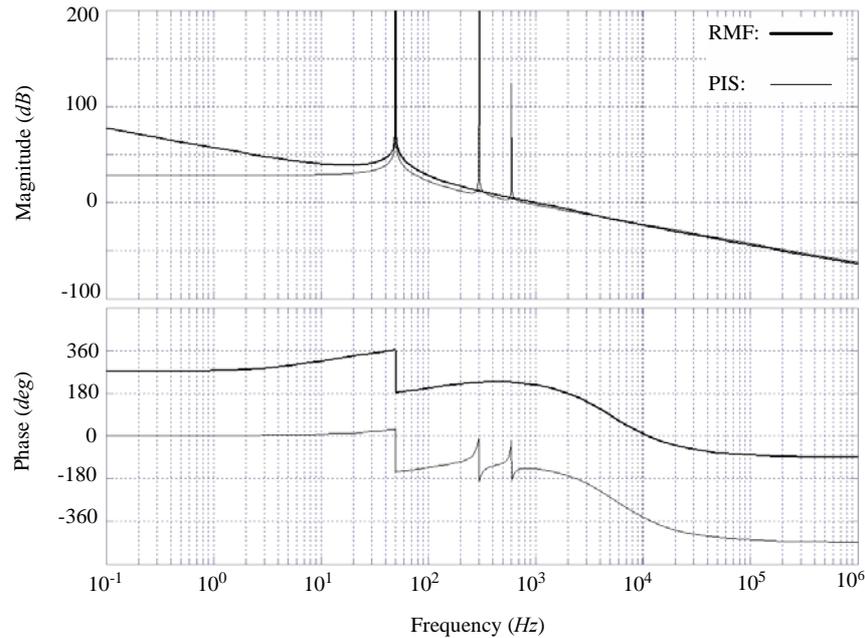


Figura 5.26. Diagrama de Bode de las ganancias de los lazos de corriente PIS y RMF, teniendo en cuenta el retardo digital.

En la Figura 5.25 se puede observar que la ganancia del lazo RMF tiene mayor magnitud que la del lazo PI a las frecuencias en las que se tienen los mayores armónicos a compensar (300Hz y 600Hz en ejes dq). Esto garantiza una mayor compensación de armónicos de corriente con el regulador RMF que con el PI. Sin embargo, en este caso la diferencia de ganancia entre el lazo RMF y el lazo PI es menor que la que se aprecia en la Figura 5.17, en la que se comparan los diagramas de Bode de las ganancias de los lazos de corriente RMF y PI para el caso de control en tiempo continuo. Se concluye por tanto que la mejora en la compensación de armónicos de corriente del control RMF con respecto al control PI, es menor cuando el control se implementa en digital que cuando se implementa en analógico. Esta afirmación será probada en el capítulo 6 de esta Tesis. Esto es debido al elevado ancho de banda de los reguladores de corriente implementados para la compensación de armónicos de frecuencias elevadas, ya que el retardo digital influye más en la estabilidad del lazo de control cuanto mayor sea su ancho de banda.

Por otra parte, en la Figura 5.26 se aprecia que el lazo de control PIS tiene unas ganancias mayores que las del lazo de control RMF a las frecuencias de 300Hz y 600Hz, así como en las frecuencias muy próximas a éstas. Por lo tanto se deduce que el regulador PIS es muy adecuado a la hora del seguimiento de las referencias de corriente con armónicos de 300Hz y

600Hz, incluso en su implementación digital. Esta afirmación será probada en el capítulo 6 de esta Tesis.

A continuación se van a comparar los reguladores de tensión PI y RMF. La Tabla 5.20 muestra la atenuación en dB a la frecuencia de 300Hz, la frecuencia de cruce de ganancia, el Margen de Fase y el Margen de Ganancia de los dos reguladores implementados teniendo en cuenta el retardo digital. En la Figura 5.27 se pueden observar los diagramas de Bode de los lazos de tensión PI y RMF.

| | Atenuación a 300Hz(dB) | Frecuencia de cruce de ganancia (Hz) | MF (grados) | MG (dB) |
|--------------------------------|--|---|--------------------|-----------------------------|
| Control PI convencional | -23 | 20.7 | 89.3 | 41.7 |
| Control RMF | -22 | 53.6 | 45.5 | 41.3 |

Tabla 5.20. Comparativa de los dos reguladores de tensión desarrollados, teniendo en cuenta el retardo digital.

A partir de la Tabla 5.20 se deduce que los dos controles tienen prácticamente la misma atenuación a 300Hz, siempre mayor que 20dB, por lo que el rizado de 300Hz de la tensión sensada no afectará a la componente de 300Hz del lazo de corriente. Por otra parte se observa que el control convencional PI es el que tiene el mayor MF y MG, y por tanto una estabilidad relativa mayor que el control RMF. Sin embargo, en el control RMF el margen de fase es mayor de 40°, lo que en la práctica se considera suficiente, y el MG es muy elevado.

A partir de la Tabla 5.20 y de la Figura 5.27 se infiere que el regulador RMF tiene mayor frecuencia de cruce de ganancia y mayor ganancia en baja frecuencia que el regulador PI. Por lo tanto, el regulador RMF de tensión de Bus será el más rápido en responder frente a escalones de carga.

Para comparar los lazos de tensión teniendo y sin tener en cuenta el retardo digital, basta comparar la Tabla 5.10 con la Tabla 5.20, y la Figura 5.19 con la Figura 5.27. De dicha comparación se puede deducir que el control de la tensión del Bus DC tiene prácticamente las mismas características cuando se implementa en analógico que cuando se implementa en digital, tanto para el control PI como para el control RMF. Esto es debido a que el lazo de tensión tiene un ancho de banda pequeño, y a bajas frecuencias el retardo digital no influye prácticamente nada a la estabilidad del lazo de control.

En definitiva, el control RMF es muy adecuado para el control de la tensión del Bus DC, implementado tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto, aventajando muy considerablemente al regulador convencional PI. Esta afirmación será probada en el capítulo 6 de esta Tesis.

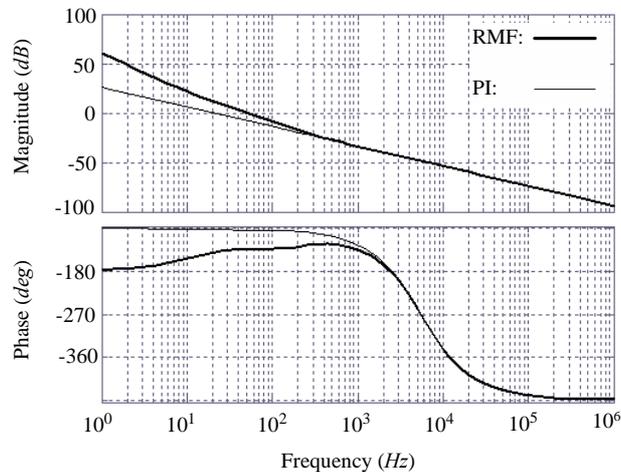


Figura 5.27. Diagrama de Bode de las ganancias de los lazos de tensión PI y RMF, teniendo en cuenta el retardo digital.

Después de analizar y comparar los reguladores digitales propuestos, tanto de corriente como de tensión, se deduce que lo más aconsejable para controlar digitalmente el convertidor NPC, trabajando como FAP, es implementar el control digital de armónicos de corriente mediante un regulador PIS, e implementar el control digital de la tensión del Bus DC mediante un regulador RMF. Esta hipótesis será comprobada en el capítulo 6.

6 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el objetivo de verificar las conclusiones teóricas obtenidas en el capítulo 5, se han realizado simulaciones avanzadas mediante SABERTM [117]. Los parámetros del sistema considerados son los descritos en el apartado 4.4.

El control lineal de corriente de convertidores estáticos se ha implementado convencionalmente mediante reguladores proporcionales-integrales PI [88]. Estos reguladores tienen el inconveniente de que no eliminan por completo el error en estado estacionario entre la referencia de corriente y la corriente de salida del convertidor, cuando la referencia de corriente no es una señal constante. El error cometido en el seguimiento de la señal de referencia de 50Hz se puede eliminar totalmente si el control se implementa en el sistema de referencia síncrono $d-q$, en el que la componente DC corresponde a la componente de 50Hz del sistema de referencia abc . Sin embargo, cuando la señal de referencia de corriente contiene armónicos de frecuencias mayores a la fundamental de 50Hz, estas componentes frecuenciales no podrán ser totalmente compensadas, y existirá un error remanente en estado estacionario para estas componentes. El error remanente será menor cuanto mayor sea la ganancia del regulador a las frecuencias correspondientes a los armónicos que se desean compensar. El resultado obtenido en la compensación de armónicos de corriente mediante reguladores PI, en el sistema de referencia síncrono, no suele ser completamente satisfactorio normalmente [88]. El método de control que hasta el momento consigue mejores resultados a la hora de compensar armónicos de corriente, es el método basado en Integradores Generalizados; el denominado PIS [39] es el que se ha utilizado concretamente en esta Tesis para llevar a cabo una comparativa entre distintos reguladores de armónicos de corriente. En esta Tesis se ha propuesto un regulador de corriente RMF para llevar a cabo la compensación de armónicos de corriente, y se pretende comparar el resultado obtenido mediante el regulador RMF con los resultados obtenidos mediante los reguladores PI y PIS.

En cuanto al control de la tensión del Bus DC, dado que la referencia del controlador es una señal constante, el regulador convencional PI no presenta ninguna problemática. Sin embargo, la limitación del ancho de banda del regulador, debida al rizado de 300Hz existente en la tensión del Bus DC en régimen permanente, limita a su vez la velocidad de respuesta del regulador. Por este motivo, en esta Tesis se ha propuesto un regulador de tensión RMF con el objetivo de mejorar la respuesta dinámica en el seguimiento de la referencia de la tensión de Bus DC.

Se pretende comparar la respuesta del convertidor cuando se controla totalmente mediante reguladores convencionales PI y mediante los reguladores RMF propuestos. A su vez, interesa comparar la respuesta del convertidor cuando su control se implementa mediante los reguladores más apropiados de corriente y de tensión, con la respuesta obtenida en los dos casos descritos anteriormente.

En primer lugar se va a analizar la respuesta del convertidor cuando se controla totalmente mediante reguladores convencionales PI. Después se comprobará la respuesta del convertidor al implementarse el control mediante los reguladores RMF propuestos, tanto en el lazo de corriente como en el lazo de tensión. Tal y como se comprobará en apartados posteriores, el regulador de tensión RMF es claramente superior al regulador de tensión convencional PI en cuanto a la dinámica de respuesta se refiere. Teniendo en cuenta la superioridad del regulador de tensión RMF, se analizará por último la respuesta del convertidor en el siguiente caso: regulador de corriente PIS, regulador de tensión RMF. En definitiva, se estudiarán las tres siguientes combinaciones:

- Regulador de tensión PI y reguladores de corriente PI.
- Regulador de tensión RMF y reguladores de corriente RMF.
- Regulador de tensión RMF y reguladores de corriente PIS.

6.1 CONTROL ANALÓGICO DE CORRIENTE Y DE TENSIÓN

En este apartado se va a comprobar la eficacia de todos los reguladores analógicos, tanto de corriente como de tensión. En primer lugar se verificarán los controladores convencionales PI de corriente y de tensión, posteriormente los controladores RMF de corriente y de tensión, y por último el esquema de control de corriente basado en Integradores Generalizados. Finalmente se llevará a cabo una discusión de los resultados obtenidos mediante los distintos reguladores propuestos, tanto de tensión como de corriente.

6.1.1 Consideraciones previas

Para analizar la eficacia de los reguladores de armónicos de corriente en estado estacionario, se toma un tiempo suficiente para que el sistema se estabilice, y una vez alcanzada la estabilidad se analiza el contenido armónico de las corrientes. Se considera el sistema en estado estacionario con las condiciones nominales descritas en el apartado 4.4. La Figura 6.1 muestra las corrientes de carga nominales de las tres fases en estado estacionario.

Estas corrientes son a su vez las corrientes de línea de las tres fases cuando el FAP está desconectado.

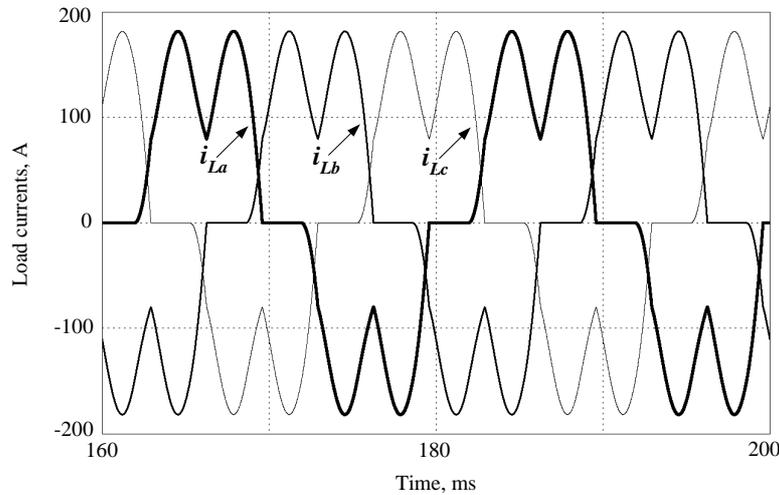


Figura 6.1. Corrientes nominales de carga de las tres fases en estado estacionario

Teniendo en cuenta que se pretende compensar hasta el armónico trece de 650Hz , resulta interesante analizar la distorsión armónica de la corriente de línea considerando los armónicos hasta el que se desea compensar. Para ello se utiliza el parámetro de distorsión armónica denominado DA_i , definido según la expresión (2.8), donde h es el número de armónico, I_h es la magnitud del armónico correspondiente, e I_1 es la magnitud de la componente de frecuencia fundamental.

$$DA_i(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{13} I_h^2}}{I_1} \quad (6.1)$$

El parámetro DA_i será utilizado para analizar y comparar los resultados en la compensación de armónicos de corriente de los distintos reguladores propuestos. Se ha medido el contenido armónico de la corriente trifásica equilibrada de línea cuando el FAP está desconectado, y se ha calculado su distorsión armónica, que resulta ser $DA_i = 35.03\%$.

Para analizar la respuesta dinámica de los reguladores de tensión de Bus DC, se van a llevar a cabo escalones de carga, ya que éstos producen escalones de tensión en el Bus DC. Además, resulta interesante estudiar la respuesta del convertidor frente a escalones de carga, a fin de evaluar la respuesta del lazo de tensión ante transitorios.

Para comprobar la respuesta del convertidor frente a escalones de carga, partiendo del estado estacionario con la carga nominal de 200kVA descrita en el apartado 4.4, se consideran

las siguientes condiciones de trabajo: en el instante de tiempo $t=230ms$ se aumenta la resistencia de la carga (R de la Figura 4.3) al doble, con lo que la carga absorbe $110kVA$. En el instante $t=310ms$ se vuelve a las condiciones nominales iniciales. La Figura 6.2. ilustra las corrientes que absorbe la carga ante los escalones descritos. Estas corrientes son a su vez las corrientes de línea de las tres fases cuando el FAP está desconectado.

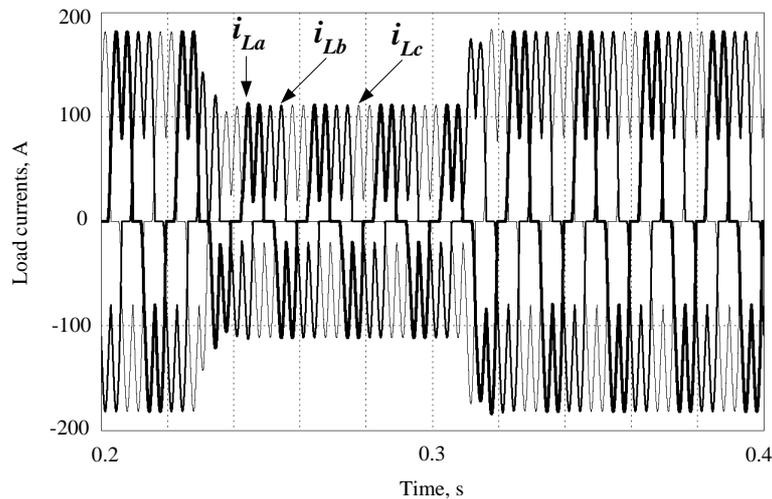


Figura 6.2. Corrientes que absorbe la carga ante escalones del 50%

De esta manera se comprueba el comportamiento del convertidor frente a escalones de carga de prácticamente el 50%, tanto positivos como negativos.

6.1.2 Control PI de corriente y de tensión

Para analizar la eficacia del controlador analógico PI de armónicos de corriente en estado estacionario, y la respuesta del convertidor frente a escalones de carga, se siguen los pasos descritos en el apartado 6.1.1.

6.1.2.1 Régimen estacionario con tensión de línea equilibrada

La Figura 6.3 ilustra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control PI de armónicos de corriente, tienen una distorsión armónica $DA_i = 11.02\%$. Tal y como se ha expuesto en el apartado 6.1.1, la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.03\%$.

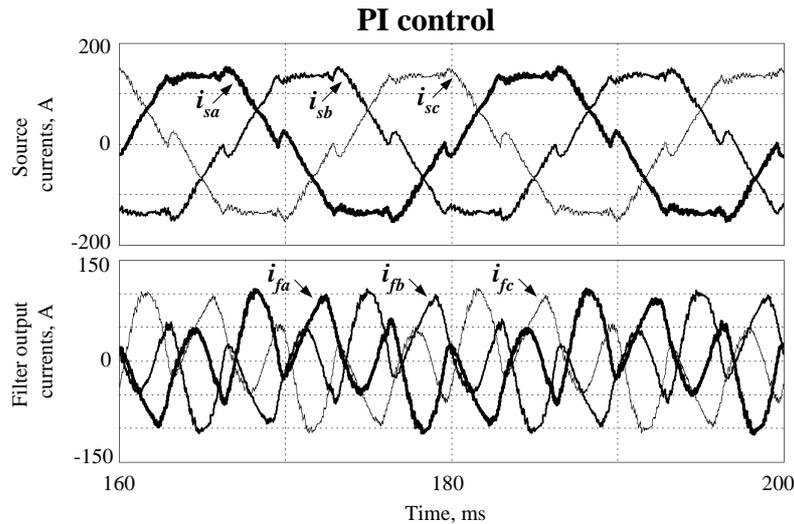
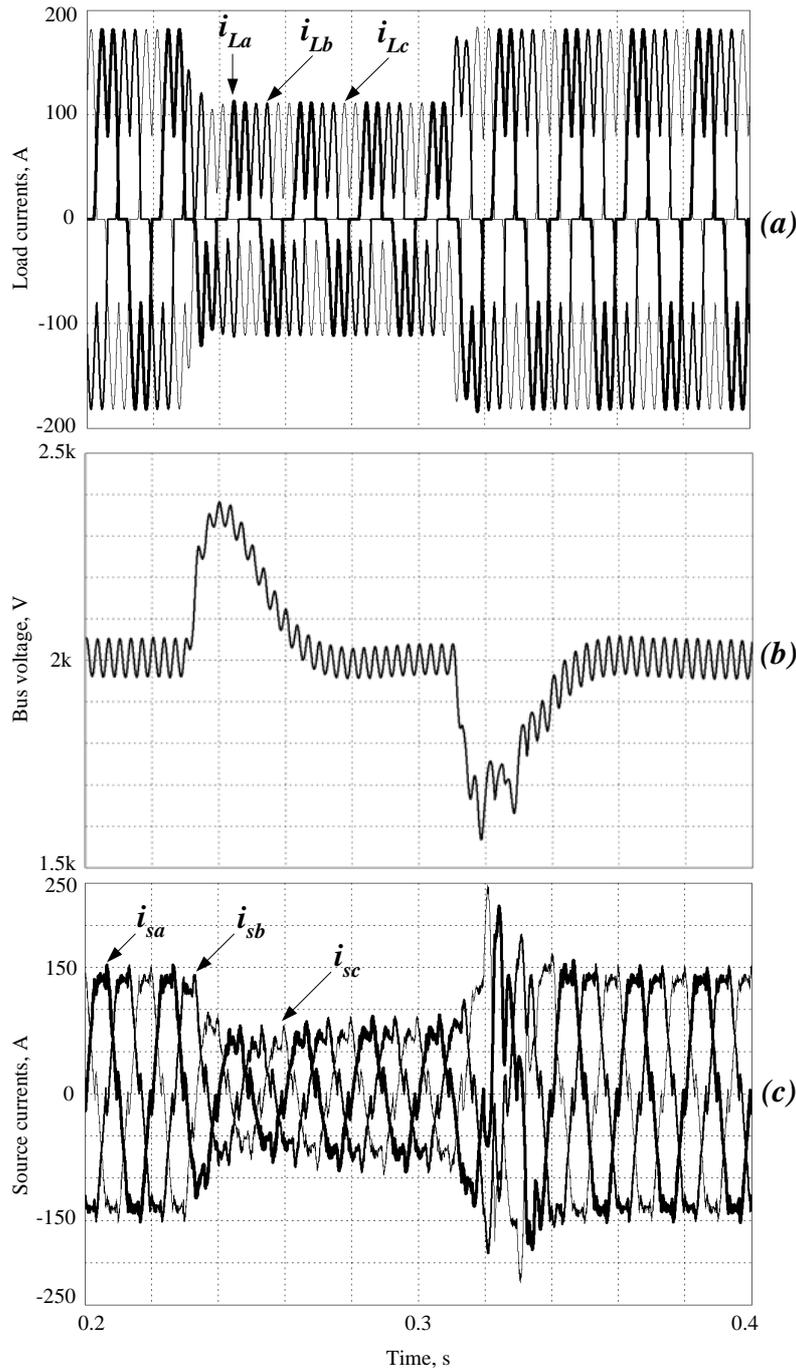


Figura 6.3. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con regulador PI analógico

Queda reflejado por tanto que el DA_i de las corrientes de línea, obtenido gracias al FAP controlado mediante un regulador de corriente PI analógico, se reduce considerablemente, en concreto pasa de 35.03% a 11.02% (aproximadamente un factor 3 de mejora). Aun así, se demostrará en siguientes apartados que el DA_i de las corrientes de línea se puede mejorar aun bastante más si se utilizan otro tipo de reguladores de corriente.

6.1.2.2 Respuesta del convertidor frente a escalones de carga

La Figura 6.4 (a) muestra la corriente de carga ante los escalones descritos en el apartado 6.1.1. El cambio en la corriente que absorbe la carga produce cambios transitorios bruscos de tensión en el Bus, que se ilustran en la Figura 6.4 (b). A su vez, los transitorios de tensión de Bus condicionan el comportamiento del convertidor, que no es capaz de compensar correctamente el contenido armónico de la corriente de línea durante estos transitorios, tal y como se puede apreciar en la Figura 6.4 (c).



**Figura 6.4. Respuesta frente a escalones de carga del 50%: (a) Corrientes de carga
(b) Tensión de Bus DC con regulador de tensión PI analógico
(c) Corrientes de línea con regulador de corriente PI analógico**

La Figura 6.4 (b) muestra la respuesta de la tensión del Bus DC frente a los escalones de carga del 50%, cuando dicha tensión se controla mediante el regulador PI sintonizado en el apartado 5.7.1. Se puede observar un rizado residual de 300Hz en la tensión del Bus DC, tal y como se había adelantado en el apartado 5.3, debido a que la modulación vectorial implementada no elimina totalmente el rizado de tensión del NP cuando se trabaja con un

índice de modulación elevado, como sucede en la aplicación de esta Tesis. Se puede observar también que el tiempo de establecimiento de la tensión en el 5% de su valor nominal (entre 1900V y 2100V para una tensión de Bus de 2kV), es de 30ms. Se aprecia además que el Bus DC sufre una sobretensión aproximada de 400V (20% de su tensión nominal). La mitad de esta sobretensión será aplicada a cada uno de los condensadores del Bus DC, y por tanto deberá ser soportada por los transistores de potencia del convertidor.

La Figura 6.4 (c) muestra las corrientes de línea de las tres fases cuando se producen los escalones de carga del 50%, el FAP está conectado y la corriente que inyecta el FAP se controla mediante el regulador PI descrito en el apartado 5.7.1.

6.1.3 Control Robusto RMF de corriente y de tensión

Para analizar la eficacia del controlador analógico RMF de armónicos de corriente en estado estacionario, y la respuesta del convertidor frente a escalones de carga, se vuelven a seguir los pasos descritos en el apartado 6.1.1.

6.1.3.1 Régimen estacionario con tensión de línea equilibrada

La Figura 6.5 ilustra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario.

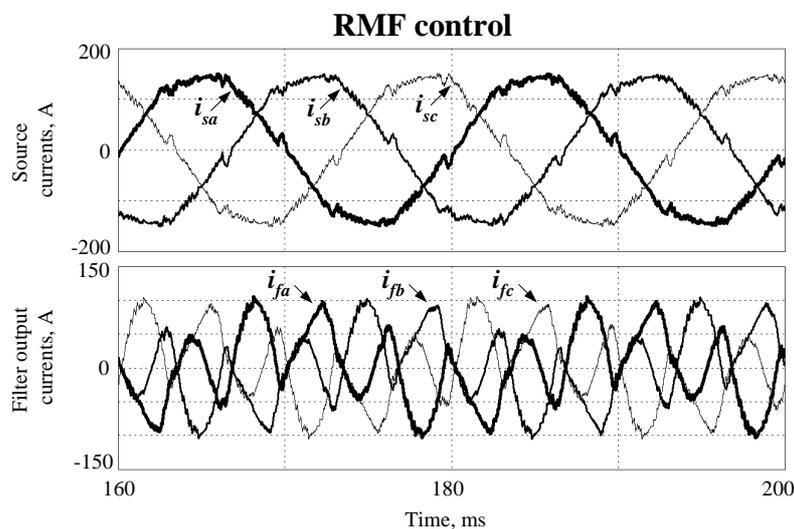


Figura 6.5. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con regulador RMF analógico

Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control RMF analógico de armónicos de corriente, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 4.99\%$. Tal y como se ha expuesto en el apartado 6.1.1, la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP

está desconectado es $DA_i = 35.03\%$. Queda reflejado por tanto que el DA_i de las corrientes de línea, obtenido gracias al FAP controlado mediante un regulador de corriente RMF analógico, se reduce 7 veces aproximadamente. En el apartado 5.7.1 se ha obtenido una distorsión armónica de $DA_i = 11.02\%$ para el regulador de corriente PI analógico. Se ha demostrado por tanto que el DA_i obtenido cuando las corrientes del convertidor se controlan mediante un regulador analógico RMF se reduce más de la mitad que cuando se utiliza un regulador analógico PI.

6.1.3.2 Respuesta del convertidor frente a escalones de carga

Las Figura 6.6 (a), (b) y (c) muestran respectivamente las corrientes de carga, la tensión de Bus DC y las corrientes de línea ante los escalones de carga descritos en el apartado 6.1.1. Se aprecia con claridad el efecto que produce el escalón de carga sobre la tensión del Bus DC y, a su vez, cómo afectan los transitorios de la tensión de Bus en el comportamiento del convertidor a la hora de compensar los armónicos de las corrientes de línea.

En la Figura 6.6 (b) se puede observar la respuesta de la tensión del Bus DC frente a los escalones de carga descritos en el apartado 6.1.1, cuando dicha tensión se controla mediante el regulador RMF descrito en el apartado 5.7.2. Se puede observar un rizado residual de 300Hz en la tensión del Bus DC, tal y como cabía esperar. Se aprecia también que el tiempo de establecimiento de la tensión en el 5% de su valor nominal (entre 1900V y 2100V para una tensión de Bus de 2kV), es de 10ms. Se refleja además que el Bus DC sufre una sobretensión aproximada de 200V, el 10% de su valor nominal. La mitad de esta sobretensión deberá ser soportada por los transistores de potencia del convertidor.

Si se compara la Figura 6.6 (b) con la Figura 6.4 (b), se deduce de inmediato que la tensión del Bus DC sufre la mitad de sobretensión cuando es controlada mediante un regulador RMF que cuando se controla mediante un regulador PI. También se infiere que con el control RMF la tensión del Bus DC se establece en un tiempo tres veces menor en el 5% de su valor nominal que con el control PI. En el apartado 5.7.4 se había deducido teóricamente que el control RMF era más apropiado que el control PI para la regulación de la tensión del Bus DC, hecho que ha quedado probado en este apartado.

La Figura 6.6 (c) ilustra las corrientes de línea de las tres fases cuando se producen los escalones de carga del 50%, el FAP está conectado y la corriente que inyecta el FAP se controla mediante el regulador RMF descrito en el apartado 5.7.2.

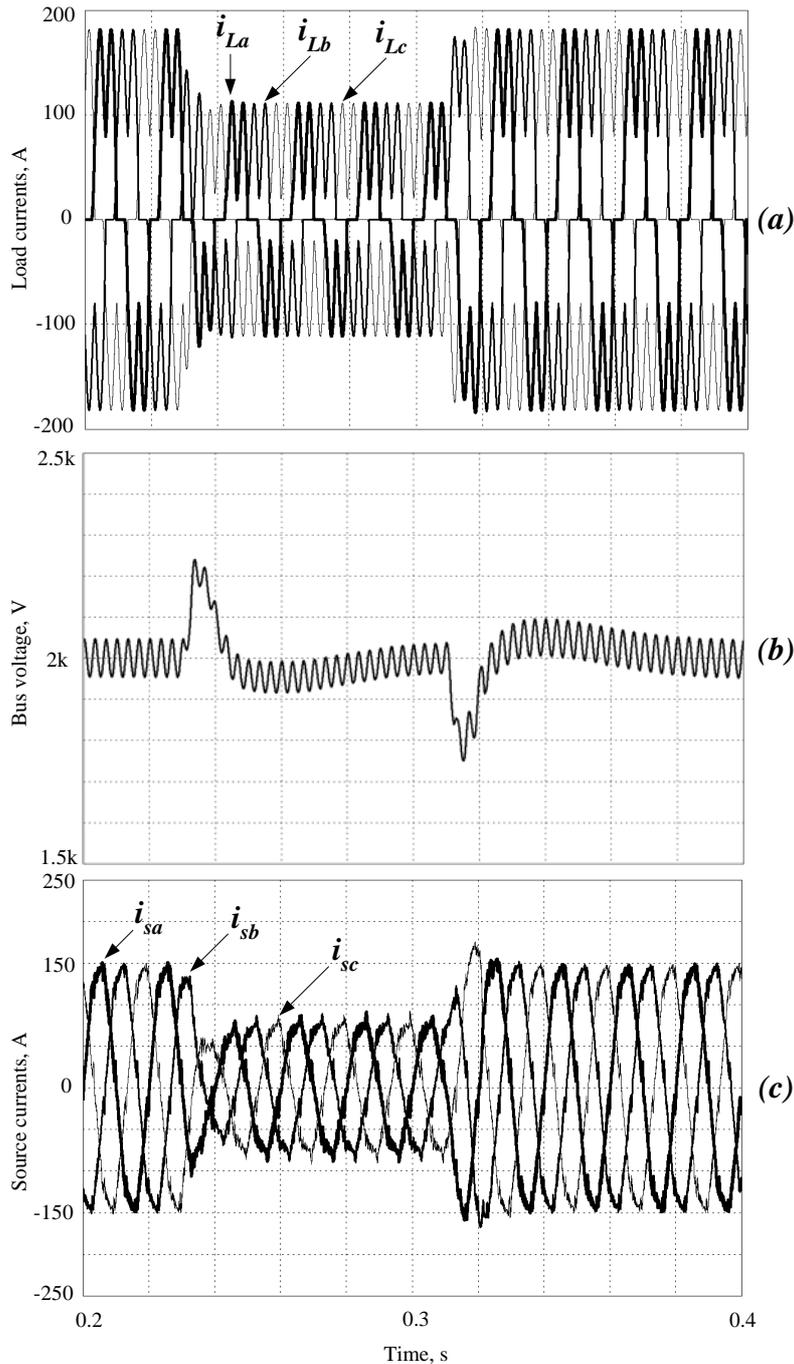


Figura 6.6. Respuesta frente a escalones de carga del 50%: (a) Corrientes de carga
(b) Tensión de Bus DC con regulador de tensión RMF analógico
(c) Corrientes de línea con regulador de corriente RMF analógico

6.1.4 Control PIS de corriente y control RMF de tensión

En este caso la tensión de Bus DC se ha controlado mediante el regulador RMF, teniendo en cuenta que resulta más apropiado que el regulador PI para el control de la tensión del Bus, tal y como se ha demostrado en el apartado 5.7.2. Para analizar la eficacia del regulador PIS

de armónicos de corriente en estado estacionario, y la respuesta del convertidor frente a escalones de carga, se siguen de nuevo los pasos descritos en el apartado 6.1.1.

6.1.4.1 Régimen estacionario con tensión de línea equilibrada

La Figura 6.7 ilustra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control PIS analógico de armónicos de corriente descrito en el apartado 5.7.3, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 2.7\%$. Tal y como se ha expuesto en el apartado 6.1.1, la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.03\%$. En el apartado 5.7.1 se ha obtenido una distorsión armónica de $DA_i = 11.02\%$ para el regulador de corriente PI analógico. A su vez, en el apartado 5.7.2 se ha obtenido una distorsión armónica de $DA_i = 4.99\%$ para el regulador de corriente RMF. Queda reflejado por tanto que el DA_i de las corrientes de línea, obtenido gracias al FAP controlado mediante un regulador de corriente PIS analógico, se reduce prácticamente a la cuarta parte con respecto al obtenido mediante un regulador PI analógico. Sin embargo, el DA_i obtenido gracias al FAP controlado mediante un regulador analógico PIS se reduce en un factor menor, en concreto de 1.85, con respecto al obtenido mediante un regulador RMF analógico.

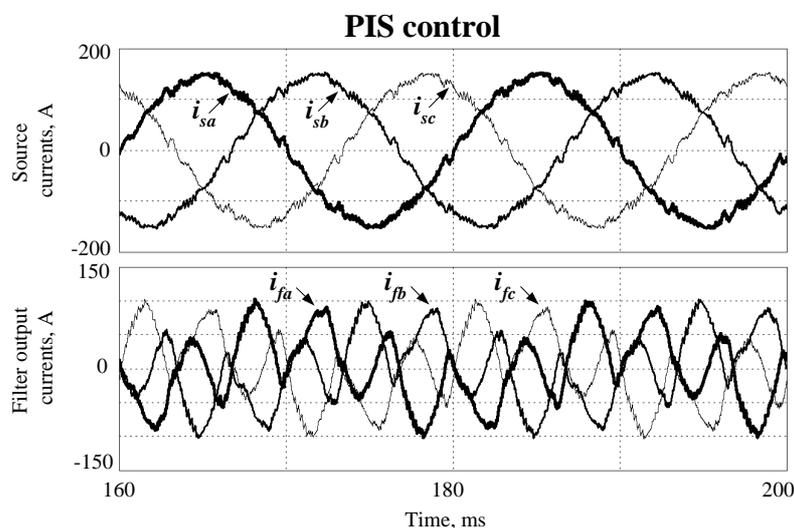


Figura 6.7. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con regulador PIS analógico

6.1.4.2 Respuesta del convertidor frente a escalones de carga

Teniendo en cuenta que la tensión de Bus DC se ha controlado mediante un regulador RMF, los transitorios de tensión de Bus son iguales a los mostrados en la Figura 6.6 (b).

La Figura 6.8 muestra las corrientes de línea de las tres fases cuando se producen los escalones de carga del 50%, el FAP está conectado y la corriente que inyecta el filtro se controla mediante el regulador PIS analógico descrito en el apartado 5.7.3.

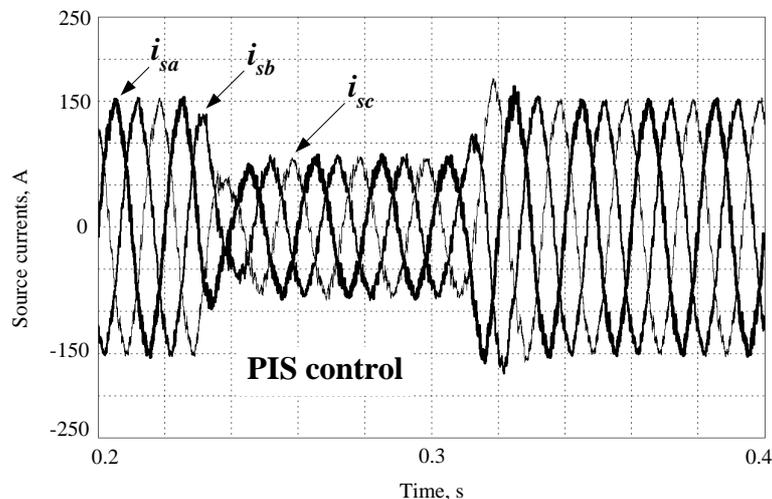


Figura 6.8. Corrientes de línea de las tres fases ante escalones de carga del 50%, con regulador PIS analógico

6.1.5 Discusión de resultados obtenidos

En este apartado se va a realizar un análisis de los resultados obtenidos mediante los distintos reguladores propuestos, tanto para la compensación de armónicos de corriente en régimen estacionario, como para la regulación de la tensión de Bus DC ante escalones de carga. Se llevará a cabo una comparativa entre los resultados obtenidos a partir de los distintos métodos de control propuestos.

6.1.5.1 Régimen estacionario con tensión de línea equilibrada

En primer lugar se va a llevar a cabo una comparativa entre los tres reguladores analógicos de corriente propuestos. Como ya se ha expuesto anteriormente, el objetivo principal es compensar los armónicos de corriente hasta el armónico 13 de 650Hz, atenuándolos en la medida de lo posible. La Tabla 6.1 muestra los armónicos de la corriente trifásica equilibrada que absorbe la carga en las condiciones nominales descritas en el apartado 4.4, que son a su vez los armónicos de la corriente trifásica de línea cuando el FAP está desconectado. No se muestran todos los armónicos de la corriente, sólo los armónicos que se desean compensar.

| h | $f(\text{Hz})$ | $i_h(\text{A})$ | h | $f(\text{Hz})$ | $i_h(\text{A})$ |
|-----|----------------|-----------------|-----|----------------|-----------------|
| 1 | 50 | 153,57 | 8 | 400 | 0,00 |
| 2 | 100 | 0,00 | 9 | 450 | 0,00 |
| 3 | 150 | 0,00 | 10 | 500 | 0,00 |
| 4 | 200 | 0,00 | 11 | 550 | 6,66 |
| 5 | 250 | 52,16 | 12 | 600 | 0,00 |
| 6 | 300 | 0,00 | 13 | 650 | 3,73 |
| 7 | 350 | 10,83 | | | |

Tabla 6.1. Magnitudes de los armónicos de la corriente trifásica de línea en régimen estacionario, cuando el FAP está desconectado.

La Tabla 6.2 muestra la tasa individual de cada armónico admisible en el peor de los casos, según la norma IEEE 519-1992 (ver apartado 10.4.3). Así mismo, expone la tasa individual de cada armónico de la corriente trifásica de línea en estado estacionario, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores de corriente analógicos PI, RMF y PIS. Las tasas individuales de cada armónico se miden con respecto a la magnitud de la componente fundamental de 50Hz. Para aquellos casos en los que no se cumple la norma IEEE 519-1992, la celda correspondiente se ha resaltado con fondo gris en la Tabla 6.2.

Observando la Tabla 6.2, se infiere que la corriente trifásica de línea cuando el FAP está desconectado, en el caso concreto que se estudia en esta Tesis, no cumple la norma IEEE 519-1992 para los armónicos quinto (250Hz), séptimo (350Hz), onceavo (550Hz) y treceavo(650Hz). Una vez conectado el FAP y aplicado el control analógico PI, sigue sin cumplirse la norma para los armónicos quinto, onceavo y treceavo. Por lo tanto, la compensación de armónicos de corriente mediante el regulador analógico PI no obtiene un resultado satisfactorio. Mediante el regulador analógico RMF se cumple la norma para todos los armónicos excepto para el quinto. El resultado obtenido es por tanto mejor que el obtenido mediante el regulador PI, pero sigue sin cumplirse la norma para todos los armónicos. Sin embargo, para el regulador analógico PIS, todos los armónicos cumplen la tasa individual admisible en el peor de los casos, según la norma IEEE 519-1992.

| | | Tasa admisible según norma IEEE 519-1992 | FAP desconectado | FAP conectado | | |
|----------|--------------|--|------------------|---------------|---------------|---------------|
| | | | | PI | RMF | PIS |
| h | f(Hz) | $i_h/i_1(\%)$ | $i_h/i_1(\%)$ | $i_h/i_1(\%)$ | $i_h/i_1(\%)$ | $i_h/i_1(\%)$ |
| 2 | 100 | ≤ 1,000 | 0,00 | 0,19 | 0,15 | 0,18 |
| 3 | 150 | ≤ 4,000 | 0,00 | 0,23 | 0,41 | 0,20 |
| 4 | 200 | ≤ 1,000 | 0,00 | 0,28 | 0,27 | 0,09 |
| 5 | 250 | ≤ 4,000 | 33,96 | 9,65 | 4,24 | 1,88 |
| 6 | 300 | ≤ 1,000 | 0,00 | 0,33 | 0,17 | 0,11 |
| 7 | 350 | ≤ 4,000 | 7,05 | 3,04 | 0,69 | 1,86 |
| 8 | 400 | ≤ 1,000 | 0,00 | 0,39 | 0,35 | 0,19 |
| 9 | 450 | ≤ 4,000 | 0,00 | 0,21 | 0,48 | 0,29 |
| 10 | 500 | ≤ 1,000 | 0,00 | 0,36 | 0,32 | 0,16 |
| 11 | 550 | ≤ 2,000 | 4,34 | 3,56 | 1,72 | 0,09 |
| 12 | 600 | ≤ 0,500 | 0,00 | 0,27 | 0,38 | 0,14 |
| 13 | 650 | ≤ 2,000 | 2,43 | 2,41 | 1,63 | 0,16 |

Tabla 6.2. Tasa individual de cada armónico de la corriente trifásica de línea en estado estacionario, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores de corriente analógicos PI, RMF y PIS. Tasa admisible según norma IEEE 519-1992.

Se deduce por tanto que el resultado obtenido en la compensación de armónicos de corriente mediante los reguladores analógicos de corriente PI y RMF no es satisfactorio, mientras que el resultado obtenido mediante el regulador analógico PIS sí lo es, según la norma IEEE 519-1992.

La Figura 6.9 ilustra el espectro armónico de la corriente trifásica equilibrada de línea en régimen estacionario, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores PI, RMF y PIS. Se muestra el número de armónicos que

se desea compensar, esto es, desde 100Hz hasta 650Hz. También ilustra la tasa admisible para cada armónico según la norma IEEE 519-1992.

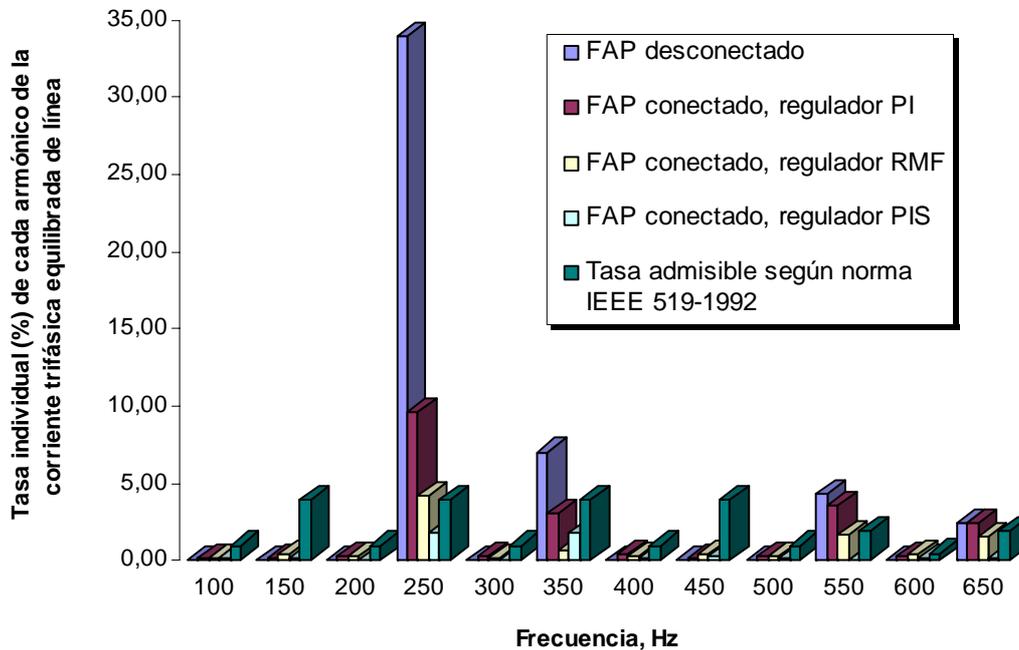


Figura 6.9. Espectro armónico de la corriente trifásica equilibrada de línea en estado estacionario, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores de corriente analógicos PI, RMF y PIS. Tasa admisible según norma IEEE 519-1992.

La Tabla 6.3 muestra los DA_i de las corrientes de línea en estado estacionario, obtenidos al conectarse el FAP controlado mediante cada uno de los reguladores implementados. Se ilustra también el DA_i de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado.

| | | DA_i |
|-------------------------|--------------------|--------|
| FAP desconectado | | 35,03% |
| FAP conectado | Control PI | 11,02% |
| | Control RMF | 4,99% |
| | Control PIS | 2,70% |

Tabla 6.3. DA_i de las corrientes de línea con el FAP desconectado y conectado, controlado mediante los tres reguladores analógicos propuestos.

A partir de la Figura 6.9 y de la Tabla 6.3 se deduce que la mejora del contenido armónico de la corriente de línea al conectar el FAP es muy considerable con los tres reguladores implementados.

El DA_i obtenido mediante el regulador RMF se reduce en un factor de 2.2 con respecto al DA_i obtenido mediante el regulador PI. A su vez, El DA_i obtenido con el regulador PIS se reduce en un factor de 4.1 con respecto al DA_i obtenido mediante el regulador PI. Se deduce también que el DA_i resultante con el regulador PIS se reduce en un factor de 1.85 con respecto al DA_i resultante con el regulador RMF. Estas diferencias de DA_i quedan reflejadas en la Figura 6.10, que muestra las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario para los tres reguladores analógicos propuestos: PI, RMF y PIS.

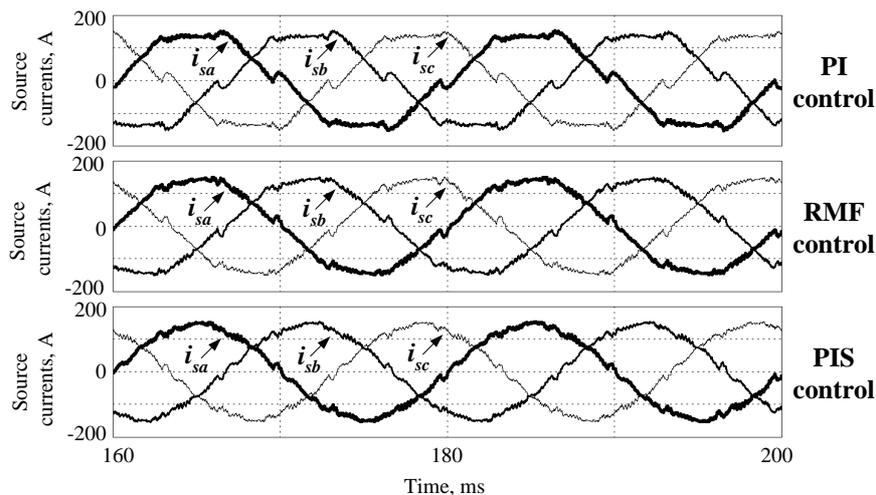


Figura 6.10. Corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario para los tres reguladores analógicos propuestos: PI, RMF y PIS.

En la Figura 6.10 se puede observar que la distorsión de las formas de onda de las corrientes de línea de las tres fases es similar para los reguladores RMF y PIS. Se aprecia también con claridad que la distorsión de las formas de onda de las corrientes es visiblemente mayor para el regulador PI que para los reguladores RMF y PIS.

En el apartado 5.7.4 se había deducido que el regulador analógico PIS era el más adecuado para el control de armónicos de corriente, y en este apartado se comprueba que la hipótesis teórica era correcta.

6.1.5.2 Respuesta del convertidor frente a escalones de carga

A continuación se va a comparar la respuesta de la tensión del Bus DC frente a los escalones de carga descritos en el apartado 6.1.1, cuando dicha tensión se controla mediante los reguladores analógicos de tensión PI y RMF descritos en los apartados 5.7.1 y 5.7.2.

La Figura 6.11 muestra la tensión de Bus DC cuando se producen los escalones de carga del 50%, para los reguladores analógicos PI y RMF. Tal y como se había deducido en el

apartado 5.7.4, se puede apreciar que la respuesta con el regulador RMF es bastante más rápida que la respuesta con el regulador convencional PI. En concreto, la diferencia del tiempo de establecimiento de la tensión en el 5% de su valor nominal (entre 1900V y 2100V para una tensión de Bus de 2kV) es de un período fundamental (20ms). Por tanto, la diferencia del tiempo de establecimiento entre los reguladores RMF y PI es de un 66.7%, que es una diferencia más que considerable.

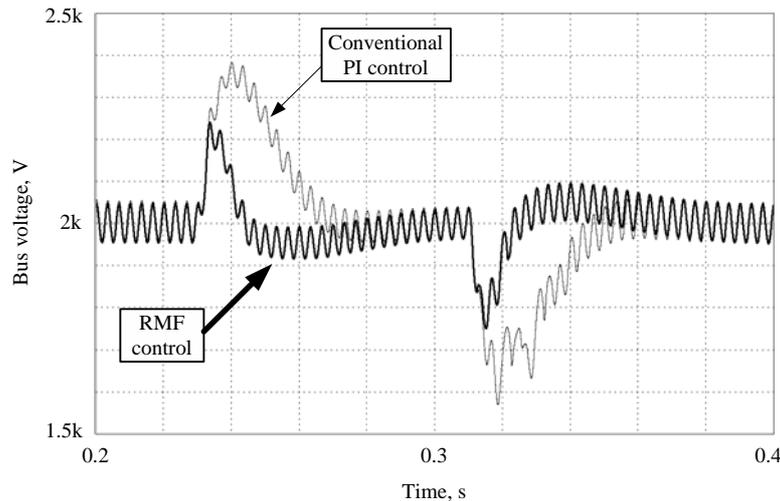


Figura 6.11. Tensión de Bus DC frente a escalones de carga del 50%, con reguladores analógicos PI y RMF

Esta no es la única ventaja del regulador analógico RMF de tensión frente al regulador analógico PI de tensión. En la Figura 6.11 se refleja además que el Bus DC sufre sobretensiones aproximadas de 200V y de 400V (10% y 20% de la tensión nominal del Bus DC), para los reguladores RMF y PI respectivamente. La mitad de esta sobretensión será aplicada a cada uno de los condensadores del Bus DC, y por tanto deberá ser soportada por los transistores de potencia del convertidor. Por lo tanto, es obvio que cuando la tensión del Bus DC del convertidor sea controlada mediante el regulador RMF, los transistores de potencia del convertidor serán sometidos a sobretensiones 50% menores ante escalones de carga, lo que repercutirá en su buena conservación y funcionamiento. En definitiva, ha quedado demostrado que el regulador RMF es muy adecuado para el control de la tensión del Bus DC, aventajando muy considerablemente al regulador PI.

6.1.5.3 Conclusiones

Después de comprobar la eficacia de los reguladores analógicos propuestos, tanto de corriente como de tensión, se concluye que lo más apropiado para controlar el convertidor NPC, trabajando en aplicación de FAP, resulta implementar el control de armónicos de

corriente mediante un regulador analógico PIS, e implementar el control de la tensión del Bus DC mediante un regulador analógico RMF. Sin embargo, se ha probado que la diferencia en la compensación de armónicos entre los reguladores RMF y PIS analógicos es una diferencia poco notable, por lo que se hace la siguiente hipótesis: en aplicaciones en las que se tienen cargas generadoras de armónicos de frecuencias variables (hornos de arco, etc.), el regulador RMF analógico podría resultar más adecuado que el regulador PIS analógico para el control de armónicos de corriente. La justificación de esta hipótesis es la siguiente: el regulador analógico RMF basa su mejora de compensación de armónicos de corriente con respecto al regulador analógico PI en aumentar considerablemente la ganancia del lazo de regulación para todas las frecuencias, hasta la que se desea compensar. Sin embargo, el regulador PIS aumenta notablemente la ganancia del lazo de control a unas determinadas frecuencias, pero no en todas las frecuencias del rango de frecuencias que se desea compensar, por lo que si las frecuencias de los armónicos varían, el resultado obtenido mediante el regulador PIS se puede ver afectado sustancialmente, cosa que no sucede con el regulador RMF. La demostración de esta hipótesis se deja como futura línea de investigación, al quedar fuera del alcance de los objetivos propuestos.

6.2 IMPLEMENTACIÓN DIGITAL DE CONTROLADORES DE CORRIENTE Y DE TENSIÓN

En este apartado se va a comprobar la eficacia de todos los reguladores digitales, tanto de corriente como de tensión. En primer lugar se verificarán los controladores convencionales PI de corriente y de tensión, posteriormente los controladores RMF de corriente y de tensión, y por último el esquema de control de corriente basado en Integradores Generalizados. Finalmente se llevará a cabo una discusión de los resultados obtenidos mediante los distintos reguladores propuestos, tanto de tensión como de corriente.

6.2.1 Consideraciones previas

Para analizar la eficacia de los reguladores de armónicos de corriente en estado estacionario, y comprobar la respuesta del convertidor frente a escalones de carga, se siguen los pasos descritos en el apartado 6.1.1. En esta ocasión, teniendo en cuenta que en esta Tesis el equilibrado del Bus DC se ha implementado mediante modulación vectorial, y que hoy en día la tendencia es aplicar los controles digitalmente, se van a considerar las siguientes condiciones de trabajo adicionales: por una parte desequilibrios del 1% y del 10% en la tensión trifásica de red, y por otra parte el siguiente escalón de tensión de línea: en el instante

de tiempo $t=230ms$ se disminuye la tensión al 50% de su valor nominal, y en el instante $t=310ms$ se vuelve a las condiciones nominales iniciales. El objetivo es probar el comportamiento de los controladores propuestos en condiciones duras de funcionamiento, incluso mayores de lo habitual. En redes de M.T. lo normal es que los desequilibrios en la tensión de red no superen el 1% [118]. No obstante, se analizará también el comportamiento de los reguladores para un desequilibrio del 10%. La Figura 6.12 muestra las tensiones de línea en régimen estacionario con desequilibrios del 1% y del 10%. Para introducir estos desequilibrios, siguiendo el teorema de Stokvis, se ha colocado en serie con las tensiones nominales de línea, de secuencia directa, unas tensiones de secuencia inversa y magnitudes del 1% y del 10% de la nominal respectivamente.

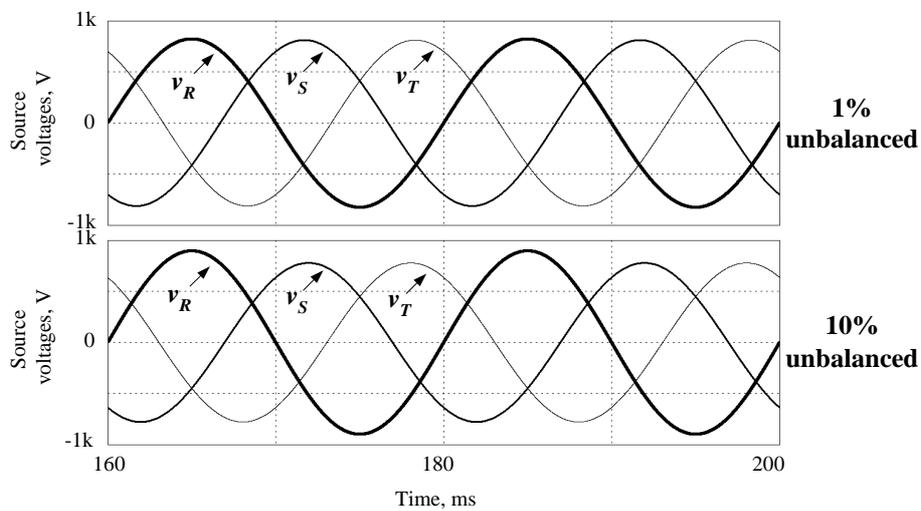


Figura 6.12. Tensión trifásica de línea en régimen estacionario con desequilibrios del 1% y del 10%.

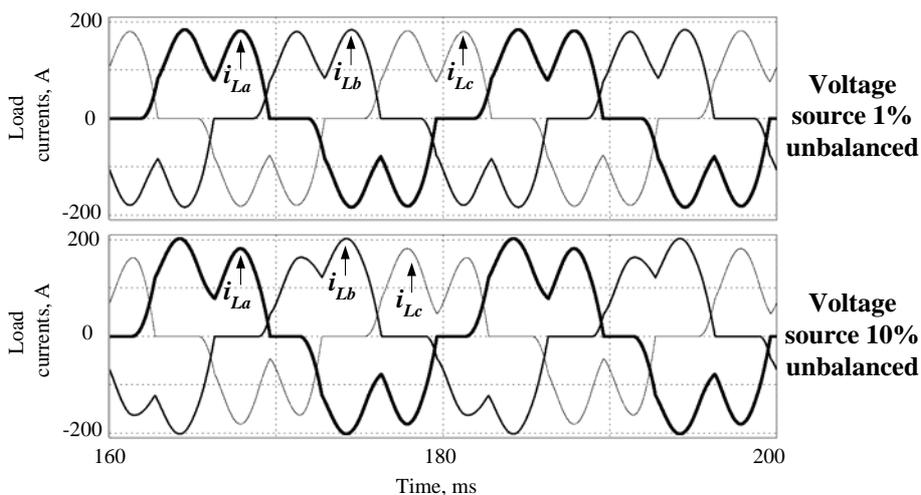


Figura 6.13. Corrientes de carga en régimen estacionario con desequilibrios del 1% y del 10% en la tensión trifásica de línea.

La Figura 6.13 muestra las formas de onda de las corrientes de carga para desequilibrios del 1% y del 10% en la tensión de línea. Si se compara la Figura 6.13 con la Figura 6.1, se aprecia que la corriente de carga es prácticamente igual para una tensión de red equilibrada que para una tensión de red con un desequilibrio del 1%. Sin embargo, se puede observar una diferencia notable entre las corrientes de carga cuando la tensión de red está equilibrada y cuando tiene un desequilibrio del 10%.

La Figura 6.14 muestra la tasa armónica de las corrientes de carga en estado estacionario cuando la tensión de red está equilibrada, y cuando la tensión de red tiene desequilibrios del 1% y del 10%. Teniendo en cuenta que para cada armónico h la magnitud de la corriente de cada fase es distinta en régimen desequilibrado, se ha calculado la magnitud de cada armónico I_h según la ecuación (6.2). La tasa individual de cada armónico se calcula respecto a la componente fundamental de 50Hz.

$$I_h = \frac{I_{ha} + I_{hb} + I_{hc}}{3} \quad (6.2)$$

Como se aprecia en la Figura 6.14, aparecen nuevos armónicos en la corriente de carga debido a los desequilibrios en la tensión trifásica de la línea. Se puede observar que son armónicos de orden 3 y 9, esto es, armónicos triplen (ver apartado 2.4.1.1).

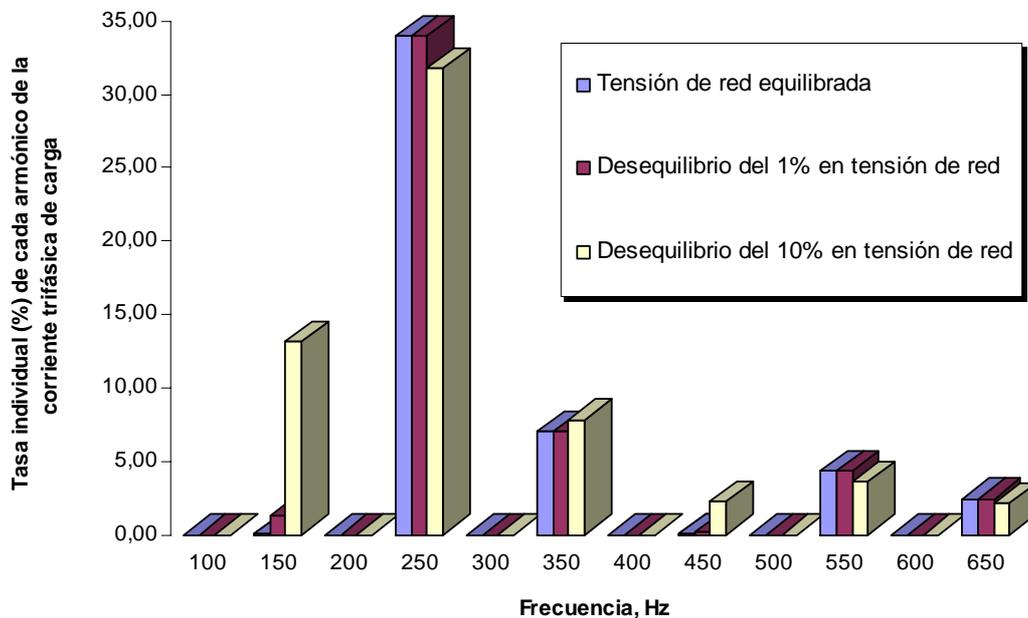


Figura 6.14. Tasa armónica de las corrientes de carga en régimen estacionario con desequilibrios del 1% y del 10% en la tensión trifásica de línea.

Se ha medido el contenido armónico de la corriente trifásica de línea cuando el FAP está desconectado, para desequilibrios en la tensión de red del 1% y del 10%, y se ha calculado su

distorsión armónica en ambos casos, que resulta ser $DA_i = 35.04\%$ y $DA_i = 35.64\%$ respectivamente.

Otro efecto del desequilibrio en la tensión de red es que repercute negativamente en la capacidad del PLL de detectar la fase de la tensión de red, cometiendo un error más notable cuanto mayor es el desequilibrio de la tensión de red, como se puede apreciar en la Figura 6.15. La investigación sobre mejoras en el PLL a la hora de detectar el ángulo de fase en líneas desequilibradas excede el alcance de los objetivos planteados en esta Tesis, y se propondrá como futura línea de investigación.

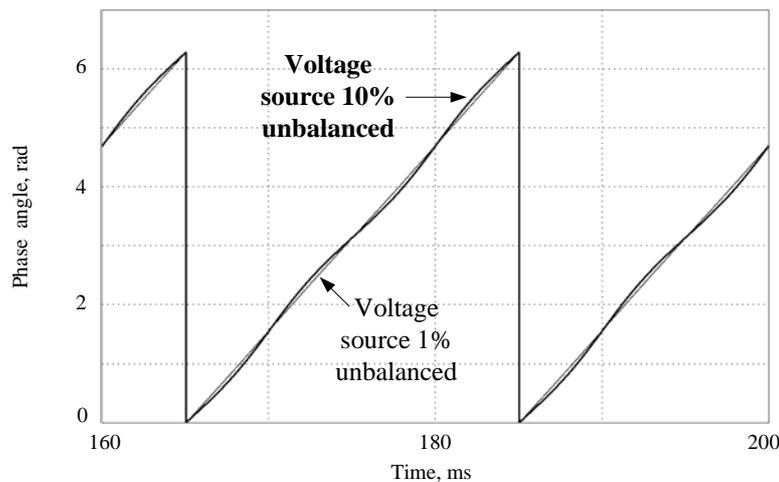


Figura 6.15. Ángulo de salida del PLL para tensiones de línea con desequilibrios del 1% y del 10%.

De la Figura 6.15, comentar que cuando la tensión de red tiene un desequilibrio del 1% la forma de onda del ángulo de salida del PLL es prácticamente un diente de sierra, por lo que el error cometido se puede considerar despreciable. Sin embargo, cuando la tensión de red tiene un desequilibrio del 10%, se aprecia que la forma de onda del ángulo de salida del PLL es notablemente distinta de un diente de sierra, por lo que el error cometido en este caso es mayor. Este error influirá en la compensación de armónicos de corriente.

Debido al desequilibrio en las tensiones de red, aparecen también nuevas componentes armónicas en la tensión del Bus DC del convertidor. La Figura 6.16 muestra la tasa individual de cada armónico de la tensión de Bus DC con respecto a la componente continua DC. Estos armónicos de tensión de Bus DC son mayores cuanto mayor es el desequilibrio de la tensión de línea, tal y como se aprecia en la Figura 6.16. Cuando la tensión de red está equilibrada, la tensión de Bus DC tiene componente continua y componente de 300Hz . Sin embargo, para las tensiones de red desequilibradas se observa que aparecen también componentes de 100Hz , 200Hz , 400Hz y 500Hz .

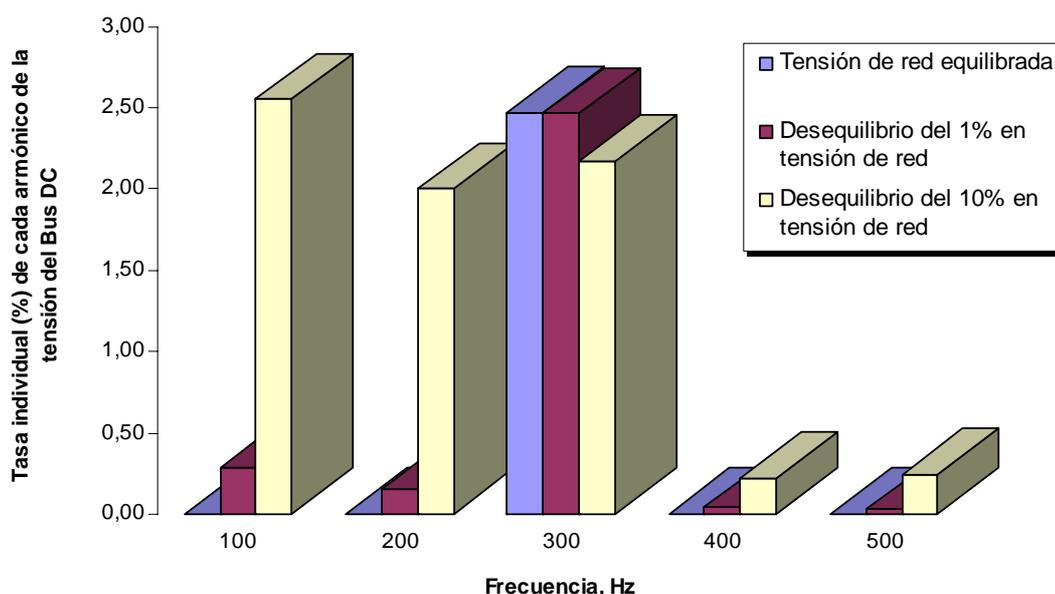


Figura 6.16. Tasa armónica de la tensión de Bus DC, para tensión de línea equilibrada, 1% desequilibrada y 10% desequilibrada.

En la Figura 6.16 se puede apreciar que aparecen componentes significativas de 100Hz y de 200Hz cuando la tensión de red tiene un desequilibrio del 10%. Tal y como se ha descrito en el apartado 5.8.4, el mayor ancho de banda de los reguladores de tensión digitales es de 53.6Hz , por lo que ni el regulador PI ni el RMF serán capaces de controlar estas componentes de la tensión del Bus DC, aunque el rizado en la señal de salida del regulador del lazo de tensión será mayor puesto que la atenuación del lazo de tensión es menor a la frecuencia de las nuevas componentes que aparecen (especialmente a 100Hz). Cuanto mayores sean los armónicos de la tensión del Bus DC, más distorsionada estará su forma de onda, tal y como se puede observar en la Figura 6.17. Estas componentes residuales que permanecen en la tensión de Bus DC en régimen estacionario son también origen de imperfecciones a la hora de compensar los armónicos de las corrientes de línea, pues la salida del regulador de tensión forma parte de la referencia de corriente en el eje d . En cualquier caso, si fuese necesario este problema sería fácil de solucionar reduciendo el ancho de banda del lazo de tensión para aumentar la atenuación a 100Hz , si bien esta alternativa conllevaría sobretensiones mayores ante cambios bruscos de carga. Destacar que la tensión del Bus DC en régimen estacionario es prácticamente igual para los controladores PI y RMF; es en el régimen transitorio donde aparecen diferencias de respuesta notables entre los dos controladores.

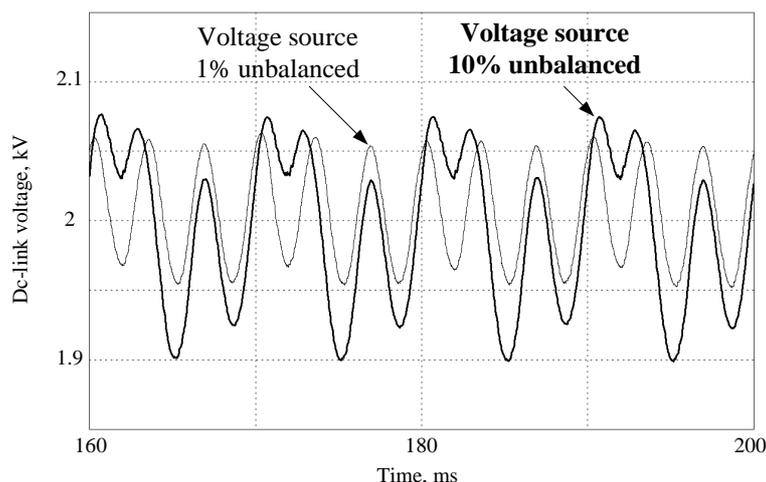


Figura 6.17. Tensión de Bus DC en estado estacionario para tensión de línea 1% desequilibrada y 10% desequilibrada.

Por otra parte, destacar que para la implementación de los controladores digitales se han tenido en cuenta las siguientes consideraciones:

- Las señales sensadas son muestreadas con un período de muestreo $T_s = 100\mu s$, esto es, con una frecuencia de muestreo correspondiente al doble de la de conmutación.
- A las salidas de los reguladores digitales se les aplica el operador retardo unitario, z^{-1} , para tener en cuenta el retardo digital descrito en el apartado 5.8.

6.2.2 Control PI de corriente y de tensión

Para analizar la eficacia del controlador digital PI de armónicos de corriente en estado estacionario con tensiones de línea equilibradas y desequilibradas, y la respuesta del convertidor frente a escalones de carga y de tensión de línea, se siguen los pasos descritos en el apartado 6.2.1.

6.2.2.1 Régimen estacionario con tensión de línea equilibrada

La Figura 6.18 muestra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, para una tensión de línea equilibrada. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control digital PI de armónicos de corriente, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 13.16\%$. En el apartado 6.1.1 se ha revelado que la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.03\%$. Se deduce por tanto que el DA_i de las corrientes de línea, obtenido gracias al

FAP controlado mediante un regulador de corriente digital PI, se reduce en un factor de 2.66, que representa una mejora considerable, pero no sobresaliente.

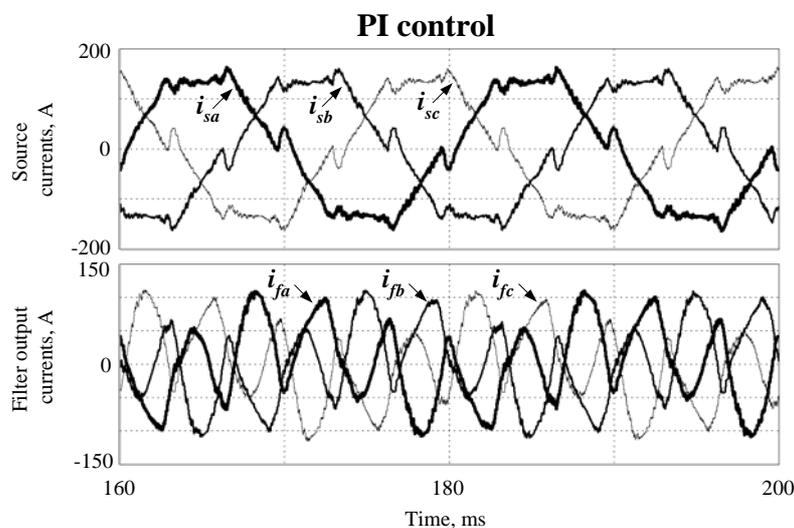


Figura 6.18. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, para tensión de red equilibrada y regulador PI digital.

6.2.2.2 Régimen estacionario con desequilibrio del 1% en tensión de línea

La Figura 6.19 muestra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, para una tensión de línea con un desequilibrio del 1%. La distorsión armónica de las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control digital PI de armónicos de corriente, es $DA_i = 13.28\%$. Tal y como se ha expuesto en el apartado 6.2.1, la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.04\%$ para un desequilibrio del 1% en la tensión de red. El DA_i de las corrientes de línea obtenido gracias al FAP controlado mediante un regulador de corriente digital PI se reduce en un factor de 2.64, mejora considerable, pero no del todo satisfactoria.

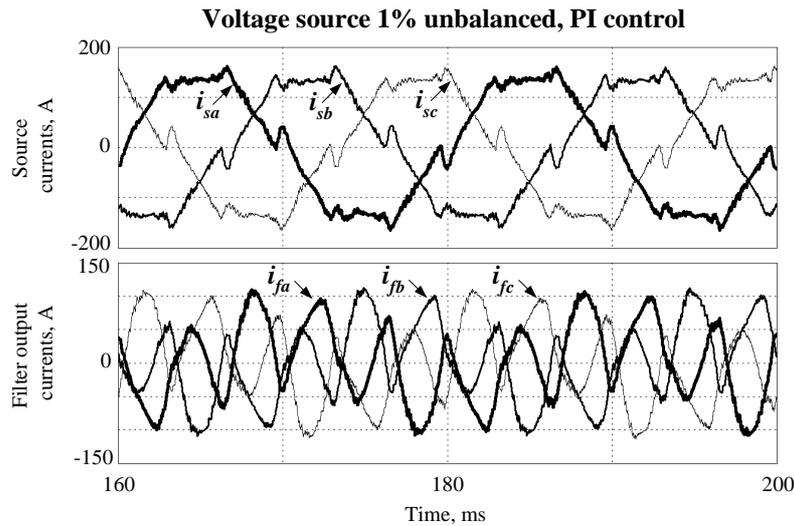


Figura 6.19. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con desequilibrio del 1% en la tensión de red y regulador PI digital.

6.2.2.3 Régimen estacionario con desequilibrio del 10% en tensión de línea.

La Figura 6.20 muestra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, para una tensión de línea con un desequilibrio del 10%. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control digital PI de armónicos de corriente, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 13.38\%$.

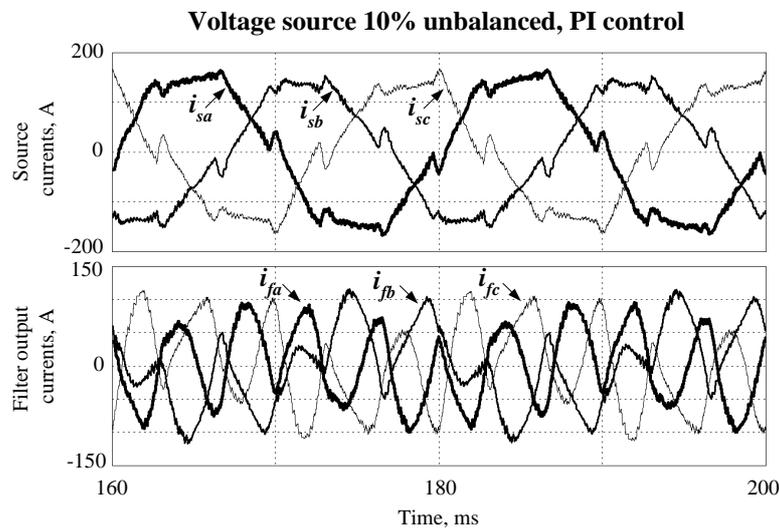


Figura 6.20. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con desequilibrio del 10% en la tensión de red y regulador PI digital.

En el apartado 6.2.1 se ha expuesto que, para un desequilibrio del 10% en la tensión de red, la distorsión armónica de las corrientes de línea, es $DA_i = 35.64\%$ cuando el FAP está desconectado. Ha quedado reflejado que el DA_i de las corrientes de línea, obtenido gracias al

FAP controlado mediante un regulador de corriente digital PI, se reduce en un factor de 2.66. A pesar de que la reducción es considerable, la distorsión armónica resultante después de aplicar el regulador digital PI no es satisfactoria.

6.2.2.4 Respuesta del convertidor frente a escalones de carga

Cuando se producen los escalones de carga descritos en el apartado 6.1.1, las corrientes de carga son las mostradas en la Figura 6.2. Las variaciones de las corrientes de carga producen los transitorios de tensión de Bus DC mostrados en la Figura 6.21 (a), lo que repercute durante dichos estados transitorios en el comportamiento del convertidor a la hora de compensar los armónicos de las corrientes de línea, como se aprecia en la Figura 6.21 (b).

En la Figura 6.21 (a) se puede observar la respuesta de la tensión del Bus DC frente a los escalones de carga del 50% descritos en el apartado 6.1.1, cuando dicha tensión se controla mediante el regulador digital PI diseñado en el apartado 5.8.1. Tal y como cabía esperar, se aprecia un rizado residual de 300Hz en la tensión del Bus DC. Se puede observar también que el tiempo de establecimiento de la tensión en el 5% de su valor nominal (2kV) es de 30ms . Se aprecia además que el Bus DC sufre una sobretensión aproximada de 400V (20% de su valor nominal). La mitad de esta sobretensión deberá ser soportada por los transistores de potencia del convertidor.

La Figura 6.21 (b) muestra las corrientes de línea de las tres fases cuando se producen los escalones de carga del 50%, el FAP está conectado y la corriente que inyecta el filtro se controla mediante el regulador digital PI descrito en el apartado 5.8.1.

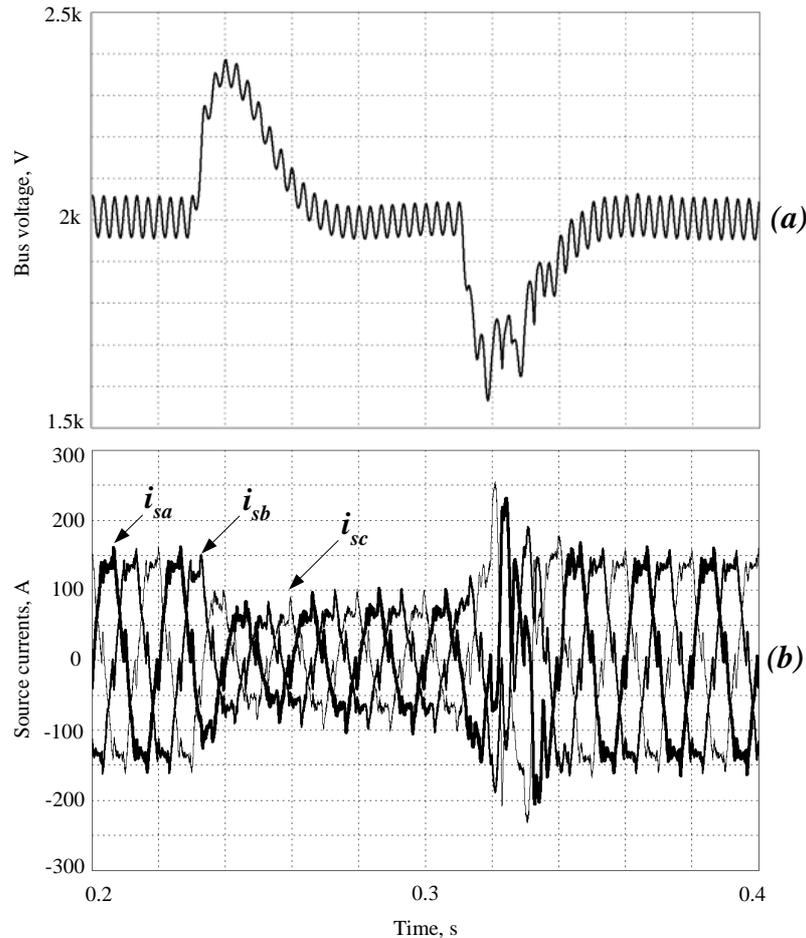
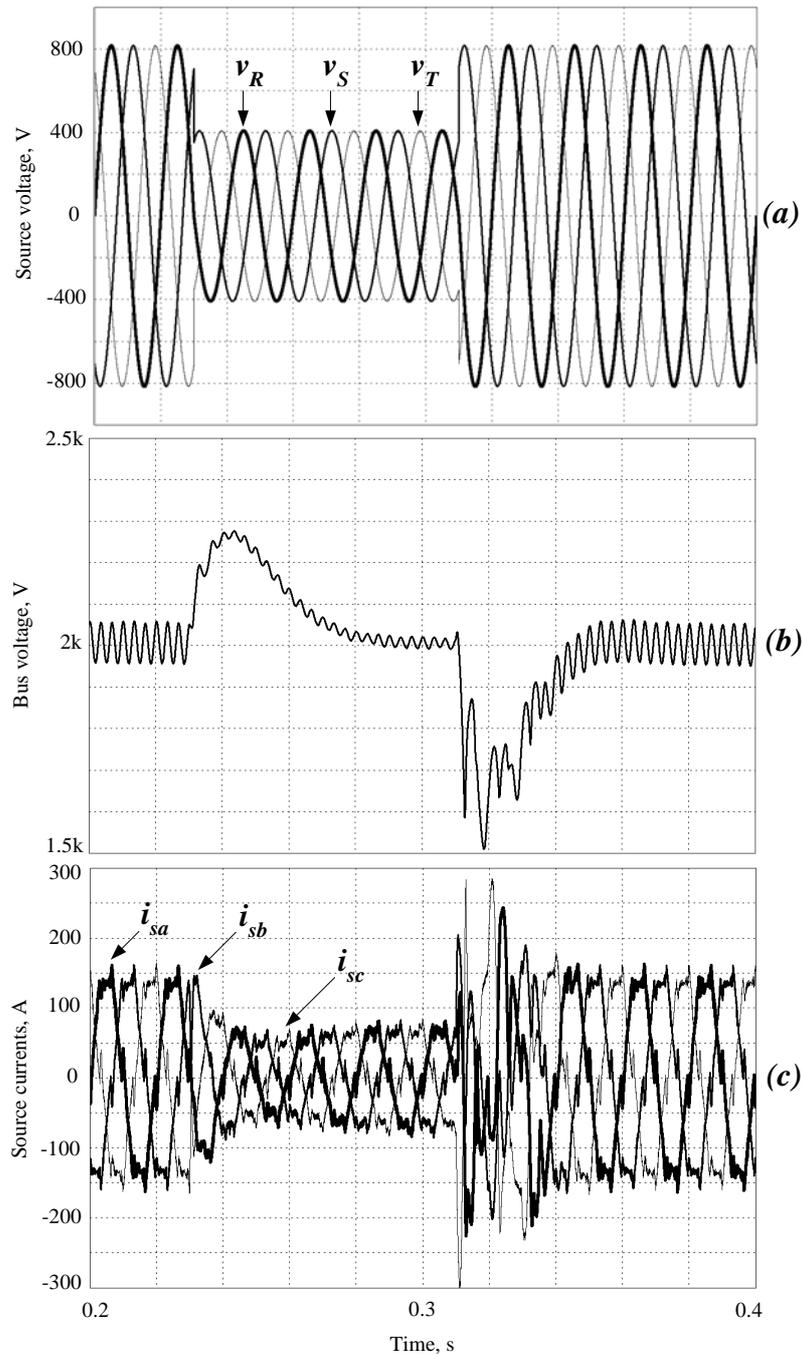


Figura 6.21. Respuesta frente a escalones de carga del 50%:
(a) Tensión de Bus DC con regulador de tensión PI digital
(b) Corrientes de línea con regulador de corriente PI digital

6.2.2.5 Respuesta frente a escalones de magnitud en la tensión de línea

Los escalones de tensión de línea del 50% descritos en el apartado 6.2.1 se muestran en la Figura 6.22 (a). Cuando la tensión del Bus DC se controla mediante el regulador digital PI diseñado en el apartado 5.8.1, su respuesta frente a los escalones de tensión de línea del 50% es la mostrada en la Figura 6.22 (b). Se puede observar el rizado residual de 300Hz en la tensión del Bus DC, así como un tiempo de establecimiento de 30ms de la tensión en el 5% de su valor nominal. Se aprecia además que el Bus DC sufre una sobretensión aproximada de 300V (15% de su valor nominal). Durante el intervalo de tiempo en el que la tensión de línea es menor, el rizado en la tensión del Bus DC también es menor. Esto es lógico ya que el convertidor trabaja con menor índice de modulación en ese intervalo de tiempo, y por tanto la modulación vectorial corrige mejor el rizado del Bus DC [73].



**Figura 6.22. Respuesta frente a escalones de tensiones de línea del 50%: (a) Tensiones de línea
(b) Tensión de Bus DC con regulador de tensión PI digital
(c) Corrientes de línea con regulador de corriente PI digital**

La Figura 6.22 (c) muestra las corrientes de línea de las tres fases cuando se producen los escalones de tensión de red del 50%, el FAP está conectado y la corriente que inyecta el filtro se controla mediante el regulador digital PI descrito en el apartado 5.8.1.

6.2.3 Control Robusto RMF de corriente y de tensión

Para analizar la eficacia del controlador digital RMF de armónicos de corriente en estado estacionario con tensiones de línea equilibradas y desequilibradas, y la respuesta del convertidor frente a escalones de carga y de tensión de línea, se siguen los pasos descritos en el apartado 6.2.1.

6.2.3.1 Régimen estacionario con tensión de línea equilibrada

La Figura 6.23 ilustra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario con tensión de red equilibrada. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control digital RMF de armónicos de corriente, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 8.65\%$.

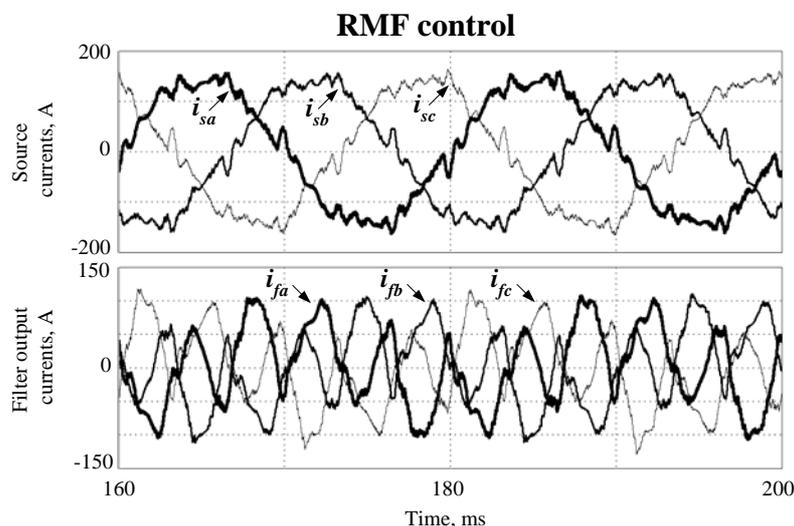


Figura 6.23. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con regulador RMF digital

Tal y como se ha expuesto en el apartado 6.1.1, la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.03\%$. Queda reflejado por tanto que el DA_i de las corrientes de línea, obtenido mediante el regulador de corriente RMF digital, se reduce en aproximadamente un factor de 4 en este caso. En el apartado 6.2.2 se ha obtenido una distorsión armónica de $DA_i = 13.16\%$ para el regulador de corriente PI digital, por lo que se deduce que el DA_i obtenido mediante un regulador digital RMF se reduce en un factor de 1.52 con respecto al DA_i obtenido con un regulador digital PI. Tal y como se había deducido teóricamente en el apartado 5.8.4, no es una reducción sustancial.

6.2.3.2 Régimen estacionario con desequilibrio del 1% en tensión de línea.

La Figura 6.24 muestra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, para una tensión de línea con un desequilibrio del 1%. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control digital RMF de armónicos de corriente, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 9.12\%$. Tal y como se ha expuesto en el apartado 6.2.1, la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.04\%$ para un desequilibrio del 1% en la tensión de red. Queda reflejado por tanto que el DA_i de las corrientes de línea, obtenido gracias al FAP controlado mediante un regulador de corriente digital RMF, se reduce en un factor de 3.84. Esta reducción no se considera del todo satisfactoria, teniendo en cuenta que el DA_i resultante después de aplicar el regulador digital RMF sigue siendo demasiado elevado.

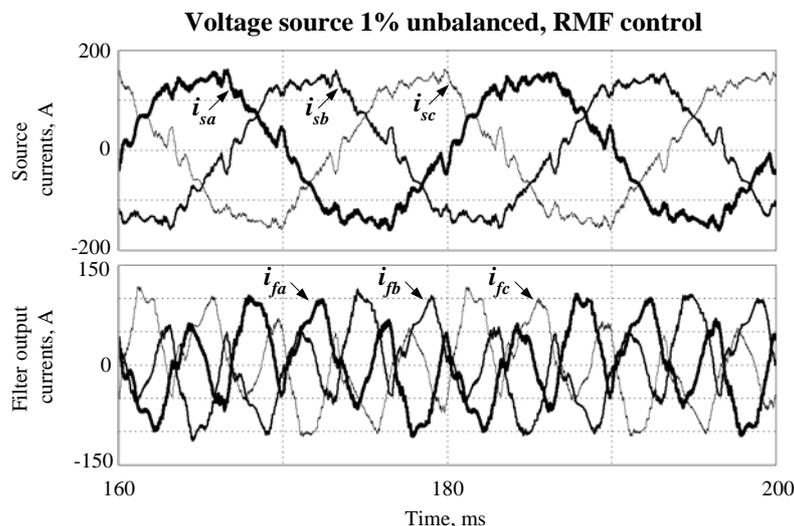


Figura 6.24. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con desequilibrio del 1% en la tensión de red y regulador RMF digital.

6.2.3.3 Régimen estacionario con desequilibrio del 10% en tensión de línea.

Cuando la tensión de línea tiene un desequilibrio del 10%, las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario son las mostradas en la Figura 6.25. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control digital RMF de armónicos de corriente, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 10.01\%$.

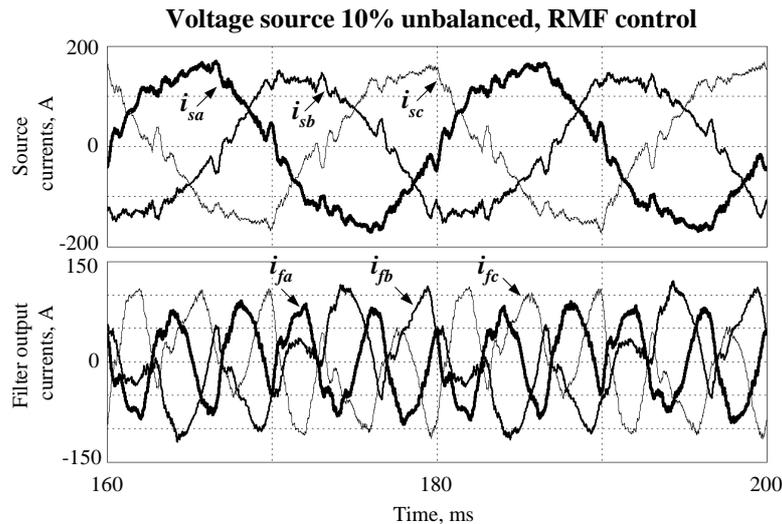


Figura 6.25. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con desequilibrio del 10% en la tensión de red y regulador RMF digital.

La distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.64\%$ para un desequilibrio del 10% en la tensión de red. El DA_i de las corrientes de línea obtenido mediante el FAP controlado con el regulador de corriente digital RMF se reduce en un factor de 3.56, pero la distorsión armónica resultante sigue siendo elevada.

6.2.3.4 Respuesta del convertidor frente a escalones de carga

La Figura 6.26 (a) muestra la respuesta de la tensión del Bus DC frente a los escalones de carga descritos en el apartado 6.1.1, cuando dicha tensión se controla mediante el regulador digital RMF diseñado en el apartado 5.8.2. Se aprecia que el tiempo de establecimiento de la tensión en el 5% de su valor nominal es de $10ms$, así como el rizado residual de $300Hz$. Se refleja también que el Bus DC sufre una sobretensión aproximada de $200V$ (10% de su valor nominal), y es conocido que los transistores de potencia del convertidor deberán soportar la mitad de esta sobretensión.

Si se compara la Figura 6.26 (a) con la Figura 6.21 (a), se deduce de inmediato que la sobretensión que sufre el Bus DC es un 33.3% menor cuando la tensión del Bus DC es controlada mediante el regulador digital RMF que cuando se controla mediante el regulador digital PI. También se infiere que con el control RMF la tensión del Bus DC se establece un 66.7% más rápido en el 5% de su valor nominal con el control RMF que con el control PI. En el apartado 5.8.4 se había deducido teóricamente que el control digital RMF era más apropiado que el control digital PI para la regulación de la tensión del Bus DC, hecho que ha quedado confirmado en este apartado.

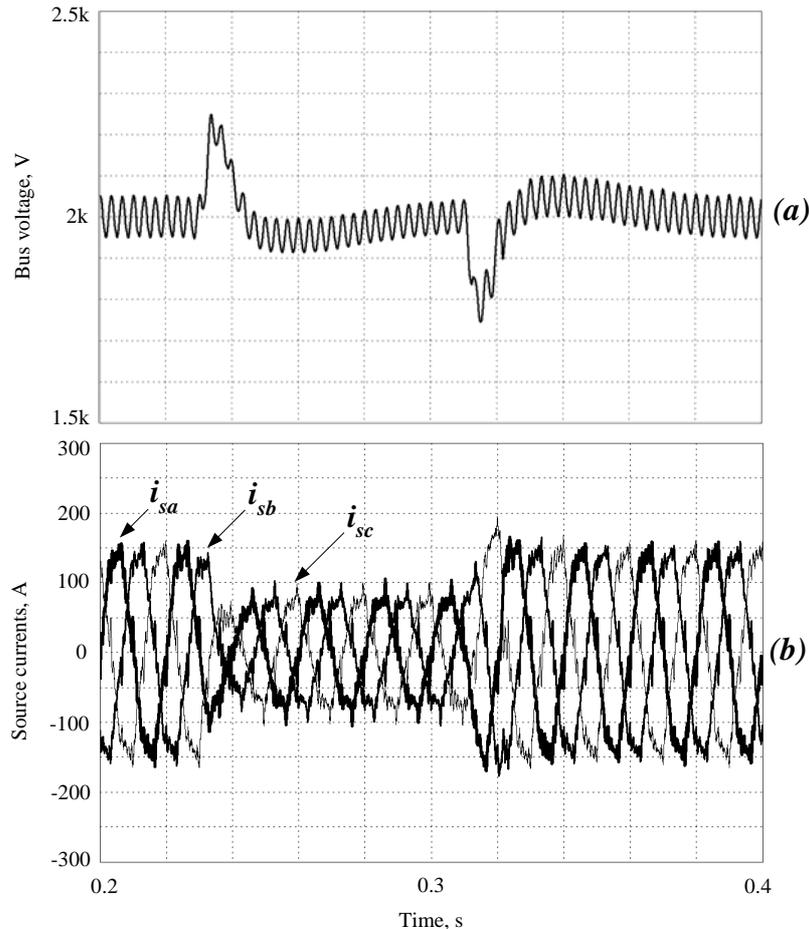


Figura 6.26. Respuesta frente a escalones de carga del 50%:
(a) Tensión de Bus DC con regulador de tensión RMF digital
(b) Corrientes de línea con regulador de corriente RMF digital

La Figura 6.26 (b) muestra las corrientes de línea de las tres fases cuando se producen los escalones de carga del 50%, el FAP está conectado y la corriente que inyecta el filtro se controla mediante el regulador digital RMF descrito en el apartado 5.8.2. Se puede apreciar cómo afectan los transitorios de la tensión del Bus DC al comportamiento del convertidor a la hora de compensar los armónicos de las corrientes de línea.

6.2.3.5 Respuesta frente a escalones de magnitud en la tensión de línea

Cuando la tensión de línea sufre los escalones del 50% descritos en el apartado 6.2.1, mostrados en la Figura 6.27(a), la respuesta de la tensión del Bus DC se puede observar en la Figura 6.27(b), si dicha tensión se controla mediante el regulador digital RMF diseñado en el apartado 5.8.2. Se aprecia el rizado residual de 300Hz . Se puede observar también que el tiempo de establecimiento de la tensión en el 5% de su valor nominal es de 10ms . Se aprecia además que el Bus DC sufre una sobretensión aproximada de 200V . La mitad de esta

sobretensión será aplicada a cada uno de los condensadores del Bus DC, y por tanto deberá ser soportada por los transistores de potencia del convertidor.

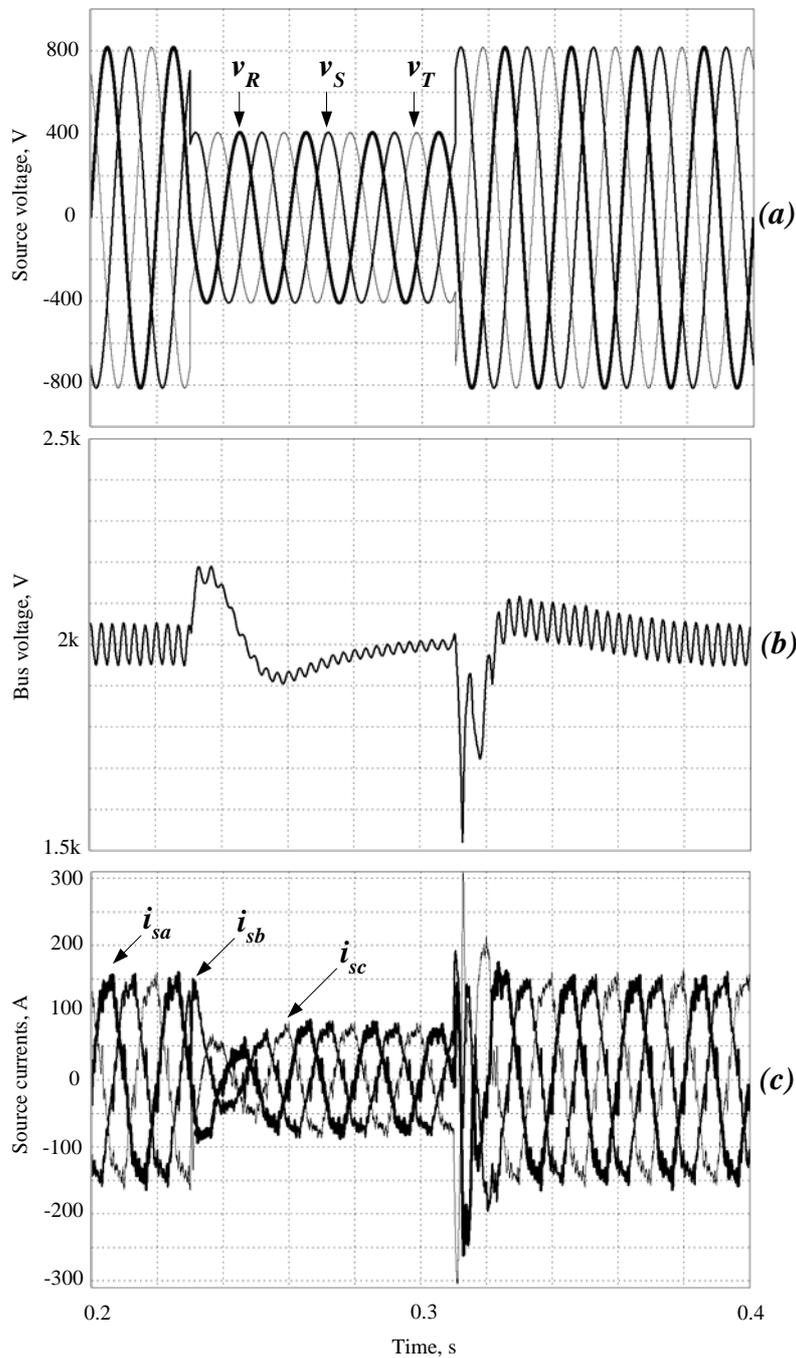


Figura 6.27. Respuesta frente a escalones de tensiones de línea del 50%: (a) Tensiones de línea (b) Tensión de Bus DC con regulador de tensión RMF digital (c) Corrientes de línea con regulador de corriente RMF digital

La Figura 6.27(c) muestra las corrientes de línea de las tres fases cuando se producen los escalones de tensión de red del 50%, el FAP está conectado y la corriente que inyecta el filtro se controla mediante el regulador digital RMF descrito en el apartado 5.8.2.

6.2.4 Control PIS de corriente y control RMF de tensión

En este caso la tensión de Bus DC será controlada mediante el regulador digital RMF, teniendo en cuenta que resulta más apropiado que el regulador digital PI para el control de la tensión del Bus, tal y como se ha demostrado en el apartado 6.2.3. Para analizar la eficacia del regulador digital PIS de armónicos de corriente en estado estacionario con tensiones de línea equilibradas y desequilibradas, y la respuesta del convertidor frente a escalones de carga y de tensión de línea, se siguen los pasos descritos en el apartado 6.2.1.

6.2.4.1 Régimen estacionario con tensión de línea equilibrada

La Figura 6.28 ilustra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control PIS digital de armónicos de corriente descrito en el apartado 5.8.3, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 2.79\%$. En apartados anteriores se ha mostrado que:

- La distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.03\%$ (ver apartado 6.1.1).
- La distorsión armónica es $DA_i = 13.16\%$ para el regulador de corriente PI digital (apartado 6.2.2)
- Cuando el control de corriente se implementa mediante un regulador RMF digital, la distorsión armónica obtenida es $DA_i = 8.65\%$ (apartado 6.2.3).

Queda demostrado por tanto que el DA_i de las corrientes de línea, obtenido gracias al FAP controlado mediante un regulador de corriente PIS digital, se reduce muy notablemente con respecto al DA_i obtenido mediante los reguladores PI y RMF digitales. En concreto, la reducción de DA_i con respecto al regulador PI es de un factor de 4.7, y la reducción con respecto al regulador RMF es de un factor de 3.1. El DA_i obtenido mediante el regulador digital PIS es más que satisfactorio.

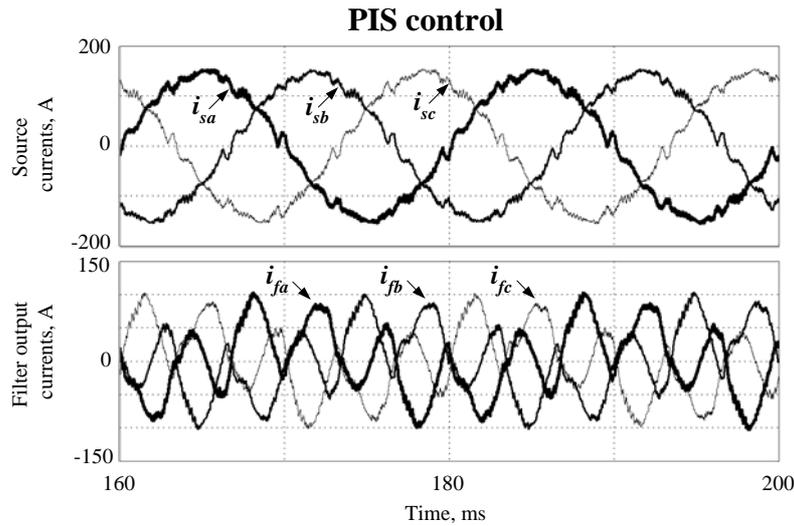


Figura 6.28. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con regulador PIS digital

En el apartado 5.8.4 se había deducido que el regulador PIS era muy adecuado para el control de armónicos de corriente, y en este apartado se comprueba que la hipótesis teórica era correcta.

6.2.4.2 Régimen estacionario con desequilibrio del 1% en tensión de línea.

La Figura 6.29 muestra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, para una tensión de línea con un desequilibrio del 1%. Al implementar el control de armónicos de corriente mediante el regulador digital PIS, las corrientes de línea resultantes tienen una distorsión armónica de $DA_i = 3.06\%$.

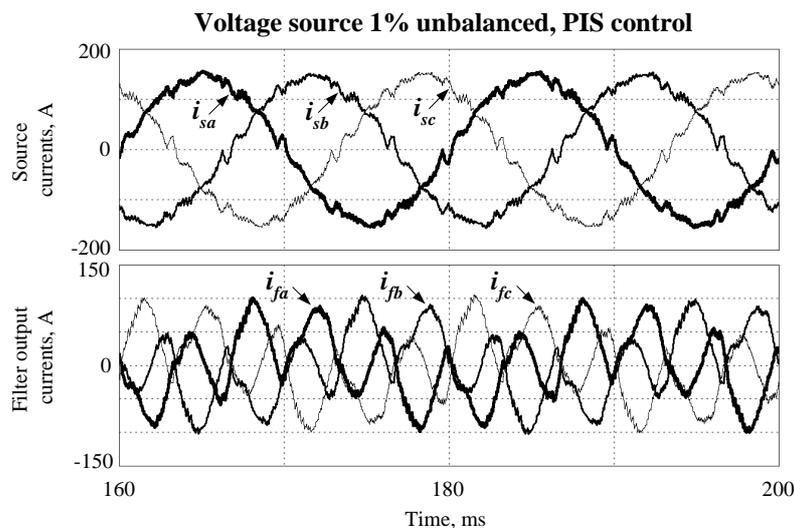


Figura 6.29. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con desequilibrio del 1% en la tensión de red y regulador PIS digital.

Tal y como se ha expuesto en el apartado 6.2.1, la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.04\%$ para un desequilibrio del 1% en la tensión de red. Por lo tanto, el DA_i de las corrientes de línea obtenido gracias al FAP controlado mediante un regulador de corriente digital PIS, se reduce en un factor de 11.45, lo que supone una gran disminución del contenido armónico de las corrientes de línea. Se deduce de inmediato que cuando los desequilibrios de la tensión de línea no superan el 1%, condición que se suele cumplir en las líneas de M.T., estos pequeños desequilibrios de la tensión de red no afectan de manera considerable al regulador de corriente PIS digital.

6.2.4.3 Régimen estacionario con desequilibrio del 10% en tensión de línea.

La Figura 6.30 muestra las corrientes inyectadas por el FAP y las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, para una tensión de línea con un desequilibrio del 10%. En el apartado 6.2.1 se ha expuesto que la distorsión armónica de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es $DA_i = 35.64\%$, para un desequilibrio del 10% en la tensión de red. Las corrientes de línea resultantes, cuando se implementa el control digital PIS de armónicos de corriente, tienen una distorsión armónica de $DA_i = 7.08\%$.

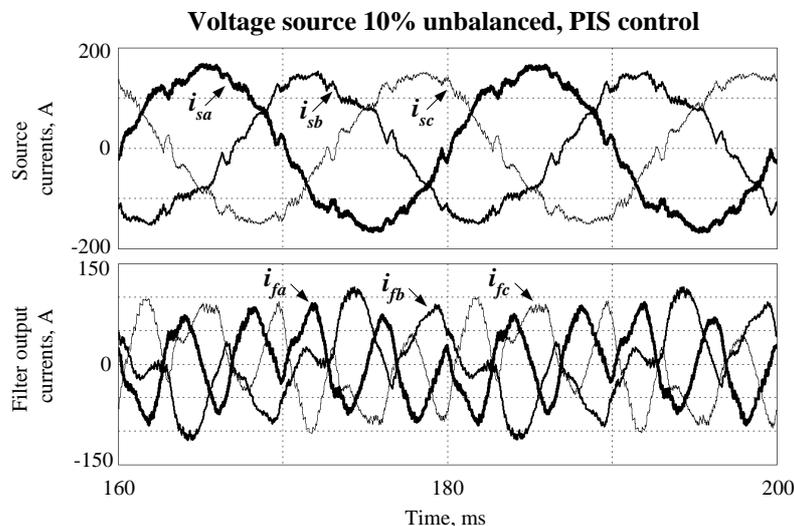


Figura 6.30. Corrientes inyectadas por el FAP y corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario, con desequilibrio del 10% en la tensión de red y regulador PIS digital.

En este caso la reducción de la distorsión armónica, obtenida al conectar el FAP controlado mediante un regulador de corriente digital PIS, es de un factor de 5. A pesar de que es una reducción más que considerable, el DA_i resultante no es del todo satisfactorio. Sin embargo, en el apartado anterior se ha comprobado que cuando el desequilibrio de la tensión de red es del 1%, el DA_i resultante sí es satisfactorio. Se deduce por tanto que las tensiones de

línea fuertemente desequilibradas afectan negativa y considerablemente al regulador de corriente PIS digital.

6.2.4.4 Respuesta del convertidor frente a escalones de carga

La respuesta de la tensión del Bus DC frente a los escalones de carga del 50% es la mostrada en la Figura 6.26 (a), dado que se utiliza el regulador de tensión de Bus RMF digital.

La Figura 6.31 muestra las corrientes de línea de las tres fases para escalones de carga del 50%, cuando el FAP está conectado y la corriente que inyecta el filtro se controla mediante el regulador PIS digital diseñado en el apartado 5.8.3.

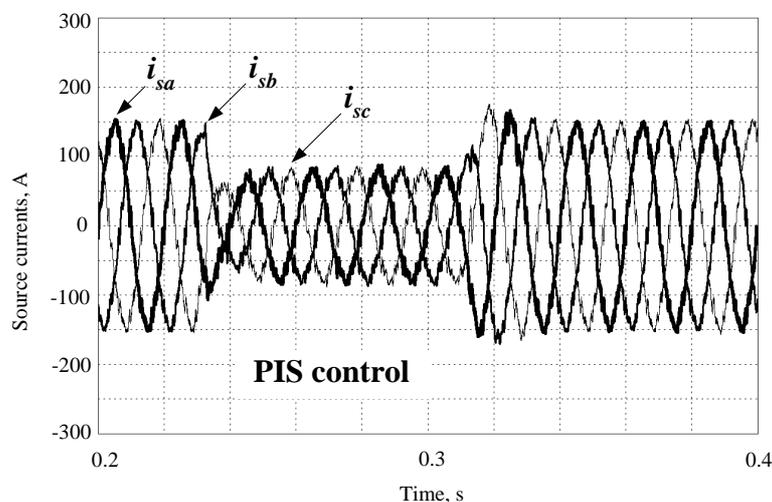


Figura 6.31. Corrientes de línea de las tres fases ante escalones de carga del 50%, con regulador PIS digital

6.2.4.5 Respuesta frente a escalones de magnitud en la tensión de línea

El regulador de tensión de Bus DC utilizado en esta ocasión es el RMF digital, por lo que la respuesta de la tensión del Bus DC es la mostrada en la Figura 6.27(b).

La Figura 6.32 muestra las corrientes de línea de las tres fases cuando se producen los escalones de tensión de red del 50%, el FAP está conectado y la corriente que inyecta el filtro se controla mediante el regulador digital PIS descrito en el apartado 5.8.3.

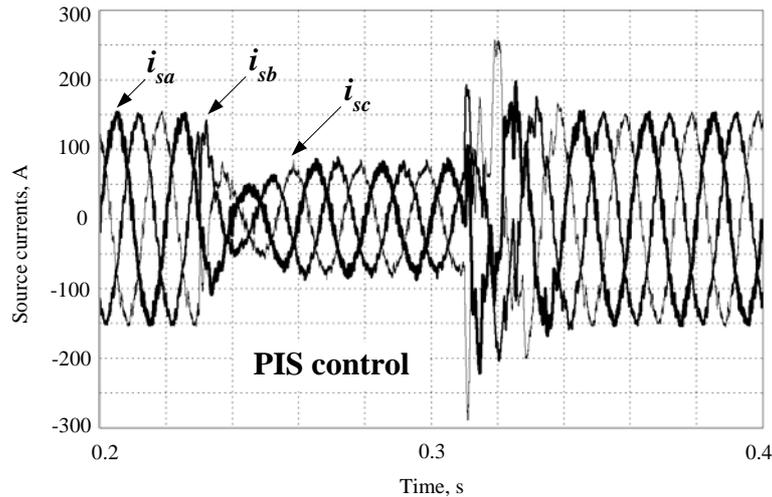


Figura 6.32. Corrientes de línea de las tres fases ante escalones del 50% en la tensión de línea, con regulador PIS digital

6.2.5 Discusión de resultados obtenidos

En este apartado se va a realizar un análisis de los resultados obtenidos mediante los distintos reguladores propuestos. Por una parte se analizan los resultados obtenidos en régimen estacionario, tanto para tensiones de red equilibradas como para tensiones de red con desequilibrios del 1% y del 10%. Por otra parte se compara la respuesta de la tensión del Bus DC del convertidor frente a escalones de carga del 50%, y frente a escalones del 50% en la magnitud de la tensión de red trifásica equilibrada.

6.2.5.1 Respuesta en régimen estacionario

▪ Tensión de red equilibrada

A continuación se va a hacer una comparativa entre los tres reguladores digitales de corriente propuestos, cuando la tensión de red está equilibrada. Como ya se ha expuesto en apartados anteriores, el objetivo principal es compensar los armónicos de corriente hasta el armónico 13 de 650Hz, atenuándolos en la medida de lo posible. La Tabla 6.4 muestra la tasa individual de armónicos admisible en el peor de los casos, según la norma IEEE 519-1992 (ver apartado 10.4.3). Así mismo, expone la tasa individual de cada armónico de la corriente trifásica de línea en régimen estacionario, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores de corriente digitales PI, RMF y PIS. Las tasas individuales de cada armónico se miden con respecto a la magnitud de la componente fundamental de 50Hz. Para aquellos casos en los que no se cumple la norma IEEE 519-1992, la celda de la tasa correspondiente se ha resaltado con fondo gris.

Observando la Tabla 6.4 se infiere que la corriente trifásica de línea cuando el FAP está desconectado, en el caso concreto que se estudia en esta Tesis, no cumple la norma IEEE 519-1992 para los armónicos quinto, séptimo, onceavo y treceavo. Una vez conectado el FAP y aplicado el control digital PI, sigue sin cumplirse la norma para los armónicos quinto, onceavo y treceavo. Por lo tanto, la compensación de armónicos de corriente mediante el regulador digital PI no obtiene un resultado satisfactorio. En el caso del regulador digital RMF no se cumple la norma para los armónicos quinto, onceavo, doceavo y treceavo, por lo que tampoco resulta apropiado. Sin embargo, para el regulador digital PIS todos los armónicos cumplen la tasa individual admisible en el peor de los casos, según la norma IEEE 519-1992.

| h | f(Hz) | Tasa admisible según norma IEEE 519-1992 $i_h/i_1(\%)$ | FAP desconectado $i_h/i_1(\%)$ | FAP conectado | | |
|----|-------|---|-----------------------------------|---------------------|----------------------|----------------------|
| | | | | PI $i_h/i_1(\%)$ | RMF $i_h/i_1(\%)$ | PIS $i_h/i_1(\%)$ |
| 2 | 100 | $\leq 1,000$ | 0,00 | 0,29 | 0,36 | 0,20 |
| 3 | 150 | $\leq 4,000$ | 0,00 | 0,67 | 1,22 | 0,42 |
| 4 | 200 | $\leq 1,000$ | 0,00 | 0,35 | 0,44 | 0,20 |
| 5 | 250 | $\leq 4,000$ | 33,96 | 11,16 | 7,75 | 1,83 |
| 6 | 300 | $\leq 1,000$ | 0,00 | 0,23 | 0,69 | 0,25 |
| 7 | 350 | $\leq 4,000$ | 7,05 | 3,21 | 1,26 | 1,87 |
| 8 | 400 | $\leq 1,000$ | 0,00 | 0,25 | 0,78 | 0,39 |
| 9 | 450 | $\leq 4,000$ | 0,00 | 0,79 | 1,34 | 0,43 |
| 10 | 500 | $\leq 1,000$ | 0,00 | 0,39 | 0,67 | 0,36 |
| 11 | 550 | $\leq 2,000$ | 4,34 | 5,04 | 2,27 | 0,21 |
| 12 | 600 | $\leq 0,500$ | 0,00 | 0,36 | 0,79 | 0,35 |
| 13 | 650 | $\leq 2,000$ | 2,43 | 3,78 | 3,24 | 0,11 |

Tabla 6.4. Tasa individual de armónicos de la corriente trifásica de línea en régimen estacionario, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores de corriente digitales PI, RMF y PIS. Tasa admisible según norma IEEE 519-1992.

Se deduce por tanto que el resultado obtenido en la compensación de armónicos de corriente mediante el regulador digital de corriente PIS es muy apropiado, según la citada norma.

La Figura 6.33 ilustra gráficamente la tasa individual de armónicos de la corriente trifásica equilibrada de línea en régimen estacionario cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores digitales PI, RMF y PIS. También muestra la tasa admisible para cada armónico en el peor de los casos, según la norma IEEE 519-1992.

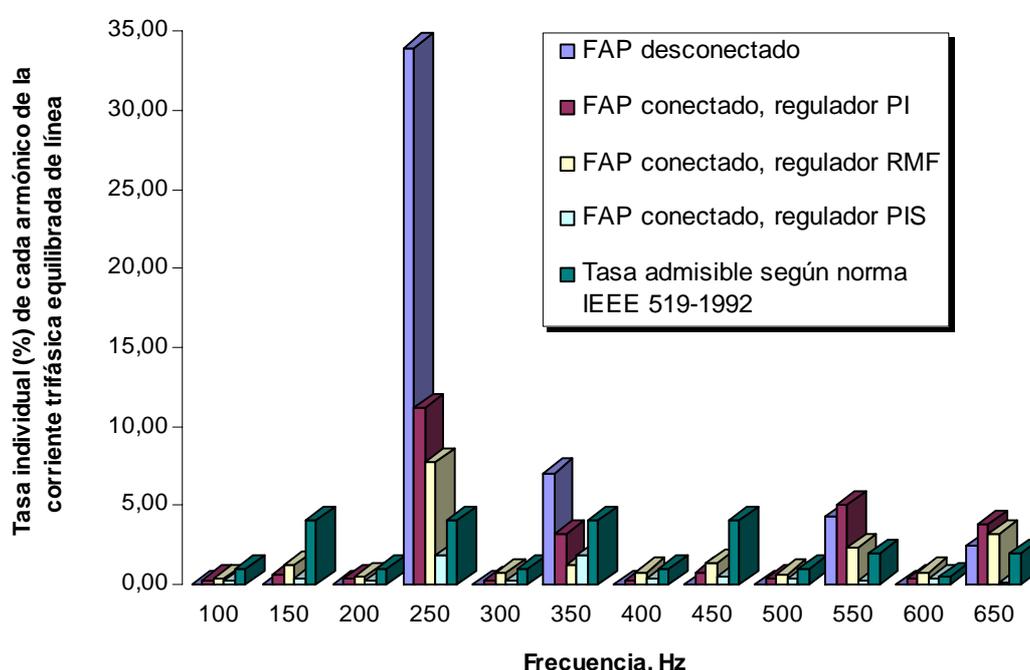


Figura 6.33. Tasa individual de armónicos de la corriente trifásica de línea en régimen estacionario, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores de corriente digitales PI, RMF y PIS. Tasa admisible según norma IEEE 519-1992.

La Tabla 6.5 muestra los DA_i de las corrientes de línea en estado estacionario, obtenidos al conectarse el FAP controlado mediante cada uno de los reguladores digitales implementados. Se ilustra también el DA_i de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado.

| | | |
|-------------------------|----------------------------|--------|
| | | DA_i |
| FAP desconectado | | 35,03% |
| FAP conectado | Control digital PI | 13,16% |
| | Control digital RMF | 8,65% |
| | Control digital PIS | 2,79% |

Tabla 6.5. DA_i de las corrientes de línea en estado estacionario con el FAP desconectado y conectado, controlado mediante los tres reguladores digitales propuestos.

A partir de la Tabla 6.5 se deduce que la mejora del DA_i al conectar el FAP es considerable con los tres reguladores digitales implementados. El DA_i obtenido mediante el regulador de corriente digital RMF se reduce en un factor de 1.52 con respecto al DA_i obtenido mediante el regulador de corriente digital PI. A su vez, El DA_i obtenido mediante el regulador de corriente digital PIS se reduce en un factor de 3.1 con respecto al DA_i obtenido mediante el regulador de corriente digital RMF. Estas diferencias de DA_i quedan reflejadas en la Figura 6.34, que muestra las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario para los tres reguladores digitales propuestos: PI, RMF y PIS.

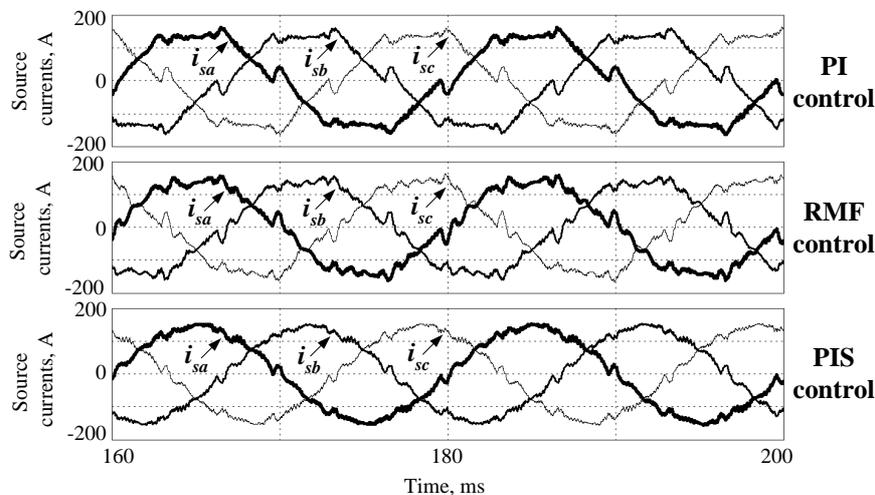


Figura 6.34. Corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario con tensión de red equilibrada para los tres reguladores digitales propuestos: PI, RMF y PIS

En la Figura 6.34 se puede observar que la distorsión de las formas de onda de las corrientes de línea de las tres fases es algo menor para el regulador digital RMF que para el regulador digital PI, pero la mejoría no resulta muy notable. En ambos casos se refleja que la distorsión sigue siendo bastante elevada a pesar de la acción del FAP. Se puede apreciar con claridad que la distorsión de las formas de onda de las corrientes es visiblemente menor para el regulador digital PIS que para los reguladores digitales RMF y PI.

En el apartado 5.8.4 se había deducido que el regulador PIS era muy adecuado para la compensación de armónicos de corriente, incluso en su implementación digital, y en este apartado se comprueba que la hipótesis teórica era correcta. Cuando el control de armónicos de corriente se lleva a cabo mediante implementación digital, el regulador digital PIS es claramente superior a los reguladores digitales RMF y PI.

▪ **Tensión de red con desequilibrio del 1%**

La Figura 6.35 ilustra gráficamente la tasa individual de armónicos de la corriente trifásica de línea en régimen estacionario con desequilibrio del 1% en la tensión de red, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores digitales PI, RMF y PIS. También muestra la tasa admisible para cada armónico en el peor de los casos, según la norma IEEE 519-1992.

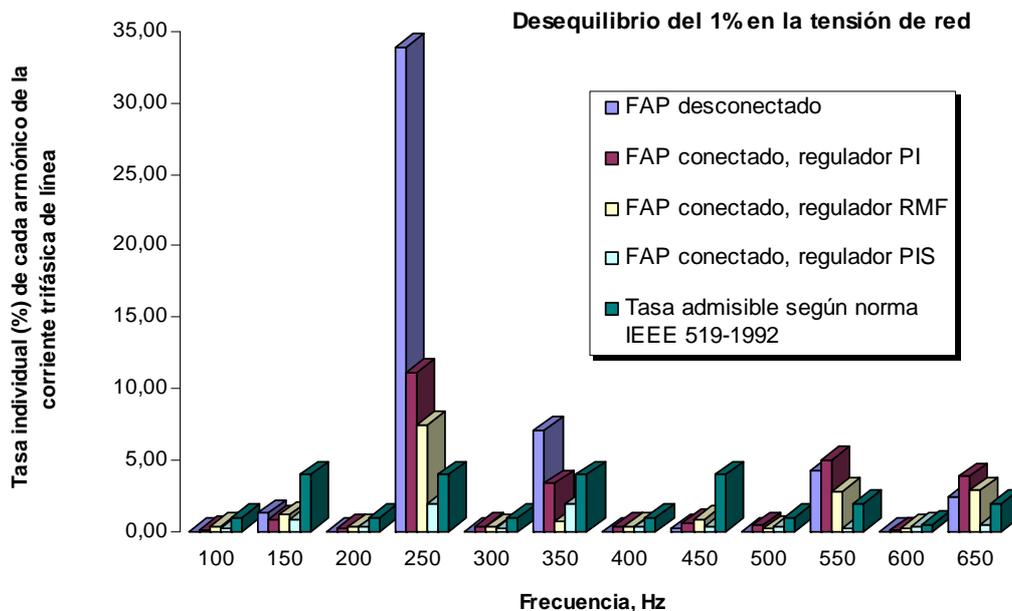


Figura 6.35. Tasa individual de armónicos de la corriente trifásica de línea en régimen estacionario con desequilibrio del 1% en la tensión de red, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores de corriente digitales PI, RMF y PIS. Tasa admisible según norma IEEE 519-1992.

En la Figura 6.35 se puede apreciar que para el control PIS digital de los armónicos de corriente, la tasa admisible de cada armónico según la norma IEEE 519-1992 se cumple para todos los armónicos. Sin embargo, se puede observar que la norma no se cumple para todos los armónicos cuando se implementan los reguladores digitales RMF y PI.

La Tabla 6.6 ilustra la distorsión armónica de las corrientes de línea en estado estacionario cuando el FAP está desconectado. Así mismo, muestra los DA_i de las corrientes de línea, resultantes al conectarse el FAP controlado mediante cada uno de los reguladores digitales implementados.

| | | DA_i |
|-------------------------|----------------------------|--------|
| FAP desconectado | | 35,04% |
| FAP conectado | Control digital PI | 13,28% |
| | Control digital RMF | 9,12% |
| | Control digital PIS | 3,06% |

Tabla 6.6. DA_i de las corrientes de línea en estado estacionario con desequilibrio del 1% en la tensión de red, con el FAP desconectado y conectado, controlado mediante los tres reguladores digitales propuestos.

A partir de la Tabla 6.6 se infiere que el DA_i resultante con el regulador de corriente digital RMF se reduce en un factor de 1.46 con respecto al DA_i resultante con el regulador de corriente digital PI. A su vez, el DA_i resultante con el regulador de corriente digital PIS se reduce en un factor de 2.98 con respecto al DA_i resultante con el regulador de corriente digital RMF. Estas diferencias de DA_i se ven reflejadas en la Figura 6.36, que muestra las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario para los tres reguladores digitales propuestos: PI, RMF y PIS. La mejora del DA_i al conectar el FAP es considerable con los tres reguladores digitales implementados.

En la Figura 6.36 se puede observar que las formas de onda de las corrientes de línea de las tres fases tienen una distorsión algo menor para el regulador digital RMF que para el regulador digital PI. La distorsión sigue siendo bastante elevada en ambos casos, a pesar de la acción del FAP. Se puede apreciar que las corrientes están menos distorsionadas cuando la compensación de armónicos se lleva a cabo mediante el regulador digital PIS que cuando se implementa mediante los reguladores digitales RMF y PI.

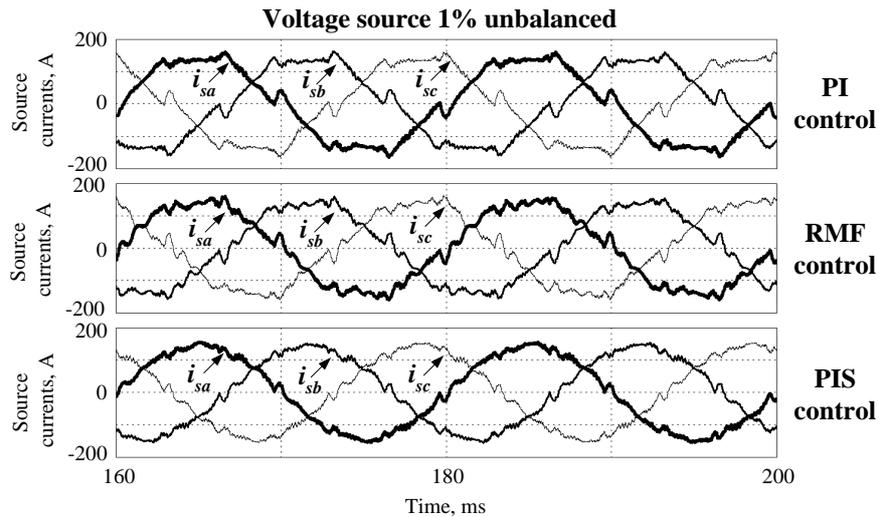


Figura 6.36. Corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario con tensión de red 1% desequilibrada para los tres reguladores digitales propuestos: PI, RMF y PIS

Por lo tanto, se ha demostrado que el regulador PIS digital es claramente superior a los reguladores digitales RMF y PI para la compensación de armónicos de corriente cuando se produce un desequilibrio del 1% en la tensión de red.

▪ **Tensión de red con desequilibrio del 10%**

La Figura 6.37 ilustra gráficamente la tasa individual de armónicos de la corriente trifásica de línea en régimen estacionario con desequilibrio del 10% en la tensión de red, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores digitales PI, RMF y PIS. También muestra la tasa admisible para cada armónico en el peor de los casos, según la norma IEEE 519-1992.

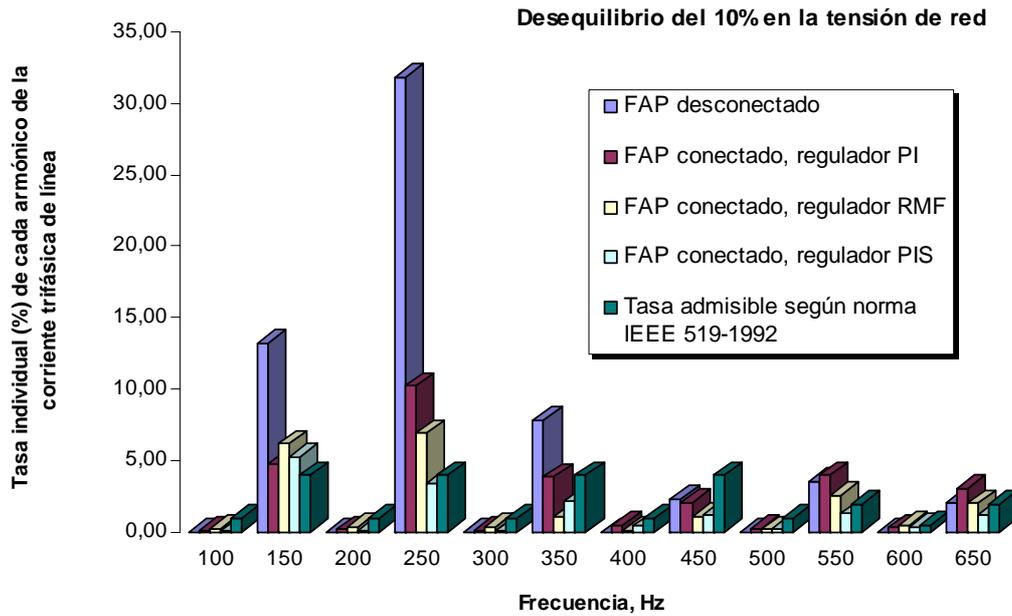


Figura 6.37. Tasa individual de armónicos de la corriente trifásica de línea en régimen estacionario con desequilibrio del 10% en la tensión de red, cuando el FAP está desconectado, y cuando el FAP está conectado y controlado mediante los reguladores de corriente digitales PI, RMF y PIS. Tasa admisible según norma IEEE 519-1992.

A partir de la Figura 6.37 se deduce que cuando se produce un desequilibrio del 10% en la tensión de red, ninguno de los métodos de control consigue obtener una corriente de línea que cumpla la norma IEEE 519-1992 para todos los armónicos considerados. Esto se debe principalmente a dos motivos. El primer motivo es que, tal y como se ha descrito en el apartado 6.2.1, debido al fuerte desequilibrio en la tensión trifásica de red aparece una componente de 150Hz considerable en la corriente trifásica de la carga, que debe ser compensada. El segundo motivo es el error cometido por el PLL en la obtención del ángulo de fase de la tensión de red, tal y como se ha expuesto en el apartado 6.2.1. Estos dos motivos afectan especialmente al regulador PIS, ya que los integradores generalizados actúan sobre componentes frecuenciales concretas, y además a frecuencias múltiplos de la frecuencia medida a partir del PLL. En cualquier caso, la corriente de línea obtenida mediante el regulador digital PIS cumple la norma IEEE 519-1992 para todos los armónicos excepto para el de 150Hz . Esto se podría solucionar fácilmente añadiendo al controlador una nueva resonancia a dicha frecuencia, de manera que se obtendría una corriente de línea que cumpliría la norma IEEE 519-1992 para todos los armónicos en estudio.

La Tabla 6.7 muestra los DA_i de las corrientes de línea en estado estacionario, obtenidos al conectarse el FAP controlado mediante cada uno de los reguladores digitales

implementados. Se ilustra también el DA_i de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado.

| | | DA_i |
|-------------------------|----------------------------|--------|
| FAP desconectado | | 35,64% |
| FAP conectado | Control digital PI | 13,38% |
| | Control digital RMF | 10,01% |
| | Control digital PIS | 7,08% |

Tabla 6.7. DA_i de las corrientes de línea en estado estacionario con desequilibrio del 10% en la tensión de red, con el FAP desconectado y conectado, controlado mediante los tres reguladores digitales propuestos.

A partir de la Tabla 6.7 se deduce que la mejora del DA_i al conectar el FAP es considerable con los tres reguladores digitales implementados. El DA_i obtenido mediante el regulador digital de corriente RMF disminuye en un factor de 1.34 con respecto al DA_i obtenido mediante el regulador digital PI. A su vez, el DA_i obtenido mediante el regulador digital de corriente PIS disminuye en un factor de 1.41 con respecto al DA_i obtenido mediante el regulador digital RMF. Estas diferencias de DA_i se pueden visualizar en la Figura 6.38, que muestra las corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario para los tres reguladores digitales propuestos: PI, RMF y PIS.

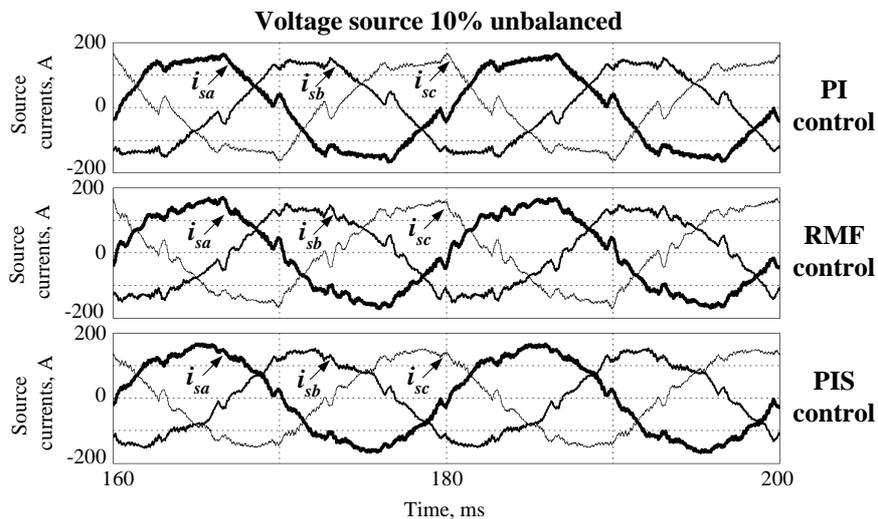


Figura 6.38. Corrientes de línea de las tres fases en estado estacionario con tensión de red 10% desequilibrada para los tres reguladores digitales propuestos: PI, RMF y PIS

En la Figura 6.38 se puede observar que la distorsión de las formas de onda de las corrientes de línea de las tres fases es algo menor para el regulador digital RMF que para el

regulador digital PI. Se puede apreciar también que, efectivamente, la distorsión de las formas de onda de las corrientes es ligeramente menor para el regulador digital PIS que para el regulador digital RMF. En los tres casos se observa con bastante claridad el desequilibrio existente entre las corrientes de las tres fases. La distorsión de las corrientes de línea, una vez aplicado el filtrado activo mediante los tres reguladores digitales analizados, sigue siendo bastante elevada. En cualquier caso, la corriente trifásica de línea menos distorsionada se obtiene mediante el regulador PIS. Por lo tanto, queda demostrado que el regulador PIS digital es superior a los reguladores digitales RMF y PI para la compensación de armónicos de corriente cuando se produce un desequilibrio del 10% en la tensión de red. Además, la compensación de armónicos mediante el regulador digital PIS se puede mejorar fácilmente añadiendo al regulador una resonancia para compensar la importante componente de 150Hz que aparece debido al fuerte desequilibrio en la tensión de red, en cuyo caso el resultado obtenido mediante el regulador PIS sería muy superior al obtenido mediante los reguladores RMF y PI en cuanto a compensación de armónicos se refiere.

▪ **Comparativa**

En el apartado 6.2.5.1 se ha analizado la respuesta del convertidor en régimen estacionario en lo que a la compensación de armónicos de corriente se refiere, para tensiones de red equilibradas y con desequilibrios del 1% y del 10%. En este subapartado se va a llevar a cabo una comparativa entre los resultados obtenidos mediante los tres reguladores propuestos para las distintas condiciones de tensión de red que se han descrito anteriormente.

La Tabla 6.8 muestra los DA_i de las corrientes de línea en estado estacionario, obtenidos al conectarse el FAP controlado mediante cada uno de los reguladores digitales implementados, para tensiones de red equilibradas y con desequilibrios del 1% y del 10%. Se ilustra también el DA_i de las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado.

A partir de la Tabla 6.8 se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- El DA_i medido en las corrientes de línea cuando el FAP está desconectado es prácticamente el mismo para tensiones de línea equilibradas y con desequilibrios del 1% y del 10%.
- El desequilibrio de las tensiones de red afecta muy poco al DA_i resultante en las corrientes de línea cuando la compensación de armónicos se lleva a cabo mediante el regulador digital PI.

- El DA_i resultante en las corrientes de línea cuando la compensación de armónicos se lleva a cabo mediante el regulador digital RMF se ve también poco afectado por el desequilibrio en las tensiones de red.
- El desequilibrio de las tensiones de red afecta bastante más al DA_i resultante en las corrientes de línea cuando la compensación de armónicos se lleva a cabo mediante el regulador digital PIS que cuando se implementa mediante los reguladores digitales RMF y PI. En un caso general, este deterioro del regulador digital PIS se puede mejorar fácilmente añadiendo al regulador resonancias a las frecuencias adecuadas. En cualquier caso conviene destacar que el reulador PIS sigue siendo el mejor de los tres estudiados, incluso sin añadir resonancias adicionales.

| | | V_{red} equilibrada | V_{red} 1% deseq. | V_{red} 10% deseq. |
|-------------------------|----------------------------|--------------------------|------------------------|-------------------------|
| | | DA_i | DA_i | DA_i |
| FAP desconectado | | 35,03 | 35,04 | 35,64 |
| FAP conectado | Control digital PI | 13,16 | 13,28 | 13,38 |
| | Control digital RMF | 8,65 | 9,12 | 10,01 |
| | Control digital PIS | 2,79 | 3,06 | 7,08 |

Tabla 6.8. DA_i de las corrientes de línea en estado estacionario con tensiones de red equilibradas y con desequilibrios del 1% y del 10%, con el FAP desconectado y conectado, controlado mediante los tres reguladores digitales propuestos.

6.2.5.2 Respuesta del convertidor frente a escalones de carga

Se va a comparar la respuesta de la tensión del Bus DC frente a los escalones de carga descritos en el apartado 6.1.1, cuando dicha tensión se controla mediante los reguladores digitales de tensión PI y RMF descritos en los apartados 5.8.1 y 5.8.2.

La Figura 6.39 muestra la tensión de Bus DC frente a escalones de carga del 50%, para los reguladores digitales PI y RMF. Se puede apreciar que la respuesta obtenida con el regulador RMF es un 66.7% más rápida que la respuesta obtenida con el regulador convencional PI, ya que la diferencia del tiempo de establecimiento de la tensión en el 5% de su valor nominal es de 20ms.

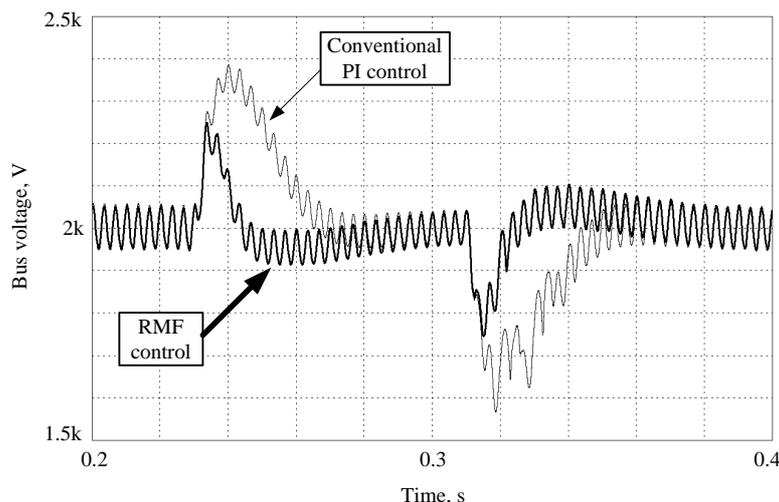


Figura 6.39. Tensión de Bus DC frente a escalones de carga del 50%, con reguladores digitales PI y RMF

El regulador digital RMF de tensión presenta además otra notable ventaja con respecto al regulador digital PI. Tal y como se refleja en la Figura 6.39, el Bus DC sufre sobretensiones aproximadas de 200V y de 400V (10% y 20% de la tensión nominal del Bus DC), para los reguladores RMF y PI respectivamente. La mitad de esta sobretensión deberá ser soportada por los transistores de potencia del convertidor. Por lo tanto, es evidente que cuando la tensión del Bus DC del convertidor sea controlada mediante el regulador digital RMF, los transistores de potencia del convertidor serán sometidos a la mitad de sobretensión ante escalones de carga, lo que repercutirá en una menor degradación del componente. Ha quedado claramente demostrado que el regulador digital RMF aventaja muy considerablemente al regulador digital PI, en lo que al control de la tensión del Bus DC se refiere. Si se compara la Figura 6.39 con la Figura 6.11, se deduce de inmediato que la respuesta del Bus DC del convertidor frente a escalones de carga cuando el control de la tensión del Bus se implementa en analógico es prácticamente la misma que cuando el control de la tensión del Bus se implementa en digital. Este hecho ya se había deducido teóricamente en el apartado 5.8.4, y queda demostrado en este apartado.

6.2.5.3 Respuesta frente a escalones de magnitud en la tensión de línea

A continuación se va a comparar la respuesta de la tensión del Bus DC frente a los escalones de tensión de red descritos en el apartado 6.2.1, cuando dicha tensión se controla mediante los reguladores digitales de tensión PI y RMF descritos en los apartados 5.8.1 y 5.8.2.

La dinámica de la tensión del Bus DC con los reguladores digitales PI y RMF, frente a escalones de magnitud del 50% en la tensión de red equilibrada, queda reflejada en la Figura 6.40. Tal y como se había deducido en el apartado 5.8.4, se puede apreciar que la respuesta obtenida con el regulador RMF es bastante más rápida que la respuesta obtenida con el regulador convencional PI. En concreto, la respuesta es un 66.7% más rápida con el regulador RMF. La diferencia del tiempo de establecimiento de la tensión en el 5% de su valor nominal es de un período fundamental (20ms), que es una diferencia destacable.

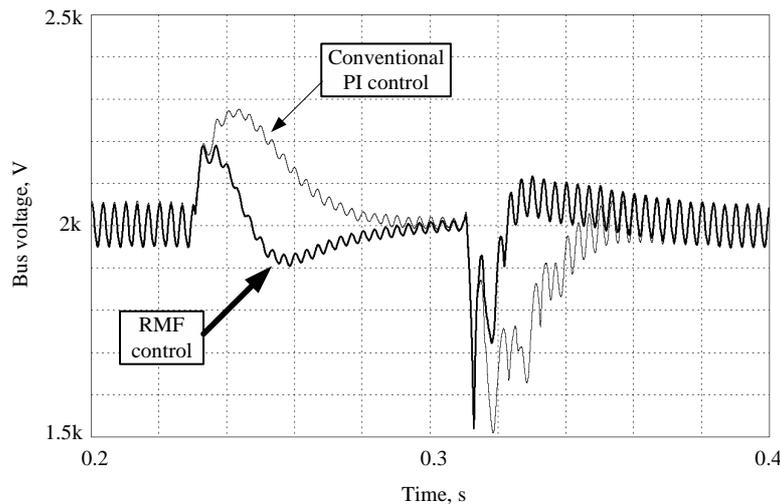


Figura 6.40. Tensión de Bus DC frente escalones del 50% en la tensión de línea, con reguladores digitales PI y RMF.

Se puede apreciar también que el rizado de la tensión del Bus DC es menor cuando la tensión trifásica equilibrada de red tiene una magnitud menor, esto es, durante el intervalo de tiempo entre 230ms y 310ms. Esto es lógico teniendo en cuenta que en ese intervalo de tiempo el convertidor trabaja con un índice de modulación menor, por lo que aumenta la capacidad de la modulación vectorial para compensar el rizado de la tensión del Bus DC [73]. Este efecto se podría conseguir también en el régimen estacionario nominal, aumentando la tensión del Bus DC, pero esto encarecería considerablemente el precio del convertidor sin aportar ventajas sustanciales.

En la Figura 6.40 se refleja además que el Bus DC sufre una sobretensión aproximada de 200V y de 300V (10% y 15% de la tensión nominal del Bus DC), para los reguladores RMF y PI respectivamente. La mitad de esta sobretensión deberá ser soportada por los transistores de potencia del convertidor. Por lo tanto, cuando la tensión del Bus DC del convertidor sea controlada mediante el regulador digital RMF, los transistores de potencia del convertidor serán sometidos a sobretensiones un 33.3% menores frente a escalones de magnitud del 50%

en la tensión de red equilibrada, lo que repercutirá en un menor deterioro de los mismos. En el apartado 6.2.5.2 se ha demostrado que el regulador digital RMF aventaja muy considerablemente al regulador digital PI a la hora de controlar la tensión del Bus DC frente a escalones de carga. En este apartado ha quedado demostrado que sucede lo mismo frente a escalones en la tensión de red.

6.2.5.4 Conclusiones

Después de comprobar la eficacia de los reguladores digitales propuestos, tanto de corriente como de tensión, se concluye que lo más adecuado para controlar digitalmente el convertidor NPC, trabajando en aplicación de FAP, resulta implementar el control de armónicos de corriente mediante un regulador digital PIS, e implementar el control de la tensión del Bus DC mediante un regulador digital RMF. De esta manera se obtiene la mejor respuesta posible del convertidor tanto en lo referente a compensación de armónicos de corriente en régimen estacionario, como en lo referente a la respuesta del convertidor en régimen transitorio ante escalones de carga y ante perturbaciones de tensión de red.

7 CONCLUSIONES Y FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

En las dos últimas décadas el concepto de “calidad de potencia” ha ido tomando cada vez más importancia en el ámbito de la Ingeniería Eléctrica, y en este momento es una temática de gran interés tanto para las compañías productoras y distribuidoras, como para los fabricantes de equipos y los consumidores finales. En los últimos años el entorno industrial ha ido demandando equipos de mayor potencia, llegando a niveles de los megavatios. Los convertidores multinivel son muy adecuados para las aplicaciones de gran potencia, y la evolución de los semiconductores de potencia permite trabajar a niveles de tensión cada vez mayores. Por estos motivos, esta Tesis se ha centrado en el estudio de la utilización de un convertidor de tres niveles para la mejora de la calidad eléctrica en M.T. Se ha analizado un filtro activo paralelo a tres hilos mediante un convertidor NPC, ya que las características de esta topología son compatibles con la aplicación que se va a abordar [19]. A continuación se expondrán las conclusiones extraídas a partir de esta Tesis, así como las más destacadas futuras líneas de investigación.

7.1 CONCLUSIONES

En esta Tesis se han presentado dos aportaciones novedosas principales. La primera es la propuesta del control RMF para regular las corrientes de salida y la tensión del Bus DC de un convertidor NPC de tres niveles, trabajando como Filtro Activo Paralelo (FAP). La segunda aportación fundamental de la Tesis es el desarrollo de nuevos modelos de pequeña señal del convertidor NPC-FAP de tres niveles, que permiten diseñar con mayor precisión tanto los reguladores de corriente como los reguladores de tensión de Bus del convertidor.

En el capítulo 1 se hace una pequeña introducción sobre los motivos de la trascendencia que ha adquirido la calidad de potencia y sobre los convertidores multinivel, adecuados para las aplicaciones de gran potencia.

En el capítulo 2 se revisa el estado de la técnica de los temas directamente relacionados con esta Tesis, según los siguientes apartados:

- En el apartado 2.1 se han revisado las causas más frecuentes de generación de armónicos de corriente, así como los principales efectos perjudiciales que provoca la presencia de armónicos de corriente en la red eléctrica. De este análisis se deduce la

gran importancia del desarrollo de soluciones ante los problemas generados por los armónicos de corriente.

- En el apartado 2.2 se revisan de forma breve algunos conceptos y definiciones básicas de potencia que son útiles a la hora de llevar a cabo un acondicionamiento activo de corriente, pero no se pretende realizar un trabajo exhaustivo sobre los métodos de descomposición de corriente ni las teorías de potencia [40]-[65].
- El apartado 2.3 analizan las tres topologías principales de convertidores multinivel: DCI, FLC y la topología de puentes-H. Se presenta una aportación novedosa derivada de la etapa de obtención del Diploma de Estudios Avanzados: el desarrollo de un método para calcular analíticamente el rizado de los condensadores del Bus DC de los convertidores DCI y FLC de tres niveles, suponiendo una tensión total de Bus ideal [M1]. Finalmente se ha realizado una síntesis comparativa de las principales topologías multinivel.
- En el apartado 2.4 se ha llevado a cabo un estudio del estado de la técnica de las modulaciones PWM existentes. Las conclusiones principales extraídas de este análisis son:
 - Se requiere que los vectores de redundancia par comiencen y terminen la secuencia para obtener una secuencia óptima con un número mínimo de conmutaciones.
 - Se deben centrar los dos vectores de la mitad de la secuencia en cada período de conmutación para obtener un espectro armónico de salida óptimo.
 - La modulación PD basada en portadora selecciona implícitamente los tres vectores espaciales más próximos, pero no centra los dos vectores de la mitad de la secuencia.
 - Se puede añadir una tensión de offset a las señales de referencia de un modulador PD para centrar los dos vectores de la mitad de la secuencia.
 - Mediante la modulación vectorial centrada se obtiene el mismo espectro de tensión de salida que mediante una modulación PD con una tensión de offset adecuada. Esta forma de modulación es espectralmente superior a la modulación PD PWM con referencia senoidal pura.

- El convertidor NPC tiene el problema inherente del rizado de baja frecuencia existente en el punto medio de su Bus DC, en estado estacionario. Para el buen funcionamiento del convertidor, es muy importante mantener controlada esta tensión dentro de unos valores razonables, lo que se puede conseguir mediante la modulación vectorial. Por lo tanto se ha utilizado la modulación vectorial desarrollada en [73] con el propósito de mantener controlada la tensión del NP. Esta modulación optimiza el número de conmutaciones utilizando la técnica NTV (Nearest Three Vectors), a la vez que reduce el esfuerzo computacional necesario, utilizando un sistema no ortogonal para definir las coordenadas de los vectores espaciales [83]. Sin embargo esta modulación no genera un espectro armónico de salida óptimo. Hay que destacar que la posibilidad del control total de la tensión del NP depende del índice de modulación M con el que se trabaja [73].

Posteriormente, en el capítulo 4, se ha expuesto una metodología de modelado de convertidores trifásicos en ejes $dq0$, y se han desarrollado los modelos de pequeña y gran señal del convertidor NPC de tres niveles, para una aplicación de filtro activo paralelo a tres hilos. Se han obtenido las funciones de transferencia necesarias para el control lineal del convertidor. A su vez, se expone la carga utilizada para la generación de armónicos de corriente, y se lleva a cabo el dimensionamiento del filtro activo paralelo a tres hilos necesario para compensar los armónicos de corriente generados por la carga utilizada. Para terminar se deducen las funciones de transferencia necesarias para el control de la corriente y la tensión de Bus DC del convertidor, para el caso concreto descrito.

En el capítulo 5 se realiza un estudio de nuevas alternativas para el control de las corrientes del FAP y de la tensión del Bus DC. Se analiza el control convencional PI, se propone un nuevo control robusto denominado RMF, y se aplican ambos controles tanto a la regulación de armónicos de corriente como al control de la tensión de Bus DC. Se analiza también un controlador basado en Integradores Generalizados, denominado PIS, aplicado al control de corriente del convertidor. En todos los casos se describe la metodología de diseño de los controladores, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto, y se lleva a cabo un análisis comparativo entre los distintos reguladores propuestos, tanto de corriente como de tensión.

En el capítulo 6 se muestran los resultados obtenidos a partir del simulador SABERTM. Con el objetivo de comparar los distintos reguladores de corriente propuestos, se consideran

condiciones de trabajo con tensiones de red equilibradas y con desequilibrios del 1% y del 10%, y se mide la distorsión armónica de las corrientes de línea en estado estacionario para los distintos escenarios descritos. Para comparar los distintos reguladores de tensión de Bus, se consideran escalones de carga y escalones de tensión de red, ya que éstos provocan a su vez transitorios bruscos en la tensión de Bus del convertidor.

A partir del estudio analítico del capítulo 5 y de los resultados del capítulo 6 se pueden extraer las siguientes conclusiones.

- Cuando el control de armónicos de corriente se implementa en tiempo continuo, las distorsiones armónicas (DA_i) obtenidas mediante los reguladores PI, RMF y PIS son respectivamente 11.02%, 4.99% y 2.7%, para unas tensiones de red equilibradas. El menor DA_i se obtiene con el regulador PIS, y además es el único para el que todos los armónicos cumplen la tasa individual admisible en el peor de los casos según la norma IEEE 519-1992, por lo que resulta el regulador más adecuado de los estudiados.
- Cuando el control de armónicos de corriente se implementa en tiempo discreto, los DA_i obtenidos mediante los reguladores PI, RMF y PIS son respectivamente 13,16%, 8,65% y 2,79%, para unas tensiones de red equilibradas. Se aprecia que los DA_i obtenidos son mayores en los tres casos que los obtenidos mediante el control en tiempo continuo. Esto es debido al elevado ancho de banda del regulador de corriente, ya que el retardo digital influye más en la estabilidad del lazo de control cuanto mayor sea su ancho de banda. El menor DA_i se obtiene con el regulador PIS, y además es el único para el que todos los armónicos cumplen la tasa individual admisible en el peor de los casos según la norma IEEE 519-1992. Se concluye por tanto que el regulador PIS es el más adecuado de los reguladores digitales de corriente estudiados. En tiempo discreto se ha analizado también la capacidad de compensación de armónicos de corriente de los distintos métodos para tensiones de red desequilibradas, de donde se extraen las siguientes conclusiones:
 - El desequilibrio de las tensiones de red afecta muy poco al DA_i resultante en las corrientes de línea cuando la compensación de armónicos se lleva a cabo mediante el regulador digital PI.

- El DA_i resultante en las corrientes de línea cuando la compensación de armónicos se lleva a cabo mediante el regulador digital RMF se ve también poco afectado por el desequilibrio en las tensiones de red.
- El desequilibrio de las tensiones de red afecta bastante más al DA_i resultante en las corrientes de línea cuando la compensación de armónicos se lleva a cabo mediante el regulador digital PIS que cuando se implementa mediante los reguladores digitales RMF y PI. En un caso general, este deterioro del regulador digital PIS se puede mejorar fácilmente añadiendo al regulador resonancias a las frecuencias adecuadas en cada caso.
- En cuanto al control de la tensión del Bus DC, la mejora de un regulador RMF con respecto a un regulador convencional PI es muy notable, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. Debido al reducido ancho de banda del lazo de tensión, el retardo digital apenas influye en la estabilidad del lazo de control. Por tanto, el resultado obtenido al implementar el controlador de tensión en digital es prácticamente el mismo que el resultado obtenido al implementar el regulador en analógico, tanto para el regulador PI como para el regulador RMF.
- Finalmente se deduce que la mejor combinación posible para controlar un convertidor NPC actuando como FAP es la siguiente: controlar los armónicos de corriente mediante un regulador PIS y controlar la tensión de Bus DC mediante un regulador RMF, tanto en tiempo continuo como en tiempo discreto. De esta manera se obtiene la mejor respuesta posible del convertidor tanto en lo referente a la compensación de armónicos de corriente en régimen estacionario, con tensiones de red equilibradas y desequilibradas, como en lo referente a la respuesta del convertidor en régimen transitorio ante escalones de carga y ante escalones de tensión de red.

Después de las conclusiones expuestas se puede decir que, en definitiva, se han alcanzado todos los objetivos planteados al inicio de la Tesis.

7.2 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

Después del estudio y validación del comportamiento del convertidor NPC y de las distintas técnicas de control del convertidor actuando como FAP, se destacan las siguientes posibles futuras líneas de investigación:

- La eficiencia en el suministro de energía varía en función de la estrategia adoptada a la hora de determinar el control del acondicionador, y resulta fundamental el acondicionamiento de la potencia en un sistema trifásico bajo condiciones totalmente generales de distorsión y desequilibrio en tensiones y corrientes. Desde este punto de vista, en el apartado 6.2.1 se ha expuesto que los desequilibrios en las tensiones de red repercuten negativamente en la capacidad del PLL de detectar la fase de la tensión de red, lo que influye a su vez en la compensación de armónicos de corriente. Resulta por tanto de gran interés la investigación sobre mejoras en el PLL a la hora de detectar el ángulo de fase en líneas distorsionadas y/o desequilibradas.
- A la hora de analizar el comportamiento de los distintos controladores propuestos se ha considerado que tanto la frecuencia de la tensión de red como las frecuencias de los distintos armónicos de corriente eran constantes. Se propone como línea de investigación el análisis de la influencia que ejercen las variaciones de frecuencia de la tensión de red sobre los distintos controladores propuestos. Así mismo, sería interesante realizar un estudio de la influencia que ejercen las cargas generadoras de armónicos de frecuencias variables (hornos de arco, etc.), sobre los distintos controladores analizados en la Tesis, y extraer conclusiones sobre cuál resultaría el método de control más adecuado en estos casos.
- Por otra parte, para el caso concreto de los parámetros del sistema descritos en el apartado 4.4, se ha considerado conveniente la utilización del convertidor de tres niveles de topología NPC. Sin embargo se podría trabajar a mayores niveles de tensión y/o a mayores frecuencias aparentes de conmutación, en cuyos casos habría que trabajar con convertidores de más de tres niveles. Para convertidores de más de tres niveles la topología NPC no resulta tan adecuada (ver capítulo 2.3), por lo que sería interesante analizar el comportamiento de convertidores de más de tres niveles, y de topologías distintas a la NPC, en aplicaciones de FAP. Se podría realizar un estudio de la limitación de los convertidores multinivel en la aplicación de filtrado activo de armónicos de corriente, en función de los niveles del convertidor y de la potencia de trabajo del convertidor, teniendo en cuenta las limitaciones de los semiconductores de potencia existentes en el mercado. Siguiendo con la misma línea de investigación, se propone llevar a cabo un estudio de la implementación del filtrado activo mediante más de un FAP en paralelo y mediante filtrado híbrido

(activo-pasivo). Sería conveniente presentar una comparativa entre las distintas soluciones propuestas, evaluando las ventajas y desventajas de cada una.

- Se han propuesto y comparado distintos controladores para una aplicación de filtrado activo de armónicos de corriente y para la compensación de Energía Reactiva de componente fundamental. Se propone comparar los distintos controladores analizados en la Tesis, pero esta vez con el objetivo de compensar otras perturbaciones que afectan a la calidad de la Energía Eléctrica, como por ejemplo las variaciones de tensión de larga duración, las fluctuaciones de tensión y “flicker”, los transitorios y sobretensiones, o los huecos e interrupciones breves.

Estas son solamente las líneas de investigación que se han considerado más relevantes, pero está claro que se abre un amplio abanico de posibles líneas de investigación relacionadas con la temática que se ha tratado en esta Tesis.

8 BIBLIOGRAFÍA

- [1] Volkmar Lauber, "The EU Directive on Electricity from Renewable Energy Sources (Directive 2001/77/EC)", Institut für Politikwissenschaft - University of Salzburg.
- [2] Bernet, S. , "Recent developments of high power converters for industry and traction applications", Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 15, Issue 6, Nov 2000 Page(s):1102 – 1117.
- [3] Jih-Sheng Lai; Fang Zheng Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters", Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 32 , Issue: 3 , May-June 1996 , Pages:509 – 517.
- [4] Tolbert, L.M.; Fang Zheng Peng; Habetler, T.G., "Multilevel converters for large electric drives", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 35 , Issue: 1 , Jan.-Feb. 1999, Pages:36 – 44.
- [5] R. Teodorescu, F. Beaabjerg, J. K. Pedersen, E. Cengelci, S. Sulistijo, B. Woo, P. Enjeti, "Multilevel converters — A survey", Proc. European Power Electronics Conf. (EPE'99), Lausanne, Switzerland, 1999, CD-ROM.
- [6] C. Hochgraf, R. Lasseter; D. Divan, T.A. Lipo, "Comparison of multilevel inverters for static VAr compensation", Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE 2-6 Oct. 1994 Page(s):921 - 928 vol.2.
- [7] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral-point clamped PWM inverter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-17, Sept./Oct. 1981, pages: 518–523.
- [8] N.S. Choi, J.G. Cho, and G.H. Cho., "A general circuit topology of multilevel inverter", Power Electronics Specialists Conference, 1991.
- [9] T. A. Meynard ,H. Foch, "Multi-level choppers for high voltage applications", Eur. Power Electron. Drives J., vol. 2, no. 1, p. 41, Mar.1992.
- [10] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, T. A. Lipo, "Comparison of multilevel inverters for static var compensation", Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Oct. 1994, pages: 921–928.
- [11] P. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 33, pp. 202–208, Jan./Feb. 1997.
- [12] E. Cengelci, S. U. Sulistijo, B. O. Woo, P. Enjeti, R. Teodorescu, F. Blaabjerge, "A new medium voltage PWM inverter topology for adjustable speed drives", Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, St. Louis, MO, Oct. 1998, pp. 1416–1423.

- [13] R. H. Baker and L. H. Bannister, "Electric power converter", U.S. Patent 3 867 643, Feb. 1975.
- [14] M. Calais and V.G. Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1:224 –229, 1998.
- [15] Tolbert, L.M.; Peng, F.Z., "Multilevel converters as a utility interface for renewable energy systems", Power Engineering Society Summer Meeting, 2000. IEEE, Volume: 2 , 16-20 July 2000, pages:1271 – 1274.
- [16] M. Marchesoni and M. Mazzucchelli, "Multilevel converters for high power ac drives: a review", IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pages 38–43, 1993.
- [17] Schibli, N.P.; Tung Nguyen; Rufer, A.C., "A three-phase multilevel converter for high-power induction motors", Power Electronics, IEEE Transactions on ,Vol. 13, Issue 5, Sept. 1998, pages:978 – 986.
- [18] Massoud, A.M.; Finney, S.J.; Williams, B.W., "Practical issues of three-phase, three-wire, voltage source inverter-based shunt active power filters", Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on 12-15 Sept. 2004 Page(s):436 – 441
- [19] Saeedifard, M.; Bakhshai, A.R.; Jain, P., "An active power filter implemented with a three-level NPC converter conjunction with the classification technique", Electrical and Computer Engineering, 2003. IEEE CCECE 2003. Canadian Conference on Volume 1, 4-7 May 2003 Page(s):503 – 507.
- [20] Garcera, G.; Pascual, M.; Figueres, E.; "Robust average current mode control of DC-DC PWM converters based on a three controller scheme", Industrial Electronics, ISIE '99. Proceedings of the IEEE International Symposium on, Volume 2, 12-16 July 1999, page(s):596 – 600.
- [21] Garcera, G.; Figueres, E.; Mocholi, A.; "Novel three-controller average current mode control of DC-DC PWM converters with improved robustness and dynamic response", Power Electronics, IEEE Trans. on, Volume 15, Issue 3, May 2000, page(s):516 – 528.
- [22] Figueres, E.; Garcera, G.; Pascual, M.; "Comparative analysis of ACC control loops of DC-DC converters by means of robust parametric control theory", Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st annual, volume 3, 18-23 June 2000, page(s):1403 – 1407.
- [23] Garcera, G.; Pascual, M.; Figueres, E.; "Robust average current-mode control of multimodule parallel DC-DC PWM converter systems with improved dynamic response", Industrial Electronics, IEEE Trans. on, Vol. 48, Issue 5, Oct. 2001, page(s):995 – 1005.

- [24] Figueres, E.; Garcera, G.; Pascual, M.; Cerver, D.; "Robust voltage-mode control of DC-DC switching converters based on a two-controller scheme", Industrial Electronics, ISIE Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on, Volume 3, 26-29 May 2002, page(s):1025 – 1030.
- [25] Garcera, G.; Abellan, A.; Figueres, E.; "Sensitivity study of the control loops of DC-DC converters by means of robust parametric control theory", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume 49, Issue 3, June 2002, page(s):581 – 586.
- [26] Garcera, G.; Figueres, E.; Pascual, M.; Benavent, J.M.; "Novel analog adaptive 3-loop average current mode control of parallel DC-DC converters", IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], Volume 1, 5-8 Nov. 2002, page(s):603 – 608.
- [27] Figueres, E.; Garcera, G.; Benavent, J.M.; Martinez, J.A.; Abellan, A.; "New duty ratio control of switching converters following a reference model based scheme", IECON'02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], Volume 4, 5-8 Nov. 2002, page(s):2814 – 2819.
- [28] Cerver, D.; Garcera, G.; Figueres, E.; Benavent, J.M.; Pascual, M.; "Analysis and design of a robust model-following control circuit for multiple-output isolated DC-DC converters with current injection control", Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th annual, volume 1, 20-25 June 2004, page(s):171 – 177.
- [29] Benavent, J.M.; Figueres, E.; Garcera, G.; Cerver, D.; Pascual, M.; "Design and evaluation of a power factor correction rectifier with robust control and fast dynamic response", Power Electronics Specialists Conference, PESC 04 IEEE 35th annual, volume 3, 20-25 June 2004, page(s):2340 – 2345.
- [30] Garcera, G.; Figueres, E.; Pascual, M.; Benavent, J.M.; "Robust model following control of parallel buck converters", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Volume 40, Issue 3, July 2004, page(s):983 – 997.
- [31] Garcera, G.; Figueres, E.; Pascual, M.; Benavent, J.M.; "Analysis and design of a robust average current mode control loop for parallel buck DC-DC converters to reduce line and load disturbance", Electric Power Applications, IEE Proceedings, Volume 151, Issue 4, 7 July 2004, page(s):414 – 424.
- [32] Figueres, E.; Benavent, J.-M.; Garcera, G.; Pascual, M.; "Robust control of power-factor-correction rectifiers with fast dynamic response", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume 52, Issue 1, Feb. 2005, page(s):66 – 76.
- [33] Benavent, J.M.; Figueres, E.; Garcera, G.; Pascual, M.; "Robust model-following regulator for average current-mode control of boost DC-DC converters", Industrial

Electronics, ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on, Volume 2, 20-23 June 2005, page(s):715 – 720.

[34] Figueres, E.; Benavent, J.M.; Garcera, G.; Pascual, M.; Miro, I.; "Analysis and design of a power factor correction rectifier with load current injection", Industrial Electronics, ISIE 2005. Proceedings of the IEEE International Symposium on, Volume 2, 20-23 June 2005, page(s):745 – 750.

[35] Figueres, E.; Garcera, G.; Benavent, J.M.; Pascual, M.; Martinez, J.A.; "Adaptive two-loop Voltage-mode control of DC-DC switching converters", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume 53, Issue 1, Dec. 2005, page(s):239 – 253.

[36] Newman, M.J.; Zmood, D.N.; Holmes, D.G.; "Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 38, Issue 6, Nov.-Dec. 2002, page(s):1591 – 1599.

[37] Zmood, D.N.; Holmes, D.G.; Bode, G.H.; "Frequency-domain analysis of three-phase linear current regulators", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 37, Issue 2, March-April 2001, page(s):601 – 610.

[38] Xiaoming Yuan; Merk, W.; Stemmler, H.; Allmeling, J.; "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 38, Issue 2, March-April 2002, page(s):523 – 532.

[39] Fukuda, S.; Imamura, R.; "Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume 52, Issue 2, April 2005, page(s):420 – 426.

[40] N. L. Kusters and W. J. M. Moore, "On the definition of reactive power under non-sinusoidal conditions", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-99, N° 5 Sep/Oct 1980.

[41] Page C.H., "Reactive Power in Nonsinusoidal Situations", IEEE Transactions Inst. Meas. Vol. MI-29, N° 4, pp. 420-423, Dec. 1980.

[42] Filipski P., "A New Approach to Reactive Current and Reactive Power Measurement in Nonsinusoidal Systems", IEEE trans. Inst. Meas. Vol. MI-29, N° 4, pp. 423-426, Dec. 1980.

[43] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three phase circuits", in Proc. IEEJ Int, Power Elec. Conf. (IPEC'83), 1983, pp. 1375-1386

- [44] Hirofumi Akagi, Yoshihira Kanazawa, Akira Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, N° 3, May- June 1984, pp. 625-630.
- [45] J. C. Montaña Asquerino y R. Aparicio Lopez, "Formulación y medida de potencia reactiva", Mundo Electrónico N° 145 1984.
- [46] P.S. Filipski, R. Arseneau, "Definitions and Measurement of Apparent power Under Distorted Waveforms conditions", IEEE Tutorial Course on Nonsinusoidal Situations: Effects on Performance of Meters, Course Text 90EH0327-7-PWR, 1990, pp.35-42.
- [47] Ferrero, A., Superti-Furga, G., "A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions", Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on Volume 40, Issue 3, June 1991 Page(s):568 – 577.
- [48] A.E. Emanuel, "On the Definition of power Factor and Apparent Power in Unbalanced polyphase Circuits", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 8, N 3, July 1993, pp. 841-852.
- [49] Filipski, P.S.; Baghzouz, Y.; Cox, M.D. "Discussion of power definitions contained in the IEEE Dictionary", Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 9, Issue 3, July 1994 Page(s):1237 – 1244.
- [50] IEEE Working Group, "Practical definitions for powers in systems with nonsinusoidal waveforms and unbalanced loads: a discussion", Power Delivery, IEEE Transactions on, Volume 11, Issue 1, Jan. 1996 Page(s):79 – 101.
- [51] IEEE Working Group, "Correction to the Discussion of "Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion", Power Delivery, IEEE Transactions on, Volume 11, Issue 2, April 1996 Page(s):1153.
- [52] Fang Zheng Peng; Jih-Sheng Lai, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems", Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on, Volume 45, Issue 1, Feb. 1996 Page(s):293 - 297
- [53] Nabae, A.; Tanaka, T., "A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits", Power Delivery, IEEE Transactions on, Volume 11, Issue 3, July 1996 Page(s):1238 – 1243.
- [54] Emanuel, A.E., "The Buchholz-Goodhue apparent power definition: the practical approach for nonsinusoidal and unbalanced systems", Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 13, Issue 2, April 1998 Page(s):344 – 350.
- [55] Emanuel, A.E., "Apparent power definitions for three-phase systems", Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 14, Issue 3, July 1999 Page(s):767 – 772.

- [56] Hyosung Kim; Akagi, H., "The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames", Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Volume 1, 27-29 July 1999 Pag.:422 – 427.
- [57] L.M. Tolbert and T.G. Habetler, "Comparison of time-based non-active power definitions for active filtering", in Proc. Int. Power Elect. Congress, Oct. 2000, pp. 73-79.
- [58] Rens, A.P.J.; Swart, P.H., "Investigating the validity of the Czarnecki three phase power definitions", Africon Conference in Africa, 2002. IEEE AFRICON. 6th, Volume 2, 2-4 Oct. 2002 Page(s):815 – 821.
- [59] Yan Xu; Tolbert, L.M.; Peng, F.Z.; Chiasson, J.N.; Jianqing Chen, "Compensation-based nonactive power definition", Power Electronics Letters, IEEE, Volume 1, Issue 2, June 2003 Page(s):45 – 50.
- [60] Eigeles, A., "IEEE standard 1459: a long overdue document [power quality]", Industrial and Commercial Power Systems, 2003. 2003 IEEE Technical Conference, 4-8 May 2003 Page(s):58 - 65
- [61] Balci, M.E.; Hocaoglu, M.H., "Comparison of power definitions for reactive power compensation in nonsinusoidal conditions", Harmonics and Quality of Power, 2004. 11th International Conference on 12-15 Sept. 2004 Page(s):519 - 524
- [62] Emanuel, A.E., "Summary of IEEE standard 1459: definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal, nonsinusoidal, balanced, or unbalanced conditions", Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 40, Issue 3, May-June 2004 Page(s):869 - 876
- [63] Emanuel, A.E., "Poynting vector and the physical meaning of nonactive powers", Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 4, Aug. 2005 Page(s):1457 - 1462
- [64] Ortiz, A.; Gherasim, C.; Manana, M.; Renedo, C.J.; Eguiluz, L.I.; Belmans, R.J.M, "Total harmonic distortion decomposition depending on distortion origin", Power Delivery, IEEE Transactions on Volume 20, Issue 4, Oct. 2005 Page(s):2651 – 2656.
- [65] Milanez, D.L.; Emanuel, A.E, "The instantaneous-space-phasor: a powerful diagnosis tool", Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on Volume 52, Issue 1, Feb. 2003 Page(s):143 - 148
- [66] R. H. Baker, "Switching circuit", U.S. Patent 4 210 826, July 1980.
- [67] R. H. Baker, "Bridge converter circuit", U.S. Patent 4 270 163, May 1981.
- [68] P.W. Hammond, "Medium voltage PWM drive and method", U.S. Patent 5 625 545, Apr. 1997.

- [69] F. Z. Peng and J. S. Lai, "Multilevel cascade voltage-source inverter with separate DC sources", U.S. Patent 5 642 275, June 24, 1997.
- [70] J. P. Lavieville, P. Carrere, and T. Meynard, "Electronic circuit for converting electrical energy and a power supply installation making use thereof", U.S. Patent 5 668 711, Sept. 1997.
- [71] T. Meynard, J.-P. Lavieville, P. Carrere, J. Gonzalez, and O. Bethoux, "Electronic circuit for converting electrical energy", U.S. Patent 5 706 188, Jan. 1998.
- [72] Gilabert, A.; Alepuz, S.; Salaet, J.; Busquets-Monge, S.; Beristáin, A.; Bordonau, J.; "Benefits of Multilevel Converters to Wind Turbines in terms of Output Filter Reduction", Proc. EPE-PEMC Power Electronics and Motion Control Conf., 2004.
- [73] Josep Pou, "Modulation and Control of Three-phase PWM Multilevel Converters", PhD thesis, (Tesis Doctoral), Departamento de Ingeniería Electrónica, Univ. Politécnica de Cataluña, 2002.
- [74] M. Angeles Martin Prats, "Nuevas Técnicas de Modulación Vectorial Para Convertidores Electrónicos de Potencia Multinivel", Tesis Doctoral, Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla, 2003.
- [75] Marchesoni, M.; Mazzucchelli, M.; Tenconi, S., "A nonconventional power converter for plasma stabilization", Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 5 , Issue: 2 , April 1990, pages:212 - 219
- [76] Holmes, D.G.; Lipo, T., "Pulse width modulation for power converters. Principles and practice", IEEE Press, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [77] McGrath, B.P.; Holmes, D.G., "A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters", Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, Volume 2, 18-23 June 2000. page(s):674 – 679.
- [78] McGrath, B.P.; Holmes, D.G., "An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier-based PWM methods", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume 49, Issue 4, Aug. 2002, page(s):847 – 857.
- [79] Holmes; D.G., "A general analytical method for determining the theoretical harmonic components of carrier based PWM strategies", Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. IEEE, Vol. 2, 12-15 Oct. 1998 Page(s):1207 – 1214.
- [80] Van der Broeck, H.W.; Skudelny, H.-C., "Analytical analysis of the harmonic effects of a PWM AC drive", Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 3, Issue 2, April 1988, page(s):216 – 223.

- [81] McGrath, B.P.; Holmes, D.G.; Lipo, T., "Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 18, Issue 6, Nov. 2003, page(s):1293 – 1301.
- [82] Jae Hyeong Seo; Chang Ho Choi; Dong Seok Jun, "A new simplified space-vector PWM method for three-level inverters", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 16, Issue 4, July 2001, page(s):545 – 550.
- [83] Celanovic, N.; Boroyevich, D., "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume 37, Issue 2, March-April 2001 Page(s):637 – 641.
- [84] Fukuda, S.; Iwaji, Y., "A single-chip microprocessor-based PWM technique for sinusoidal inverter", *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988.*, Conference Record of the 1988 IEEE, 2-7 Oct. 1988 Page(s):921 – 926, vol.1.
- [85] Celanovic, N.; Boroyevich, D.; "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters", *Power Electronics, IEEE Trans. on*, Vol. 15, Issue 2, March 2000 Page(s):242 – 249.
- [86] Van der Broeck, H.W.; Skudelny, H.-C.; Stanke, G.V., "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Volume 24, Issue 1, Jan.-Feb. 1988 Page(s):142 – 150.
- [87] Moynihan, J.F.; Egan, M.G.; Murphy, J.M.D., "Theoretical spectra of space-vector-modulated waveforms", *Electric Power Applications, IEE Proceedings- Volume 145*, Issue 1, Jan. 1998, page(s):17 – 24.
- [88] Buso, S.; Malesani, L.; Mattavelli, P.; "Comparison of current control techniques for active filter applications", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Vol. 45, Issue 5, Oct. 1998, page(s):722 – 729.
- [89] Bordonau, J.; Cosan, M.; Borojevic, D.; Mao, H.; Lee, F.C., "A state-space model for the comprehensive dynamic analysis of three-level voltage-source inverters", *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record.*, 28th Annual IEEE, Volume 2, 22-27 June 1997 Page(s):942 – 948.
- [90] Soto, D.; Green, T.C., "A comparison of high-power converter topologies for the implementation of FACTS controllers", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 49, Issue 5, Oct. 2002 Page(s):1072 – 1080.

- [91] Watanabe, E.H.; Aredes, M., "Power quality considerations on shunt/series current and voltage conditioners", *Harmonics and Quality of Power*, 2002. 10th International Conference on Volume 2, 2002 Page(s):595 – 600.
- [92] Moran, L.A.; Fernandez, L.; Dixon, J.W.; Wallace, R., "A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, Volume 44, Issue 5, Oct. 1997 Page(s):621 - 629
- [93] Machmoum, M.; Bruyant, N., "Control methods for three-phase active power filters under non-ideal mains voltages", *Power System Technology*, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conf. on Volume 3, 4-7 Dec. 2000 Page(s):1613 – 1618.
- [94] B. N. Singh, P. Rastgoufard, "A new topology of active filter to correct power-factor, compensate harmonics, reactive power and unbalance of three-phase four-wire loads", *APEC2003 - 18th IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, volume 1, pp. 141-147, 2003.
- [95] Moran, L.; Pastorini, I.; Dixon, J.; Wallace, R., "Series active power filter compensates current harmonics and voltage unbalance simultaneously", *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings*, Volume 147, Issue 1, Jan. 2000 Page(s):31 – 36.
- [96] Jinjun Liu; Jun Yang; Zhaoan Wang, "A new approach for single-phase harmonic current detecting and its application in a hybrid active power filter", *Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE*, Volume 2, 29 Nov.-3 Dec. 1999 Page(s):849 – 854.
- [97] Nava-Segura, A.; Arellano-Padilla, J., "Transient performance of an active filter under harmonic power variations", *Industrial Electronics, 2000. ISIE 2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on* Vol. 1, 4-8 Dec. 2000 Page(s):102 – 106.
- [98] S. Bhattacharya, D. M. Divan and B. Banerjee, "Synchronous frame Harmonics Isolator using Active Series Filter", *European Power Electronics Conference EPE' 91*, pp. 3030-3035, Firenzy, Italy.
- [99] P. Verdelho and G: D. Marques, "An Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator", *IEEE Trans. on Industrial Elec.*, Vol. 44, N° 3, June 1997, pp. 321-328.
- [100] Changjiang Zhan; Fitzer, C.; Ramachandramurthy, V.K.; Arulampalam, A.; Barnes, M.; Jenkins, N., "Software phase-locked loop applied to dynamic voltage restorer (DVR)", *Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE*, Volume 3, 28 Jan.-1 Feb. 2001 Page(s):1033 – 1038.

- [101] Salo, M.; Tuusa, H., "A new control method for a current-source active power filter", Power Electronics Congress, 2000. CIEP 2000. VII IEEE Internacional, 15-19 Oct. 2000 Page(s):104 – 108.
- [102] Salo, M.; Tuusa, H., "A novel open-loop control method for a current-source active power filter", Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 50, Issue 2, April 2003 Page(s):313 – 321.
- [103] Saitou, M.; Matsui, N.; Shimizu, T., "A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation", Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conf. Record of the Vol. 2, 12-16 Oct. 2003 Pag.:1222 – 1227.
- [104] Kuo, H.-H.; Yeh, S.-N.; Hwang, J.-C., "Novel analytical model for design and implementation of three-phase active power filter controller", Electric Power Applications, IEE Proceedings-Volume 148, Issue 4, July 2001 Page(s):369 – 383.
- [105] Woo-Cheol Lee; Dong-Seek Hyun; Taek-Kie Lee, "A three-phase parallel active power filter operating with PCC voltage compensation using reactive power", Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, Volume 3, 18-23 June 2000 Page(s):1330 – 1335.
- [106] Marques, G.D., "A comparison of active power filter control methods in unbalanced and non-sinusoidal conditions", Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, Volume 1, 31 Aug.-4 Sept. 1998 Page(s):444 – 449.
- [107] V. Valouch, C. E. Lin, C. L. Chen, "Synchronous detection method for three-phase threewire systems in reactive and harmonic power compensation", in Proc. Natl. Sci. Counc. ROC(A), vol. 23, n. 3, pp. 429-435. 1999.
- [108] Sangsun Kim, "Harmonic reference current generation for unbalanced nonlinear loads", Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, Volume 2, 15-19 June 2003 Page(s):773 – 778.
- [109] Mariethoz, S.; Rufer, A.C., "Open loop and closed loop spectral frequency active filtering", Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 17, Issue 4, July 2002 Page(s):564 – 573.
- [110] S. Mariethoz, A. C. Rufer, "Control of the frequency spectrum with the help of open loop and closed loop algorithms in active filters", PCIM 2002 Europe - 8th European Power Quality Conference, May 2002.

- [111] Wallis, G.F.; Tymerski, R.; "Generalized approach for μ synthesis of robust switching regulators", Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, vol. 36, issue 2, April 2000, page(s):422 – 431.
- [112] Chen, S.; Joos, G.; "Symmetrical SVPWM pattern generator using field programmable gate array implementation", Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, vol. 2, 10-14 March, pp.:1004 – 1010.
- [113] Arbit, A.; Pritzker, D.; Kuperman, A.; Rabinovici, R.; "A DSP-controlled PWM generator using field programmable gate array", Electrical and Electronics Engineers in Israel, Proceedings 2004 23rd IEEE Convention of 6-7 Sept., page(s):325 – 328.
- [114] Saff E.B.; Varga R.S.; "Padé and Rational Approximation", Acad. Press, 1977.
- [115] Katsuhiko Ogata, "Sistemas de Control en Tiempo Discreto", Prentice Hall, 1996, 2ª edición.
- [116] Katsuhiko Ogata, "Ingeniería de control moderna", Prentice Hall, 1999, 3ª edición.
- [117] <http://www.synopsys.com/products/mixedsignal/saber/saber.html>
- [118] Norma UNE-EN 50160, "Características de la tensión suministrada por las redes generales de distribución", Octubre 1996.

9 PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS

[M1] Munduate, A.; Garin, I.; Figueres, E.; Garcera, G.; "Analytical study of the DC link capacitors voltage ripple in three level Neutral Point Clamped Inverters", Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. SPEEDAM 2006. International Symposium on May, 23rd - 26th, Page(s): 552 – 555.

[M2] Munduate, A.; Garcera, G.; Figueres, E.; "Robust control of a Shunt Active Power Filter for the medium voltage range based on a three-level Neutral Point Clamped converter", Industrial Electronics Society, 2006. IECON '06 Proceedings. The 32th Annual Conference of the IEEE, 6-10 Nov 2006, page(s): 2162-2167.

[M3] Garin, I.; Munduate, A.; Alepuz, S.; Bordonau, J.; "Low and Medium Voltage wind energy conversion systems: generator overview and grid connection requirements", International Conference on Electricity Distribution, CIRED 2007, 21-24 May, paper 0572.

[M4] Munduate, A.; Garin, I.; Garcera, G.; Figueres, E.; "Robust Model-Following Control for the Current Loop of a Medium Voltage Neutral Point Clamped Active Filter", Proceedings of the 2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2007, 4-7 June 2007. page(s): 2487-2492.

[M5] Munduate, A.; Figueres, E.; Garcera, G.; "Robust control of a three-level Neutral Point Clamped inverter for current harmonics compensation in the medium voltage range", International Journal on Electrical Power and Energy Systems, Elsevier. *EN REVISIÓN*.

10 ANEXOS

10.1 CORRIENTE EN LOS CONDENSADORES DEL BUS DE UN CONVERTIDOR NPC.

La Figura 10.1 muestra un convertidor trifásico NPC, mientras que en la Figura 10.2 se puede observar la circulación de corriente por los semiconductores de una de sus ramas, dependiendo de los estados posibles y del sentido de circulación de la corriente. La Tabla 10.1 muestra los estados de los transistores asociados a los distintos estados de la Figura 10.2.

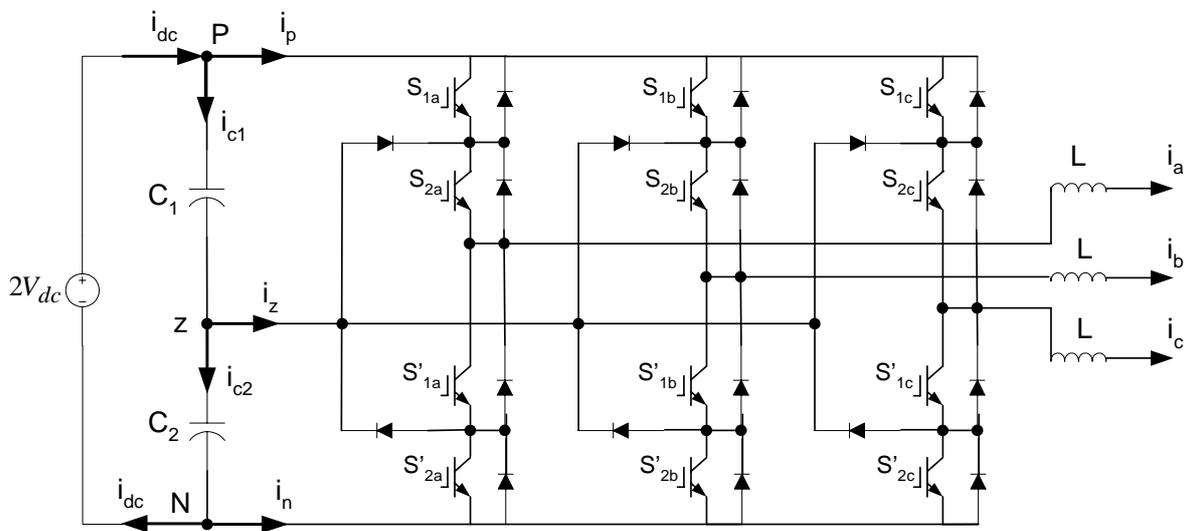


Figura 10.1. Convertidor trifásico NPC con filtro inductivo de salida.

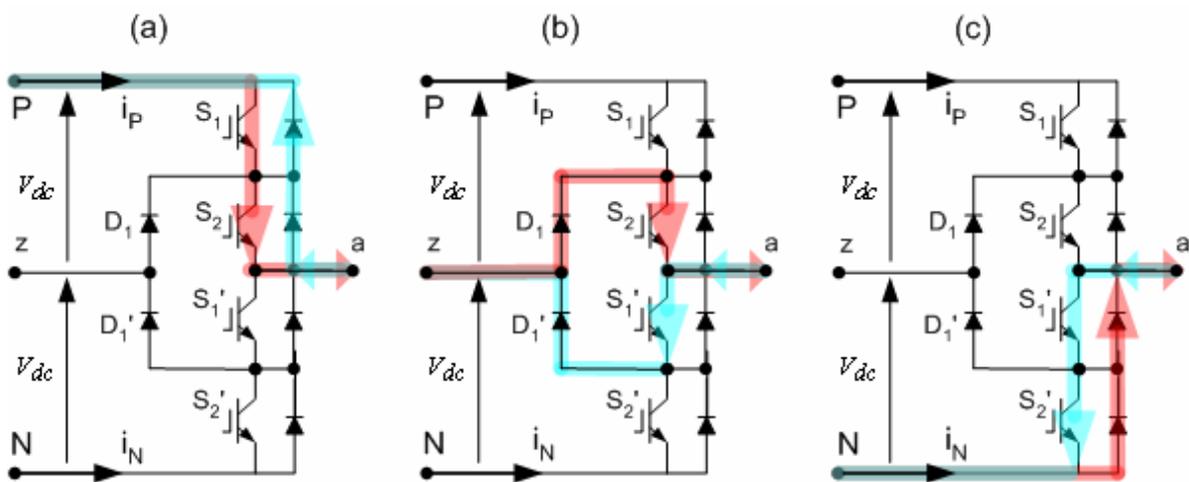


Figura 10.2. Circulación de corriente para los estados posibles del convertidor DCI de tres niveles.

| | Salida | Estado de los interruptores | | | |
|------------------------|-----------|-----------------------------|-------|--------|--------|
| | V_{az} | S_1 | S_2 | S_1' | S_2' |
| Figura 10.2 (a) | V_{dc} | 1 | 1 | 0 | 0 |
| Figura 10.2 (b) | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| Figura 10.2 (c) | $-V_{dc}$ | 0 | 0 | 1 | 1 |

Tabla 10.1. Tensiones de salida para los estados posibles del convertidor DCI de tres niveles.

De la Figura 10.2 y de la Tabla 10.1 se puede deducir que siempre que el transistor S_1 está en estado de ON se cumple que $i_p = i_a$, y que siempre que el transistor S_2' está en estado de ON se cumple que $i_n = i_a$. Se definen ahora las funciones de conmutación S_{1j} y S'_{2j} :

$$S_{1j} = \begin{cases} 1 & \text{cuando } S_1 \text{ está en estado de ON} \\ 0 & \text{cuando } S_1 \text{ está en estado de OFF} \end{cases} \quad \text{con } j = a, b, c \quad (10.1)$$

$$S'_{2j} = \begin{cases} 1 & \text{cuando } S_2' \text{ está en estado de ON} \\ 0 & \text{cuando } S_2' \text{ está en estado de OFF} \end{cases} \quad \text{con } j = a, b, c \quad (10.2)$$

Teniendo en cuenta que en las corrientes i_p e i_n influyen las corrientes de las tres fases, se pueden inferir las ecuaciones (10.3) y (10.4).

$$i_p = S_{1a} \cdot i_a + S_{1b} \cdot i_b + S_{1c} \cdot i_c \quad (10.3)$$

$$i_n = S'_{2a} \cdot i_a + S'_{2b} \cdot i_b + S'_{2c} \cdot i_c \quad (10.4)$$

De la Figura 10.1 se deduce a su vez la ecuación (10.5).

$$i_{dc} = i_p + i_{c1} = i_p + i_z + i_{c2} = i_p + i_z + i_n + i_{dc} \quad (10.5)$$

De donde

$$i_p + i_z + i_n = 0 \quad (10.6)$$

Por otra parte, suponiendo una tensión de Bus ideal, las tensiones en los puntos P y N están fijadas por la fuente de tensión y sólo el punto z varía su tensión, cuando los condensadores del Bus se cargan y se descargan, por lo que se infiere que el condensador C_2 se descarga en la misma proporción en la que se carga el condensador C_1 y viceversa, lo que nos lleva a las ecuaciones (10.7)-(10.8).

$$i_z = i_{c1} - i_{c2} = C \left(\frac{dv_{c1}}{dt} - \frac{dv_{c2}}{dt} \right) = C \left(\frac{dv_{c1}}{dt} + \frac{dv_{c1}}{dt} \right) = 2C \frac{dv_{c1}}{dt} \quad (10.7)$$

$$i_z = 2 \cdot i_{c1} = -2 \cdot i_{c2} \quad (10.8)$$

Suponiendo que la corriente de las tres fases i_a , i_b , i_c es constante en cada período de conmutación, se pueden calcular las corrientes medias en cada período de conmutación, denominadas **corrientes medias deslizantes**, $\langle i_p \rangle$, $\langle i_n \rangle$ e $\langle i_{c2} \rangle$. Es una buena aproximación para relaciones de frecuencia elevadas.

$$\langle i_p \rangle = \langle S_{1a} \rangle \cdot \langle i_a \rangle + \langle S_{1b} \rangle \cdot \langle i_b \rangle + \langle S_{1c} \rangle \cdot \langle i_c \rangle \quad (10.9)$$

$$\langle i_n \rangle = \langle S'_{2a} \rangle \cdot \langle i_a \rangle + \langle S'_{2b} \rangle \cdot \langle i_b \rangle + \langle S'_{2c} \rangle \cdot \langle i_c \rangle \quad (10.10)$$

$$\langle i_{c2} \rangle = \frac{1}{2} (\langle i_p \rangle + \langle i_n \rangle) \quad (10.11)$$

Por otra parte, es obvio que la modulación utilizada también influye en la forma de onda de la corriente que atraviesa los condensadores. Se va a desarrollar el cálculo de la corriente media deslizante para una modulación PD PWM, que es la que ofrece el mejor resultado armónico (ver capítulo 2.4.1.7). La Figura 10.3 muestra las señales portadoras y de referencia necesarias para una modulación PD PWM de un convertidor NPC, así como la tensión v_{jz} de salida del convertidor para esta modulación.

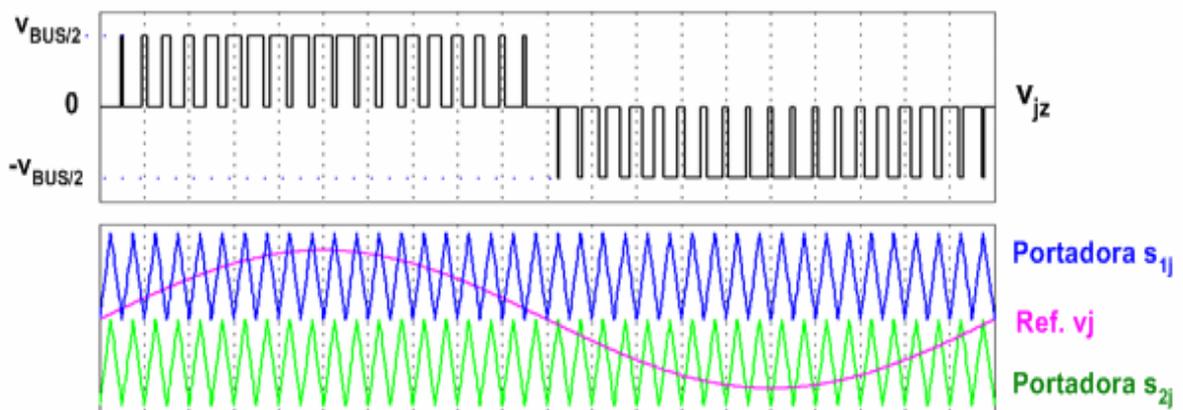


Figura 10.3. Portadoras, referencia y tensión de rama de salida de una modulación PD PWM de un convertidor NPC ($j = a, b, c$).

De la Figura 10.3 y de la Tabla 10.1 se deduce que las tensiones de salida v_{az} , v_{bz} , v_{cz} conmutan a la tensión $V_{bus}/2$ siempre que el transistor S_{1j} (con $j = a, b, c$) está en estado de

conducción, y que conmutan a la tensión $-V_{bus}/2$ siempre que el transistor S'_{2j} (con $j = a, b, c$) está en estado de conducción. En la modulación PD PWM se consigue una tensión de salida cuyo promediado en cada período de conmutación es igual al promediado de la señal de referencia en ese mismo período. Si se supone que la señal de referencia es constante en cada período de conmutación se puede deducir el promediado de las funciones de conmutación. Por ejemplo, para la rama de la fase a se tiene:

- Semiperíodo de tensión de referencia positiva de la fase a

$$\frac{V_{bus}}{2} \langle S_{1a} \rangle = V_o \sin(\theta) = M \cdot \frac{V_{bus}}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (10.12)$$

$$\langle S_{1a} \rangle = M \cdot \sin(\theta) \quad (10.13)$$

- Semiperíodo de tensión de referencia negativa de la fase a

$$-\frac{V_{bus}}{2} \langle S'_{2a} \rangle = V_o \sin(\theta) = M \cdot \frac{V_{bus}}{2} \cdot \sin(\theta) \quad (10.14)$$

$$\langle S'_{2a} \rangle = -M \cdot \sin(\theta) \quad (10.15)$$

En la Figura 10.3 se aprecia que los transistores S_{1j} de cada fase conmutan cuando la referencia es positiva y están en estado de bloqueo siempre que la referencia es negativa. También se puede deducir que los transistores S'_{2j} de cada fase conmutan cuando la referencia es negativa y están en estado de bloqueo siempre que la referencia es positiva. Por lo tanto, cada vez que una tensión de referencia cambia de signo se produce un cambio de intervalo a la hora de calcular los valores medios de las funciones de conmutación. La Figura 10.4 muestra los intervalos en los que se mantienen constantes los signos de las tres tensiones de referencia.

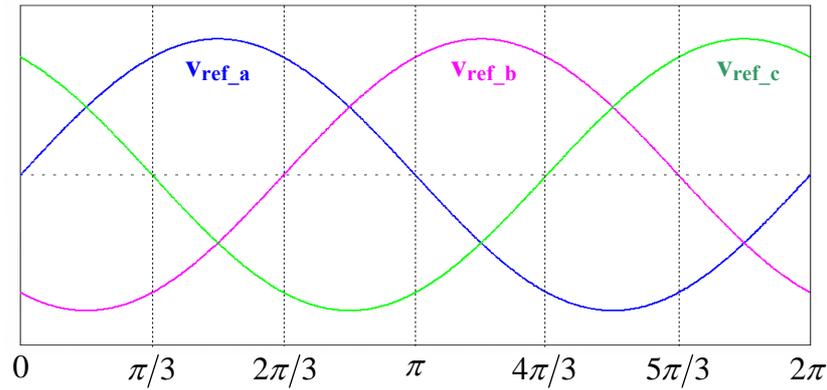


Figura 10.4. Intervalos en los que se mantienen constantes los signos de las tres tensiones de referencia.

A partir de la Figura 10.4, teniendo en cuenta las ecuaciones (10.13) y (10.15) se puede implementar la Tabla 10.2, que muestra los valores promediados de las funciones de conmutación $\langle S_{1j} \rangle$, $\langle S'_{2j} \rangle$, con $j = \{a, b, c\}$, para los distintos intervalos.

| | | | | | | |
|----------------------------|---------------------------|--------------------|---------------------------|--------------------|---------------------------|--------------------|
| $0 < \theta < \pi/3$ | $\langle S_{1a} \rangle$ | $M \sin \theta_a$ | $\langle S_{1b} \rangle$ | 0 | $\langle S_{1c} \rangle$ | $M \sin \theta_c$ |
| | $\langle S'_{2a} \rangle$ | 0 | $\langle S'_{2b} \rangle$ | $-M \sin \theta_b$ | $\langle S'_{2c} \rangle$ | 0 |
| $\pi/3 < \theta < 2\pi/3$ | $\langle S_{1a} \rangle$ | $M \sin \theta_a$ | $\langle S_{1b} \rangle$ | 0 | $\langle S_{1c} \rangle$ | 0 |
| | $\langle S'_{2a} \rangle$ | 0 | $\langle S'_{2b} \rangle$ | $-M \sin \theta_b$ | $\langle S'_{2c} \rangle$ | $-M \sin \theta_c$ |
| $2\pi/3 < \theta < \pi$ | $\langle S_{1a} \rangle$ | $M \sin \theta_a$ | $\langle S_{1b} \rangle$ | $M \sin \theta_b$ | $\langle S_{1c} \rangle$ | 0 |
| | $\langle S'_{2a} \rangle$ | 0 | $\langle S'_{2b} \rangle$ | 0 | $\langle S'_{2c} \rangle$ | $-M \sin \theta_c$ |
| $\pi < \theta < 4\pi/3$ | $\langle S_{1a} \rangle$ | 0 | $\langle S_{1b} \rangle$ | $M \sin \theta_b$ | $\langle S_{1c} \rangle$ | 0 |
| | $\langle S'_{2a} \rangle$ | $-M \sin \theta_a$ | $\langle S'_{2b} \rangle$ | 0 | $\langle S'_{2c} \rangle$ | $-M \sin \theta_c$ |
| $4\pi/3 < \theta < 5\pi/3$ | $\langle S_{1a} \rangle$ | 0 | $\langle S_{1b} \rangle$ | $M \sin \theta_b$ | $\langle S_{1c} \rangle$ | $M \sin \theta_c$ |
| | $\langle S'_{2a} \rangle$ | $-M \sin \theta_a$ | $\langle S'_{2b} \rangle$ | 0 | $\langle S'_{2c} \rangle$ | 0 |
| $5\pi/3 < \theta < 2\pi$ | $\langle S_{1a} \rangle$ | 0 | $\langle S_{1b} \rangle$ | 0 | $\langle S_{1c} \rangle$ | $M \sin \theta_c$ |
| | $\langle S'_{2a} \rangle$ | $-M \sin \theta_a$ | $\langle S'_{2b} \rangle$ | $-M \sin \theta_b$ | $\langle S'_{2c} \rangle$ | 0 |

Tabla 10.2. Valores promediados de las funciones de conmutación para los distintos intervalos.

En la Tabla 10.2 hay que tener en cuenta la relación de ángulos expuesta en (10.16).

$$\begin{aligned}\theta_a &= \theta \\ \theta_b &= \theta - 2\pi/3 \\ \theta_c &= \theta - 4\pi/3\end{aligned}\tag{10.16}$$

A partir de las ecuaciones (10.9)-(10.11) y de la Tabla 10.2 se pueden calcular las expresiones de las corrientes medias deslizantes que atraviesan los condensadores del Bus en los distintos intervalos, para cualquier carga. Para ello se van a utilizar las siguientes expresiones trigonométricas:

$$\cos(a-b) - \cos(a+b) = 2\sin(a)\sin(b)\tag{10.17}$$

$$\cos(a) + \cos\left(a - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(a + \frac{2\pi}{3}\right) = 0\tag{10.18}$$

Las expresiones de la corriente media deslizante que atraviesa el condensador C_2 del Bus de continua para los distintos intervalos son:

$0 \leq \theta \leq \pi/3$

$$\begin{aligned}\langle i_p \rangle &= M \sin(\theta) I_M \sin(\theta - \varphi) + M \sin(\theta - 4\pi/3) I_M \sin(\theta - 4\pi/3 - \varphi) \\ &= \frac{1}{2} \cdot M \cdot I_M [2\cos(\varphi) - \cos(2\theta - \varphi) - \cos(2\theta - 8\pi/3 - \varphi)]\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\langle i_n \rangle &= -M \sin(\theta - 2\pi/3) I_M \sin(\theta - 2\pi/3 - \varphi) \\ &= -\frac{1}{2} \cdot M \cdot I_M \cdot [\cos(\varphi) - \cos(2\theta - 4\pi/3 - \varphi)]\end{aligned}$$

$$\langle i_{c2} \rangle = \frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M \cdot [\cos(\varphi) + 2\cos(2\theta - 4\pi/3 - \varphi)]$$

$\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3$

$$\langle i_p \rangle = M \cdot I_M \sin(\theta) \sin(\theta - \varphi) = \frac{1}{2} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) - \cos(2\theta - \varphi)]$$

$$\begin{aligned}\langle i_n \rangle &= -M \sin(\theta - 2\pi/3) I_M \sin(\theta - 2\pi/3 - \varphi) - M \sin(\theta - 4\pi/3) I_M \sin(\theta - 4\pi/3 - \varphi) \\ &= -\frac{1}{2} \cdot M \cdot I_M [2\cos(\varphi) - \cos(2\theta - 4\pi/3 - \varphi) - \cos(2\theta - 8\pi/3 - \varphi)]\end{aligned}$$

$$\langle i_{c2} \rangle = -\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2\cos(2\theta - \varphi)]$$

De la misma manera se deduce que para el resto de intervalos la expresión es:

$2\pi/3 \leq \theta \leq \pi$ (3)

$$\langle i_{c2} \rangle = \frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - 8\pi/3 - \varphi)]$$

$\pi \leq \theta \leq 4\pi/3$ (4)

$$\langle i_{c2} \rangle = -\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - 4\pi/3 - \varphi)]$$

$4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3$ (5)

$$\langle i_{c2} \rangle = \frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - \varphi)]$$

$5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi$ (6)

$$\langle i_{c2} \rangle = -\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - 8\pi/3 - \varphi)]$$

La Tabla 10.3 muestra las expresiones de la corriente media deslizante de i_{c2} para los distintos intervalos considerados

| | |
|----------------------------|---|
| $\langle i_{c2} \rangle =$ | $\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M \cdot [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - 4\pi/3 - \varphi)] \leftrightarrow 0 \leq \theta \leq \pi/3$ |
| | $-\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - \varphi)] \leftrightarrow \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3$ |
| | $\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - 8\pi/3 - \varphi)] \leftrightarrow 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi$ |
| | $-\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - 4\pi/3 - \varphi)] \leftrightarrow \pi \leq \theta \leq 4\pi/3$ |
| | $\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - \varphi)] \leftrightarrow 4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3$ |
| | $-\frac{1}{4} \cdot M \cdot I_M [\cos(\varphi) + 2 \cos(2\theta - 8\pi/3 - \varphi)] \leftrightarrow 5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi$ |

Tabla 10.3. Expresiones de i_{c2} media deslizante para los distintos intervalos.

En la expresiones de la Tabla 10.3, M es el índice de modulación, I_M es la amplitud del armónico fundamental de la corriente en la carga y φ es el argumento de la impedancia por fase de una carga trifásica equilibrada.

10.2 EXPANSIÓN DE JACOBI-ANGER

La expresión $e^{\pm jC \cos \theta}$ aparece en el desarrollo de la solución analítica de Fourier de una forma de onda modulada mediante estrategias PWM. Trabajar con esta expresión durante el desarrollo de dicha solución resulta más cómodo si se realiza una expansión de Jacobi-Anger:

$$e^{\pm jC \cos \theta} = J_0(C) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} j^{\pm k} \cdot J_k(C) \cdot \cos(k\theta) \quad (10.19)$$

donde $J_0(C)$ y $J_k(C)$ son funciones de Bessel:

$$J_n(C) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} \cos(n\theta - C \sin \theta) \cdot d\theta \quad \text{para } n = 0, \pm 1, \pm 2, \text{ etc.} \quad (10.20)$$

Entre las propiedades de las funciones de Bessel se tiene:

$$\begin{aligned} J_{-n}(C) &= (-1)^n \cdot J_n(C) \\ J_n(-C) &= (-1)^n \cdot J_n(C) \end{aligned} \quad (10.21)$$

Sea la integral $\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm jC \cos \theta} \cdot \cos(n\theta) \cdot d\theta$, utilizando la expansión de Jacobi-Anger se

convierte en:

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm jC \cos \theta} \cdot \cos(n\theta) \cdot d\theta = \int_{-\pi}^{\pi} \left[J_0(C) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} j^{\pm k} \cdot J_k(C) \cdot \cos(k\theta) \right] \cdot \cos(n\theta) \cdot d\theta \quad (10.22)$$

El único término de esta integral que no se anula es el de $k = n$, por lo que se reduce a:

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm jC \cos \theta} \cdot \cos(n\theta) \cdot d\theta = \int_{-\pi}^{\pi} 2 \cdot j^{\pm n} \cdot J_n(C) \cos(n\theta) \cdot d\theta = 2 \cdot \pi \cdot j^{\pm n} \cdot J_n(C) \quad (10.23)$$

Si se multiplica el término $e^{\pm jC \cos \theta}$ por $\sin(n\theta)$ y se integra en un rango de 2π , se tiene

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm jC \cos \theta} \cdot \sin(n\theta) \cdot d\theta = 0 \quad (10.24)$$

Por lo tanto,

$$\int_{-\pi}^{\pi} e^{\pm jC \cos \theta} \cdot e^{jn\theta} d\theta = 2\pi \cdot j^{\pm n} \cdot J_n(C) \quad (10.25)$$

La ecuación (10.25) se utiliza en el desarrollo de la solución analítica de Fourier de una forma de onda modulada mediante estrategias PWM.

10.3 MODULACIÓN EQUIVALENTE A LA CONVENCIONAL PARA UN PUENTE-H

La Figura 10.5 muestra el esquema convencional de un puente-H. La modulación PWM convencional utilizada para esta topología consiste en utilizar dos señales de referencia, una para cada subrama del convertidor, y una señal portadora triangular, tal y como muestra la Figura 10.6.

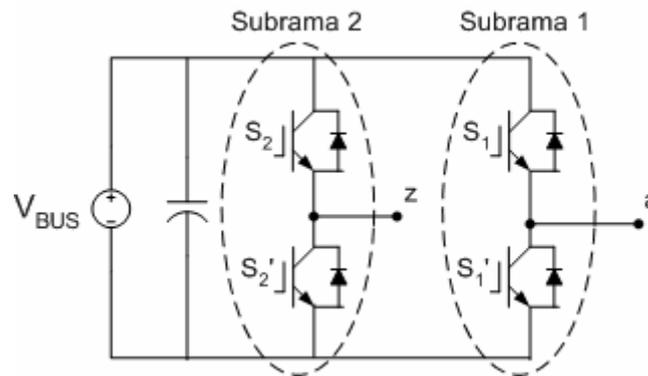


Figura 10.5. Esquema convencional de un puente-H.

La Tabla 10.4 muestra la tensión de salida V_{az} para los estados posibles de un puente-H convencional.

| Salida | Estado de los interruptores | | | |
|------------|-----------------------------|-------|--------|--------|
| | S_1 | S_2 | S_1' | S_2' |
| V_{BUS} | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| $-V_{BUS}$ | 0 | 1 | 1 | 0 |

Tabla 10.4. Tensión de rama de salida para los estados posibles de un puente-H convencional

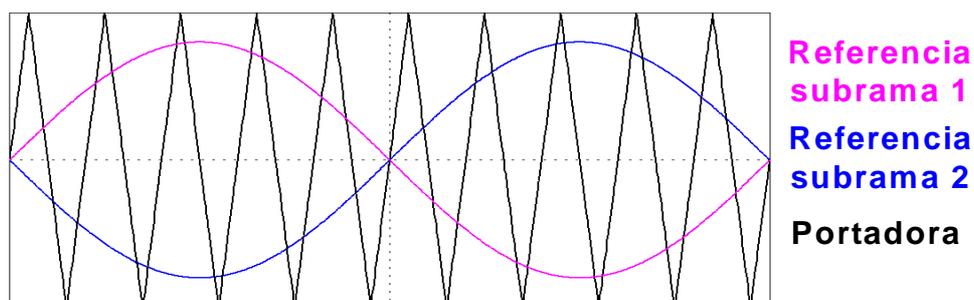


Figura 10.6. Modulación PWM convencional de un puente-H convencional

La Figura 10.9 (a) ilustra la tensión de salida que se obtiene mediante esta modulación para un puente-H convencional.

Si en la Figura 10.5 se intercambian los interruptores S_2 y S'_2 se obtiene el esquema de la Figura 10.7, que no es el convencional de un puente-H. Tiene la particularidad de que si se le aplica una modulación PSCPWM con las portadoras desfasadas 180° (ver Figura 10.8), se obtiene la misma tensión de salida que mediante el esquema convencional y la modulación convencional de un puente-H.

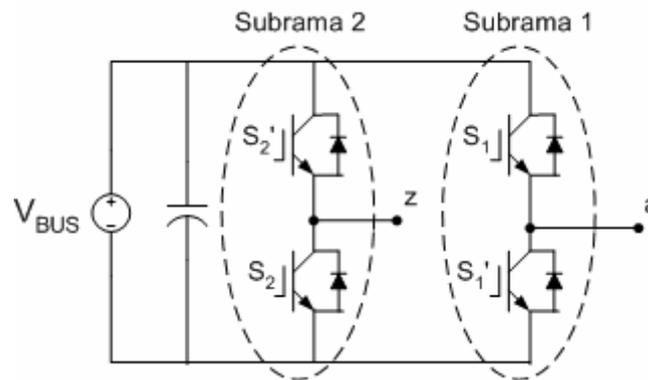


Figura 10.7. Esquema no convencional de un puente-H.

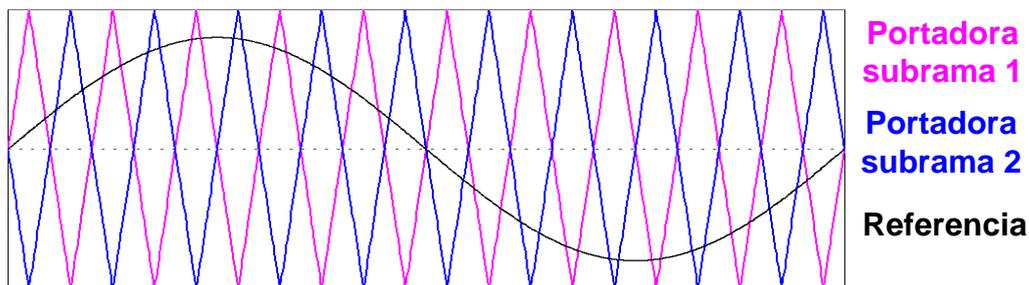


Figura 10.8. Modulación PSCPWM de un puente-H no convencional

La Tabla 10.5 muestra la tensión de salida V_{az} para los estados posibles de un puente-H no convencional. Esta tabla es idéntica a la que se obtiene para los estados posibles de un convertidor FLC de tres niveles, si se escala la tensión de Bus, por lo que el contenido armónico de la tensión de salida de ambos convertidores (ideales) será el mismo para una misma modulación.

La Figura 10.9 (b) muestra la tensión de salida que se obtiene mediante esta modulación para un puente-H no convencional. Si se compara la Figura 10.9 (b) con la Figura 10.9 (a) se aprecia que la tensión de salida V_{az} obtenida con el esquema convencional y una modulación convencional es idéntica a la tensión de salida V_{az} obtenida con un esquema no convencional y una modulación PSCPWM con las portadoras de cada subrama desfasadas 180° .

| Salida | Estado de los interruptores | | | |
|------------|-----------------------------|-------|--------|--------|
| | S_1 | S_2 | S_1' | S_2' |
| V_{az} | | | | |
| V_{BUS} | 1 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| $-V_{BUS}$ | 0 | 0 | 1 | 1 |

Tabla 10.5. Tensiones de salida para los estados posibles de un puente-H no convencional.

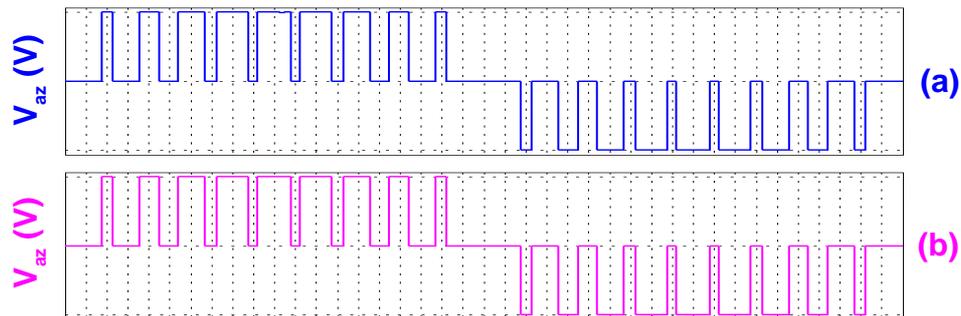


Figura 10.9. Tensiones de rama de salida para
 (a) esquema y modulación convencionales
 (b) esquema y modulación no convencionales

10.4 NORMATIVA REGULADORA DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE

En este apartado no se pretende revisar toda la normativa existente respecto a la emisión de armónicos de corriente, sino mostrar los límites de inyección de corrientes armónicas establecidos por los estándares internacionales de mayor relevancia.

10.4.1 Norma UNE-EN-61000-3-2

Esta norma española, traducción de la norma europea IEC-61000-3-2, fija las condiciones de emisión de armónicos para equipos de menos de 16 A por fase con conexión a redes públicas de baja tensión. Es la única reglamentación española a este respecto por el momento. Se hace una clasificación de los dispositivos en cuatro grupos o clases, de la siguiente forma:

- Clase A: Equipos trifásicos equilibrados y todos los no incluidos en las siguientes clases.
- Clase B: Herramientas portátiles
- Clase C: Equipos de iluminación, incluyendo dispositivos reguladores.
- Equipos que tengan una corriente de entrada con una “forma de onda especial” como la definida en la Figura 10.10 y con una potencia activa de entrada menor o igual a 600W, serán considerados de “clase D” si la forma de la envolvente de intensidad de cada semiperiodo, referida a su valor de cresta, está dentro de la definida en la Figura 10.10 al menos durante el 95% del semiperiodo.

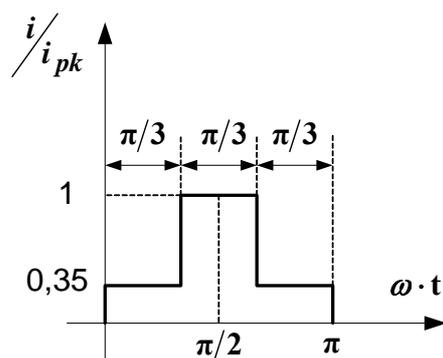


Figura 10.10. Envolvente de la corriente de entrada para definir la “forma de onda especial”.

La mayoría de equipos de aplicaciones industriales trifásicas se consideran de clase A. Para dichos equipos, la Tabla 10.6 especifica los límites de armónicos en corriente. Observar que dichos límites están expresados en valores absolutos y no relativos al primer armónico

como suele ser frecuente. Esto propiciará que equipos con menor potencia puedan cumplir la normativa con un índice de distorsión armónica muy elevado.

| Orden de armónicos impares (h) | Máxima corriente admisible (A) | Orden de armónicos pares (h) | Máxima corriente admisible (A) |
|---------------------------------------|-----------------------------------|-------------------------------------|-----------------------------------|
| 3 | 2,30 | 2 | 1,08 |
| 5 | 1,14 | 4 | 0,43 |
| 7 | 0,77 | 6 | 0,30 |
| 9 | 0,40 | $8 \leq h \leq 40$ | 1,84/h |
| 11 | 0,33 | | |
| 13 | 0,21 | | |
| $15 \leq h \leq 39$ | $2,25/h$ | | |

Tabla 10.6. Límites de corriente armónica para equipos de clase A (UNE –EN-61000-3-2).

10.4.2 Norma IEC-61000-3-4

Esta norma de ámbito europeo extiende el ámbito de aplicación de la norma IEC 61000-3-2 para regular los límites de emisión de equipos eléctricos y electrónicos conectados a redes públicas de baja tensión (principalmente industriales) y con una corriente nominal que excede los 16A por fase. La conexión a la red pública se puede llevar a cabo de dos maneras: conexión monofásica a redes de hasta 240V de tensión nominal (2 o 3 conductores) o conexión trifásica a redes de hasta 600V de tensión nominal (3 o 4 conductores).

En esta norma existen algunas definiciones que se van a revisar para poder entender correctamente los límites que en ella se especifican.

- **Punto de acoplo común (PCC):** punto de la red pública que está más próximo al consumidor afectado, en el que pueden estar conectados otros consumidores.
- **Tasa de distorsión armónica (THD):**

$$THD(\%) = 100 \sqrt{\sum_{h=2}^{40} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \quad (10.26)$$

- **Distorsión armónica parcial ponderada (PWHD):**

$$PWHD(\%) = 100 \sqrt{\sum_{h=14}^{40} h \cdot \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \quad (10.27)$$

- **Potencia de cortocircuito (S_{sc}):** se calcula a partir de la tensión nominal de línea a línea (U_{nom}) y de la impedancia (Z) en el PCC.

$$S_{sc} = \frac{U_{nom}^2}{Z} \quad (10.28)$$

- **Potencia aparente nominal (S_{equ}):** se calcula a partir del valor eficaz de la corriente nominal del equipo (I_{equ}) y de la tensión nominal (U_p entre fase y neutro, U_l entre fases).

$$S_{equ} = U_p \cdot I_{equ} \quad \text{En equipos conectados entre fase y neutro.}$$

$$S_{equ} = U_l \cdot I_{equ} \quad \text{En equipos conectados entre fase y fase.}$$

$$S_{equ} = \sqrt{3} \cdot U_l \cdot I_{equ} \quad \text{En equipos trifásicos equilibrados.} \quad (10.29)$$

$$S_{equ} = 3 \cdot U_p \cdot I_{equ-max} \quad \text{En equipos trifásicos desequilibrados. } I_{equ-max} \text{ es el máximo valor eficaz de corriente que fluye en cualquiera de las tres fases.}$$

- **Relación de cortocircuito (R_{sce}):** relación entre la potencia de cortocircuito en el punto de acoplo a red (S_{sc}) y la potencia aparente nominal del equipo a conectar (S_{equ}).

$$R_{sce} = S_{sc} / 3S_{equ} \quad \text{Para equipos conectados entre fase y neutro.}$$

$$R_{sce} = S_{sc} / 2S_{equ} \quad \text{Para equipos conectados entre fase y fase.} \quad (10.30)$$

$$R_{sce} = S_{sc} / S_{equ} \quad \text{Para todos los equipos trifásicos.}$$

A partir del valor de la relación de cortocircuito (R_{sce}) existen diferentes procedimientos de conexión a la red que definen las siguientes etapas.

Etap 1: los equipos que cumplen los límites establecidos en la Tabla 10.7 pueden ser conectados en cualquier punto del sistema de potencia donde la relación de cortocircuito sea $R_{sce} \geq 33$.

Etap 2: en los equipos que no cumplan con los límites de la Etapa 1 se podrá permitir una emisión armónica mayor (ver Tabla 10.8 y Tabla 10.9), siempre y cuando la relación de cortocircuito sea $R_{sce} \geq 33$.

Etapas 3: si no se satisfacen las condiciones impuestas en las Etapas 1 y 2, o si la corriente del equipo excede los 75A, la autoridad suministradora puede aceptar la conexión del equipo en base a la potencia activa declarada en la instalación del consumidor. En este caso se aplicarán los requisitos impuestos por la autoridad suministradora.

| Armónicos no múltiplos de 3 | | Armónicos múltiplos de 3 | |
|-----------------------------|--------------------------------|---------------------------|--------------------------------|
| Orden de armónico (h) | Máxima corriente I_h/I_1 (%) | Orden de armónico (h) | Máxima corriente I_h/I_1 (%) |
| 5 | 10,7 | 3 | 21,6 |
| 7 | 7,2 | 9 | 3,8 |
| 11 | 3,1 | 15 | 0,7 |
| 13 | 2,0 | 21 | $\leq 0,6$ |
| 17 | 1,2 | 27 | $\leq 0,6$ |
| 19 | 1,1 | ≥ 33 | $\leq 0,6$ |
| 23 | 0,9 | Armónicos pares | $\leq 8/h$ |
| 25 | 0,8 | | o |
| 29 | 0,7 | | $\leq 0,6$ |
| 31 | 0,7 | | |
| | | | |

I_1 es la corriente nominal de frecuencia fundamental

Tabla 10.7. Límites de emisión para equipos de la Etapa 1.

| Min. $R_{sce}^{(1)}$ | Tasa total admisible (%) | | Tasa individual admisible (%) | | | | | |
|----------------------|--------------------------|------|-------------------------------|-----------|-----------|-----------|--------------|--------------|
| | THD | PWHD | I_3/I_1 | I_5/I_1 | I_7/I_1 | I_9/I_1 | I_{11}/I_1 | I_{13}/I_1 |
| 66 | 25 | 25 | 23 | 11 | 8 | 6 | 5 | 4 |
| 120 | 29 | 29 | 25 | 12 | 10 | 7 | 6 | 5 |
| 175 | 33 | 33 | 29 | 14 | 11 | 8 | 7 | 6 |
| 250 | 39 | 39 | 34 | 18 | 12 | 10 | 8 | 7 |
| 350 | 46 | 46 | 40 | 24 | 15 | 12 | 9 | 8 |
| 450 | 51 | 51 | 40 | 30 | 20 | 14 | 12 | 10 |
| 600 | 57 | 57 | 40 | 30 | 20 | 14 | 12 | 10 |

(1) Para valores intermedios de R_{sce} se puede interpolar

- El valor relativo de los armónicos pares no debe sobrepasar $16/h$ %.
- En caso de sistemas trifásicos desequilibrados estos valores se aplican a cada fase.

Tabla 10.8. Límites de emisión para equipos de la Etapa 2 conectados entre fase y neutro, entre dos fases y trifásicos desequilibrados.

| Min. R _{sce} ⁽¹⁾ | Tasa total admisible (%) | | Tasa individual admisible (%) | | | |
|--------------------------------------|--------------------------|------|--------------------------------|--------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| | THD | PWHD | I ₃ /I ₁ | I ₅ /I ₁ | I ₁₁ /I ₁ | I ₁₃ /I ₁ |
| 66 | 16 | 25 | 14 | 11 | 10 | 8 |
| 120 | 18 | 29 | 16 | 12 | 12 | 8 |
| 175 | 25 | 33 | 20 | 14 | 12 | 8 |
| 250 | 35 | 39 | 30 | 18 | 13 | 8 |
| 350 | 48 | 46 | 40 | 25 | 15 | 10 |
| 450 | 58 | 51 | 50 | 35 | 20 | 15 |
| 600 | 70 | 57 | 60 | 40 | 25 | 18 |

(1) Para valores intermedios de R_{sce} se puede interpolar
 ■ El valor relativo de los armónicos pares no debe sobrepasar 16/h %.

Tabla 10.9. Límites de emisión para equipos de la Etapa 2 con conexión trifásica equilibrada.

10.4.3 Norma IEEE 519-1992

Esta norma, vigente en Estados Unidos, recoge abundante información acerca de las causas y efectos de la generación y transmisión de armónicos de corriente y de tensión. Para detallar los límites de corriente armónica admisible, se hace una primera distinción en tres grupos según la tensión de conexión, separando en:

- Sistemas de distribución, con tensiones desde 120V hasta 69kV
- Sistemas de subtransmisión, con tensiones desde 69kV hasta 161kV
- Sistemas de transmisión, generación distribuida y cogeneración, con tensiones de conexión de más de 161kV.

Los límites de inyección de corriente armónica en el PCC se fijan en función de la relación entre la potencia de la carga y la potencia de cortocircuito en el punto de acoplo. Es conveniente mostrar las siguientes definiciones para poder entender los límites establecidos por la norma IEE 519-1992.

- **Tasa de distorsión de la demanda (TDD):** expresa la distorsión de corriente en relación a la demanda de corriente en la carga.

$$TDD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{\max}} I_h^2}}{I_L} \quad (10.31)$$

Donde:

I_L es la máxima corriente de frecuencia fundamental demandada por la carga durante 15 o 30 minutos en el PCC. Se calcula a partir de la media de los máximos en la corriente demandada durante los últimos 12 meses.

h_{max} es el orden de armónico máximo que debe ser considerado en los cálculos. La norma especifica que $h_{max} = 50$.

– **Relación de cortocircuito (Rsc):**

$$I_{sc} = \frac{S_{sc}}{\sqrt{3} \cdot U_{nom}} = \frac{U_{nom}}{\sqrt{3} \cdot Z} \quad (10.32)$$

Donde U_{nom} es la tensión nominal entre líneas y Z es la impedancia de la red en el PCC.

$$R_{sc} = \frac{I_{sc}}{I_L} \quad (10.33)$$

La Tabla 10.10 muestra los límites de inyección de corriente armónica especificados en la norma IEEE 519-1992.

| Sistemas de distribución (120V-69kV) | | | | | | |
|--|---|------------------|------------------|------------------|-------------|--------|
| I_{sc} / I_L | Tasa individual admisible en relación a I_L (%) | | | | | |
| | $h < 11$ | $11 \leq h < 17$ | $17 \leq h < 23$ | $23 \leq h < 35$ | $35 \leq h$ | TDD(%) |
| $< 20^{(1)}$ | 4,00 | 2,00 | 1,50 | 0,60 | 0,30 | 5,00 |
| 20-150 | 7,00 | 3,50 | 2,50 | 1,00 | 0,50 | 8,00 |
| 50-100 | 10,00 | 4,50 | 4,00 | 1,50 | 0,70 | 12,00 |
| 100-1000 | 12,00 | 5,50 | 5,00 | 2,00 | 1,00 | 15,00 |
| > 1000 | 15,00 | 7,00 | 6,00 | 2,50 | 1,40 | 20,00 |
| Sistemas de subtransmisión (69kV-161kV) | | | | | | |
| $< 20^{(1)}$ | 2,00 | 1,00 | 0,75 | 0,30 | 0,15 | 2,50 |
| 20-150 | 3,50 | 1,75 | 1,25 | 0,50 | 0,25 | 4,00 |
| 50-100 | 5,00 | 2,25 | 2,00 | 0,75 | 0,35 | 6,00 |
| 100-1000 | 6,00 | 2,75 | 2,50 | 1,00 | 0,50 | 7,50 |
| > 1000 | 7,00 | 3,50 | 3,00 | 1,25 | 0,70 | 10,00 |
| Sistemas de transmisión (>161kV) | | | | | | |
| $< 50^{(1)}$ | 2,00 | 1,00 | 0,75 | 0,30 | 0,15 | 2,50 |
| ≥ 50 | 3,00 | 1,50 | 1,15 | 0,45 | 0,22 | 3,75 |

Tabla 10.10. Límites de inyección de corriente armónica según IEEE 519-1992.

En cuanto a los armónicos pares, están limitados a un 25% de los límites para los armónicos impares. Decir también que no está permitida la inyección de componentes de corriente continua.