

Trabajo de investigación

ESTRATEGIAS DE CONTROL DE RECTIFICADORES ACTIVOS TRIFÁSICOS

D. Joaquín González Norniella
Tutor: D. José Manuel Cano Rodríguez
Septiembre 2009

Índice

1	INTRODUCCIÓN	4
1.1	ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO.....	6
1.2	SIMBOLOGÍA UTILIZADA EN EL DOCUMENTO	6
2	RECTIFICADORES ACTIVOS TRIFÁSICOS CONTROLADOS EN TENSIÓN (VSR'S)	9
2.1	TOPOLOGÍA Y PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO	9
2.2	MÉTODOS DE CONTROL DE RECTIFICADORES ACTIVOS TRIFÁSICOS	10
3	TEORÍA DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA O TEORÍA P-Q	13
3.1	INTRODUCCIÓN.....	13
3.2	TRANSFORMADA Y ANTITRANSFORMADA DE CLARKE	13
3.3	ECUACIONES VECTORIALES EN COORDENADAS ESTACIONARIAS α - β	15
3.3.1	<i>Ecuaciones vectoriales en coordenadas rotatorias d-q</i>	<i>16</i>
3.4	POTENCIA INSTANTÁNEA TRIFÁSICA.....	17
3.5	LAS POTENCIAS INSTANTÁNEAS DE LA TEORÍA P-Q.....	17
3.6	LA CONTROVERTIDA TEORÍA P-Q	18
4	CONTROL DIRECTO DE POTENCIA CLÁSICO (DPC CLÁSICO)	21
4.1	INTRODUCCIÓN.....	21
4.2	DIAGRAMA DE BLOQUES BÁSICO DEL MODELO DPC	21
4.3	ESTIMACIÓN DE LAS TENSIONES DE ALIMENTACIÓN Y DE LAS POTENCIAS INSTANTÁNEAS	24
4.4	TABLA DE CONMUTACIÓN	25
4.4.1	<i>Vectores representativos de los estados de conmutación del convertidor</i>	<i>25</i>
4.4.2	<i>Construcción de la tabla de conmutación: control de la potencia instantánea.....</i>	<i>26</i>
4.4.2.1	Introducción	26
4.4.2.2	Fundamentos de la construcción de la tabla de conmutación I	27
4.4.2.3	Fundamentos de la construcción de la tabla de conmutación II	30
4.4.3	<i>Tablas de conmutación utilizadas.....</i>	<i>33</i>
4.5	MODELO DE DPC IMPLEMENTADO EN SIMULINK.....	34
4.5.1	<i>Resultados experimentales</i>	<i>35</i>
4.5.2	<i>Optimización del modelo DPC.....</i>	<i>39</i>
4.6	LIMITACIONES DE FUNCIONAMIENTO DEL MODELO DPC CON BASE EN LA TABLA DE CONMUTACIÓN.....	41
4.6.1	<i>Funcionamiento del modelo DPC en secuencia inversa</i>	<i>41</i>
4.6.2	<i>Funcionamiento del modelo DPC en modo inversor</i>	<i>43</i>
4.6.3	<i>Influencia de la tensión del bus de continua en el modelo DPC.....</i>	<i>45</i>
5	CONTROL DIRECTO DE POTENCIA BASADO EN FLUJO VIRTUAL (VF-DPC)	50
5.1	INTRODUCCIÓN.....	50
5.1.1	<i>Fundamento del VF-DPC</i>	<i>50</i>
5.2	DIAGRAMA DE BLOQUES BÁSICO DEL MODELO VF-DPC	51
5.3	ESTIMACIÓN DE LAS POTENCIAS INSTANTÁNEAS.....	53
5.4	MODELO DE VF-DPC IMPLEMENTADO EN SIMULINK	54
5.4.1	<i>Resultados experimentales</i>	<i>56</i>
5.4.2	<i>Optimización del modelo VF-DPC</i>	<i>58</i>
5.5	LIMITACIONES DE FUNCIONAMIENTO DEL MODELO VF-DPC	58
5.5.1	<i>Problemas derivados de la integración pura de las tensiones de alimentación</i>	<i>58</i>

5.5.2	<i>Otras limitaciones de funcionamiento del VF-DPC</i>	59
6	COMPARACIÓN DE LOS MODELOS <i>DPC</i> CLÁSICO Y VF-DPC	60
6.1	EFFECTO DE TENSIONES DE ALIMENTACIÓN DISTORSIONADAS Y/O DESEQUILIBRADAS.....	60
6.1.1	<i>Alimentación distorsionada</i>	60
6.1.2	<i>Alimentación desequilibrada</i>	61
6.2	SENSIBILIDAD ANTE IMPRECISIONES EN EL VALOR DE LA BOBINA DE INTERCONEXIÓN	63
6.2.1	<i>Optimización del modelo VF-DPC</i>	66
6.3	COMPORTAMIENTO DINÁMICO	66
7	LÍNEAS FUTURAS DE INVESTIGACIÓN	68
8	REFERENCIAS	70

1 Introducción

La conversión *AC/DC* es utilizada en una diversidad de aplicaciones cada vez mayor: aparatos eléctricos domésticos, alimentación para equipos de microelectrónica, balastos electrónicos, cargadores de baterías, variadores de velocidad, turbinas de viento, utilidades fotovoltaicas... Los convertidores *AC/DC* que realizan esa operación pueden clasificarse en función de su topología, según trabajen con bajas frecuencias de conmutación (equipos de conmutación natural o *LCC's*) o con altas frecuencias de conmutación [1].

Los convertidores *LCC* utilizan diodos o tiristores para realizar la transformación energética de *AC* a *DC*, siendo la absorción de corrientes armónicas de la red y el consumo de potencia reactiva los principales problemas de esta clase de dispositivos [1]. Este tipo de corrientes absorbidas originan, a su vez, los siguientes inconvenientes [2]:

- Incremento de potencia reactiva y pérdidas de potencia en las líneas de transmisión.
- Interferencias electromagnéticas y resonancias peligrosas.
- Influencia negativa en la fiabilidad y disponibilidad de equipos automáticos y de control, sistemas de protección y otras cargas eléctricas.
- Sobrecalentamiento de líneas de transmisión, transformadores y generadores.

La normativa reciente ha establecido límites estrictos a la cantidad de armónicos que pueden ser inyectados en la red [1], por lo que es importante el estudio de métodos que reduzcan o eliminen el contenido armónico de los sistemas de potencia, como, por ejemplo [2], la introducción de filtros pasivos *LC* en paralelo con la red, que representa el método tradicional de reducción de armónicos. Este procedimiento posee ciertas ventajas, como su simplicidad y bajo coste, y varios inconvenientes, como el gran tamaño y elevado peso de los componentes que implica, las pérdidas extra asociadas a la parte resistiva del filtro o la especificidad del mismo.

Otros métodos de reducción de corrientes armónicas son [2]:

- La combinación de rectificadores no controlados monofásicos y trifásicos, que aprovecha que el 5º y el 7º armónico de corriente de ambos están en contrafase, con su consiguiente cancelación.
- El uso de rectificadores multipulso, que son sencillos de implementar, aunque también se caracterizan por ser voluminosos y pesados. Producen incrementos elevados en las caídas de tensión y en las propias corrientes armónicas en el caso de la aparición de cargas o tensiones no simétricas.
- El empleo de filtros activos en paralelo (filtrado de corrientes) o en serie (filtrado de tensiones) demuestra un mejor comportamiento dinámico y un control más adecuado de las corrientes fundamentales y armónicas. Su topología es idéntica a la de un inversor, y, entre sus características, destacan la consecución de la compensación de las componentes reactivas fundamentales de la corriente de carga, la simetrización de la misma desde el punto de vista de la red o una compensación de armónicos mucho mejor que la que se logra con filtros pasivos. Como desventajas, sobresalen el complejo sistema de control que necesitan, las pérdidas debidas a las conmutaciones, los problemas de ruido que presentan y, sobre todo, su elevado coste.

El método de reducción de armónicos en que se basa el presente trabajo de investigación se encuadra dentro de aquéllos que utilizan rectificadores formados por interruptores de potencia controlables (*IGBT's*, *GTO's*, *IGCT's...*), que permiten cambiar, de manera activa, la forma de onda de la corriente de entrada al dispositivo, abriéndose así la posibilidad de reducir las componentes armónicas y de mejorar el factor de potencia [1]. Algunas topologías de estos rectificadores (*Boost*, *Vienna...*) son más indicadas para aplicaciones donde la energía únicamente se transmite desde la alimentación hasta la carga [1]. Sin embargo, existen otras aplicaciones donde el flujo de energía puede ser revertido durante el funcionamiento (locomotoras, grúas...); es decir, la carga debe ser capaz de devolver energía a la fuente [1]. En estos casos, se necesita un rectificador capaz de realizar este doble trasvase de energía: son los llamados rectificadores activos, o de frente activo (*AFE's*) o regenerativos. Los *AFE's* pueden dividirse en dos grandes grupos: los rectificadores controlados en tensión, de los cuales se pretende que proporcionen una tensión continua constante en su salida (*VSR's*), y los rectificadores controlados en corriente, de los cuales se requiere que entreguen una corriente invariante en su salida (*CSR's*).

Entre las características principales que poseen los rectificadores activos destacan las siguientes [3]:

- Flujo de energía bidireccional.
- Capacidad de lograr una corriente de entrada senoidal.
- Posibilidad de conseguir factor de potencia unidad.
- Baja distorsión armónica de la corriente en las líneas.
- Control de la tensión (o corriente) del bus de continua.
- Condensador (o bobina) del bus de continua de tamaño reducido.
- Buen comportamiento ante tensiones distorsionadas y variaciones de frecuencia.

Los rectificadores activos poseen algún inconveniente, como las pérdidas que se producen en las conmutaciones de los interruptores que los conforman o la complejidad del sistema de control que requieren; además, se hace necesaria la inclusión de un filtro pasivo pasa-bajos a la entrada del rectificador para contrarrestar los problemas derivados de la indeseada presencia de *EMI*. Sin embargo, los continuos avances en el campo de los semiconductores de potencia y los procesadores digitales de señal ofrecen soluciones de garantía a los problemas comentados [2].

El presente trabajo de investigación se centra en el estudio de los procedimientos de reducción de armónicos basados en **rectificadores activos trifásicos controlados en tensión (*VSR's*)** y, en especial, en sus métodos de control. Se ha hecho especial hincapié en la comparación entre el llamado **Control Directo de Potencia clásico (*DPC*)** [4] y el conocido como **Control Directo de Potencia basado en Flujo Virtual (*VF-DPC*)** [5]; ambos representan estrategias de control basadas en el concepto y regulación de las potencias activa y reactiva instantáneas, y, además, ninguno de ellos emplea dispositivos de medición de las tensiones del lado de alterna del rectificador, lo cual representa una enorme ventaja. Dejando de lado, por el momento, los conceptos en que se basan, la diferencia principal entre uno y otro método estriba en el hecho de que el segundo de ellos aporta mejoras importantes respecto al primero, como la de utilizar un algoritmo de control más sencillo y resistente al ruido, la de la necesidad de una frecuencia

de muestreo menor o la de la obtención de una *T.H.D.* de las corrientes de entrada menor ante tensiones de alimentación distorsionadas.

Por otra parte, el estudio de los métodos de control de rectificadores activos realizado en el presente trabajo de investigación ha sido llevado a cabo mediante la simulación de modelos de los mismos implementados gracias a la herramienta *Simulink* del programa *MATLAB*.

1.1 Estructura del documento

Se comenta, a continuación, la estructura que se ha seguido para la elaboración del presente Trabajo de Investigación:

- En el primer capítulo, se realiza una breve introducción a los problemas derivados de la utilización de circuitos de potencia para la conversión *AC/DC* y a las soluciones que existen para evitarlos, entre las que se ha destacado el uso de rectificadores activos trifásicos. Asimismo, se focaliza el objetivo del Trabajo de Investigación hacia el estudio de dos métodos de control de este tipo de estructuras, el Control Directo de Potencia clásico o *DPC* y el Control Directo de Potencia basado en Flujo Virtual o *VF-DPC*.
- En el segundo capítulo se recogen, brevemente, los fundamentos del funcionamiento de los rectificadores activos trifásicos, así como las distintas estrategias de control que existen en la literatura.
- El tercer capítulo presenta la llamada *Teoría p-q* o *Teoría de la potencia reactiva instantánea*, la cual se toma como base para el control de rectificadores activos trifásicos en los mencionados métodos *DPC* y *VF-DPC*.
- En el cuarto capítulo se detallan las bases del método *DPC*, y se recogen diversas simulaciones realizadas mediante *Simulink* para la comprobación del correcto funcionamiento del modelo. Además, se trata el tema de la tabla de conmutación, que es, como se verá en el epígrafe 4.4, uno de los elementos clave en el diseño del funcionamiento de los modelos de control en estudio.
- En el quinto capítulo se muestra el funcionamiento del método *VF-DPC*, y, de forma análoga al estudio del *DPC*, se adjuntan los resultados de varias simulaciones llevadas a cabo con *Simulink* para la demostración de la bondad del diseño.
- El sexto capítulo se dedica a establecer, a partir de los resultados obtenidos en el capítulo anterior, una comparación entre las principales características y prestaciones de los dos métodos tratados.
- En el séptimo capítulo se recoge un resumen del trabajo realizado, así como las conclusiones que se han obtenido a partir del mismo.
- Por último, el octavo capítulo representa una recopilación de las futuras líneas de estudio propuestas que podrían seguir al trabajo realizado en el presente documento, con el fin de complementarlo y extenderlo de manera adecuada en una posterior Tesis Doctoral.

1.2 Simbología utilizada en el documento

A continuación, se muestra una lista de los símbolos utilizados para las distintas variables que aparecen a lo largo del presente Trabajo de Investigación:

TABLA I
SIMBOLOGÍA UTILIZADA EN EL DOCUMENTO

$\alpha, \beta, 0$ a, b, c d, q	Ejes de sistemas de referencia
v_0, v_α, v_β v_a, v_b, v_c v_d, v_q i_0, i_α, i_β i_a, i_b, i_c i_d, i_q	Tensiones de fase en los ejes α - β -0 Tensiones de fase en los ejes a - b - c Tensiones de fase en los ejes d - q Corrientes de fase en los ejes α - β -0 Corrientes de fase en los ejes a - b - c Corrientes de fase en los ejes d - q
$\underline{v}, \underline{i}$ $ \underline{v} $ $\underline{v}_{dq}$ $\underline{v}_{\alpha\beta}$ $\underline{i}_{\alpha\beta}$ $\underline{i}_{dq}$ θ δ	Vectores espaciales de tensiones y corrientes de fase Módulo del vector espacial de tensiones de fase de alimentación Vector espacial de tensiones en coordenadas d - q Vector espacial de tensiones en coordenadas α - β Vector espacial de corrientes en coordenadas α - β Vector espacial de corrientes en coordenadas d - q Ángulo entre vector espacial y eje α Ángulo entre vector espacial y eje d
V_{ef}, I_{ef} V_{Lef} $V_{m\acute{a}x}, I_{m\acute{a}x}$ $\omega, t, \varphi_v, \varphi_i$	Valores eficaces de tensión y corriente de fase Valor eficaz de tensión de línea Valores máximos de tensión y corriente de fase Pulsación, tiempo y desfases de tensión y corriente de fase
$p_{3\phi}$ p_0 p q s	Potencia trifásica instantánea Potencia instantánea homopolar Potencia activa (real) instantánea Potencia reactiva (imaginaria) instantánea Potencia instantánea compleja
S_a, S_b, S_c	Estados de conmutación de interruptores
v_{dc} R, L, C, R_{carga} $v_{dc_{m\acute{i}n1}}, v_{dc_{m\acute{i}n2}}$	Tensión en el bus de continua Resistencia, inductancia, capacidad y resistencia de carga Valores mínimos de la tensión del bus de continua
p^*, q^*, v_{dc}^* p_{est}, q_{est} $v_{a_{est}}, v_{b_{est}}, v_{c_{est}}$ $v_{\alpha_{est}}, v_{\beta_{est}}$	Referencias de potencias activa y reactiva instantáneas y de tensión en el bus de continua Potencias activa y reactiva instantáneas estimadas Tensiones de fase estimadas Componentes α - β estimadas del vector espacial de tensiones de fase
S_p, S_q $\pm H_q, \pm H_p$	Indicadores lógicos de potencias instantáneas reales respecto a referencias Bandas de histéresis de potencias reactiva y activa instantáneas
n $V0, V1 \dots V7$	Índice de numeración de sector Vectores de estado de conmutación

$\underline{v_{conv}}_{\alpha\beta}$	Vector espacial genérico de tensiones del convertidor en coordenadas $\alpha\beta$
$\underline{v_{conv}}_{dq}$	Vector espacial genérico de tensiones del convertidor en coordenadas $d-q$
$\underline{v_{conv}}_i$	Vector espacial específico de tensiones del convertidor
$v_{a_{conv}}, v_{b_{conv}}, v_{c_{conv}}$	Tensiones en cada fase en el lado de alterna del convertidor
$v_{conv\alpha}, v_{conv\beta}$	Componentes de $\underline{v_{conv}}$ en los ejes $\alpha\beta$
v_{convd}, v_{convq}	Componentes de $\underline{v_{conv}}$ en los ejes $d-q$
$v_{conv\alpha_i}, v_{conv\beta_i}$	Componentes $\alpha\beta$ de $\underline{v_{conv}}_i$
$ \underline{v_{conv}} , \underline{v_{conv}}_i $	Módulos de $\underline{v_{conv}}$ y $\underline{v_{conv}}_i$
$\overline{v_{conv\alpha_i}}, \overline{v_{conv\beta_i}}$	Valores normalizados de $v_{conv\alpha_i}$ y $v_{conv\beta_i}$
Δi_α	Cambio en i_α entre instantes de muestreo
Δi_β	Cambio en i_β entre instantes de muestreo
Δp	Cambio en p entre instantes de muestreo
Δq	Cambio en q entre instantes de muestreo
$\overline{\Delta p_i}, \overline{\Delta q_i}$	Cambios entre instantes de muestreo normalizados de p y q específicas
$\Delta p_i, \Delta q_i$	Cambios entre instantes de muestreo de p y q específicas
k	Instante de muestreo
T_s	Período de muestreo
$\theta_1, \theta_2 \dots \theta_{12}$	Sectores de división del plano $\alpha\beta$
$\underline{\psi}$	Vector espacial de flujo virtual
ψ_α, ψ_β	Componentes en $\alpha\beta$ del vector espacial de flujo virtual
ψ	Módulo del vector espacial de flujo virtual
γ	Ángulo entre el vector espacial de flujo virtual y el eje α
k_{dis}	Coefficiente de distorsión
k_{des}	Coefficiente de desequilibrio

2 Rectificadores activos trifásicos controlados en tensión (VSR's)

2.1 Topología y principio de funcionamiento

La topología típica de un rectificador activo trifásico controlado en tensión se muestra en la Fig. 1.

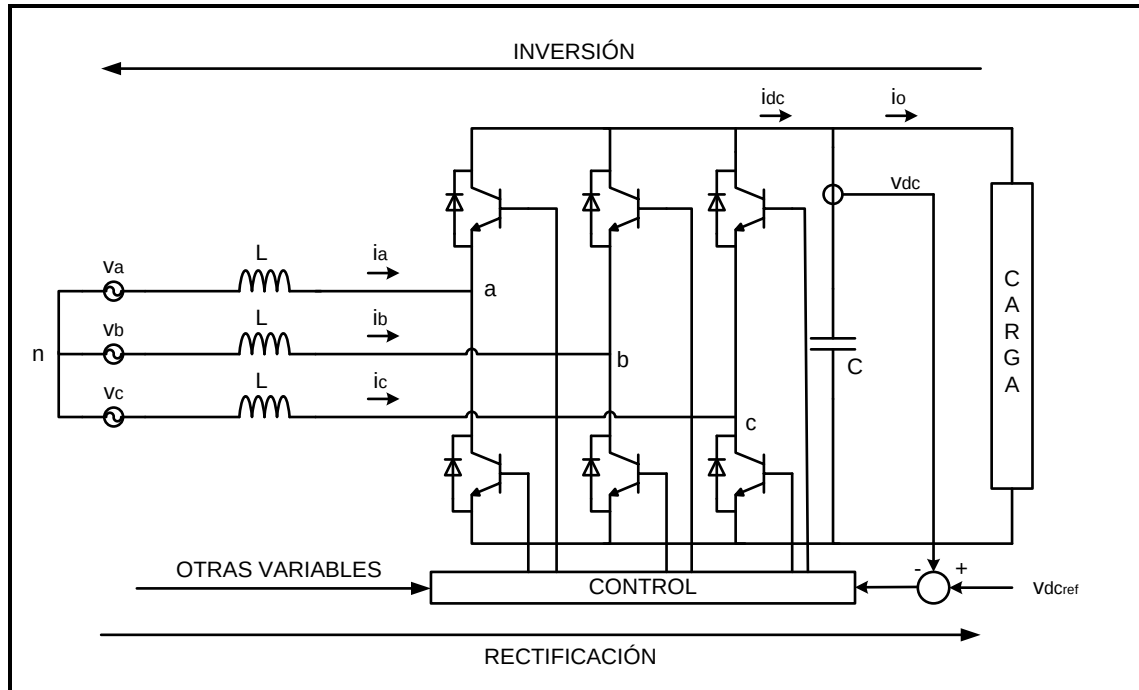


Fig. 1. Topología típica de un rectificador activo trifásico

El principio básico de operación de un VSR [1] consiste en el mantenimiento de la tensión del bus de continua en un valor deseado de referencia mediante la utilización de un bucle de realimentación de aquella y la inclusión de un condensador, elementos que se pueden observar en la Fig. 1. En el modo de operación como rectificador, la corriente i_o es positiva y el condensador apoya la entrega de energía a la carga; por otro lado, la señal de error regula la demanda de potencia desde la red trifásica mediante la actuación del circuito de control. De esta manera, se puede compensar la caída de tensión en el condensador. En el modo de operación como inversor, la corriente i_o es negativa y el condensador se sobrecarga; por otra parte, la señal de error demanda al control que la carga devuelva energía a la red, compensándose así la sobrecarga de tensión en el condensador. Mediante este proceso, se consigue el objetivo de mantener constante la tensión en el bus de continua.

Además de esto y como se verá a lo largo del presente trabajo, el control en los rectificadores activos no sólo permite el gobierno de la potencia activa, sino también el de la reactiva, facilitando así la corrección del factor de potencia [1]. Por otro lado, las corrientes en el lado de alterna pueden ser mantenidas con forma prácticamente senoidal, lo que contribuye a la reducción de las componentes armónicas inyectadas en la red [1].

Por otra parte y como se puede observar en la Fig. 1, el convertidor trifásico está formado por tres semipuentes constituidos, cada uno de ellos, por dos interruptores, uno en la parte superior y otro en la parte inferior. Deben tenerse en cuenta dos cosas [6]:

- Nunca pueden dejarse en circuito abierto las inductancias dispuestas en el lado de alterna, por lo que siempre debe haber algún semiconductor conduciendo en cada rama.
- En una misma rama nunca pueden dispararse los dos semiconductores a la vez, lo cual se traduce en que tales interruptores deben encontrarse siempre en estados de conmutación contrarios.

Según las condiciones anteriores, se tienen ocho posibles combinaciones de los seis interruptores del convertidor trifásico. Los estados de conmutación de los tres interruptores conectados a la parte superior del bus de continua sirven para identificar el estado de conmutación general del convertidor, el cual se representa mediante un vector de ‘unos’ y ‘ceros’, de manera que un 1 significa que el interruptor superior de la rama correspondiente está cerrado, y un 0, lo contrario. Estos estados de conmutación de los interruptores superiores de las tres ramas se representan mediante los símbolos S_a , S_b y S_c , y son las componentes de los mencionados vectores de estado de conmutación ($V0$ - $V7$), que se recogen en la TABLA II.

TABLA II
NOMENCLATURA DE LOS VECTORES DE ESTADO DE CONMUTACIÓN

Vector	Estado de conmutación ($S_a S_b S_c$)
$V0$	(000)
$V1$	(100)
$V2$	(110)
$V3$	(010)
$V4$	(011)
$V5$	(001)
$V6$	(101)
$V7$	(111)

2.2 Métodos de control de rectificadores activos trifásicos

Las estrategias de control tradicionales de los rectificadores activos trifásicos están basadas en el control vectorial de corrientes y en las técnicas de modulación de ancho de pulso (*PWM*). En particular, el control orientado de tensión (*Voltage-oriented control*, *VOC*), basado en la correcta orientación del vector espacial de corrientes respecto al vector espacial de tensiones de alimentación (teóricamente, alineados, para conseguir un factor de potencia unidad), garantiza un gran comportamiento, tanto estático como dinámico, a través de la implementación de bucles internos de corriente, y ha sido estudiado y mejorado en gran medida en la literatura [7],[8]. Básicamente, el funcionamiento de este sistema de control consiste en la separación de las corrientes del convertidor en dos componentes, la activa y la reactiva, que son reguladas de forma separada mediante dos controladores distintos de corriente [9]. Sin embargo, el comportamiento de un rectificador controlado de esta manera depende, en gran medida, de la precisión de la mencionada separación de las componentes de las corrientes, del adecuado diseño de los controladores y del correcto ajuste de los parámetros que los definen [5],[9].

Los métodos de control directo de par (*DTC*) para máquinas eléctricas eliminan la necesidad de

los reguladores de corriente y proporcionan un control directo de las magnitudes de flujo y par de dichas máquinas [9]. Basándose en el principio de los *DTC's*, se desarrollaron los métodos de **control directo de potencia (DPC)** para los convertidores *AC/DC*. En estos procedimientos se emplea una tabla de conmutación que guarda los estados óptimos de los semiconductores del rectificador en función de, entre otras cosas, la posición angular del vector espacial de tensiones de alimentación (método **DPC clásico** [4]), o del vector de flujo virtual (método **VF-DPC** [5]), obtenido mediante la integración de las tensiones anteriores. Debe resaltarse que el método basado en la utilización del vector de flujo virtual se ha aplicado también al control orientado de tensión (*VFOC*) [8], obteniéndose mejores resultados con respecto al método *VOC* clásico. Algunas de las mejoras que los métodos de control directo de potencia presentan frente a los de control orientado de tensión son las siguientes [5],[8]:

- Algoritmos de control más sencillos.
- Mayores factores de potencia.
- Mejor comportamiento dinámico.
- Menor número de instrucciones que ejecutar por período de muestreo.
- No es necesario el desacoplo entre el control de las magnitudes activas y reactivas.
- No es necesaria la transformación a coordenadas rotatorias $d-q$.
- No existen bucles de regulación de corrientes.
- No es necesaria la inclusión de bloques moduladores *PWM*.

Existen alternativas recientes a los métodos de control de rectificadores activos mencionados hasta ahora. Así, por ejemplo, se han desarrollado métodos *DPC* basados en la modulación de vectores espaciales (*DPC-SVM*) [10], en los que se vuelve a utilizar, al igual que sucedía en los métodos más antiguos de control de este tipo, un modulador *PWM* en lugar de una tabla de conmutación para la determinación de los cambios de estado de los semiconductores. De esta manera, se pueden atajar problemas como los de la existencia de una frecuencia de conmutación variable y la necesidad de una frecuencia de muestreo elevada o de unos microprocesadores y convertidores *AD* muy rápidos.

Se deriva del párrafo anterior la deseabilidad de una frecuencia de conmutación constante con el fin de eliminar problemas de refrigeración, distintas dificultades en el diseño del convertidor o mayores exigencias a la hora de realizar el filtrado armónico. Respecto a ello, existe un gran número de estudios en la literatura cuya finalidad es el desarrollo de métodos que, efectivamente, consigan un control a frecuencia de conmutación constante. Son conocidos como métodos *CSF-DPC*, y muchos de ellos pueden encontrarse recopilados en el trabajo realizado por *Zhi et. al.* [9], quienes, además, propusieron un nuevo modelo de control de este tipo.

En los últimos tiempos, se han propuesto diversos algoritmos de control basados en métodos predictivos [3],[11], que presentan diversas ventajas como, por ejemplo, la utilización de conceptos intuitivos y fácilmente comprensibles en su desarrollo, la gran variedad de sistemas a los que pueden aplicarse o la sencilla implementación de los controladores resultantes. La idea principal de estos métodos estriba en la consideración del convertidor como un sistema con un número finito de estados y en la elección de los vectores espaciales de tensión más apropiados para cada período de muestreo, de manera que se consiga la minimización de una

determinada función de coste [3]. Como dato de interés, se quiere destacar que los métodos predictivos se han aplicado, entre otros, a los mencionados *DPC clásico (P-DPC)* [12] y *VF-DPC (VF-P-DPC)* [3].

Los métodos predictivos adolecen del problema mencionado anteriormente acerca de la variabilidad de la frecuencia de conmutación. Para contrarrestarlo, también se han desarrollado trabajos en los que se busca conseguir un método predictivo de control *DPC* que funcione a frecuencia de conmutación constante, teniendo en cuenta las ventajas que ello supone [13].

Como se comentó en el epígrafe 1, el presente trabajo de investigación se centra, principalmente, en el estudio del funcionamiento de los dos procedimientos básicos de tipo *DPC* mencionados, el ***DPC clásico*** (epígrafe 4) y el ***VF-DPC*** (epígrafe 5).

3 Teoría de la potencia instantánea o Teoría p-q

3.1 Introducción

El desarrollo de los dispositivos semiconductores y de los convertidores asociados a los mismos, el comportamiento de estos últimos como cargas no lineales y la mayor cantidad de energía implicada en los circuitos que los incluyen provocaron que las teorías convencionales de potencia, basadas en el cálculo de los valores medios o eficaces de las distintas variables en juego, no fueran suficientes para el estudio del comportamiento de aquéllos. Para contrarrestar este problema, surgieron métodos de análisis de las potencias *instantáneas* implicadas en los circuitos eléctricos trifásicos [14],[15].

El control de los rectificadores activos trifásicos objeto del presente trabajo de investigación basa su funcionamiento, a su vez, en el control de los valores instantáneos de las potencias activa y reactiva aportadas desde el sistema trifásico de alimentación. En el epígrafe 3.2 se explicarán las bases de la *Teoría de la potencia reactiva instantánea o Teoría p-q*, en que se apoyan los mencionados métodos de control, e introducida por *Akagi, Kanazawa y Nabae* y extendida por *Akagi, Nabae y Aredes* [14],[15].

3.2 Transformada y antitransformada de Clarke

La *Teoría p-q* se basa en la expresión de magnitudes de las fases *a*, *b* y *c* en los ejes ortogonales α - β -0, para lo cual se utiliza la denominada transformada de *Clarke* [15], que está representada por una matriz de coeficientes reales. Así, la transformada de *Clarke* de un sistema trifásico genérico de tensiones v_a , v_b y v_c y la correspondiente antitransformada vienen dadas por las ecuaciones (1) y (2), donde v_0 , v_α y v_β son las coordenadas de las tensiones mencionadas en los ejes α - β -0.

$$\begin{pmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (2)$$

De forma análoga, la transformada de *Clarke* de un sistema trifásico genérico de corrientes i_a , i_b e i_c y su correspondiente antitransformada pueden expresarse como se ve en las ecuaciones (3) y (4), donde i_0 , i_α e i_β son las coordenadas de las corrientes nombradas en los ejes α - β -0.

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (4)$$

Una de las ventajas de la aplicación de la transformación $\alpha\beta 0$ [15] es la de la separación de la posible secuencia homopolar del sistema trifásico abc que se pretende convertir, ya que los ejes α y β no contribuyen a las componentes de dicha secuencia, como se puede apreciar en las ecuaciones (1)-(4). Así, en sistemas trifásicos de tres hilos, donde no existen corrientes de secuencia homopolar, el término i_0 puede eliminarse, con lo que las ecuaciones mencionadas se simplifican en gran medida. Por otra parte, una supuesta componente trifásica homopolar en las tensiones de alimentación de fase no afectaría a las tensiones de línea, que permanecerían constantes, y, por tanto, no tendría influencia en el funcionamiento del rectificador. Es decir, en un sistema trifásico de tres hilos, las posibles componentes homopolares de la tensión trifásica de fase no podrían generar corrientes homopolares al no existir conductor de retorno, y, por consiguiente, tampoco habría corrientes homopolares en el lado de la carga. Según esto, se pueden simplificar las expresiones (1)-(4) al despreciarse en ellas el elemento v_0 .

Las nuevas expresiones que se obtienen en el caso de poder eliminar v_0 se observan en las ecuaciones (5) y (6).

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (6)$$

Las ecuaciones que se obtendrían para las corrientes en el caso de poder eliminar i_0 son análogas a las expresiones (5) y (6).

Las matrices reales anteriores sugieren la transformación de ejes representada en la Fig. 2.

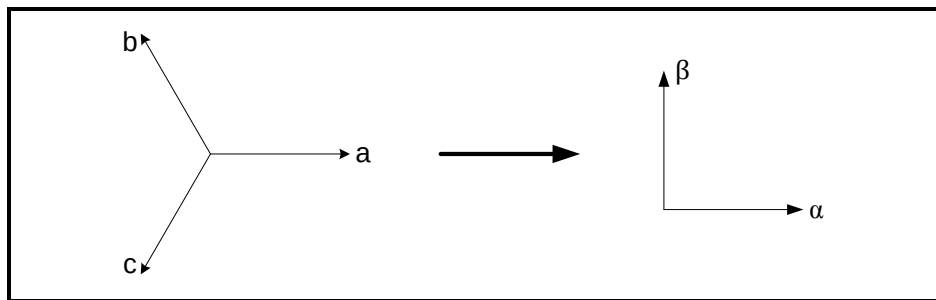


Fig. 2. Transformación de ejes $a-b-c$ en ejes $\alpha-\beta$

Si se analizan las matrices de *Clarke*, la transformación se puede traducir en la colocación, en cada instante, del valor de la tensión de fase v_i en el eje i de los $a-b-c$ de la Fig. 2, y de la

posterior composición de los tres vectores resultantes. A su vez, el vector suma obtenido (*vector espacial*) se proyecta sobre los ejes α y β , obteniéndose así sus componentes en estas coordenadas.

Debe comentarse que el coeficiente $\sqrt{\frac{2}{3}}$ que aparece en las ecuaciones (1)-(6) es una constante de proporcionalidad necesaria para que las magnitudes de potencia implicadas en el sistema trifásico original se conserven tras la transformación; si se pretendiera, en cambio, mantener el módulo de los fasores representativos del sistema trifásico en transformación, de manera que dicho módulo coincidiera con el del vector espacial resultante, la constante de proporcionalidad debería adoptar el valor de $\frac{2}{3}$ [16].

También es importante subrayar que la disposición de los ejes a - b - c es totalmente independiente de la secuencia del sistema trifásico que se quiere convertir (la Fig. 2 representa unos ejes estacionarios que no deben ser confundidos con unos fasores en secuencia inversa). Por otro lado, se puede comprobar que el vector espacial resultante de un sistema de secuencia directa girará en sentido antihorario (abc ó $\alpha\beta 0$), mientras que, si éste es de secuencia inversa, ocurrirá lo contrario. Estos puntos se demuestran en el epígrafe 3.3.

3.3 Ecuaciones vectoriales en coordenadas estacionarias α - β .

Si, según las condiciones comentadas en el epígrafe anterior, se puede despreciar v_0 , es posible definir un vector espacial de tensión instantánea, a partir de sus componentes α y β , de la manera expresada en la ecuación (7).

$$\underline{v} = v_\alpha + jv_\beta \quad (7)$$

De la misma forma, si es posible eliminar i_0 , un vector espacial de corriente instantánea puede expresarse según la ecuación (8).

$$\underline{i} = i_\alpha + ji_\beta \quad (8)$$

Para calcular las componentes de los vectores espaciales instantáneos anteriores, se parte de la consideración de un sistema trifásico senoidal equilibrado de tensiones y corrientes, como lo es, por ejemplo, el sistema de secuencia directa que se muestra en las expresiones (9).

$$\begin{aligned} v_a(t) &= \sqrt{2}V_{ef} \cos(\omega t + \varphi_v) \\ v_b(t) &= \sqrt{2}V_{ef} \cos\left(\omega t + \varphi_v - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(t) &= \sqrt{2}V_{ef} \cos\left(\omega t + \varphi_v + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_a(t) &= \sqrt{2}I_{ef} \cos(\omega t + \varphi_i) \\ i_b(t) &= \sqrt{2}I_{ef} \cos\left(\omega t + \varphi_i - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) &= \sqrt{2}I_{ef} \cos\left(\omega t + \varphi_i + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

Si se les aplica la transformación de *Clarke* a las tensiones y corrientes anteriores, se obtienen las componentes α y β de los vectores espaciales de tensión y corriente, reflejadas en las ecuaciones (10).

$$\begin{aligned}\underline{v} &= v_\alpha + jv_\beta = \sqrt{3}V_{ef} [\cos(\omega t + \varphi_v) + j \sin(\omega t + \varphi_v)] = \sqrt{3}V_{ef} e^{j(\omega t + \varphi_v)} \\ \underline{i} &= i_\alpha + ji_\beta = \sqrt{3}I_{ef} [\cos(\omega t + \varphi_i) + j \sin(\omega t + \varphi_i)] = \sqrt{3}I_{ef} e^{j(\omega t + \varphi_i)}\end{aligned}\quad (10)$$

Por lo tanto, se demuestra que, en el caso de un sistema trifásico senoidal, equilibrado y de secuencia directa, los vectores de tensión y corriente obtenidos mediante la transformación de *Clarke* poseen amplitud constante y giran a velocidad angular ω en secuencia $\alpha\beta$, como se afirmó en el epígrafe 3.2 [15].

3.3.1 Ecuaciones vectoriales en coordenadas rotatorias $d-q$

En contraposición al sistema de referencia estacionario $\alpha-\beta$, es posible definir otro sistema de coordenadas $d-q$ rotatorio [17], que gire a velocidad angular ω y en el mismo sentido en que rote el vector espacial de tensiones de alimentación (antihorario en sistemas de secuencia directa y horario en sistemas de secuencia inversa, como se vio en el epígrafe 3.2), y que servirá como apoyo en las explicaciones del funcionamiento del sistema de control de los rectificadores activos trifásicos del epígrafe 4.4.2.3.

La relación entre los dos sistemas de referencia y la descomposición de un vector $\underline{v}$ en cada uno de ellos puede observarse en la Fig. 3.

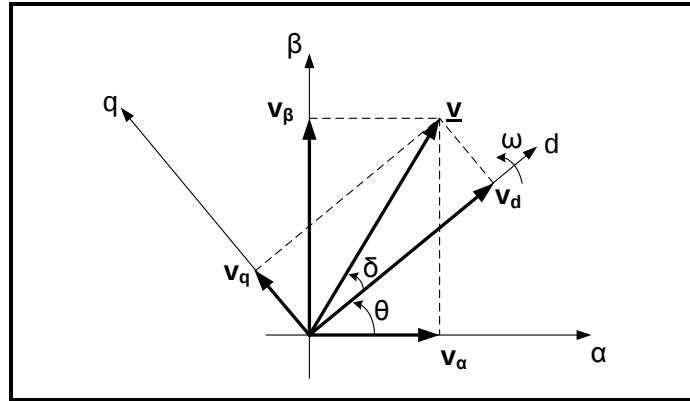


Fig. 3. Relación entre los ejes $\alpha-\beta$ y los ejes $d-q$

La expresión del vector $\underline{v}$ en cada uno de los sistemas de referencia viene dada por las ecuaciones (11) y (12), donde $\theta = \omega t$.

$$\underline{v}_{dq} = v_d + jv_q = |\underline{v}| \cos \delta + j|\underline{v}| \sin \delta = |\underline{v}| e^{j\delta} \quad (11)$$

$$\underline{v}_{\alpha\beta} = v_\alpha + jv_\beta = |\underline{v}| \cos(\delta + \theta) + j|\underline{v}| \sin(\delta + \theta) = |\underline{v}| e^{j(\delta + \theta)} \quad (12)$$

De las ecuaciones (11) y (12) se pueden deducir las relaciones entre las componentes del vector en los dos sistemas de referencia:

$$\begin{aligned}\underline{v}_{dq} &= \underline{v}_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \\ \underline{v}_{\alpha\beta} &= \underline{v}_{dq} e^{j\theta}\end{aligned}\tag{13}$$

$$\begin{aligned}\underline{v}_{dq} &= v_d + jv_q = (\cos(\theta) - j\sin(\theta))(v_\alpha + jv_\beta) \\ v_d &= v_\alpha \cos(\theta) + v_\beta \sin(\theta) \\ v_q &= -v_\alpha \sin(\theta) + v_\beta \cos(\theta)\end{aligned}\tag{14}$$

$$\begin{aligned}\underline{v}_{\alpha\beta} &= v_\alpha + jv_\beta = (\cos(\theta) + j\sin(\theta))(v_\alpha + jv_\beta) \\ v_\alpha &= v_d \cos(\theta) - v_q \sin(\theta) \\ v_\beta &= v_d \sin(\theta) + v_q \cos(\theta)\end{aligned}\tag{15}$$

Por otra parte, las relaciones (14) y (15) entre las componentes en ambos sistemas de coordenadas pueden expresarse también en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix}\tag{16}$$

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix}\tag{17}$$

3.4 Potencia instantánea trifásica

La transformada de *Clarke* y su antitransformada poseen la propiedad de conservar la potencia tras su aplicación, gracias al coeficiente de proporcionalidad escogido comentado en el epígrafe 3.2, lo cual es extremadamente útil cuando se trata de analizar la potencia instantánea implicada en un sistema trifásico de potencia. Así, la potencia trifásica instantánea puede calcularse a partir de las dos igualdades expresadas en la ecuación (18) [15], donde todas las magnitudes que aparecen dependen del tiempo.

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_0 i_0\tag{18}$$

El hecho de que la potencia trifásica instantánea pueda calcularse a partir de las magnitudes en los ejes α y β será la característica de la *Teoría p-q* que explotarán los rectificadores activos cuyo funcionamiento está basado en ella. Además, la otra gran ventaja de la *Teoría de la potencia reactiva instantánea* es su validez tanto para el caso del régimen transitorio como para el caso del régimen permanente, ya que el valor $p_{3\phi}$ describe, en cualquier instante de tiempo, el flujo total de energía por segundo que se mueve de un subsistema eléctrico a otro.

3.5 Las potencias instantáneas de la Teoría p-q

En la *Teoría p-q* se definen tres potencias instantáneas [15]: la potencia de secuencia homopolar p_0 , la potencia activa (real) instantánea p y la potencia reactiva (imaginaria) instantánea q . Estas potencias se pueden obtener a partir de las componentes de las tensiones y corrientes instantáneas en los ejes α y β de la manera expresada por la ecuación (19).

$$\begin{pmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & v_\beta & -v_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix}\tag{19}$$

Como se ha dicho, en sistemas trifásicos de tres hilos, v_0 e i_0 son iguales a 0, con lo que

únicamente existirían las potencias definidas según los ejes α y β , de manera que la potencia real instantánea p representaría el flujo total de energía por unidad de tiempo (es decir, en este caso, $p_{3\phi} = p$). Por ello, la ecuación (19) puede simplificarse [15], obteniéndose como resultado las expresiones (20), que son las que utilizan la mayoría de los métodos de control de rectificadores activos.

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (20)$$

Despejando i_α e i_β en la ecuación (20) se obtiene la ecuación (21).

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} \quad (21)$$

Otra manera de introducir la *Teoría p-q* para sistemas trifásicos de tres hilos es la de la utilización de los vectores espaciales de tensión y corriente definidos en el epígrafe 3.2. Puede definirse una potencia compleja instantánea s como una particularización del concepto tradicional de potencia compleja, de forma que su valor viene dado por el producto del vector espacial de tensiones de alimentación y el conjugado del vector espacial de corrientes:

$$s = \underline{v} \cdot \underline{i}^* = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta) + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) = p + jq \quad (22)$$

Por otra parte, la potencia reactiva instantánea puede expresarse en función de los valores de las tensiones y corrientes referidas a los ejes α y β o en función de estas magnitudes referidas a los ejes a - b - c , como muestra la ecuación (23) donde todas las magnitudes que aparecen son función del tiempo.

$$q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}[(v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b] \quad (23)$$

3.6 La controvertida *Teoría p-q*

La *Teoría p-q* proporciona el fundamento matemático para el control de los rectificadores activos trifásicos, debido a las numerosas características interesantes que presenta [15]:

- Es una teoría que trata los sistemas trifásicos como tales, no como una suma de sistemas monofásicos.
- Puede aplicarse a cualquier sistema trifásico (equilibrado o no, con armónicos o no, tanto en corrientes como en tensiones).
- Está basado en variables instantáneas, permitiendo respuestas dinámicas excelentes.
- Los cálculos asociados son relativamente simples.
- Permite controlar, de forma separada, las potencias activa y reactiva instantáneas.

Sin embargo, aún existe un notable desacuerdo respecto a los fenómenos de potencia que tienen lugar en los sistemas eléctricos, de manera que se pueden encontrar numerosas investigaciones que plantean dudas acerca de la idealidad, no tanto práctica como teórica, de esta teoría.

El principal inconveniente de que se acusaba a la *Teoría original p-q* de Akagi et al. [14] era el

hecho de que que sólo fuera aplicable completamente a sistemas trifásicos de tres hilos (debido a que la componente de secuencia homopolar no puede ser procesada correctamente), por lo que no podía ser extendida a sistemas polifásicos [19]. Además, en algunos estudios [20], se apuntaba que la relación entre la potencia reactiva y la potencia reactiva instantánea propuesta por la *Teoría p-q* no estaba claramente explicada, y que la potencia imaginaria instantánea (así bautizada por *Akagi et al.* [14]) no poseía un significado físico claro. Por otra parte, también se indicó [21] que la *Teoría p-q* no podía generalizarse al caso monofásico. Debido a estas desventajas, se sucedieron los estudios orientados a mejorar o complementar esta teoría.

Así, *Takahashi* [22] señaló que la potencia reactiva en un convertidor de potencia alimentado en tensión se generaba en los interruptores cerrados, mientras que, en uno alimentado en corriente, se generaba en los interruptores abiertos, y, para el análisis del flujo de potencia a través de un convertidor, utilizó las llamadas funciones espaciales de conmutación. A partir de ello, desarrolló nuevas definiciones para las potencias activa y reactiva instantáneas; la primera, como el producto escalar entre las tensiones y corrientes de cada fase, y la segunda, como el producto vectorial entre ellas. Por otro lado, *Furuhasi* [20] presentó una nueva definición de potencia reactiva instantánea que incluía tanto el propio concepto tradicional de potencia reactiva instantánea como la potencia instantánea asociada a las componentes homopolares, y dotó de significado físico a la nueva potencia reactiva instantánea que propuso. Por su parte, *Willems* [21] fue el encargado de señalar las limitaciones comentadas acerca de la teoría de *Akagi et al.* [14], y trató de resolver los problemas asociados a la misma proponiendo un enfoque orientado hacia la descomposición ortogonal de las corrientes instantáneas, en lugar de la de las tradicionales potencias. Este enfoque está especialmente orientado a la consolidación de las definiciones de potencias instantáneas para el caso de formas de onda de tensión no senoidales; por otro lado, en la literatura científica se pueden encontrar otras investigaciones que siguen este mismo camino [23],[24]. Según *Dai* [19], el problema de todas estas nuevas definiciones está en que no proporcionan una expresión simple e intuitiva de la potencia reactiva instantánea, además de que dejan sin una solución clara el problema de las componentes de secuencia homopolar.

Nabae, uno de los coautores de la *Teoría p-q*, propuso una nueva definición de las corrientes y potencias activas y reactivas [25] basada directamente en las coordenadas polares de los vectores espaciales instantáneos, de manera que, gracias a ello, se hace innecesario calcular dichas corrientes a partir de las potencias, como ocurría en la *Teoría p-q* original. Además, las potencias activa, reactiva y aparente instantáneas que se derivan de su propuesta están basadas en el cálculo de valores eficaces, con lo que a todas se las dota del significado físico del que carecía la potencia reactiva instantánea en la *Teoría original* de *Akagi et al.* [14]. La nueva teoría que desarrolló pasó a llamarse *Teoría p-q modificada*, dando lugar a numerosas comparaciones con su predecesora, incluida la que aportó el propio *Akagi* [26],[27].

Fue *Peng* [28] quien propuso una nueva definición de la potencia reactiva instantánea, válida para sistemas trifásicos de potencia con componentes homopolares de tensión y/o corriente. Su teoría pasó a ser conocida como la *Teoría de la potencia reactiva instantánea generalizada*. Sin embargo, la definición sólo es aplicable a sistemas trifásicos, y no puede ser considerada para una definición generalizada de sistemas polifásicos.

Para contrarrestar este inconveniente, Dai [19] propuso una definición aún más genérica de la potencia reactiva instantánea, al utilizar un tensor de potencia imaginaria en lugar de un vector, lo cual aporta la deseada ventaja de ser aplicable a sistemas genéricos polifásicos.

Como se puede comprobar, existen diferentes formulaciones de la *Teoría de la potencia reactiva instantánea*. En este sentido, Herrera y Salmerón [29] realizaron un estudio comparativo de cinco formulaciones básicas, entre las que se incluyen las teorías *p-q original* y *modificada* de Akagi et al. y Nabae, junto con la *Teoría generalizada* de Peng, y la *Teoría p-q-r* iniciada por Kim y Blaabjerg [30], que busca una mayor claridad y sencillez y un significado físico claro de las potencias instantáneas que intervienen, frente a la primera de las dos teorías anteriores, y la controlabilidad de la corriente con independencia de las tensiones del sistema, frente a la *Teoría p-q modificada*.

En lo que respecta al presente trabajo de investigación, se adopta el criterio apuntado por Czarnecki [31], que afirma que cuando la *Teoría p-q* se utiliza como el fundamento teórico para el diseño de un algoritmo de control, es irrelevante si se está realizando la interpretación de las potencias que intervienen en el funcionamiento del circuito eléctrico de manera correcta o no. Es en el momento en que la *Teoría p-q* se considera como tal teoría de potencia cuando se le debe exigir una interpretación creíble de los fenómenos energéticos que tienen lugar en los sistemas eléctricos. Por otra parte, este criterio de comportamiento es el que han seguido los modelos de control analizados en el presente trabajo de investigación, ya que, tomando en ellos como base del diseño la *Teoría p-q*, el funcionamiento del conjunto es aceptable.

4 Control Directo de Potencia clásico (DPC clásico)

4.1 Introducción

Uno de los métodos de control de rectificadores activos es el denominado *Control Directo de Potencia clásico (DPC clásico ó DPC)*, y, como tal, sus objetivos principales consisten en reducir el contenido en armónicos de las corrientes de la red y facilitar la consecución del funcionamiento del rectificador bajo factor de potencia unitario. La idea principal de este método fue propuesta por *Ohnishi* [32] y desarrollada después por *Noguchi* [4], y, tal y como se comentó en el epígrafe 1, tiene su fundamento en el conocido control directo de par (DTC) utilizado en accionamientos de velocidad variable.

Este método está basado [4] en la utilización de bucles de control de las potencias activa y reactiva instantáneas que permiten calcular, en cada momento y en función de la diferencia entre las potencias requeridas y las estimadas, el estado óptimo de los interruptores del rectificador con base en una tabla de conmutación apropiada.

Por otra parte [4], el *DPC* incorpora un método de estimación de las tensiones de red que evita la utilización de dispositivos de medición de estas magnitudes en el lado de alterna del rectificador. Ésta es una de las principales ventajas del método frente a los procedimientos tradicionales basados en el control de las corrientes de entrada, que sí necesitaban sensores de tensión, con la consecuente falta de fiabilidad ante la ausencia de idealidad en la alimentación y los problemas derivados de los necesarios ajustes en los mencionados sensores. Además, como el método trabaja con variables instantáneas, no sólo es posible obtener la componente fundamental de dichas tensiones, sino también sus componentes armónicas.

4.2 Diagrama de bloques básico del modelo *DPC*

En la Fig. 4 puede observarse el diagrama de bloques básico del método *DPC*, donde:

- v_a, v_b y v_c son las tensiones de fase de la red de alimentación.
- i_a, i_b y i_c son las corrientes en la línea.
- S_a, S_b y S_c son los estados de conmutación del convertidor.
- v_{dc} es la tensión en el bus de continua.
- L es la inductancia de interconexión entre la red de alimentación y el convertidor trifásico.
- R es la resistencia de interconexión entre la red de alimentación y el convertidor trifásico.
- C es la capacidad del condensador del bus de continua.
- R_{carga} es la resistencia de carga.
- p_{est} y q_{est} son, respectivamente, las potencias instantáneas activa y reactiva estimadas.
- $v_{a_{est}}, v_{b_{est}}$ y $v_{c_{est}}$ son las tensiones de fase estimadas.
- S_p y S_q son las salidas digitales de los comparadores de histéresis.

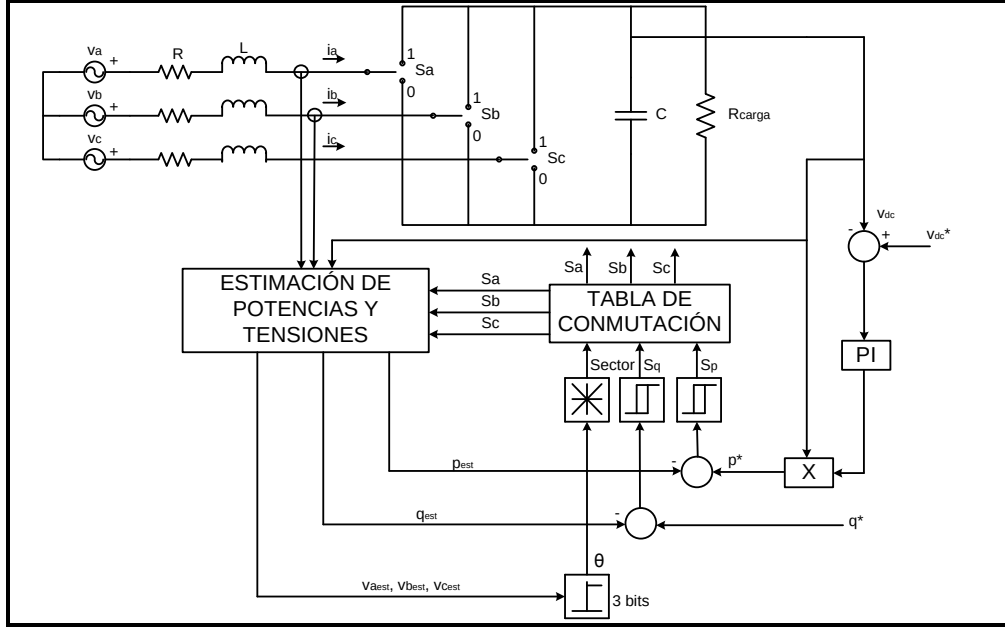


Fig. 4. Diagrama de bloques básico del método de control DPC clásico

Como se puede observar en la Fig. 4, la tensión en el lado de continua es regulada mediante el control de la potencia activa instantánea, y el factor de potencia unidad se puede conseguir forzando la referencia de la potencia reactiva instantánea a un valor nulo. La diferencia entre los valores de referencia y estimados de las potencias son contrastados en unos comparadores de histéresis de dos niveles que proporcionan en su salida los valores digitales S_p y S_q , con arreglo a las expresiones (24), donde H_p y H_q son los valores correspondientes a las bandas de histéresis.

$$\begin{aligned}
 S_q &= 1 \text{ si } q - q^* < -H_q \\
 S_q &= 0 \text{ si } q - q^* > +H_q \\
 S_p &= 1 \text{ si } p - p^* < -H_p \\
 S_p &= 0 \text{ si } p - p^* > +H_p
 \end{aligned} \tag{24}$$

En cualquier otro caso no reflejado en las ecuaciones (24), es decir, aquéllos en los que los valores respectivos de las potencias se encuentran dentro de los márgenes de histéresis, la salida de los comparadores permanece, en todo momento, en su valor anterior.

Según lo comentado anteriormente, es importante destacar que la frecuencia de conmutación media a la que los interruptores del rectificador cambiar de estado depende directamente del tamaño del intervalo de histéresis: un intervalo mayor, es decir, menos exigente, dará lugar a una frecuencia de conmutación menor, que liberará a los semiconductores de grandes esfuerzos dinámicos, pero, al mismo tiempo, producirá una mayor desviación de los valores de las potencias instantáneas respecto a los de referencia. Por el contrario, una distancia menor entre las bandas de histéresis producirá los efectos opuestos. Además [2], debe tenerse en cuenta que la distorsión armónica de las corrientes de entrada al rectificador o las pérdidas del convertidor se ven también afectadas por el tamaño del intervalo de histéresis. Es importante destacar que es posible contrarrestar estos problemas mediante la utilización de comparadores de histéresis mixtos de dos y tres niveles, o puros de tres niveles [2].

Por otro lado, como muestra la Fig. 4, el ángulo de fase (θ) del vector espacial de tensiones de red estimadas en los ejes estacionarios α y β es convertido a la señal digital *Sector*, que indica la posición de dicho vector en ese marco de referencia según la expresión (25), donde $n = 1, 2 \dots 12$.

$$(n - 2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n - 1)\frac{\pi}{6} \quad (25)$$

En la Fig. 5 puede apreciarse la división del plano $\alpha\beta$ en los doce sectores que representa la ecuación (25).

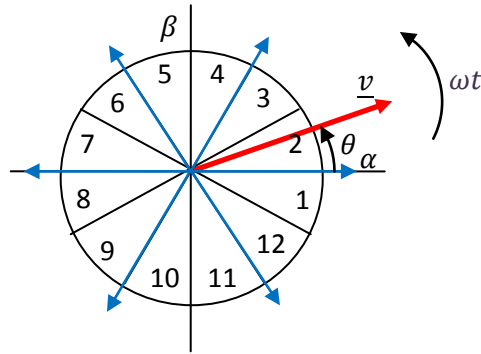


Fig. 5. División del plano $\alpha\beta$ en 12 sectores y vector espacial de tensiones de alimentación estimadas

Es necesario comentar que, en la literatura, existen distintos criterios [4],[5],[26] para la división del plano $\alpha\beta$ en diferentes sectores, tanto en cuanto a su número, como en cuanto a su numeración o al sentido creciente de la misma, si bien, en la mayor parte de los casos, se trata únicamente de una mera cuestión de nomenclatura o de disposición de los ejes. Se profundizará en este tema cuando se trate la configuración de la tabla de conmutación en el epígrafe 4.4.

Por otra parte, *Malinowski et al.* indican [10] que es aconsejable la inclusión de un *Phase Lock Loop (PLL)*, en el esquema del modelo *DPC* reflejado en la Fig. 4, situado en cascada con el bloque en el que se calcula el sector en que se encuentra el vector espacial de tensiones de alimentación. Así, podría cancelarse el efecto de posibles perturbaciones superpuestas a las tensiones de alimentación, que inducirían errores en la estimación de la posición del vector espacial asociado, de forma que se dotaría al modelo de una mayor robustez. Obviamente, la calidad del sistema de control dependería entonces, además, de la efectividad en el diseño del bloque *PLL*. En el presente trabajo de investigación se han realizado las simulaciones sin la presencia de este bloque, aunque se volverá sobre el tema en el epígrafe 5.1.1.

Las señales de error S_p y S_q y la posición del vector espacial de tensiones estimadas en el plano $\alpha\beta$ conforman las entradas a la mencionada tabla de conmutación, donde se encuentran almacenados los estados óptimos de los interruptores para cada terna de valores, de manera que los errores de las potencias estimadas respecto a los valores de referencia correspondientes puedan mantenerse dentro de los límites de histéresis establecidos. La configuración óptima de la tabla de conmutación es un tema sobre el que existe gran cantidad de literatura que da lugar a distintas proposiciones sobre aquella [33],[34],[35]; de nuevo, se abundará en este tema en el epígrafe 4.4.

4.3 Estimación de las tensiones de alimentación y de las potencias instantáneas

El *DPC* [4] utiliza la estimación de p y q como variables intermedias en la obtención de los valores de las tensiones de alimentación.

Mediante las relaciones de *Clarke* y la *Teoría p-q*, se pueden estimar las tensiones de alimentación mediante las ecuaciones (26)-(28) (téngase presente que i_c es conocida a partir de i_a e i_b , al tratarse de un sistema de tres hilos).

$$\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (26)$$

$$\begin{pmatrix} v_{\alpha_{est}} \\ v_{\beta_{est}} \end{pmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{pmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_{est} \\ q_{est} \end{pmatrix} \quad (27)$$

$$\begin{pmatrix} v_{\alpha_{est}} \\ v_{\beta_{est}} \\ v_{c_{est}} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{\alpha_{est}} \\ v_{\beta_{est}} \end{pmatrix} \quad (28)$$

Como se puede comprobar, las estimaciones de las potencias instantáneas p y q intervienen en el proceso de obtención de las tensiones de alimentación. *Noguchi* [4] estima dichas potencias a partir de las expresiones (29) y (30).

$$p_{est} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + v_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (29)$$

$$q_{est} = \frac{1}{\sqrt{3}} ((v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - v_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \right\} \quad (30)$$

Los segundos miembros de las ecuaciones (29) y (30) dependen de las tensiones de alimentación, por lo que no pueden ser considerados para calcular las potencias si se pretende prescindir de los sensores de voltaje de alimentación. Así, se busca una alternativa: el tercer miembro de las expresiones (29) y (30) proviene, simplemente, de la sustitución de cada tensión de alimentación de fase por la suma de la caída de tensión en cada bobina de interconexión L y la tensión en cada rama del convertidor en el lado de alterna, referida al centro de la estrella de la alimentación trifásica. Estrictamente, también debería incluirse en la ecuación (29) la caída de tensión asociada a la resistencia de interconexión, pero, en la práctica, ésta puede ser despreciada porque la potencia consumida en este elemento es mucho menor que la asociada al bus de continua y a las bobinas.

La ventaja de la utilización de variables instantáneas radica en la posibilidad de estimar tanto las componentes fundamentales de las tensiones de alimentación como sus componentes armónicas, lo que implica la opción de mejorar el factor de potencia y la eficiencia mediante este procedimiento [4]. Sin embargo, el método *DPC* posee diversas desventajas [2], como, por ejemplo:

- Se necesitan valores relativamente elevados de las inductancias de interconexión (cuyos valores necesitan ser, además, conocidos), ya que el cálculo preciso de las derivadas de corriente que aparecen en las fórmulas anteriores mediante, por ejemplo, un procesador digital de señal, exige que los valores de corriente presenten bajo rizado.
- Las estimaciones de las potencias dependen del estado de conmutación en cada instante, con lo que deben ser evitadas en los momentos de conmutación con el fin de neutralizar los errores que se inducirían. Para conseguirlo, se introdujeron en el modelo implementado pequeños tiempos muertos coincidentes con los instantes de conmutación, durante los cuales se inhibe la estimación de las potencias instantáneas.

Para contrarrestar estos problemas, se desarrolló el método de control *VF-DPC* [5], a cuyo estudio se dedica el epígrafe 5.

4.4 Tabla de conmutación

La tabla de conmutación es el elemento crítico del control *DPC* de rectificadores activos. La salida de los controladores de histéresis y la posición del vector espacial de tensiones estimadas de alimentación conforman las entradas a la mencionada tabla, que guarda, en función del valor de dichas entradas, los estados de conmutación que se consideran óptimos en cada instante. A continuación, se explicarán los fundamentos que sigue la construcción de la tabla de conmutación [32].

4.4.1 Vectores representativos de los estados de conmutación del convertidor

Cada uno de los vectores identificativos del estado de conmutación del convertidor que, como se vio en el epígrafe 2.1, vienen dados por la combinación correspondiente de los estados de los interruptores superiores (S_a , S_b y S_c), puede situarse en el plano $\alpha\beta$, de acuerdo con la posición en la que se encontraría, en caso de aplicarse el estado de conmutación correspondiente, el vector espacial de las tensiones de fase en el lado de alterna del convertidor [6]. Representando dichos vectores en el plano $\alpha\beta$, según lo comentado, se obtiene el diagrama representado en la Fig. 6.

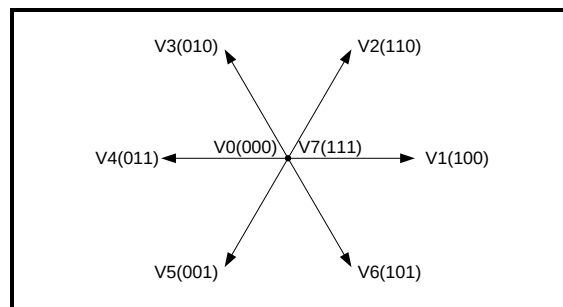


Fig. 6. Vectores de conmutación válidos

Como se puede apreciar, hay dos vectores válidos, según las normas comentadas en el epígrafe 2.1, que no producen tensión ($V0$ y $V7$), y que se han representado en el origen de coordenadas de la Fig. 6; son los denominados vectores nulos, y, en contra de lo que podría parecer, tienen una notable importancia en el control del rectificador, tal y como se explicará en apartados posteriores.

Por otra parte y para cada vector de estado de conmutación, el vector espacial de tensiones del convertidor del lado de alterna posee las componentes $\alpha\beta$ reflejadas en la TABLA III, donde, además, se pueden contemplar las tensiones que existirían en cada fase en el lado de alterna del convertidor.

TABLA III
TENSIONES EN EL LADO DE ALTERNA DEL CONVERTIDOR PRODUCIDAS POR CADA VECTOR DE CONMUTACIÓN

<i>Vector</i>	$v_{a_{conv}}$	$v_{b_{conv}}$	$v_{c_{conv}}$	$v_{conv\alpha}$	$v_{conv\beta}$
V0 (000) y V7 (111)	0	0	0	0	0
V1 (100)	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0
V2 (110)	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$
V3 (010)	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$
V4 (011)	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0
V5 (001)	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$
V6 (101)	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$

4.4.2 Construcción de la tabla de conmutación: control de la potencia instantánea.

4.4.2.1 Introducción

La explicación de las bases de construcción de la tabla de conmutación tiene su fundamento en la publicación de *Ohnishi* [32], donde se estudia cómo afectan a las potencias instantáneas los cambios en el vector espacial de tensiones del convertidor, y se realiza un primer apunte sobre un algoritmo de control. *Noguchi* [4] es el primero en utilizar una tabla de conmutación para el control del rectificador activo basándose en los estudios de *Ohnishi*, aunque no incluye en su trabajo ninguna explicación acerca del método de generación de la tabla. Por otra parte, existen trabajos [33],[34] dedicados exclusivamente a proponer nuevas tablas óptimas de conmutación que sustituyan a la que apuntó *Noguchi*, y otros en los que se muestran alternativas a la tabla de conmutación convencional, como es el uso de técnicas de lógica difusa (*Fuzzy Logic*) para la selección del estado de conmutación óptimo del convertidor [35].

A juicio del autor del presente trabajo de investigación, y ante la falta de justificaciones por parte de *Noguchi*, los muy recientes estudios de *Bouafia* [34] y *Baktash* [33] presentan las explicaciones más claras del fundamento de diseño de la tabla de conmutación, que serán las que se reflejen, respectivamente, en los epígrafes 4.4.2.2 y 4.4.2.3.

4.4.2.2 Fundamentos de la construcción de la tabla de conmutación I

En el sistema estacionario de referencia $\alpha\beta$, las ecuaciones de las corrientes de entrada al rectificador pueden expresarse según las ecuaciones (31).

$$\begin{aligned}\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} &= \frac{1}{L} \left(\underline{v}_{\alpha\beta} - \underline{v}_{conv\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta} \right) \\ \frac{di_{\alpha}}{dt} &= \frac{1}{L} (v_{\alpha} - v_{conv\alpha} - Ri_{\alpha}) \\ \frac{di_{\beta}}{dt} &= \frac{1}{L} (v_{\beta} - v_{conv\beta} - Ri_{\beta})\end{aligned}\tag{31}$$

En estas ecuaciones intervienen las coordenadas α y β de los vectores espaciales de la tensión de alimentación ($\underline{v}_{\alpha\beta}$), de la tensión del convertidor en el lado de alterna ($\underline{v}_{conv\alpha\beta}$) y de la corriente por las fases ($\underline{i}_{\alpha\beta}$). Se puede observar que es posible el control de las corrientes de entrada al rectificador modificando el vector de tensiones del lado de alterna del convertidor.

El cambio en las corrientes por las fases depende del valor actual de la tensión de alimentación, del vector de estado de conmutación elegido y, en menor medida, del valor actual de la corriente. De hecho, el valor de la resistencia de las fases R puede ser despreciado, con lo que la variación de las componentes α y β de las corrientes por las fases entre un instante de control y el siguiente puede expresarse según las ecuaciones (32), donde T_s representa el período de muestreo.

$$\begin{aligned}\Delta i_{\alpha} &= i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k) = \frac{T_s}{L} (v_{\alpha}(k) - v_{conv\alpha}(k)) \\ \Delta i_{\beta} &= i_{\beta}(k+1) - i_{\beta}(k) = \frac{T_s}{L} (v_{\beta}(k) - v_{conv\beta}(k))\end{aligned}\tag{32}$$

Por otra parte, como se vio en la ecuación (20), las potencias activa y reactiva instantáneas pueden expresarse según la ecuación (33).

$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix}\tag{33}$$

En una primera aproximación, si la frecuencia de conmutación es suficientemente grande, la variación de las tensiones de alimentación entre dos instantes consecutivos puede ser despreciada. Por tanto, el cambio experimentado por las potencias activa y reactiva instantáneas en el siguiente ciclo de control puede expresarse mediante las ecuaciones (34).

$$\begin{aligned}\Delta p &= v_{\alpha}(k)\Delta i_{\alpha} + v_{\beta}(k)\Delta i_{\beta} \\ \Delta q &= v_{\beta}(k)\Delta i_{\alpha} - v_{\alpha}(k)\Delta i_{\beta}\end{aligned}\tag{34}$$

Sustituyendo los valores de Δi_{α} y Δi_{β} por los obtenidos en la ecuación (32) se llega a las ecuaciones (35).

$$\Delta p = \frac{T_s}{L} \left(v_\alpha^2(k) + v_\beta^2(k) \right) - \frac{T_s}{L} \left(v_\alpha(k) v_{conv_\alpha}(k) + v_\beta(k) v_{conv_\beta}(k) \right) \quad (35)$$

$$\Delta q = \frac{T_s}{L} (v_\alpha(k) v_{conv_\beta}(k) - v_\beta(k) v_{conv_\alpha}(k))$$

Estos cambios en los valores de las potencias activa y reactiva instantáneas dependen, como se puede observar y entre otras cosas, de las tensiones en el lado de alterna del convertidor. Por ello, para cada uno de los ocho vectores de estado de conmutación se obtienen unos valores determinados de cambio de potencias.

El vector espacial de tensiones de alimentación posee las coordenadas en los ejes α y β que se observan en las ecuaciones (36), donde $V_{L_{ef}}$ es el valor eficaz de la tensión de línea de alimentación (y, a su vez, el módulo del vector espacial de tensiones de alimentación) y θ es la posición angular de dicho vector en las coordenadas α y β .

$$v_\alpha = V_{L_{ef}} \cos \theta$$

$$v_\beta = V_{L_{ef}} \sin \theta \quad (36)$$

$$|\underline{v}| = V_{L_{ef}}$$

Las componentes α y β y el módulo del vector espacial de tensiones del convertidor para un determinado vector de estado de conmutación se pueden observar en las ecuaciones (37), donde i representa el vector elegido ($0 \leq i \leq 7$).

$$\underline{v}_{conv_i} = \begin{pmatrix} v_{conv_{\alpha_i}} \\ v_{conv_{\beta_i}} \end{pmatrix} \quad (37)$$

$$|\underline{v}_{conv_i}| = |\underline{v}_{conv}| = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}$$

Los valores de $v_{conv_{\alpha_i}}$ y $v_{conv_{\beta_i}}$ en cada caso se encuentran en la TABLA III.

Teniendo en cuenta lo comentado hasta ahora, se puede obtener la expresión de los valores normalizados de los cambios en las potencias activa y reactiva instantáneas para cada uno de los estados de conmutación del convertidor, como muestran las ecuaciones (38).

$$\overline{\Delta p_i} = \frac{\Delta p_i}{\frac{T_s}{L} |\underline{v}| |\underline{v}_{conv}|} = \frac{|\underline{v}|}{|\underline{v}_{conv}|} - (\cos(\theta) \overline{v_{conv_{\alpha_i}}} + \sin(\theta) \overline{v_{conv_{\beta_i}}}) \quad (38)$$

$$\overline{\Delta q_i} = \frac{\Delta q_i}{\frac{T_s}{L} |\underline{v}| |\underline{v}_{conv}|} = \cos(\theta) \overline{v_{conv_{\beta_i}}} - \sin(\theta) \overline{v_{conv_{\alpha_i}}}$$

En las ecuaciones (38), se puede comprobar que el cambio de potencias activa y reactiva instantáneas tiene forma senoidal para cualquier vector de estado de conmutación, excepto en el caso de los vectores nulos, en que $\overline{\Delta p_i}$ y $\overline{\Delta q_i}$ tienen como valores $\frac{|\underline{v}|}{|\underline{v}_{conv}|}$ y 0, respectivamente. De hecho, las ondas senoidales correspondientes a cada variación de potencia instantánea se encuentran centradas en estos valores. Para cada vector de estado de

conmutación del convertidor, y a lo largo de los 360° de plano $\alpha\beta$, las figuras Fig. 7 y Fig. 8 presentan los valores de los cambios normalizados de las potencias activa y reactiva instantáneas.

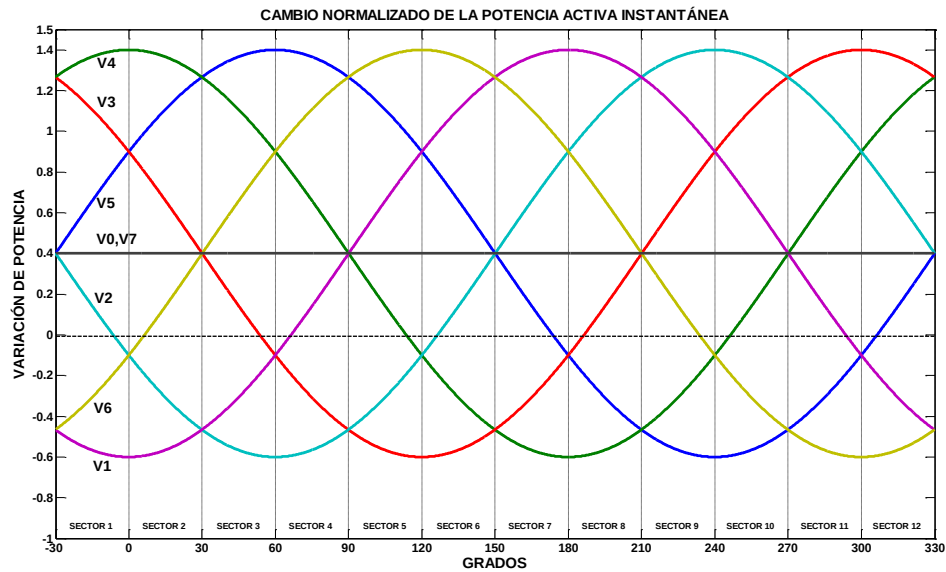


Fig. 7. Cambio normalizado de la potencia activa instantánea en función del sector y del vector de conmutación

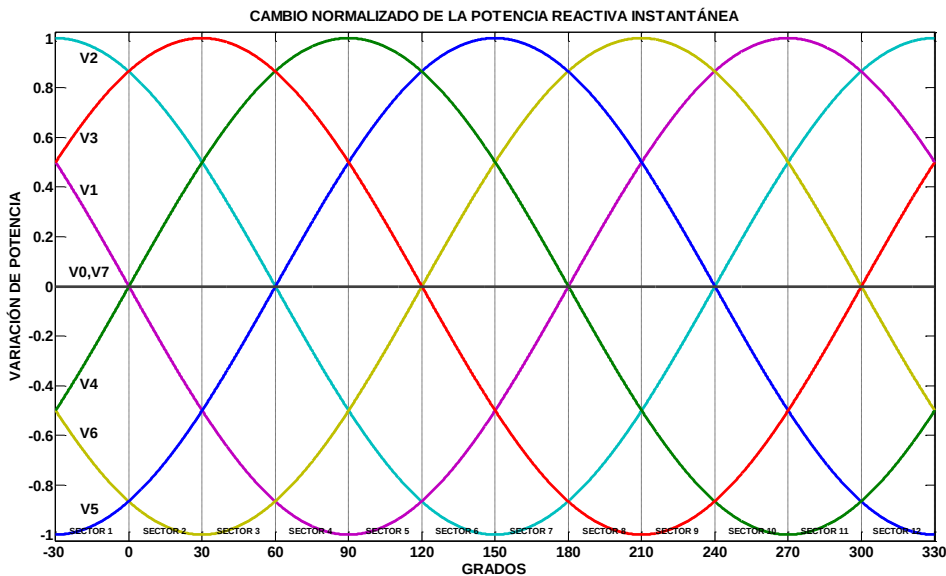


Fig. 8. Cambio normalizado de la potencia reactiva instantánea en función del sector y del vector de conmutación

Como se comentó en el epígrafe 4.2, el control de la tensión del bus de continua de forma que ésta permanezca constante se lleva a cabo actuando sobre la potencia activa instantánea dentro de los límites marcados por las bandas de histéresis correspondientes. Como se puede ver en la Fig. 7, en función del sector del plano $\alpha\beta$ en que se encuentre el vector espacial de tensiones de alimentación, la elección de uno u otro vector de estado de conmutación proporcionará un cambio en la potencia activa instantánea que corresponderá al valor de una senoide cuyo signo podrá ser positivo o negativo, de manera que dicha potencia y, por tanto,

la tensión del bus de continua, podrán ser controladas. Lo mismo ocurrirá con la potencia reactiva instantánea (Fig. 8), cuyo control permitirá conseguir un factor de potencia unitario, si se exige que el valor de dicha potencia sea nulo en todo momento.

Se puede observar, en las figuras Fig. 7 y Fig. 8, que, para un mismo sector, se pueden elegir varios vectores de estado de conmutación válidos para conseguir un cambio en las potencias activa o reactiva instantáneas en el sentido deseado, si bien su efecto será más o menos rápido en función de los valores que adopten. Este hecho es uno de los factores que habrá de tenerse en cuenta de cara a diseñar una tabla de conmutación, según el comportamiento que se espere de la misma.

Por otra parte, la división típica del plano $\alpha\beta$ se realiza con base en 12 sectores [4],[33],[34], aunque los trabajos más antiguos sobre el tema, como el del propio *Ohnishi* [32], utilizan tablas de conmutación basadas en 6 sectores. La ventaja del empleo de más sectores estriba en que se puede conseguir una mayor exactitud en el grado de variación de las potencias para cada sector según el vector de estado de conmutación escogido en cada momento.

4.4.2.3 Fundamentos de la construcción de la tabla de conmutación II

Como se vio en el epígrafe 4.4.2.2, en el sistema estacionario de referencia $\alpha-\beta$, las ecuaciones de las corrientes de entrada al rectificador pueden expresarse como muestran las ecuaciones (39).

$$\begin{aligned}\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} &= \frac{1}{L} \left(\underline{v}_{\alpha\beta} - \underline{v}_{conv\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta} \right) \\ \frac{di_{\alpha}}{dt} &= \frac{1}{L} (v_{\alpha} - v_{\alpha conv} - Ri_{\alpha}) \\ \frac{di_{\beta}}{dt} &= \frac{1}{L} (v_{\beta} - v_{\beta conv} - Ri_{\beta})\end{aligned}\tag{39}$$

Por otro lado, teniendo en cuenta las ecuaciones (13) y (39) y que $\theta = \omega t$, se deducen las expresiones (40) y (41), que representan las ecuaciones propias del rectificador activo en los ejes de referencia $d-q$ [33].

$$\begin{aligned}\underline{v}_{dq} e^{j\omega t} &= Ri_{dq} e^{j\omega t} + L \frac{d(\underline{i}_{dq} e^{j\omega t})}{dt} + \underline{v}_{conv dq} e^{j\omega t} \\ \underline{v}_{dq} e^{j\omega t} &= Ri_{dq} e^{j\omega t} + L \frac{di_{dq}}{dt} e^{j\omega t} + Li_{dq} j\omega e^{j\omega t} + \underline{v}_{conv dq} e^{j\omega t} \\ \underline{v}_{dq} &= Ri_{dq} + L \frac{di_{dq}}{dt} + j\omega Li_{dq} + \underline{v}_{conv dq}\end{aligned}\tag{40}$$

$$\begin{aligned}v_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_{conv d} \\ v_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + v_{conv q}\end{aligned}\tag{41}$$

Si se desprecia la resistencia de interconexión en las ecuaciones (41), se obtienen las

ecuaciones definitivas del rectificador en coordenadas dq , dadas por las expresiones (42).

$$v_d = L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + v_{conv d} \quad (42)$$

$$v_q = L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + v_{conv q}$$

Las ecuaciones que representan las potencias activa y reactiva instantáneas en el sistema de coordenadas $d-q$ pueden deducirse a partir de las ecuaciones (16) y (20) y se observan en las expresiones (43).

$$p = v_d i_d + v_q i_q \quad (43)$$

$$q = v_q i_d - v_d i_q$$

Si se hace coincidir el vector espacial de tensiones de alimentación con el eje d del sistema de referencia rotatorio $d-q$, se deduce que su componente en el eje q es nula. Por otro lado, como el sistema de referencia $d-q$ gira a la misma velocidad que el vector espacial mencionado (ω), la derivada respecto al tiempo de v_d será, también, nula. Teniendo en cuenta estos hechos y las ecuaciones (42) y (43), las derivadas de las potencias activa y reactiva instantáneas pueden expresarse como muestran las ecuaciones (44).

$$\frac{dp}{dt} = v_d \frac{di_d}{dt} = v_d \left(\frac{1}{L} (v_d - v_{conv d}) + \omega i_q \right) \quad (44)$$

$$\frac{dq}{dt} = -v_d \frac{di_q}{dt} = -v_d \left(\frac{1}{L} (-v_{conv q}) - \omega i_d \right)$$

Si se desprecian los términos ωi_q y $-\omega i_d$ en las ecuaciones (44), y, teniendo en cuenta el valor del módulo del vector espacial de tensiones de alimentación, que viene dado por la ecuación (45), se pueden deducir las expresiones de proporcionalidad (46).

$$|\underline{v}| = v_d = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{m\acute{a}x} \quad (45)$$

$$\frac{dp}{dt} \propto \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{m\acute{a}x} - v_{conv d} \right) \quad (46)$$

$$\frac{dq}{dt} \propto (v_{conv q})$$

Por otra parte, es fácilmente deducible que las ecuaciones de las componentes del vector espacial de tensiones del lado de alterna del convertidor en coordenadas $d-q$ son las correspondientes a las expresiones (47).

$$v_{conv d} = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \cos(\omega t) + \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \sin(\omega t) \quad (47)$$

$$v_{conv q} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c) \cos(\omega t) - \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) \sin(\omega t)$$

Puede representarse la evolución de las formas de onda anteriores (normalizadas, al dividirse

su valor entre el valor de la tensión del bus de continua) a lo largo de los 360° del plano complejo para cada uno de los ocho vectores posibles de estado de conmutación del convertidor, como se ve en las figuras Fig. 9 y Fig. 10.

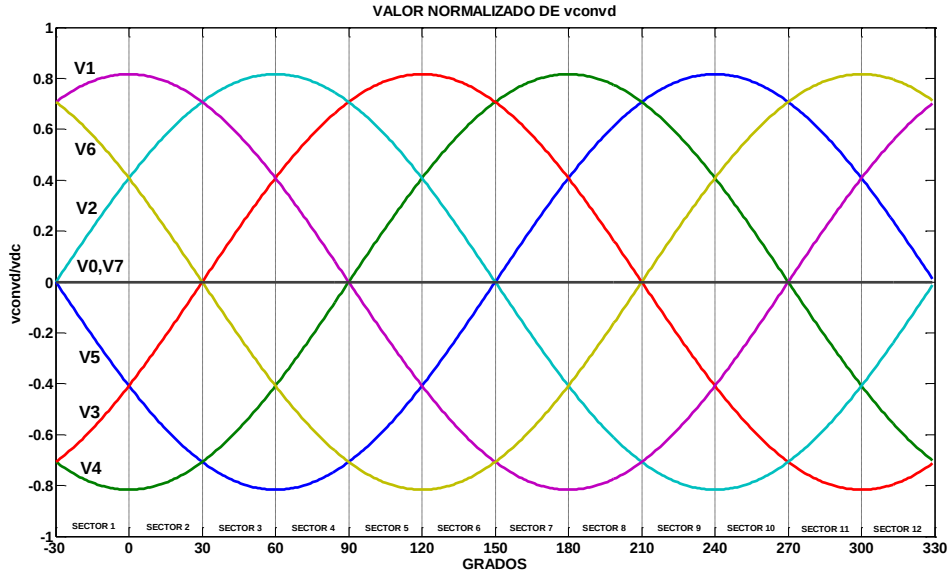


Fig. 9. Valor normalizado de v_{convd} en función del sector y del vector de conmutación

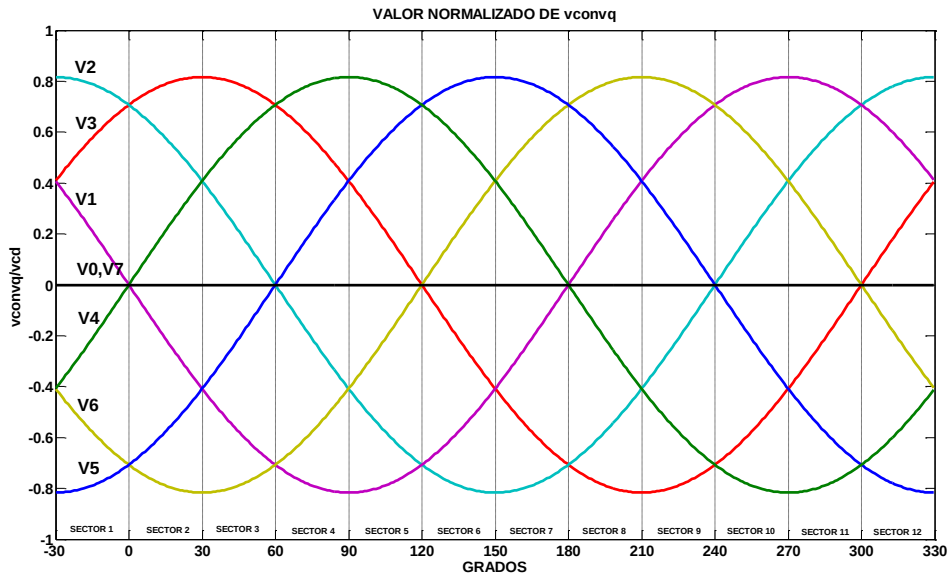


Fig. 10. Valor normalizado de v_{convq} en función del sector y del vector de conmutación

A partir de las ecuaciones (46) y las figuras Fig. 9 y Fig. 10 y de una manera muy similar a la que se explicó en el epígrafe 4.4.2.2 (método de *Bouafia*), puede deducirse una tabla de conmutación [33] en la que se escoja el vector de estado de conmutación más adecuado en cada sector del plano complejo para conseguir el signo adecuado de las derivadas de las potencias activa y reactiva instantáneas.

4.4.3 Tablas de conmutación utilizadas

A continuación, se adjuntan las tablas de conmutación sugeridas por *Noguchi* [4], *Baktash* [33] y *Bouafia* [34].

- *Noguchi*:

TABLA IV
TABLA DE CONMUTACIÓN PROPUESTA POR *NOGUCHI*

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	6	7	1	0	2	7	3	0	4	7	5	0
	1	7	7	0	0	7	7	0	0	7	7	0	0
0	0	6	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6
	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	1

- *Baktash*:

TABLA V
TABLA DE CONMUTACIÓN PROPUESTA POR *BAKTASH*

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	5	6	6	1	1	2	2	3	3	4	4	5
	1	7	7	0	0	7	7	0	0	7	7	0	0
0	0	6	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6
	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	1

- *Bouafia*:

TABLA VI
TABLA DE CONMUTACIÓN PROPUESTA POR *BOUAFIA*

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	5	6	6	1	1	2	2	3	3	4	4	5
	1	3	4	4	5	5	6	6	1	1	2	2	3
0	0	6	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6
	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	1

Se puede observar que las dos últimas filas ($S_p = 0$, y $S_q = 0$ y $S_q = 1$) son iguales en las tres tablas. Por otro lado, *Bouafia* y *Baktash* coinciden en la primera fila, mientras que *Noguchi* y *Baktash* poseen idénticas segundas filas. Como se ha señalado en el epígrafe 4.4.2, *Noguchi* no aporta ninguna explicación acerca de la construcción de la tabla de conmutación, mientras que *Baktash* toma como referencia la tabla de *Noguchi* y comenta que existe una solución mejor para la primera fila, que proporciona un mejor comportamiento dinámico y una menor distorsión armónica en las corrientes. Por su parte, *Bouafia* expone que su tabla se basa en la consecución de un control más suave de las potencias activa y reactiva instantáneas en cada sector. Estos comentarios se basan en la posibilidad de elegir, para cada sector, los vectores que proporcionen un mayor o menor cambio en los valores de las potencias, según el objetivo que se busque. Con base en lo que se ha comentado, se propone una nueva tabla de conmutación en la que se escoge, para cada terna de entradas a la tabla, el vector de tensiones del convertidor que provoca mayores cambios en los valores normalizados de las potencias (si

se siguen las explicaciones de *Bouafia*) o, lo que es equivalente, mayores valores de las derivadas de las potencias (si se siguen las explicaciones de *Baktash*).

- Nueva tabla propuesta:

TABLA VII
NUEVA TABLA DE CONMUTACIÓN PROPUESTA

Sp	Sq	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	5	5	6	6	1	1	2	2	3	3	4	4
	1	3	4	4	5	5	6	6	1	1	2	2	3
0	0	6	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6
	1	1	2	2	3	3	4	4	5	5	6	6	1

Estas tablas serán introducidas y probadas en el modelo *DPC* que se ha implementado en *Simulink* a tal efecto.

4.5 Modelo de *DPC* implementado en *Simulink*

Se ha implementado un modelo de control de un rectificador activo basado en el método *DPC* de *Noguchi* [4] utilizando la herramienta *Simulink* de *MATLAB*, con el fin de estudiar su comportamiento y compararlo con el del procedimiento *VF-DPC*, como se verá en el epígrafe 6.

El esquema general del modelo es el que se muestra en la Fig. 11.

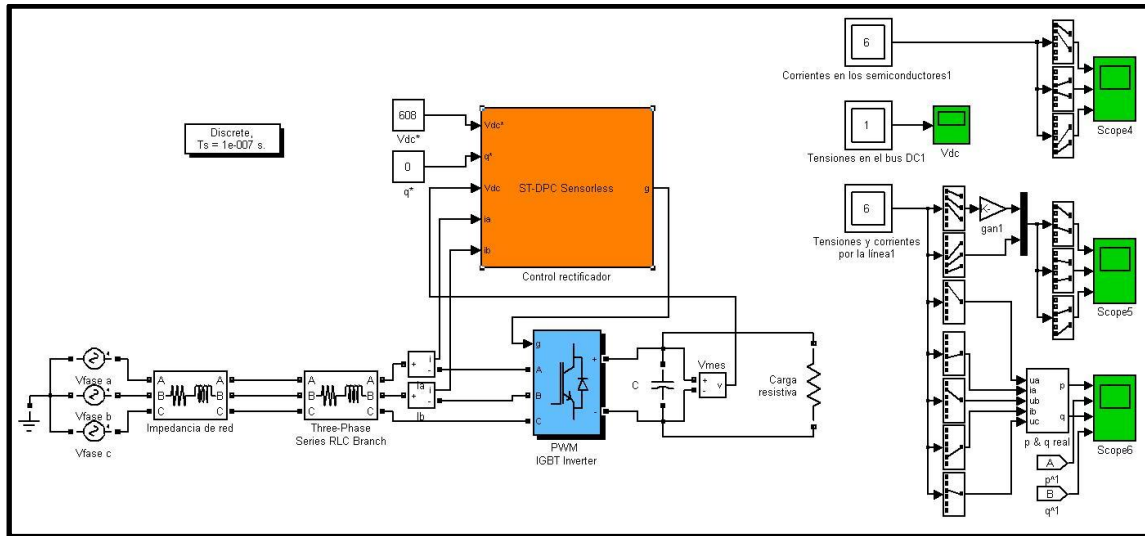


Fig. 11. Modelo de *DPC* clásico implementado en *Simulink*

En la Fig. 11 pueden observarse el sistema de alimentación trifásico, el modelo de la impedancia de la red, la reactancia de conexión entre la red y el convertidor, el rectificador activo, el bus de continua y la resistencia que se emplea como carga simplificada. Se puede ver también el bloque de control del rectificador activo, además de diversos elementos de medida y seguimiento de distintos parámetros. Los valores de los elementos que intervienen en el modelo vienen dados por:

- Tensión de red: $V_{Lef} = 200 \text{ V}$

- Impedancia de red: $R = 0,012 \text{ m}\Omega$, $L = 0,2 \text{ }\mu\text{H}$
- Reactancia de conexión del rectificador a la red: $R = 0,2 \text{ m}\Omega$, $L = 11 \text{ mH}$
- Condensador del filtro del bus de continua: $C = 4,7 \text{ mF}$
- Resistencia de carga: $R_{carga} = 100 \text{ }\Omega$
- Tensión del bus de continua de referencia: $v_{dc}^* = 608 \text{ V}$ (variable)
- Potencia reactiva instantánea de referencia: $q^* = 0 \text{ VAR}$ (variable)
- Bandas de histéresis: $H_p = \pm 80 \text{ W}$, $H_q = \pm 80 \text{ VAR}$

Dentro del bloque *Control Rectificador* representado en la Fig. 12, pueden observarse, a su vez, el bloque que estima p y q según las ecuaciones (29) y (30), el bloque que estima las tensiones de fase de acuerdo con la ecuación (20) o el bloque que determina el sector en que se encuentra, en cada momento, el vector espacial de tensiones de fase estimadas, según la expresión (25). También puede apreciarse la tabla de conmutación (*Switching Table*) encargada de determinar los distintos estados de los interruptores del rectificador, así como las entradas de aquella (sector del vector espacial de tensiones y salidas de los comparadores de histéresis).

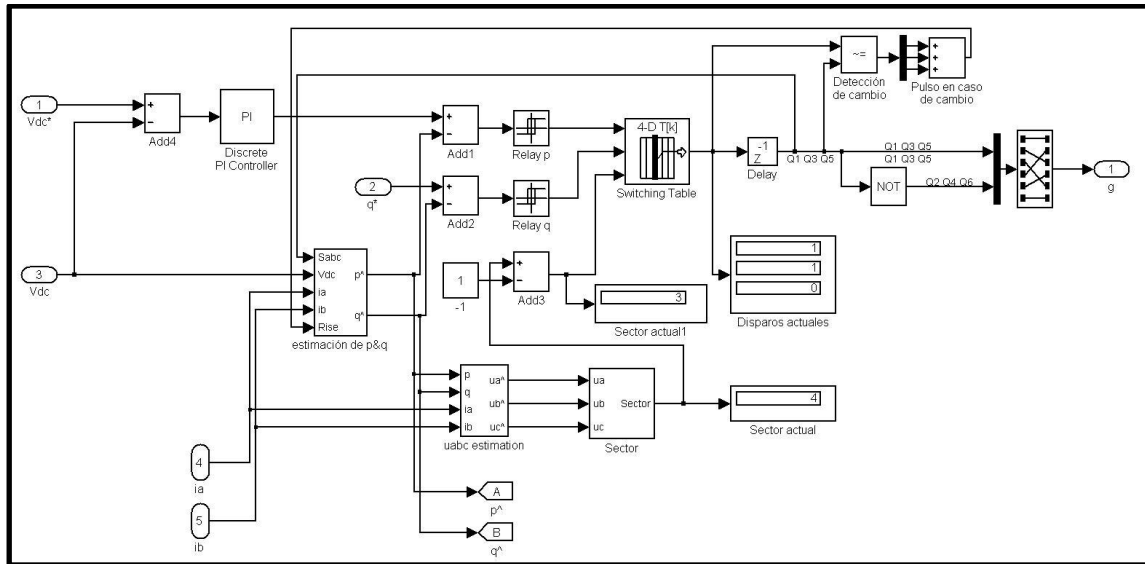


Fig. 12. Contenido del bloque de control del modelo de DPC implementado en *Simulink*

4.5.1 Resultados experimentales

Para comprobar el correcto funcionamiento del modelo, se han llevado a cabo medidas con las distintas tablas de conmutación señaladas en el epígrafe 4.4.3.

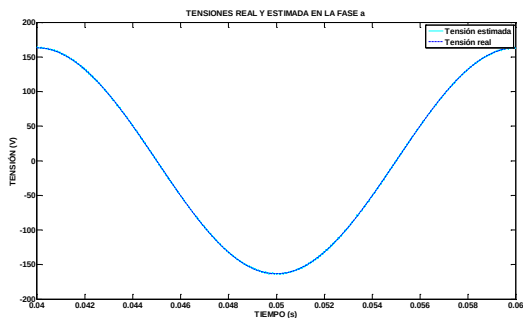


Fig. 13. Tensiones de fase real y estimada

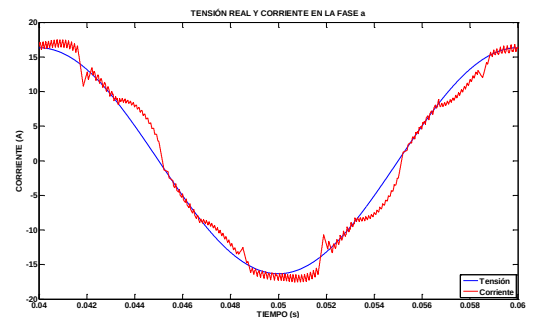


Fig. 14. Tensión de fase escalada y corriente por la fase

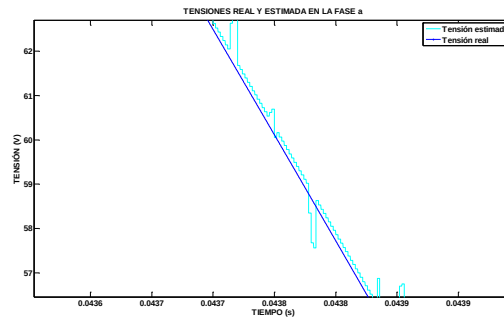


Fig. 15. Detalle comparativo entre las tensiones real y estimada de fase

En primer lugar, con un sistema trifásico de alimentación equilibrado y sin distorsión y la tabla original de *Noguchi* (TABLA IV), se presentan las gráficas Fig. 13, Fig. 14 y Fig. 15, correspondientes a las tensiones real y estimada de una fase superpuestas durante un período, así como un detalle de las mismas, y a la corriente que circula por dicha fase, superpuesta a la forma de onda de la tensión real correspondiente (esta última se ha escalado para facilitar la comparación).

En dichas gráficas, puede comprobarse que el modelo de tabla de conmutación propuesto por *Noguchi* (TABLA IV) estima las tensiones del sistema trifásico de alimentación de una manera razonablemente correcta. Sin embargo, la corriente por una de las fases no sigue a la tensión correspondiente de una forma adecuada, es decir, proporcional en todo momento, como cabría esperar ante una referencia de $q = 0$, es decir, con factor de potencia unitario. Además, dicha corriente posee un rizado considerable; en este sentido, se ha calculado el índice de distorsión armónica de esta forma de onda, obteniéndose un valor de $T.H.D. = 9,4 \%$.

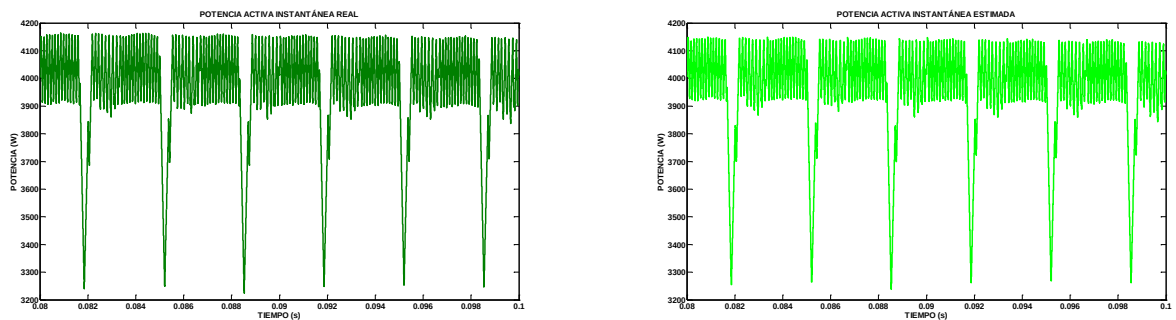


Fig. 16. Potencia activa instantánea real y estimada

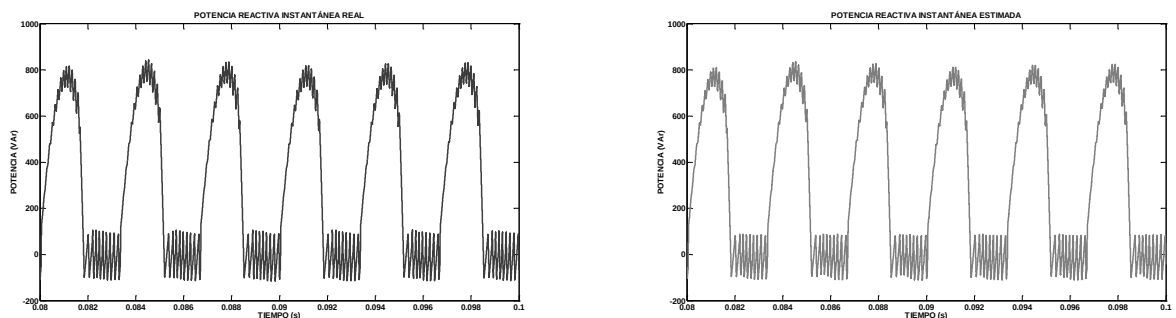


Fig. 17. Potencia reactiva instantánea real y estimada

En las figuras Fig. 16 y Fig. 17, se muestra el comportamiento de las potencias activa y reactiva instantáneas reales y estimadas, en régimen permanente, en las mismas condiciones que en el apartado anterior. Puede comprobarse que el método de *Noguchi* realiza estimaciones de las potencias activa y reactiva instantáneas prácticamente perfectas. Sin embargo, puede observarse que existen tramos en los que los valores de las potencias activa y reactiva sobrepasan, en gran medida, los márgenes establecidos por los controladores de histéresis. Esto es debido a que existen ciertos casos para algunos de los sectores de la tabla de conmutación en los que no se ha elegido de manera correcta el vector de estado de conmutación, de forma que la variación de potencias no tiene lugar en el sentido adecuado.

La Fig. 18 representa la evolución de la tensión en el bus de continua en régimen permanente, para las condiciones consideradas.

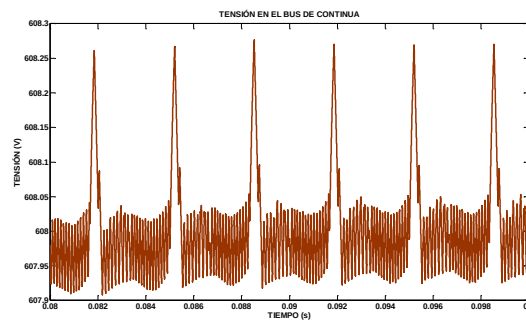


Fig. 18. Tensión en el bus de continua

Se puede comprobar, según la Fig. 18, que la tensión en el bus de continua alcanza finalmente el valor propuesto en la referencia, aunque existen, de nuevo, ciertos sectores en que su magnitud se dispara, lo cual es un indicio de un funcionamiento inadecuado.

El funcionamiento imperfecto del modelo, reflejado en todas las curvas comentadas, indica que la tabla de conmutación sugerida por *Noguchi* no es correcta. En efecto, basta con observar las columnas correspondientes a los sectores impares en la TABLA IV: en ellas se emplea un mismo vector para $S_p = 1$ y $S_p = 0$, casos en los que se deberían conseguir acciones opuestas con los vectores de las tensiones del convertidor. Esto sólo se podría lograr si esos vectores indujeran senoides que cortasen al cero, pero, aún así, el funcionamiento correcto no estaría garantizado durante todo el recorrido del vector de tensiones de alimentación por el sector correspondiente.

Los defectos que presenta la tabla de *Noguchi* no están presentes en la de *Baktash* (TABLA V), ni en la de *Bouafia* (TABLA VI) ni en la propuesta en el presente documento (TABLA VII). A continuación, se demuestra este hecho exponiendo las gráficas Fig. 19-Fig. 30 obtenidas en estos casos (se obvian las gráficas correspondientes a las magnitudes estimadas, pues ya se demostró con el modelo de *Noguchi* que el funcionamiento, en este sentido, es correcto):

- Modelo *DPC* utilizando la tabla de *Baktash*:

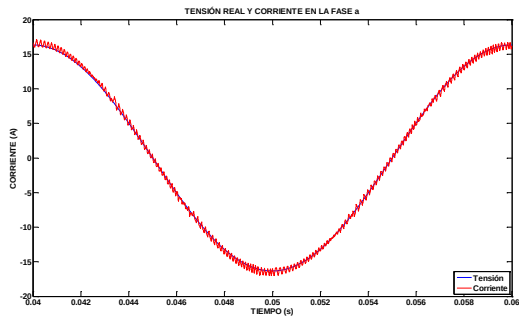


Fig. 19. Tensión real y corriente de fase ($T.H.D. = 2,7\%$)

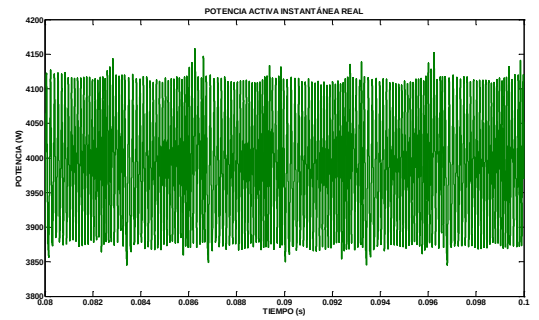


Fig. 20. Potencia activa instantánea real

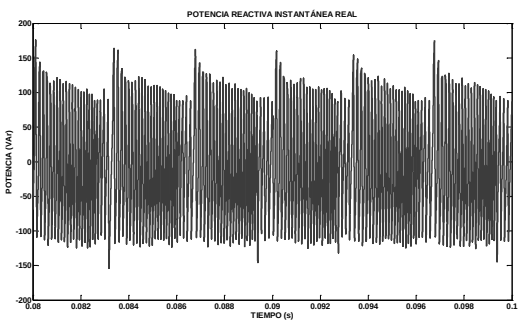


Fig. 21. Potencia reactiva instantánea real

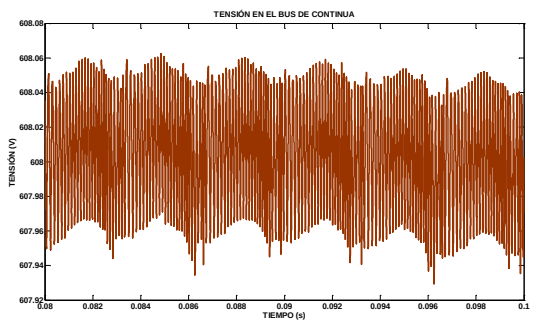


Fig. 22. Tensión en el bus de continua

- Modelo *DPC* utilizando la tabla de *Bouafía*:

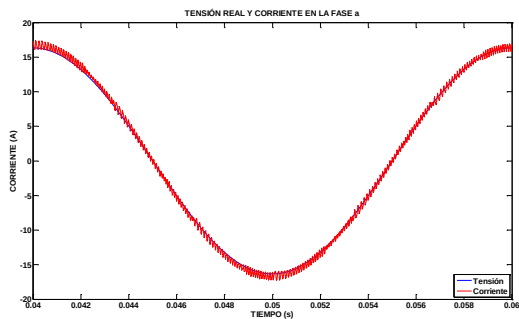


Fig. 23. Tensión real y corriente de fase ($T.H.D. = 2,9\%$)

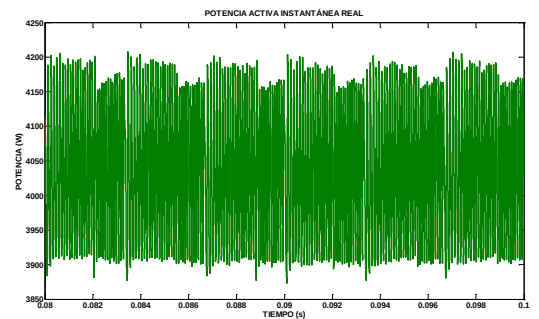


Fig. 24. Potencia activa instantánea real

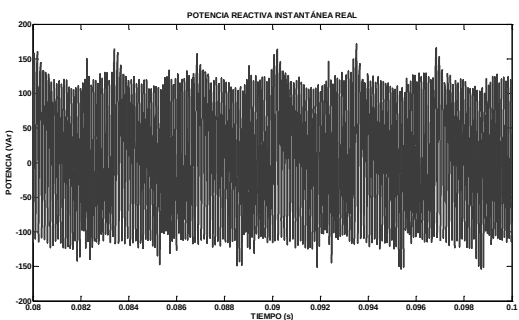


Fig. 25. Potencia reactiva instantánea real

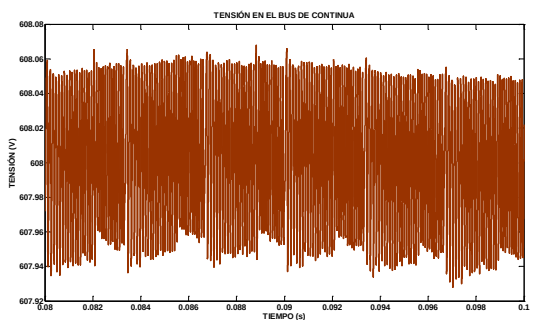


Fig. 26. Tensión en el bus de continua

- Modelo *DPC* utilizando la nueva tabla propuesta:

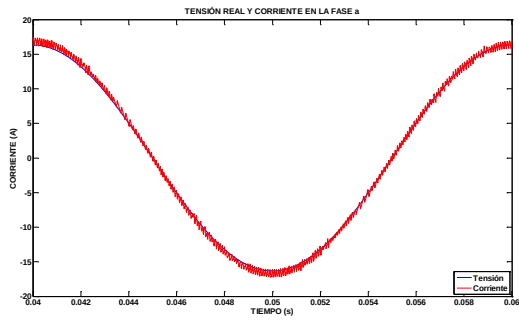


Fig. 27. Tensión real y corriente de fase ($T.H.D. = 2,7\%$)

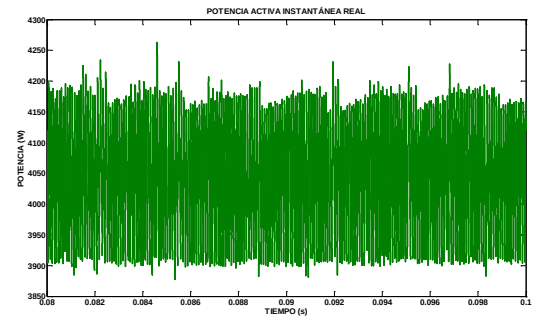


Fig. 28. Potencia activa instantánea real

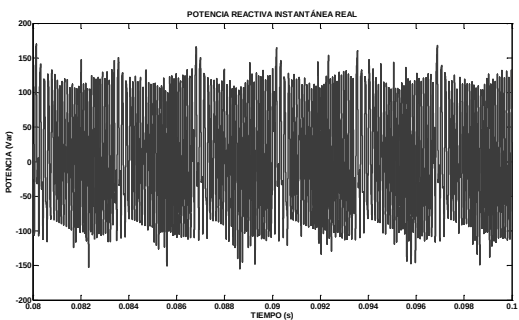


Fig. 29. Potencia reactiva instantánea real

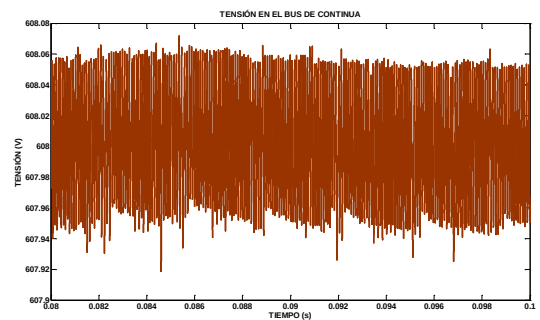


Fig. 30. Tensión en el bus de continua

Como se puede comprobar, el funcionamiento del modelo con estas tres tablas es bastante similar, y, además, subsana los defectos encontrados en el caso de la tabla empleada por *Noguchi*.

En el epígrafe 5 del presente Trabajo de Investigación se estudiará el método propuesto por *Malinowski et al.* (*VF-DPC*) [5], en el que se realiza una variación del modelo de *Noguchi* tomando como base el concepto de flujo virtual. Para comparar el funcionamiento del *DPC* con el *VF-DPC*, se utilizarán, en este último, las tablas propuestas por *Baktash* y *Bouafia*, dado su correcto funcionamiento, salvo en aquellos casos en los que se advierta expresamente lo contrario.

4.5.2 Optimización del modelo *DPC*

Si se analiza la tabla propuesta por *Baktash* (TABLA V), se puede comprobar que está diseñada con el objetivo de que los valores de las derivadas de las potencias activa y reactiva instantáneas sean los más reducidos dentro de los posibles, de manera que se minimice el número de conmutaciones al “rebotar” los valores de las potencias instantáneas un menor número de veces entre las bandas de histéresis durante un determinado tiempo. El problema de este planteamiento está en que la velocidad de respuesta del convertidor es menor ante cambios en las referencias de q y p ó v_{dc} . Como se comentó en el epígrafe 4.4.2.2, la tabla propuesta en el presente trabajo de investigación (TABLA VII) está modelada buscando el efecto contrario, es decir, los mayores cambios o derivadas en las potencias instantáneas en cada caso y, por tanto, una velocidad de respuesta superior, aunque a costa de una mayor frecuencia de conmutación. Para comprobar lo afirmado, se representa en las figuras Fig. 31 y Fig. 32 el efecto de un escalón de 2000 W en la referencia de potencia activa instantánea del

modelo, sobre la evolución de la propia potencia activa instantánea, para cada una de las dos tablas. Debe comentarse que, para realizar esta simulación, se adaptaron los modelos diseñados, de manera que la referencia de potencia activa instantánea demandada no se obtuviera a partir del bucle de control de la tensión del bus de continua, sino que pasara a ser, propiamente, la referencia del sistema, junto con la ya existente de la potencia reactiva instantánea.

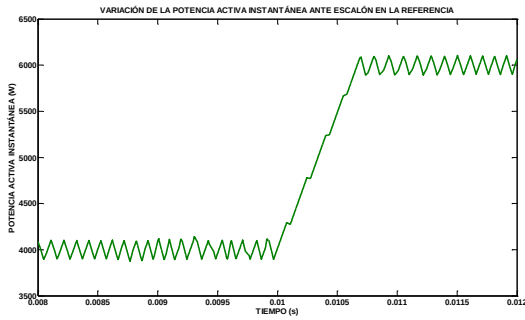


Fig. 31. Variación de la potencia activa instantánea ante escalón en el modelo de *Baktash*

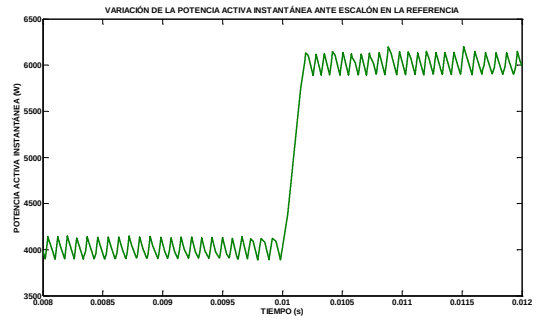


Fig. 32. Variación de la potencia activa instantánea ante escalón en el nuevo modelo propuesto

En las figuras Fig. 31 y Fig. 32 se pueden comprobar, a simple vista, las consideraciones comentadas acerca de la rapidez y la frecuencia de conmutación para ambos casos. Lo ideal sería encontrar un método que reuniese las ventajas que aportan las dos tablas. Para ello, se ha implementado un modelo combinado en el que se han añadido dos nuevas bandas de histéresis, de $\pm 150 W$ para la potencia activa instantánea y de $\pm 150 Var$ para la reactiva, de forma que si, en algún momento, el valor absoluto de la diferencia entre una de las potencias estimadas y su correspondiente referencia se encuentra fuera de los límites que marcan estas bandas (es decir, en esos casos se necesitaría un cambio brusco en sus valores para poder contrarrestar rápidamente esas diferencias relativamente grandes), se emplee la nueva tabla propuesta (TABLA VII); en caso contrario, se utiliza la tabla propuesta por *Baktash* (TABLA V). Según lo comentado, se ha realizado la misma prueba que en los casos anteriores, y se ha llegado al resultado que muestra la Fig. 33, donde se comprueba la rapidez de la respuesta del sistema ante el escalón de potencia activa instantánea y la frecuencia de conmutación relativamente baja durante el régimen permanente



Fig. 33. Variación de la potencia activa instantánea ante escalón en el modelo combinado

Para contrastar los resultados de forma cuantitativa, se ha realizado un recuento del número de conmutaciones realizadas durante un intervalo de tiempo de 10 ms que incluyese el escalón, y cuyo resumen se puede observar en la TABLA VIII.

TABLA VIII
NÚMERO DE CONMUTACIONES EN FUNCIÓN DE LA TABLA UTILIZADA

Tabla	Número de conmutaciones
<i>Baktash</i>	161
Nueva tabla propuesta	221
Modelo combinado	158

Por otra parte, el tiempo invertido en recuperar el régimen permanente tras el escalón se muestra en la TABLA IX.

TABLA IX
TIEMPO DE RECUPERACIÓN EN FUNCIÓN DE LA TABLA UTILIZADA

Tabla	Tiempo (ms)
<i>Baktash</i>	0,7
Nueva tabla propuesta	0,2
Modelo combinado	0,2

Si se observan las tablas TABLA VIII y TABLA IX, queda demostrado que el nuevo modelo combinado propuesto recoge las ventajas de los dos modelos tratados anteriormente por separado.

4.6 Limitaciones de funcionamiento del modelo *DPC* con base en la tabla de conmutación

4.6.1 Funcionamiento del modelo *DPC* en secuencia inversa

Se han realizado simulaciones del modelo *DPC* tomando como alimentación del rectificador activo un sistema trifásico equilibrado de tensiones en secuencia inversa, en las cuales se han empleado las tablas de conmutación de *Baktash* (TABLA V) y la nueva tabla propuesta (TABLA VII). A la vista de los resultados obtenidos, se puede deducir que el modelo, con ambas tablas de conmutación, realiza una estimación de tensiones y de potencias instantáneas correcta. Sin embargo, el adecuado funcionamiento en cuanto al carácter senoidal de las corrientes y a la unidad del factor de potencia únicamente se alcanza con la TABLA VII, como se puede ver en las figuras Fig. 34 y Fig. 35, donde se representa la corriente en una de las fases superpuesta a su correspondiente tensión (escalada); además, en el modelo que utiliza la TABLA V se sigue de manera correcta la referencia de potencia activa instantánea, pero no la de la reactiva.

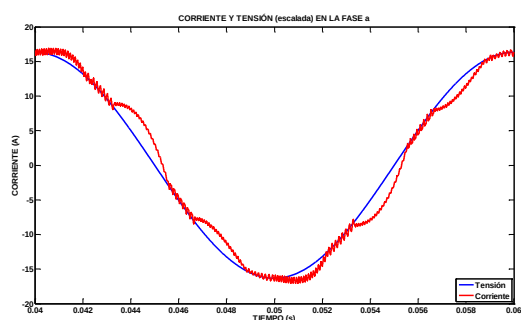


Fig. 34. Corriente y tensión (escalada) en la fase α según la tabla propuesta por *Baktash* (secuencia inversa)

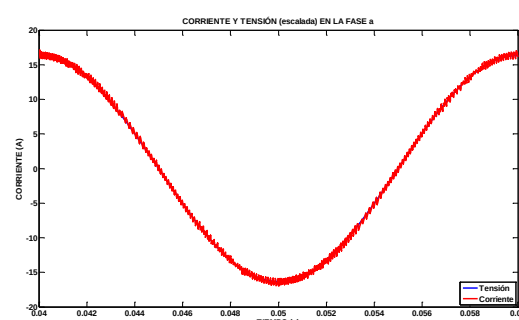


Fig. 35. Corriente y tensión (escalada) en la fase α según la tabla propuesta en el presente Trabajo de Investigación (secuencia inversa)

La explicación a este comportamiento se basa, entre otras cosas, en los vectores de estado de conmutación nulos que escoge *Baktash* y en los términos que se despreciaron en las ecuaciones (44) del epígrafe 4.4.2.3, las cuales reproducen las expresiones (48).

$$\begin{aligned}\frac{dp}{dt} &= v_d \frac{di_d}{dt} = v_d \left(\frac{1}{L} (v_d - v_{conv\ d}) + \omega i_q \right) \\ \frac{dq}{dt} &= -v_d \frac{di_q}{dt} = -v_d \left(\frac{1}{L} (-v_{conv\ q}) - \omega i_d \right)\end{aligned}\tag{48}$$

Tras despreciar los sumandos en los que intervienen los términos ωi_q y ωi_d , y con la consideración de que v_d es constante, se llegaba a las relaciones de proporcionalidad (49).

$$\begin{aligned}\frac{dp}{dt} &\propto \left(\sqrt{\frac{3}{2}} V_{m\acute{a}x} - v_{conv\ d} \right) \\ \frac{dq}{dt} &\propto (v_{conv\ q})\end{aligned}\tag{49}$$

Cuando se tiene un sistema de secuencia inversa, el vector espacial de tensiones de alimentación gira en sentido horario, como se dijo en el epígrafe 3.3; es decir, de manera inversa a como lo harían los ejes d - q , que se mueven en sentido antihorario, como se comentó en 3.3.1. Por ello, las ecuaciones (48) y (49) no serían válidas, ya que, entonces, v_d no podría coincidir con el eje d ni, en consecuencia, ser constante, ni, por la misma razón, v_q podría tener valor nulo.

Se podría conseguir que v_d coincidiese con el eje d y, por tanto, que el razonamiento seguido para un sistema de secuencia directa fuese aplicable también a uno de secuencia inversa, estableciendo que los ejes d - q giren en sentido horario mediante el artificio matemático de considerar la pulsación ω de signo negativo. Si, además, se tienen en cuenta los términos despreciados anteriormente, la ecuación (49) referida a la derivada de la potencia reactiva instantánea quedaría expresada según la fórmula (50).

$$\frac{dq}{dt} \propto (v_{conv\ q} - L\omega i_d)\tag{50}$$

Cuando en la tabla de *Baktash* (TABLA V) y en secuencia directa se utilizan los vectores nulos para la fila correspondiente a los casos $S_p = 1$ y $S_q = 1$, es decir, cuando se necesita aumentar las dos potencias instantáneas, se hace con base en el desprecio de los términos ωi_q y ωi_d , de forma que, si se analizan las ecuaciones (49), se consigue, efectivamente, el aumento de p , aunque a costa de mantener q en su valor (en realidad no es así, debido, precisamente, al efecto del término despreciado). Sin embargo, respecto a q , en secuencia inversa y teniendo en cuenta lo considerado en la ecuación (50), si se escogen los vectores nulos, se podría obtener el efecto contrario al deseado, es decir, que se redujera la potencia reactiva instantánea; esto ocurriría si el término que se despreciaba anteriormente es suficientemente grande y, por tanto, es capaz de hacer que la derivada resulte negativa. Ésta es la razón del mal funcionamiento del modelo con la tabla de *Baktash* (TABLA V); al mismo tiempo, se explica la idoneidad de la nueva tabla propuesta (TABLA VII) para el funcionamiento en secuencia inversa, pues no se utilizan los vectores nulos en ningún caso. Sin embargo, hay que tener en

cuenta que los términos ωi_q y ωi_d pueden tener influencia en los signos de las derivadas de las ecuaciones (48) aunque nunca se escojan los vectores nulos, y, por tanto, hacer que el funcionamiento del rectificador según el sistema de control diseñado no sea el esperado (de hecho, esto ocurre en alguno de los sectores para la TABLA VII, aunque de forma leve). Lógicamente, la influencia de los términos mencionados depende de la magnitud de las componentes i_q y i_d del vector espacial de corrientes de alimentación, y, por tanto, de la demanda de corriente que efectúe el elemento conectado al bus de continua del rectificador activo.

La solución a este problema pasa por utilizar la nueva tabla propuesta en el presente Trabajo de Investigación para sistemas de alimentación con ambos tipos de secuencia. Sin embargo, tal y como se apuntó en el epígrafe 4.5.2, al presentar la TABLA VII mayores valores de las derivadas de las potencias, la frecuencia de conmutación media que se obtiene es bastante mayor que la inducida por la de *Baktash*, con el consecuente incremento en el esfuerzo dinámico al que se ven sometidos los interruptores del convertidor. Por ello, se propone la posibilidad de diseñar un sistema de control en el que se detecte la secuencia del sistema de alimentación a partir de la evolución temporal del vector espacial de tensiones, de manera que, si la secuencia del sistema de alimentación es inversa, se intercambien dos de las fases, con el fin de poder utilizar la TABLA V de *Baktash* con ambos tipos de secuencia y aprovechar así la menor frecuencia media de conmutación que induce.

4.6.2 Funcionamiento del modelo DPC en modo inversor

Se han realizado simulaciones del modelo DPC clásico en las que se requiere que el convertidor trifásico funcione como un inversor, es decir, en las que la referencia de potencia activa instantánea se establece en un valor negativo, con el fin de comprobar el comportamiento del sistema de control diseñado. Para ello, al igual que se comentó en el epígrafe anterior, se han implementado en el modelo las tablas de *Baktash* (TABLA V) y la propuesta en el presente documento (TABLA VII).

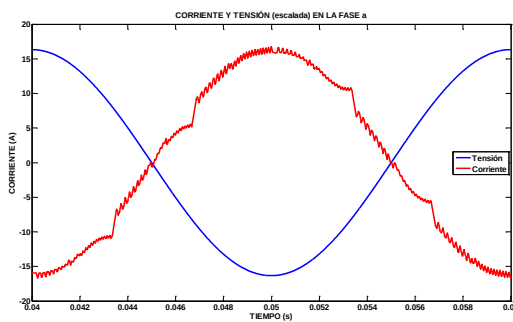


Fig. 36. Corriente y tensión (escalada) en la fase a según la tabla propuesta por *Baktash* (modo inversor)

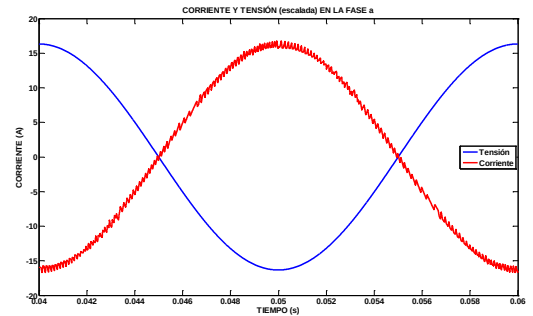


Fig. 37. Corriente y tensión (escalada) en la fase a según la tabla propuesta en el presente Trabajo de Investigación (modo inversor)

El modelo funciona razonablemente mejor con la TABLA VII, como se puede observar en las figuras Fig. 36 y Fig. 37, y la base de la explicación se encuentra, de nuevo, en las ecuaciones (48) y en los términos que desprecia *Baktash*. En el caso del funcionamiento del convertidor como rectificador, el ángulo que forman los vectores espaciales de tensiones y corrientes de alimentación siempre se encuentra comprendido entre -90° y $+90^\circ$, por lo que, si se hace

coincidir el vector espacial de tensiones con el eje d , el valor de la componente del vector de corrientes en dicho eje (i_d) será siempre positiva. Por el contrario, si el convertidor funciona como inversor, el ángulo citado variará entre $+90^\circ$ y $+270^\circ$, por lo que i_d será siempre negativa. Obviamente, esta componente de corriente no tiene influencia si en las ecuaciones (48) se desprecia el término ωi_d , y viceversa.

Tal y como se explicó en el epígrafe anterior, en la tabla de *Baktash* (TABLA V) se utilizan los vectores nulos para la fila correspondiente a los casos $S_p = 1$ y $S_q = 1$, es decir, cuando se necesita aumentar las dos potencias instantáneas, lo cual se efectúa con base en el desprecio de los términos ωi_q y ωi_d , y asimilando que el convertidor funcionará en modo rectificador. Así, la derivada de potencia activa instantánea será positiva, por lo que se consigue el aumento de p , aunque a costa de mantener q constante (en realidad no es así, debido, precisamente, al efecto del término despreciado). Sin embargo, respecto a q , en modo inversor y teniendo en cuenta lo considerado en la ecuación (50), si se escogen los vectores nulos, se podría obtener el efecto contrario al deseado, es decir, que disminuyera la potencia reactiva instantánea; esto ocurriría si el término que se despreciaba anteriormente fuera suficientemente grande y, por tanto, pudiera hacer que la derivada resultase negativa, al ser el valor de i_d también negativo. Ésta es la razón del mal funcionamiento del modelo con la tabla de *Baktash* (TABLA V); al mismo tiempo, se explica la mayor adecuación de la nueva tabla propuesta (TABLA VII) para el funcionamiento en modo inversor, pues no se utilizan los vectores nulos en ningún caso. Sin embargo, y tal y como se comentaba en el epígrafe anterior, hay que tener en cuenta que los términos ωi_q y ωi_d pueden tener influencia en los signos de las derivadas de las ecuaciones (48) aunque nunca se escojan los vectores nulos, y, por tanto, hacer que el funcionamiento del convertidor en modo inversor según el sistema de control diseñado no sea el esperado. Lógicamente, la influencia de los términos mencionados depende de la magnitud de las componentes i_q y i_d del vector espacial de corrientes de alimentación, y, por tanto, de la corriente que demande la red ante la presencia del elemento conectado al bus de continua del convertidor.

La solución a este problema pasa por utilizar la nueva tabla propuesta en el presente Trabajo de Investigación, tanto en el caso del funcionamiento como rectificador como en el caso del modo inversor. Sin embargo, tal y como se apuntó en el epígrafe 4.5.2, al ser mayores los valores de las derivadas de las potencias que induce la TABLA VII, la frecuencia de conmutación media que se obtiene es bastante mayor que la inducida por la de *Baktash*, con el consecuente incremento en el esfuerzo dinámico al que se ven sometidos los interruptores del convertidor. Por ello, se propone el diseño de un sistema de control en el que se detecte el modo de trabajo del convertidor, gracias al signo de la referencia de potencia activa instantánea; en el caso de trabajo como rectificador, se utilizaría la TABLA V de *Baktash*, en virtud de su menor frecuencia media de conmutación y, en el caso de funcionamiento como inversor, se emplearía la TABLA VII propuesta, debido a su diseño más adecuado.

Por otra parte, en el caso en que se tenga un sistema de alimentación de secuencia inversa y, al mismo tiempo, se pretenda que el convertidor funcione en modo inversor, se da la paradoja de que los efectos de ambas circunstancias se compensan, por lo que la TABLA V propuesta por *Baktash* hace que el modelo funcione de manera adecuada.

4.6.3 Influencia de la tensión del bus de continua en el modelo DPC

En el trabajo de *Bouafia* [34], no se realiza mención alguna acerca de los límites que deben imponerse al valor de la tensión en el bus de continua para que se pueda asegurar la controlabilidad de las potencias instantáneas. Esta circunstancia sí se trata en los artículos de *Ohnishi* [32] y *Baktash* [33] y en el trabajo de *Malinowski* [2]. A continuación, en vista de la falta de explicaciones al respecto, se razonará, en particular y según las teorías de *Bouafia*, el valor mínimo que debe tener la tensión en el bus de continua para que se garantice la controlabilidad de las potencias activa y reactiva instantáneas.

Para ello, se toma como punto de partida la Fig. 7, en la que se muestra el valor del cambio normalizado de potencia activa instantánea para cada sector y vector de estado de conmutación. Además, debe tenerse en cuenta la expresión de dicho cambio en las ecuaciones (38), que implica que el valor en el que se centran las senoides de la Fig. 8 viene dado por el valor $\frac{|v|}{v_{conv}}$, coincidente con el cambio normalizado invariante de p que inducen los vectores nulos de estado de conmutación. El límite hasta el que puede “subir” este valor en la Fig. 8 sin que se pierda la controlabilidad, en cualquier sector, será aquél que provoque que el punto de corte de los dos tramos de las dos senoides inferiores de dicho sector (destacado con un círculo, para el sector 1, en la Fig. 38) coincida con el cero. Así, aún se dispondrá del vector que induce la senoide más negativa (en la Fig. 38, el 1) para conseguir una reducción de la potencia activa instantánea; para el resto de senoides (vectores) del sector, se obtendría una potencia positiva.

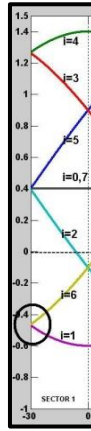


Fig. 38. Punto que limita el valor de la tensión del bus de continua para asegurar la controlabilidad de la potencia activa instantánea

Es fácilmente deducible, a partir de la Fig. 38, que el valor límite mencionado es el expresado en la ecuación (51).

$$\frac{|v|}{v_{conv}} \leq \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (51)$$

Por otro lado, de la TABLA III se deduce la igualdad (52).

$$|v_{conv}| = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \quad (52)$$

De las expresiones (45), (51) y (52) se infiere el valor mínimo que debería tener la tensión en el bus de continua para asegurar la controlabilidad de la potencia activa instantánea, el cual se muestra en la fórmula (53), donde v_{ef} es el valor eficaz de la tensión de fase de alimentación.

$$v_{dc} \geq \sqrt{6}v_{ef} \quad (53)$$

Este valor mínimo de v_{dc} es coincidente con aquél al que llegan *Ohnishi* [32] y *Baktash* [33] en sus teorías, y recogido por *Malinowski* en su trabajo [2]. Según este último, el límite obtenido para v_{dc} es válido, pero no comprende todas las posibles situaciones que se pueden presentar; además, apunta que el cálculo del valor mínimo real de tensión en el bus de continua es más complicado, además de resultar dependiente de los términos ωi_q y ωi_d , referidos en los epígrafes 4.6.1 y 4.6.2, y del valor de la inductancia de interconexión. Por otro lado, *Malinowski* desarrolla la deducción de este nuevo valor límite, llegando a un resultado muy similar al que también aporta *Ohnishi* en sus investigaciones [32].

En relación con todo esto, existe un detalle que no se ha tenido en cuenta en los estudios mencionados, y es la influencia del valor de la tensión del bus de continua en la posición de las senoides que representan el cambio en la potencia activa instantánea, según la Fig. 7 del razonamiento de *Bouafia*. Anteriormente, se ha calculado el valor mínimo que podría tener v_{dc} para que la potencia activa instantánea fuese controlable en cada sector, al disponer aún de un vector de estado de conmutación que induce una variación negativa de la potencia activa instantánea. Sin embargo, si la tensión en el bus de continua coincidiera, precisamente, con ese valor mínimo, la potencia reactiva instantánea no podría ser totalmente controlable, ya que solamente se dispondría de un vector en cada sector para disminuir p , que tendrá una influencia determinada en q (positiva o negativa), y, para poder garantizar la controlabilidad de q se necesitan, al menos, dos, y de efecto contrario en la potencia reactiva instantánea. Para que esto ocurra, el punto que debería coincidir con el 0 en un sector cualquiera tendría que ser el que se ve resaltado con un círculo en la Fig. 39 (de nuevo, particularizado para el sector 1). De esta manera, se dispondría de los tramos de senoide completos de dos vectores que causan un cambio negativo de potencia activa instantánea y, como se aprecia en la Fig. 8, efectos contrarios en la potencia reactiva instantánea.

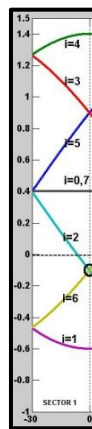


Fig. 39. Punto que limita el valor de la tensión del bus de continua para asegurar la controlabilidad de las dos potencias instantáneas

Es fácilmente deducible, a partir de la Fig. 39, que el nuevo valor límite que asegura la

controlabilidad de las dos potencias es el expresado en la ecuación (54).

$$\frac{|v|}{v_{conv}} \leq \sin 30^\circ = \frac{1}{2} \quad (54)$$

De las expresiones (45), (54) y (52) se deduce el nuevo valor mínimo que debería tener la tensión en el bus de continua para asegurar la controlabilidad de las dos potencias instantáneas, el cual se muestra en la fórmula (55).

$$v_{dc} \geq 3\sqrt{2}v_{ef} \quad (55)$$

Tomando como base el razonamiento anterior, y la tabla de *Baktash* (TABLA V), se han realizado simulaciones en las que la referencia de tensión del bus de continua se ha establecido en un valor situado entre los dos valores mínimos de tensión obtenidos a partir de los parámetros específicos del modelo de *DPC* implementado, y que se reflejan en la TABLA X.

TABLA X
VALORES MÍNIMOS DE LA TENSIÓN EN EL BUS DE CONTINUA

$v_{dc\min1}$	282,84 V
$v_{dc\min2}$	489,89 V

En la Fig. 40, se observa un detalle de la evolución de la potencia activa instantánea al tomar como referencia de tensión del bus de continua un valor de 325 V. Puede comprobarse que existen instantes (destacados con un círculo) en que la potencia activa instantánea debe disminuir, y, sin embargo, experimenta un ligero aumento antes de conseguirlo. Estas situaciones, que no ocurrirían en las pruebas realizadas comentadas en el epígrafe 4.5.1 con una referencia de voltaje superior a $v_{dc\min2}$, corresponden a sectores de la tabla de conmutación en que se escoge, para disminuir p , un vector de estado de conmutación cuyo tramo de senoide asociado en dicho sector no es enteramente negativo, debido al cambio de referencia de tensión. Éste sería el caso del vector *V6* en el sector 1, reflejado en la Fig. 39.

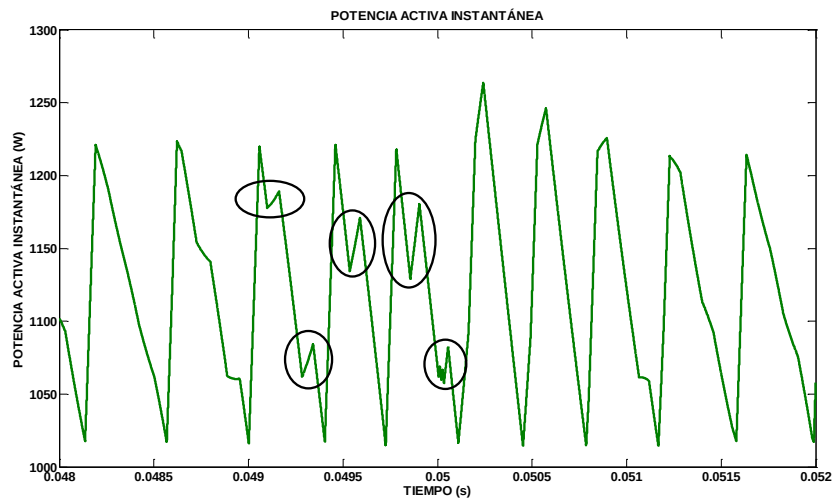


Fig. 40. Evolución de la potencia activa instantánea ante un valor no adecuado de referencia de tensión en el bus de continua

Según lo expuesto anteriormente, queda demostrado que el valor mínimo de tensión que debe existir en el bus de continua para lograr la controlabilidad completa de ambas potencias instantáneas ha de ser mayor que el valor expresado en la ecuación (55).

Existe otro factor que puede hacer que el valor mínimo del voltaje del bus de continua sea mayor aún, y es, como se ha comentado en este mismo epígrafe, la magnitud de la corriente por las fases, que incide directamente en el valor de la componente i_q del vector espacial de corrientes y, por tanto, en el término ωi_q de la ecuación (44). Si dicho término es relativamente grande, y positivo, como ocurre en el caso de que el rectificador funcione en modo capacitivo (el vector espacial de corrientes adelanta al de tensiones), será necesario que el valor máximo de $v_{conv\ d}$ sea mayor, para poder disponer de vectores en cada sector que induzcan derivadas negativas de p que, a su vez, provoquen la disminución de esta magnitud.

Como se deduce de la TABLA III, el valor máximo de $v_{conv\ d}$ viene dado por $\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}$, por lo que se comprueba que, efectivamente, la tensión mínima que debe tener el bus de continua para asegurar la controlabilidad de ambas potencias instantáneas se incrementa al cobrar importancia el término ωi_q . Para demostrar esta teoría, se han realizado dos simulaciones con el modelo *DPC* y la tabla de *Baktash*. En la primera de ellas, se ha tomado como referencia de voltaje en el bus de continua una tensión de 433 V (no adecuada, como se deduce de la TABLA X), y, como consigna de potencia reactiva instantánea, un valor nulo. El funcionamiento, según lo comentado anteriormente y como se puede observar en la Fig. 41, no es totalmente correcto. En la segunda simulación, se ha mantenido la consigna de tensión del bus y se ha escogido como referencia para q un valor de $-2000\ Var$; según lo razonado anteriormente, el funcionamiento capacitivo del rectificador exige un valor mínimo de la tensión en el bus de continua mayor que en la prueba anterior, por lo que el comportamiento del sistema, como se aprecia en la Fig. 42, es menos adecuado.

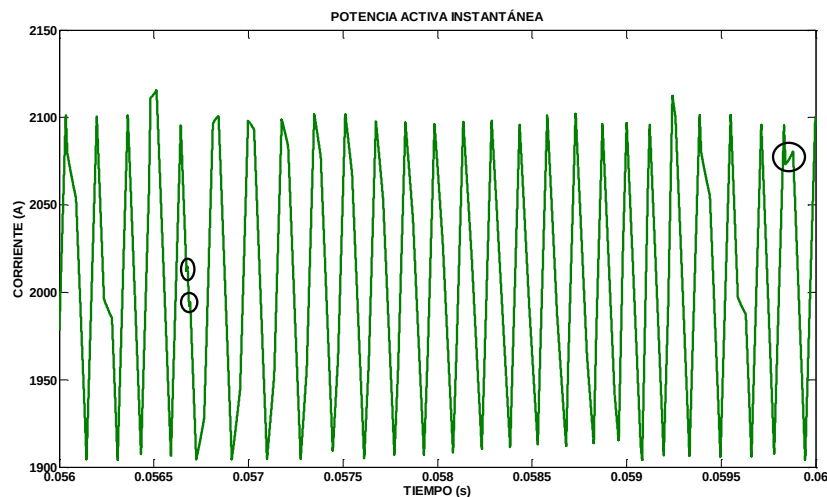


Fig. 41. Evolución de la potencia activa instantánea durante el funcionamiento inadecuado del rectificador con factor de potencia unitario

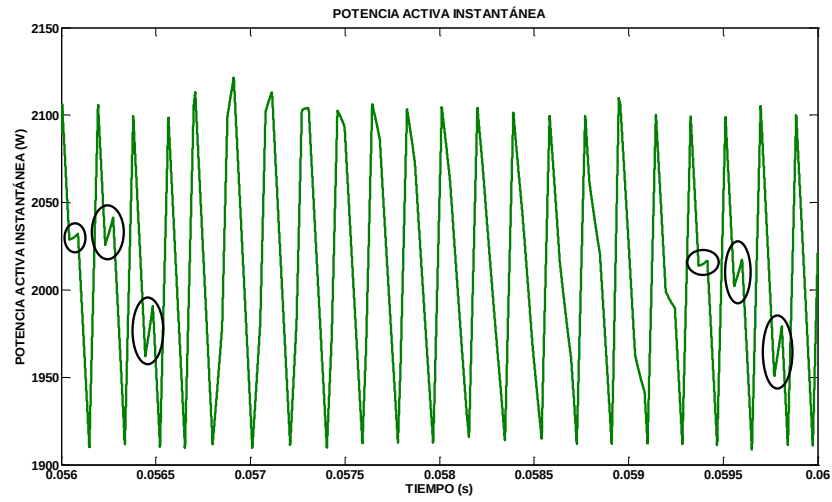


Fig. 42. Evolución de la potencia activa instantánea durante el funcionamiento inadecuado del rectificador en modo capacitivo

5 Control Directo de Potencia basado en Flujo Virtual (VF-DPC)

5.1 Introducción

El control directo de potencia basado en flujo virtual (VF-DPC) [2],[5] es un método de control de rectificadores activos trifásicos en el que no se necesitan medidas de las tensiones de alimentación, al igual que ocurre en el método clásico DPC (epígrafe 4.1), con lo que se hacen innecesarios los sensores que medirían estas magnitudes. En este caso, la estimación de potencias instantáneas se realiza gracias a la dualidad existente con los motores de inducción alimentados a través de un inversor, donde se emplea una señal virtual de estimación del flujo magnético en el sistema de control.

Este método comparte las ventajas que posee el método DPC frente a los procedimientos tradicionales con realimentación de corrientes [5]:

- Algoritmos de control más sencillos.
- Ausencia de bucles de corriente.
- No se requieren las transformaciones a coordenadas rotatorias ni los bloques *PI* característicos de los métodos de control tradicionales basados en el control de las corrientes.
- No se necesitan bloques separados de modulación de tensiones *PWM*.
- Mejor comportamiento dinámico.
- No es necesaria una descomposición del control en elementos activos y reactivos.

Además, la utilización de la señal de flujo virtual para la estimación de potencias da lugar a una serie de ventajas que este método posee frente al DPC clásico según [2],[5]:

- Frecuencia de muestreo necesaria menor, ya que la presencia de las derivadas de las corrientes en las estimaciones de p y q en el método DPC (ecuaciones (29) y (30)) exige que no haya cambios excesivamente pronunciados en aquéllas.
- Algoritmos de estimación de potencias y tensiones más sencillos.
- Buen comportamiento ante sistemas de alimentación distorsionados.
- Menor sensibilidad a los errores en la fijación de parámetros.
- Gracias al filtro pasa-bajos natural que representa el integrador que se necesita en el algoritmo de cálculo del flujo, la estimación de las potencias instantáneas es mucho menos sensible al ruido.
- No es necesaria la derivación de las corrientes de las distintas fases.

Por otra parte, se apuntan una serie de desventajas que este método posee frente a los métodos tradicionales de control de corrientes [2],[8],[10]:

- Frecuencia de conmutación variable.
- Se necesita una elevada frecuencia de muestreo.
- Se requieren microprocesadores y convertidores *A/D* de gran rapidez.

5.1.1 Fundamento del VF-DPC

El método VF-DPC toma como base la siguiente suposición [2]: la tensión impuesta por el

sistema trifásico de alimentación, en combinación con las bobinas del lado de alterna, son magnitudes que se asumen relativas a un motor virtual AC, como se puede observar en la figura Fig. 43.

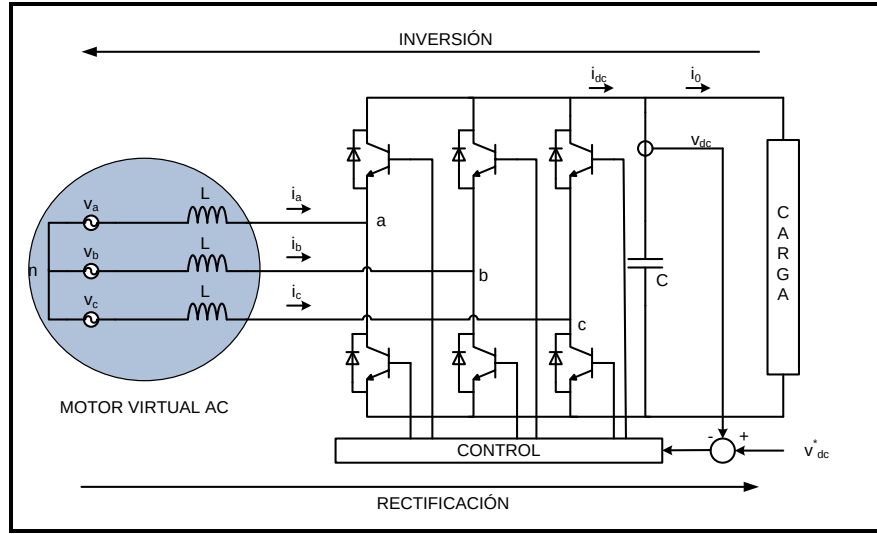


Fig. 43. Fundamento del método de control VF-DPC

Así, la bobina de cada fase representaría la inductancia de dispersión del estátor del motor virtual, y las tensiones de línea de la alimentación trifásica serían inducidas por un supuesto flujo magnético virtual. Es decir, la integración del vector espacial de tensiones de alimentación en los ejes $\alpha\beta$ daría lugar al vector espacial de flujo virtual en la misma referencia, como muestra la ecuación (56).

$$\underline{\psi} = \int \underline{v} dt \quad (56)$$

5.2 Diagrama de bloques básico del modelo VF-DPC

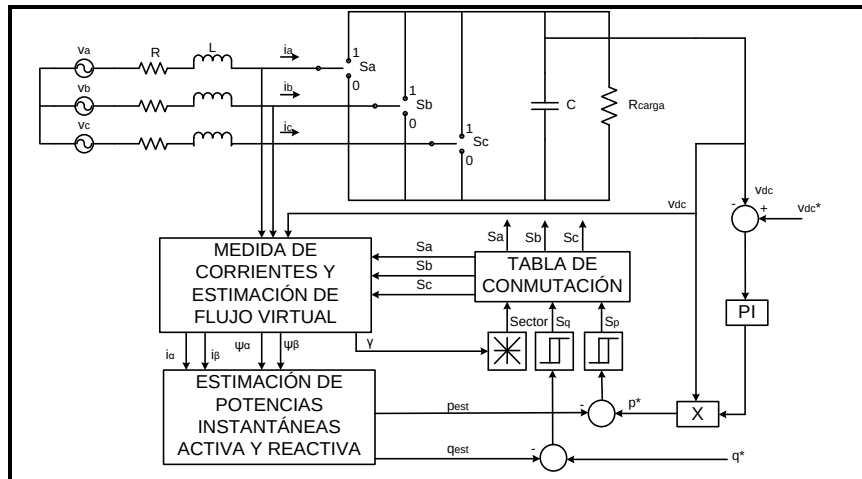


Fig. 44. Diagrama de bloques básico del control VF-DPC

En la Fig. 44 puede observarse el diagrama de bloques básico del método VF-DPC, donde, además de los parámetros que aparecen, y que coinciden con los del esquema básico del DPC visto en el epígrafe 4.2, intervienen:

- i_α e i_β , componentes del vector espacial de corrientes de alimentación en los ejes $\alpha\beta$.
- ψ_α y ψ_β , componentes del vector espacial de flujo virtual en los ejes $\alpha\beta$.
- γ , ángulo de fase del vector espacial de flujo virtual dentro del marco de referencia formado por los ejes $\alpha\beta$.

Según la ecuación (56), la disposición de los vectores espaciales de tensiones de alimentación y de flujo virtual es tal que éstos se encuentran desfasados 90° en el plano $\alpha\beta$, como muestra la Fig. 45.

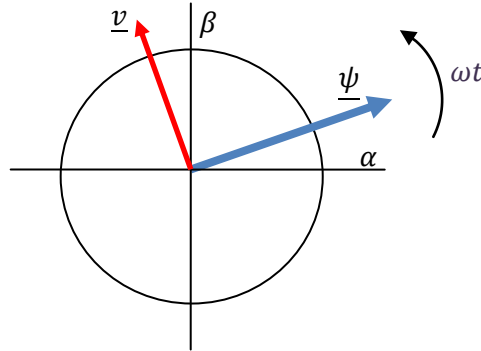


Fig. 45. Relación geométrica entre los vectores espaciales de tensión y flujo virtual

Si una de las entradas a la tabla de conmutación ha de ser la posición angular del vector espacial de flujo virtual, tal y como se observa en el diagrama de bloques del VF-DPC, y se pretende que las tablas de conmutación empleadas en el método clásico DPC sean válidas en el nuevo modelo, la relación anterior entre los vectores de tensión y de flujo sugiere que la división del plano $\alpha\beta$ en los 12 sectores se realice a través de la transformación de la Fig. 46.

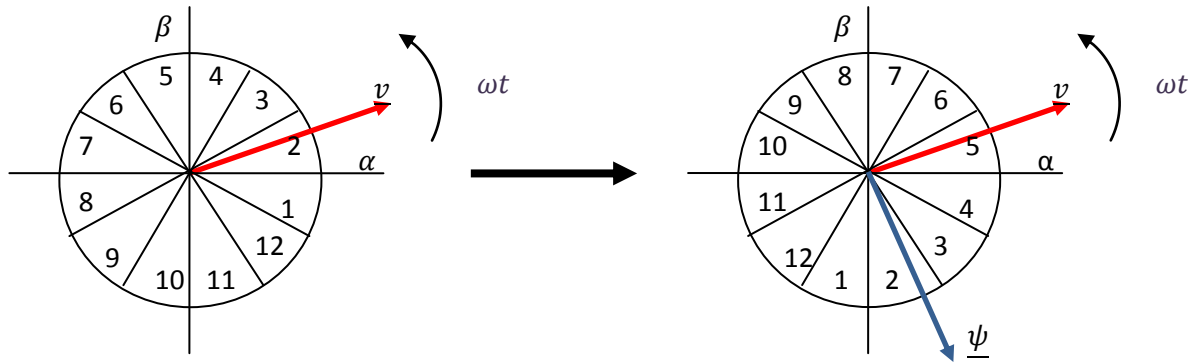


Fig. 46. Nueva división del plano $\alpha\beta$ en 12 sectores

Por otro lado, como se puede observar en la Fig. 44, el esquema del VF-DPC es muy similar al del método DPC clásico que se vio en la Fig. 4. La diferencia más notable es la forma en que se estiman las potencias activa y reactiva instantáneas, a partir de la nueva magnitud llamada flujo virtual, y que se verá en el epígrafe 5.3. La otra distinción destacable es la del cálculo del sector en que se encuentra, en cada momento, el vector espacial de flujo virtual, pero, como se ha comentado, la adaptación del DPC clásico a este nuevo funcionamiento se reduce a los cambios de sectores indicados en este epígrafe.

Por otra parte, del mismo modo que ocurría en el epígrafe 4.2 con el vector espacial de

tensiones de alimentación, podría ser necesaria la presencia de un *Phase Locked Loop (PLL)* en cascada con el bloque que calcula el sector donde se halla el vector espacial de flujo, con el fin de eliminar los errores que inducirían las perturbaciones de las tensiones de red en la posición de aquél. Sin embargo, según *Malinowski et al.* [10], el carácter natural de filtro pasa-bajos de la integración que supone el cálculo del flujo hace que la estimación de la posición del vector de flujo sea menos sensible a estas perturbaciones, por lo que no es necesaria la inclusión de un *PLL* en este tipo de modelo.

5.3 Estimación de las potencias instantáneas

Las ecuaciones por las que se rige el *VF-DPC* parten del propio concepto de flujo virtual, y son las que muestran las expresiones (57)-(59).

$$\underline{\psi} = \int \underline{v} dt = \begin{pmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \int v_\alpha dt \\ \int v_\beta dt \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \int (v_{conv\alpha} + L \frac{di_\alpha}{dt}) dt \\ \int (v_{conv\beta} + L \frac{di_\beta}{dt}) dt \end{pmatrix} \quad (57)$$

$$\underline{v}_{conv} = \begin{pmatrix} v_{conv\alpha} \\ v_{conv\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} v_{dc} (S_b - S_c) \end{pmatrix} \quad (58)$$

$$\underline{i} = \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} \quad (59)$$

Por otra parte, en las expresiones (31) se vio que la ecuación que caracteriza el vector espacial de tensiones de alimentación puede venir dada por la fórmula (60).

$$\underline{v} = R \underline{i} + L \frac{d\underline{i}}{dt} + \underline{v}_{conv} \approx L \frac{d\underline{i}}{dt} + \underline{v}_{conv} \quad (60)$$

Por otro lado, a partir de las ecuaciones (57) se puede obtener otra expresión del vector espacial de tensiones de alimentación, mostrada en la ecuación (61), donde las magnitudes subrayadas representan vectores espaciales, y las que no lo están, sus módulos.

$$\underline{v} = \frac{d\underline{\psi}}{dt} = \frac{d(\psi e^{j\omega t})}{dt} = \frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \psi e^{j\omega t} = \frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \underline{\psi} \quad (61)$$

Además, ya se vio en el epígrafe 3.5 que las expresiones de las potencias activa y reactiva instantáneas pueden venir dadas por las expresiones (62).

$$\begin{aligned} p &= Re\{\underline{v} \cdot \underline{i}^*\} \\ q &= Im\{\underline{v} \cdot \underline{i}^*\} \end{aligned} \quad (62)$$

Combinando las ecuaciones (61) y (62), se tienen las expresiones (63).

$$\begin{aligned} p &= \frac{d\psi}{dt} \Big|_\alpha i_\alpha + \frac{d\psi}{dt} \Big|_\beta i_\beta + \omega(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \\ q &= -\frac{d\psi}{dt} \Big|_\alpha i_\beta + \frac{d\psi}{dt} \Big|_\beta i_\alpha + \omega(\psi_\alpha i_\alpha + \psi_\beta i_\beta) \end{aligned} \quad (63)$$

En el caso de un sistema de alimentación trifásico de tensiones senoidales equilibradas, las derivadas de flujo que aparecen en las ecuaciones (63) son nulas, por lo que se pueden conseguir unas expresiones más simplificadas de p y q , tal como se puede observar en las ecuaciones (64).

$$\begin{aligned} p &= \omega(\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \\ q &= \omega(\psi_{\alpha} i_{\alpha} + \psi_{\beta} i_{\beta}) \end{aligned} \quad (64)$$

A partir de estas ecuaciones, se ha implementado en *Simulink* un modelo de *VF-DPC*, siguiendo las directrices de *Malinowski et al.* [5], que se verá en el epígrafe 5.4. Estos autores proponen como tabla de conmutación para el caso en que se utilicen 12 sectores la TABLA XI.

TABLA XI
TABLA DE CONMUTACIÓN PROPUESTA POR MALINOWSKI ET AL.

S_p	S_q	Sector A	Sector B
1	0	V_B	V_7
	1	V_0	V_7
0	0	V_B	
	1	V_A	
$V_A = V_1(100), V_2(110), V_3(010), V_4(011), V_5(001), V_6(101)$ $V_B = V_6(101), V_1(100), V_2(110), V_3(010), V_4(011), V_5(001)$ $V_0 = V_0(000), V_7(111)$			

A pesar de que la nomenclatura de la tabla es distinta, su contenido es idéntico al de la tabla de *Noguchi* (TABLA IV). El criterio es el siguiente:

- El espacio existente entre dos vectores de conmutación adyacentes del plano $\alpha\beta$ incluye dos sectores.
- De esos dos sectores, el A es el correspondiente al número más alto (más adelantado en sentido antihorario), y el B, al más bajo (más retrasado, también en sentido antihorario).
- De la misma manera, el vector de conmutación de número más alto (más adelantado) de los dos que limitan los dos sectores es el vector V_A , y el de número más bajo (más retrasado), el V_B .

Si se siguen estas normas y la tabla anterior, se llega al mismo modelo que empleó *Noguchi* en sus trabajos. La razón de escoger únicamente los vectores que limitan los distintos sectores (aparte de los vectores nulos) se basa en el hecho de que estos vectores proporcionan rizados de corriente y de potencias instantáneas menores [2].

5.4 Modelo de *VF-DPC* implementado en *Simulink*

Se ha implementado un modelo de control de un rectificador activo basado en el método *VF-DPC* de *Malinowski et al.* [5] utilizando la herramienta *Simulink* de *MATLAB*, con el fin de estudiar su comportamiento y compararlo con el del procedimiento *DPC clásico*.

El esquema general del modelo se muestra en la Fig. 47, donde pueden observarse el sistema

de alimentación trifásico, el modelo de la impedancia de la red, la reactancia de conexión entre la red y el convertidor, el rectificador activo, el bus de continua y la resistencia que se emplea como carga simplificada. Se puede ver también el bloque de control del rectificador activo, además de diversos elementos de medida y seguimiento de distintos parámetros. Los valores de los elementos eléctricos que intervienen en el modelo coinciden con los empleados en las simulaciones del modelo *DPC*, y pueden consultarse en el epígrafe 4.5.

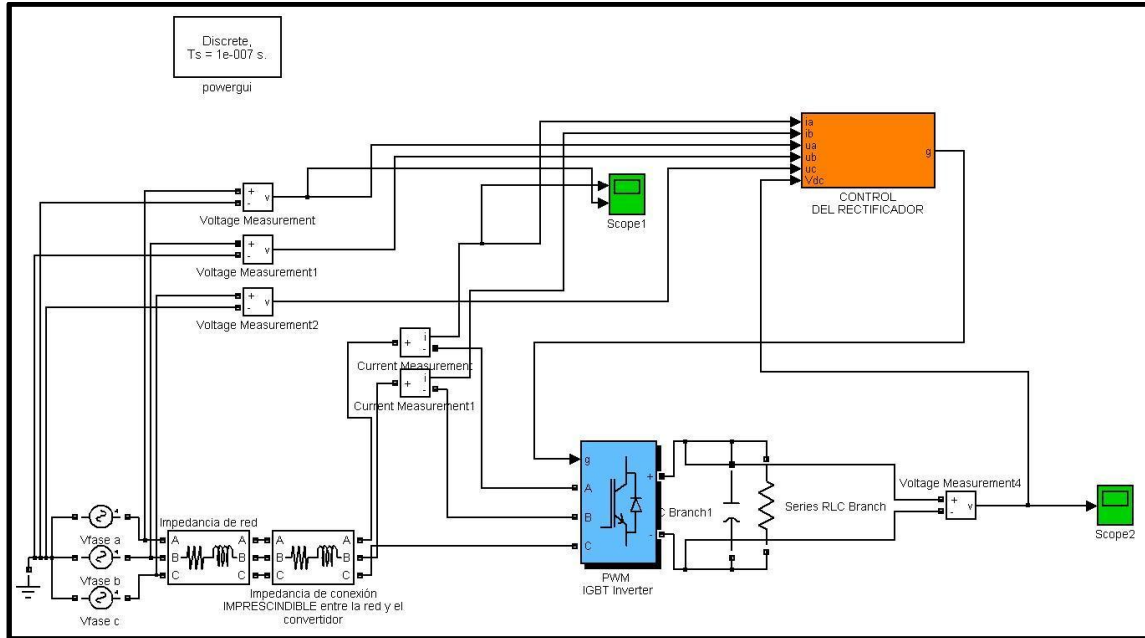


Fig. 47. Modelo de VF-DPC implementado en *Simulink*

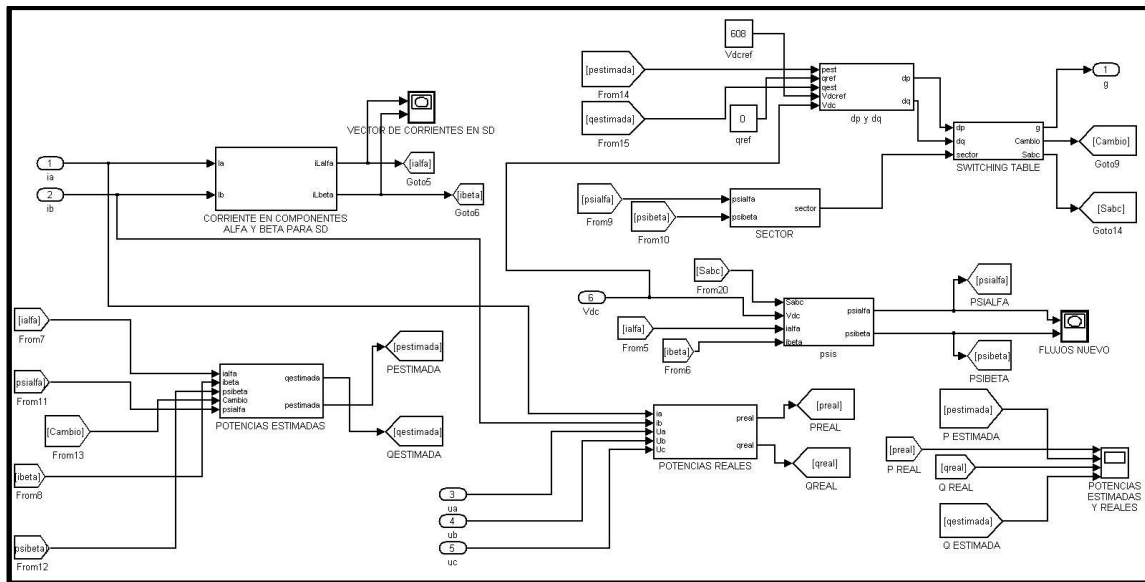


Fig. 48. Contenido del bloque de control del modelo de VF-DPC implementado en *Simulink*

Dentro del bloque *CONTROL DEL RECTIFICADOR*, representado en la Fig. 48, pueden verse, a su vez, el bloque que estima p y q según las ecuaciones (64), el que estima las componentes del vector de flujo mediante las ecuaciones (57) o el que halla el sector en que está dicho vector, en cada momento, según el epígrafe 5.2. También se aprecia la tabla de conmutación (*Switching Table*) que determinan los estados de los interruptores del rectificador, así como sus

entradas (sector del vector de flujo y salidas de los comparadores de histéresis).

5.4.1 Resultados experimentales

Las gráficas Fig. 49-Fig. 60 representan las mismas magnitudes que se estudiaron en el epígrafe 4.5.1 para el método *DPC*, obtenidas empleando las tablas de conmutación propuestas por *Baktash* (TABLA V) y *Bouafia* (TABLA VI), con el fin de comprobar el correcto comportamiento del sistema. No se ha experimentado con la tabla de *Noguchi* (TABLA IV), pues ya se demostró en el estudio del *DPC clásico* que su diseño no es el más adecuado, ni con la TABLA VII que se propuso en el epígrafe 33, por ser prácticamente idéntica a la de *Bouafia*.

- Modelo *VF-DPC* utilizando la tabla de *Baktash*:

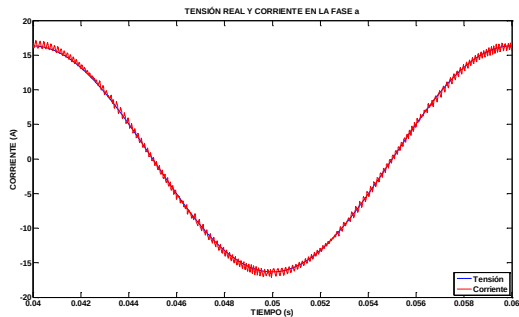


Fig. 49. Tensión real y corriente de fase ($T.H.D. = 2,6\%$)

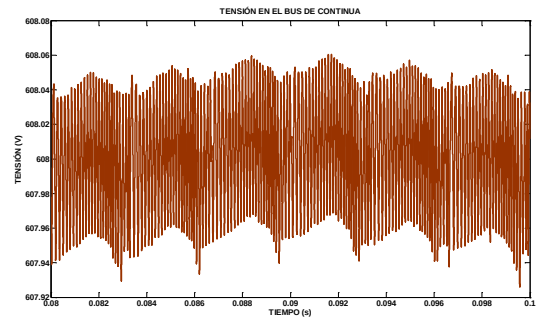


Fig. 50. Tensión en el bus de continua

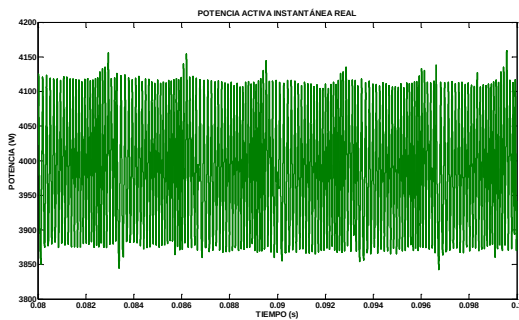


Fig. 51. Potencia activa instantánea real

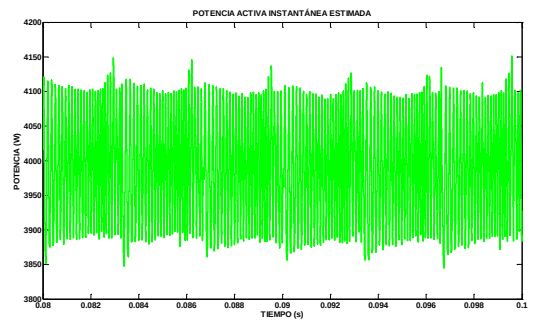


Fig. 52. Potencia activa instantánea estimada

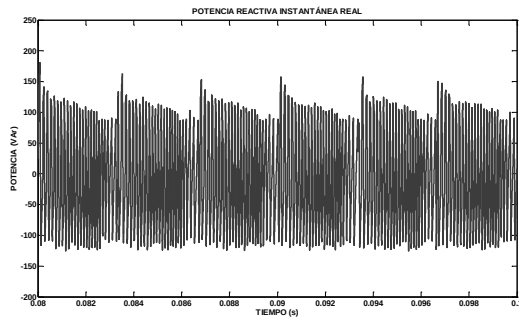


Fig. 53. Potencia reactiva instantánea real

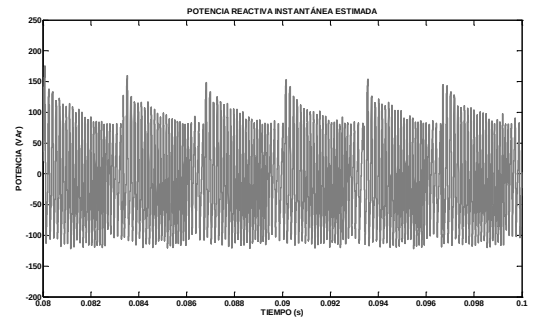


Fig. 54. Potencia reactiva instantánea estimada

- Modelo VF-DPC utilizando la tabla de *Bouafia*:

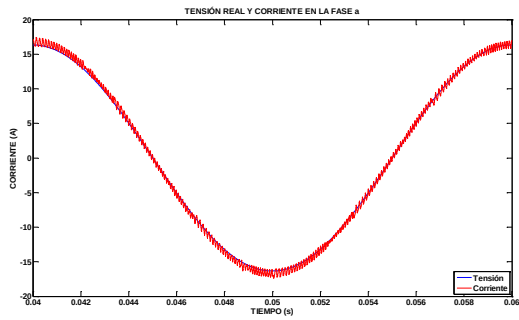


Fig. 55. Tensión real y corriente de fase ($T.H.D. = 2,9\%$)

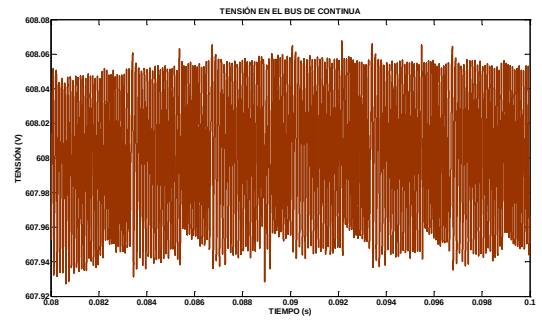


Fig. 56. Tensión en el bus de continua

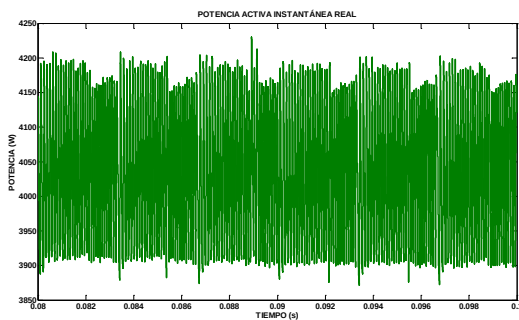


Fig. 57. Potencia activa instantánea real

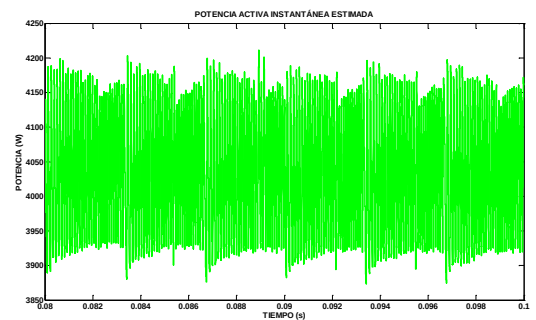


Fig. 58. Potencia activa instantánea estimada

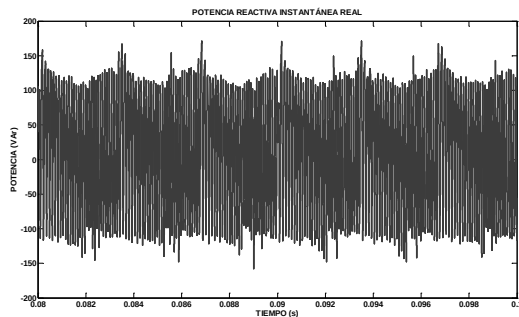


Fig. 59. Potencia reactiva instantánea real

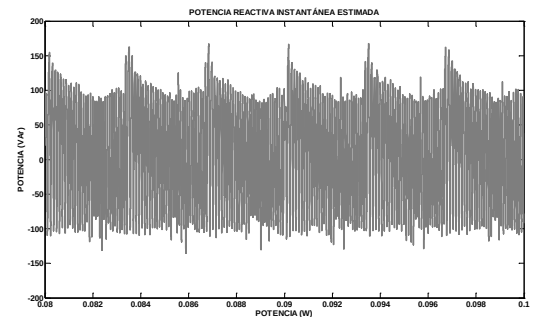


Fig. 60. Potencia reactiva instantánea estimada

Como se puede comprobar en las gráficas Fig. 49-Fig. 60, el funcionamiento del modelo implementado es correcto. De aquí en adelante, salvo que se diga lo contrario, para las pruebas realizadas y las comparaciones con el modelo *DPC clásico*, se utilizará la tabla propuesta por *Baktash*.

Por otra parte, las figuras Fig. 61 y Fig. 62 muestran el recorrido que sigue el extremo de los vectores espaciales de tensiones de alimentación y de flujo virtual durante el funcionamiento de la simulación anterior. Como se puede observar, y tal como se señaló en el epígrafe 5.2, el vector espacial de flujo virtual está retrasado 90° respecto al de tensiones de alimentación (el sentido de giro de ambos vectores es antihorario).

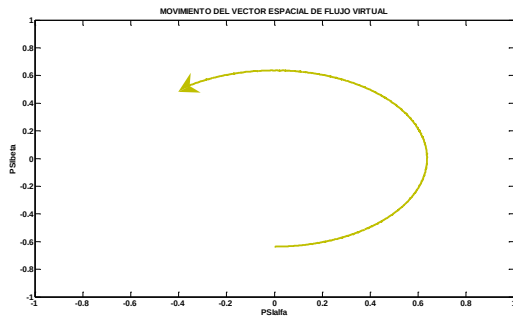


Fig. 61. Movimiento del vector espacial de flujo virtual

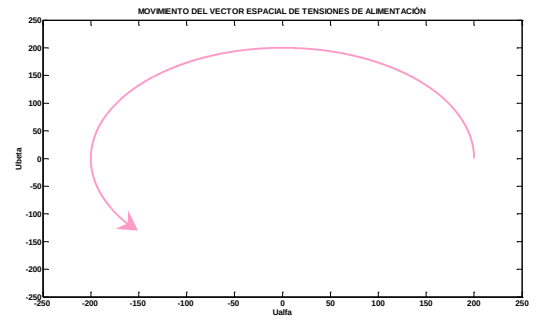


Fig. 62. Movimiento del vector espacial de tensiones de alimentación

5.4.2 Optimización del modelo VF-DPC

Todo lo comentado en el epígrafe 4.5.2 sobre la posible optimización del modelo de control DPC, podría aplicarse también para el método VF-DPC, ya que dicha optimización se fundamenta en el diseño apropiado y la combinación de distintas tablas de conmutación, que son elementos comunes de ambas teorías aunque éstas partan de principios diferentes para la elaboración de sus estrategias de control.

5.5 Limitaciones de funcionamiento del modelo VF-DPC

5.5.1 Problemas derivados de la integración pura de las tensiones de alimentación

Es necesario hacer un comentario respecto a la diferencia más notable en el funcionamiento interno de los métodos DPC y VF-DPC, es decir, el propio empleo del concepto de flujo virtual y su cálculo a partir de la integración del vector espacial de tensiones de alimentación, ya que existe un problema relacionado con esta última, no explicado por *Malinowski* [2], pero sí tratado por *Hu et al.* [37].

La implementación de los integradores necesarios para la estimación del flujo virtual implica dos problemas importantes [37]:

- El integrador puro lleva asociada una componente de continua, inevitable en la práctica, que puede ocasionar la saturación del elemento integrador en un momento dado.
- Puede existir un valor inicial de flujo virtual no deseado. Esto es debido a lo siguiente: si se aplica una señal senoidal a un integrador se espera obtener en la salida una señal cosenoidal; sin embargo, esto sólo es cierto cuando la señal senoidal es aplicada inicialmente en su pico máximo o mínimo. De lo contrario, aparecerá una componente de continua que no existiría en el funcionamiento normal de, en este caso, el motor virtual, y que también puede aparecer en el caso de un cambio rápido en la señal de entrada, como sucede en un proceso transitorio.

La solución a estos problemas estriba en la sustitución del integrador puro por un filtro pasabajas de primer orden, que es la solución propuesta, aunque, como se ha dicho en este epígrafe, no explicada, por *Malinowski* [2]. *Hu et al.* [37], a su vez, proponen otros métodos de integración que permiten su utilización en aplicaciones con mayores exigencias. En las simulaciones realizadas con el modelo VF-DPC en el presente trabajo de investigación, no se ha profundizado en este tema, de forma que se ha eliminado de manera directa la componente

de continua que aparece en las componentes del vector espacial de flujo virtual.

5.5.2 Otras limitaciones de funcionamiento del *VF-DPC*

Las limitaciones del modelo DPC referidas a su funcionamiento en secuencia inversa o en modo inversor y al nivel de tensión en el bus de continua, comentadas, respectivamente, en los epígrafes 4.6.1, 4.6.2 y 4.6.3, son aplicables al método *VF-DPC*, ya que dichas limitaciones están relacionadas con el diseño de la tabla de conmutación que rige el sistema de control del rectificador activo, la cual es un elemento común de ambas teorías aunque éstas tomen distintos conceptos como punto de partida de su desarrollo.

6 Comparación de los modelos *DPC clásico* y *VF-DPC*

Bajo este epígrafe, se mostrarán los resultados de la comparación de los métodos estudiados en los epígrafes 4 y 5 atendiendo a diferentes características de los mismos.

6.1 Efecto de tensiones de alimentación distorsionadas y/o desequilibradas

6.1.1 Alimentación distorsionada

Las figuras Fig. 63-Fig. 74 ilustran el efecto de una tensión de alimentación trifásica equilibrada, aunque distorsionada, en la *T.H.D.* de las corrientes de alimentación para cada uno de los dos modelos. La distorsión es introducida mediante la adición de de un quinto armónico a la tensión a la tensión de alimentación trifásica, como se observa en las ecuaciones (65), donde k_{dis} es el coeficiente de distorsión, que se hará variar entre el 0 y el 25%.

$$\begin{aligned} v_a &= V_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) + k_{dis} V_{m\acute{a}x} \cos(5\omega t) \\ v_b &= V_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + k_{dis} V_{m\acute{a}x} \cos\left(5\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ v_c &= V_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + k_{dis} V_{m\acute{a}x} \cos\left(5\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (65)$$

- Modelo *DPC*:

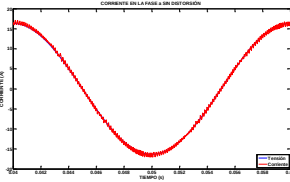


Fig. 63. Corriente/fase sin distorsión (T.H.D. = 2,7%)

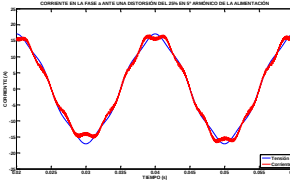


Fig. 64. Corriente/fase ante distorsión del 5% de 5º armónico (T.H.D. = 6%)

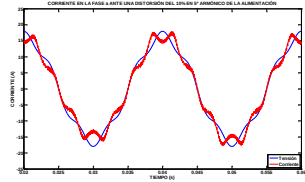


Fig. 65. Corriente/fase ante distorsión del 10% de 5º armónico (T.H.D. = 12%)

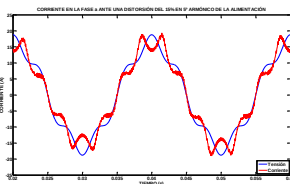


Fig. 66. Corriente/fase ante distorsión del 15% de 5º armónico (T.H.D. = 18%)

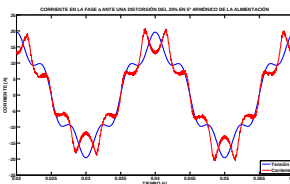


Fig. 67. Corriente/fase ante distorsión del 20% de 5º armónico (T.H.D. = 24%)

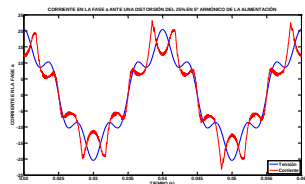


Fig. 68. Corriente/fase ante distorsión del 25% de 5º armónico (T.H.D. = 29%)

- Modelo *VF-DPC*:

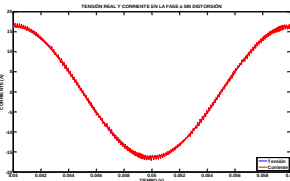


Fig. 69. Corriente/fase sin distorsión (T.H.D. = 2,6%)

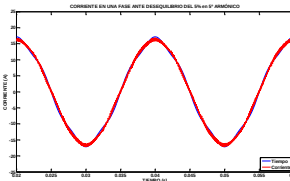


Fig. 70. Corriente/fase ante distorsión del 5% de 5º armónico (T.H.D. = 2,8%)

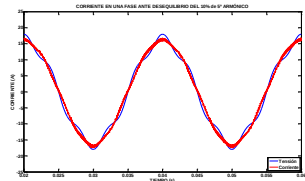


Fig. 71. Corriente/fase ante distorsión del 10% de 5º armónico (T.H.D. = 3,6%)

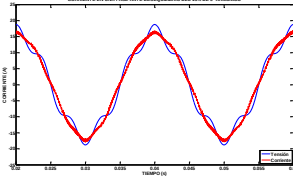


Fig. 72. Corriente/fase ante distorsión del 15% de 5º armónico (T.H.D. = 4,8%)

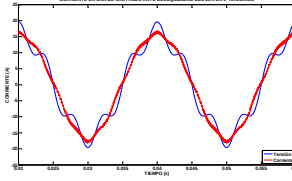


Fig. 73. Corriente/fase ante distorsión del 20% de 5º armónico (T.H.D. = 6%)

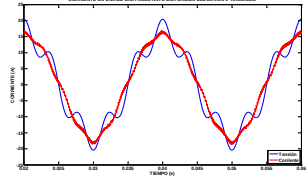


Fig. 74. Corriente/fase ante distorsión del 25% de 5º armónico (T.H.D. = 7%)

En la Fig. 75 se puede observar la comparación del valor de la T.H.D. de las corrientes, en función del coeficiente de distorsión considerado, para cada uno de los dos métodos de control. A la vista de dicha figura, puede comprobarse una de las características destacadas del método basado en flujo virtual: su mayor robustez frente a la presencia de tensiones de alimentación distorsionadas en comparación con el modelo DPC clásico.

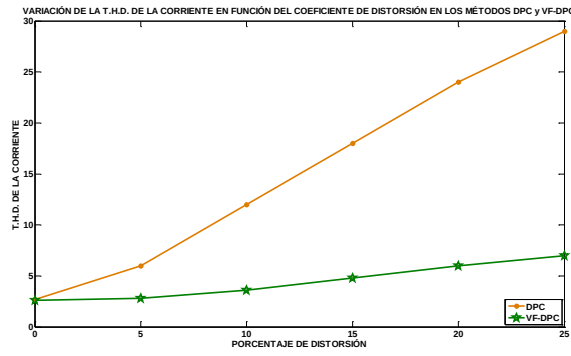


Fig. 75. Comparación de la T.H.D. de la corriente para los métodos DPC y VF-DPC para distintos valores del coeficiente de distorsión de 5º armónico

6.1.2 Alimentación desequilibrada

Las figuras Fig. 76-Fig. 93 ilustran el efecto de una tensión de alimentación trifásica desequilibrada en la T.H.D. de las corrientes de alimentación para cada uno de los dos modelos. El desequilibrio es introducido mediante la adición de una componente de secuencia inversa a la tensión de alimentación trifásica, como se observa en las ecuaciones (66), donde k_{des} es el coeficiente de desequilibrio, que se hará variar entre el 0 y el 25%.

$$v_a = V_{m\acute{a}x} \cos(\omega t) + k_{des} V_{m\acute{a}x} \cos(\omega t)$$

$$v_b = V_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) + k_{des} V_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (66)$$

$$v_c = V_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + k_{des} V_{m\acute{a}x} \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)$$

- Modelo DPC:

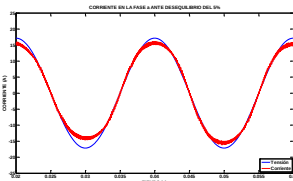


Fig. 76. Corriente por la fase a ante desequilibrio del 5% (T.H.D. = 6%)

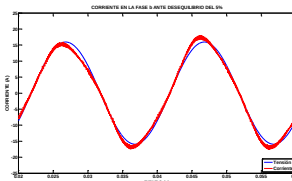


Fig. 77. Corriente por la fase b ante desequilibrio del 5% (T.H.D. = 6%)

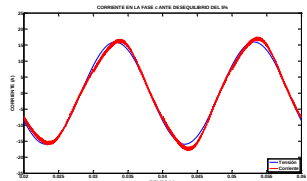


Fig. 78. Corriente por la fase c ante desequilibrio del 5% (T.H.D. = 6%)

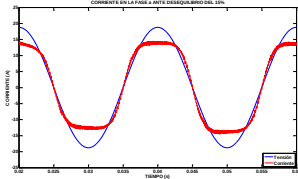


Fig. 79. Corriente por la fase *a* ante desequilibrio del 15% ($T.H.D. = 18\%$)

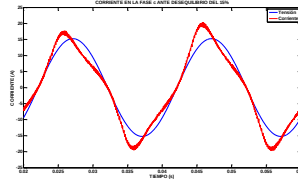


Fig. 80. Corriente por la fase *b* ante desequilibrio del 15% ($T.H.D. = 18\%$)

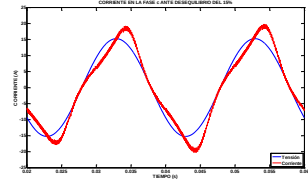


Fig. 81. Corriente por la fase *c* ante desequilibrio del 15% ($T.H.D. = 18\%$)

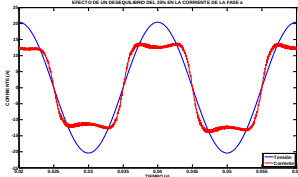


Fig. 82. Corriente por la fase *a* ante desequilibrio del 25% ($T.H.D. = 30\%$)

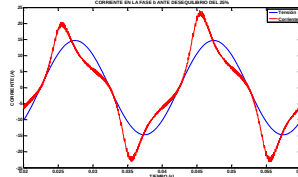


Fig. 83. Corriente por la fase *b* ante desequilibrio del 25% ($T.H.D. = 30\%$)

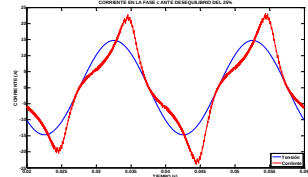


Fig. 84. Corriente por la fase *c* ante desequilibrio del 25% ($T.H.D. = 30\%$)

- Modelo *VF-DPC*:

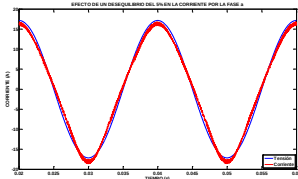


Fig. 85. Corriente por la fase *a* ante desequilibrio del 5% ($T.H.D. = 7,5\%$)

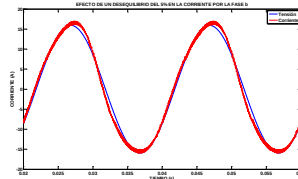


Fig. 86. Corriente por la fase *b* ante desequilibrio del 5% ($T.H.D. = 7,5\%$)

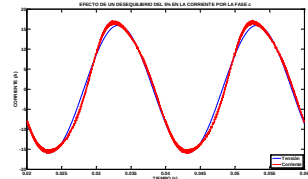


Fig. 87. Corriente por la fase *c* ante desequilibrio del 5% ($T.H.D. = 7,5\%$)

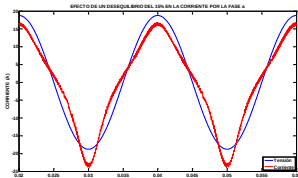


Fig. 88. Corriente por la fase *a* ante desequilibrio del 15% ($T.H.D. = 23,5\%$)

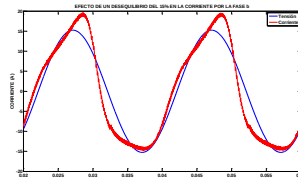


Fig. 89. Corriente por la fase *b* ante desequilibrio del 15% ($T.H.D. = 23,5\%$)

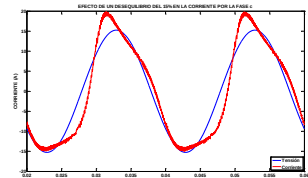


Fig. 90. Corriente por la fase *c* ante desequilibrio del 15% ($T.H.D. = 23,5\%$)

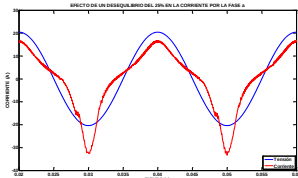


Fig. 91. Corriente por la fase *a* ante desequilibrio del 25% ($T.H.D. = 42,3\%$)

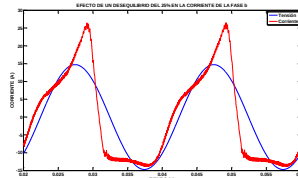


Fig. 92. Corriente por la fase *b* ante desequilibrio del 25% ($T.H.D. = 43,3\%$)

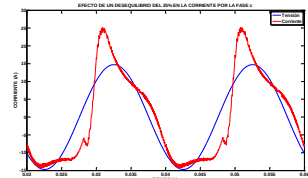


Fig. 93. Corriente por la fase *c* ante desequilibrio del 25% ($T.H.D. = 41\%$)

En la Fig. 94, se puede observar la comparación del valor de la $T.H.D.$ de las corrientes, en función del coeficiente de desequilibrio considerado, para cada uno de los dos métodos de control. A la vista de dicha figura, se observa una mayor consistencia del método *DPC*

clásico en comparación con el VF-DPC frente a la existencia de un sistema trifásico de alimentación desequilibrado.

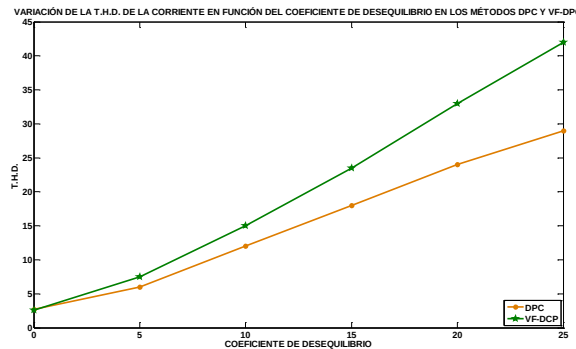


Fig. 94. Comparación de la T.H.D. de la corriente para los métodos DPC y VF-DPC para distintos valores del coeficiente de desequilibrio

6.2 Sensibilidad ante imprecisiones en el valor de la bobina de interconexión

La bobina de conexión entre el sistema trifásico de alimentación y el propio rectificador debe ser diseñada cuidadosamente [2], ya que, por un lado, valores reducidos de la misma producirían un alto rizado de las corrientes en las fases, lo que haría el diseño del sistema de control más dependiente de la impedancia de las líneas; por otro lado, valores elevados de inductancia disminuirían el rizado de las corrientes, pero, al mismo tiempo, provocarían una reducción en el rango de operación del rectificador, ya que (ampliando lo que se comentó en el epígrafe 4.6.3), cuanto mayor sea el valor de la bobina, mayor será el valor mínimo que debe tener la tensión en el bus de continua para que el convertidor funcione adecuadamente [2]. Este hecho resulta más perjudicial en el método DPC, ya que la estimación de las potencias activa y reactiva instantáneas que se realiza depende directamente de las derivadas de las corrientes de las fases (ecuaciones (29) y (30)), por lo que es necesario un valor relativamente alto de la inductancia con el fin de suavizar las formas de onda de las corrientes y, así, impedir que los valores de las derivadas asociadas y, por tanto, de las potencias estimadas, se disparen.

En relación con lo anterior, es crucial realizar una estimación correcta del valor de la bobina de interconexión, tanto en un método como en otro, ya que su valor interviene en los cálculos internos de los algoritmos de control respectivos. Los errores de estimación que pueden cometerse se deben, fundamentalmente, a dos factores:

- La no consideración de la inductancia propia de la línea de alimentación, por ser desconocido su valor.
- La tolerancia del valor de la inductancia de la propia bobina de interconexión.

En las figuras Fig. 95-Fig. 110, se muestran, para los dos modelos, las formas de onda de la corriente por una de las fases y de la correspondiente tensión (escalada), así como la variación de la T.H.D. de dicha corriente, en función de distintos porcentajes de error entre el valor considerado de la bobina de interconexión (L') y su valor real (L). En las figuras Fig. 95-Fig. 102, se puede observar cómo la T.H.D. de la corriente, en el modelo DPC, se ve afectada por los posibles errores comentados, ya que el valor de la inductancia de interconexión interviene en

la estimación de las potencias instantáneas, que, a su vez, determina los instantes de conmutación y, por tanto, el mencionado valor asociado a la distorsión armónica. Por otro lado, en la figuras Fig. 103-Fig. 110, se comprueba cómo los errores en la estimación de la bobina de interconexión apenas afectan a la T.H.D. de la corriente de una fase en el modelo VF-DPC.

- Modelo DPC:

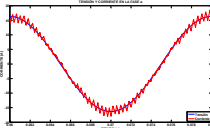


Fig. 95.
 $L' = L - 5\%L$
 $T.H.D. = 6,0\%$

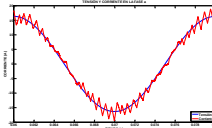


Fig. 96.
 $L' = L - 10\%L$
 $T.H.D. = 9,5\%$

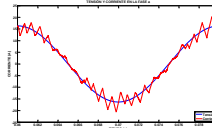


Fig. 97.
 $L' = L - 15\%L$
 $T.H.D. = 13,7\%$

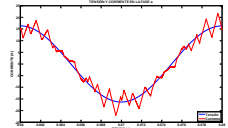


Fig. 98.
 $L' = L - 20\%L$
 $T.H.D. = 17,0\%$

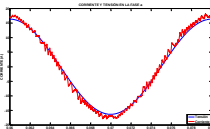


Fig. 99.
 $L' = L + 5\%L$
 $T.H.D. = 4,8\%$

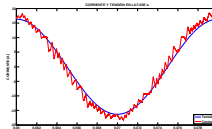


Fig. 100.
 $L' = L + 10\%L$
 $T.H.D. = 7,4\%$

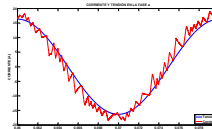


Fig. 101.
 $L' = L + 15\%L$
 $T.H.D. = 10,5\%$

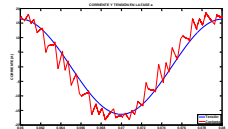


Fig. 102.
 $L' = L + 20\%L$
 $T.H.D. = 13,3\%$

- Modelo VF-DPC:

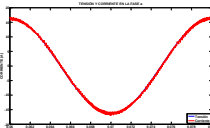


Fig. 103.
 $L' = L - 5\%L$
 $T.H.D. = 2,6\%$

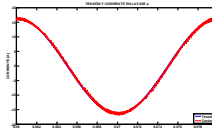


Fig. 104.
 $L' = L - 10\%L$
 $T.H.D. = 2,6\%$

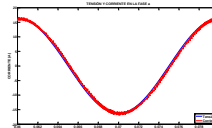


Fig. 105.
 $L' = L - 15\%L$
 $T.H.D. = 2,6\%$

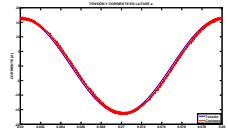


Fig. 106.
 $L' = L - 20\%L$
 $T.H.D. = 2,6\%$

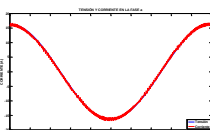


Fig. 107.
 $L' = L + 5\%L$
 $T.H.D. = 2,6\%$

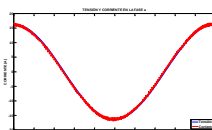


Fig. 108.
 $L' = L + 10\%L$
 $T.H.D. = 2,6\%$

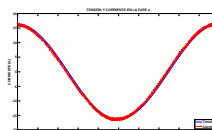


Fig. 109.
 $L' = L + 15\%L$
 $T.H.D. = 2,6\%$

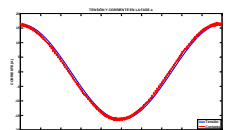


Fig. 110.
 $L' = L + 20\%L$
 $T.H.D. = 2,6\%$

A la vista de la Fig. 111, donde se recoge un resumen del valor de la T.H.D. para los distintos errores de estimación de la inductancia de interconexión en cada método, se puede comprobar que el impacto de la imprecisión en la estimación de la bobina en el comportamiento del modelo VF-DPC es prácticamente nulo y, además, induce valores mucho menores que en el caso del DPC clásico. Esto se debe, como se comentó en este mismo epígrafe, a que no existen derivaciones de corriente en las estimaciones de las potencias instantáneas en el método VF-DPC; además, el integrador utilizado en el cálculo del flujo virtual actúa como un filtro con comportamiento pasa-bajos, lo cual contribuye a suavizar el

rizado de las formas de onda de las corrientes.

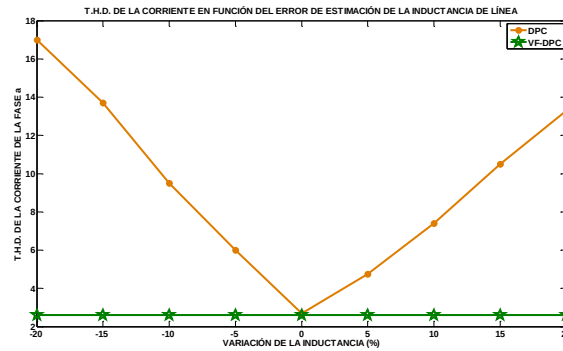


Fig. 111. Comparación de la variación de la T.H.D. de la corriente en función del error en la estimación de la inductancia de línea para los métodos DPC y VF-DPC

Por otra parte, aunque la T.H.D. de las corrientes de fase en el modelo VF-DPC no se vea afectada por el error de estimación de la bobina de interconexión, debe apuntarse que, por el contrario, la estimación de la potencia reactiva instantánea que realiza el sistema de control sí se ve perjudicada. Como comprobación, en las figuras Fig. 112 y Fig. 113, se muestra la evolución de la estimación de la potencia reactiva instantánea y de su valor real en los casos más extremos tratados de error en la inductancia (+20% y -20%). Se puede ver que el valor medio de la q estimada se encuentra en torno a 0 en ambos casos, mientras que el valor medio real es positivo en el caso de una estimación errónea por defecto, y negativo, en caso contrario. Es lógico que así ocurra, pues, por un lado, el sistema de control tomará como válida la falsa consideración del valor de L , y trabajará con dicho valor, interpretando en su estimación de q que se está cumpliendo la consigna establecida ($q = 0$); por otro lado, la existencia de una bobina de interconexión distinta a la estimada propicia que el valor medio de q consumida sea distinto de 0, ya que el sistema de control trata de compensar la potencia reactiva instantánea que consumiría la inductancia estimada. Así, un valor medio negativo de q real se da cuando el sistema interpreta que hay más inductancia de la que realmente existe, y viceversa.

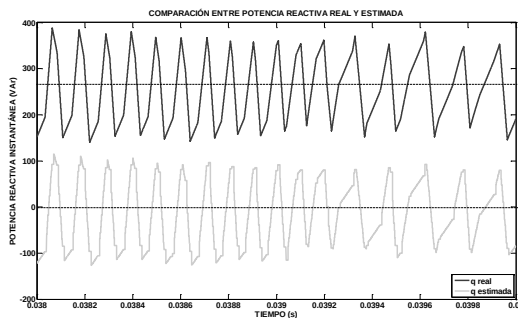


Fig. 112. Comparación entre potencia reactiva instantánea real y estimada con $L' = L - 20\%L$

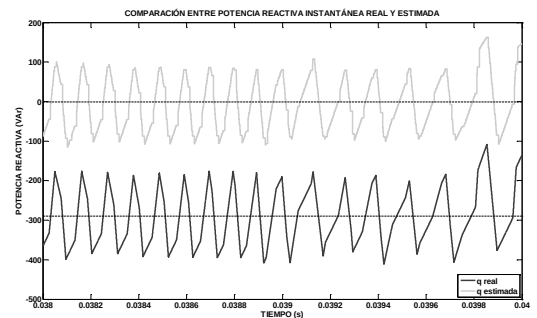


Fig. 113. Comparación entre potencia reactiva instantánea real y estimada con $L' = L + 20\%L$

Por último, es importante destacar que existen trabajos en la literatura dedicados a reducir el efecto del problema de la estimación errónea de la bobina, como, por ejemplo, los realizados por Antoniewicz *et al.* [38], donde se realiza una estimación *online* del valor de la inductancia con el fin de que el sistema de control gane robustez ante las posibles discordancias entre el

valor real y el considerado de la bobina.

6.2.1 Optimización del modelo *VF-DPC*

A la vista de los resultados expuestos en el epígrafe 6.2, se podría pensar en una posible optimización del modelo *VF-DPC* que eliminase la incertidumbre en la estimación de la bobina de interconexión y, en consecuencia, los errores en la estimación de la potencia reactiva instantánea consumida. Dicha optimización se basaría en la combinación de los dos modelos, *DPC* y *VF-DPC*, de forma que se utilizase el primero de ellos para calcular, en todo momento y en virtud de la Fig. 111, el valor de inductancia estimada que hiciese mínimo el valor de la *T.H.D.* de la corriente de una fase, y se emplease dicho valor en un sistema de control del rectificador activo basado en el modelo *VF-DPC*.

6.3 Comportamiento dinámico

A continuación, en las gráficas Fig. 114-Fig. 121, se muestra el efecto que produce un escalón de demanda de potencia activa, por parte de la carga y para cada modelo, en las formas de onda de las corrientes y tensiones de alimentación y en las de las propias potencias instantáneas y en la tensión del bus de continua. Para realizar esta simulación, se adaptaron los modelos diseñados, de manera que la referencia de potencia activa instantánea demandada no se obtuviera a partir del bucle de control de la tensión del bus de continua, sino que pasara a ser, propiamente, la referencia del sistema, junto con la ya existente de la potencia reactiva instantánea. De esta manera, se evita la influencia de la dinámica propia del regulador *PI* presente en dicho bucle. La referencia tomada es la potencia activa instantánea que se obtenía en el modelo inicial con los parámetros comentados en el epígrafe 4.5 (4000 W), y se han introducido dos escalones de demanda: a los 0,04 s de haberse iniciado el funcionamiento, con un valor de 2000 W, y a los 0,08 s, de -2000 W.

Como se puede observar, el comportamiento dinámico de ambos sistemas es excelente y apenas hay diferencias apreciables entre ellos; a la hora de reducir el error de control, los dos modelos seleccionan directamente un vector de conmutación apropiado, proporcionando unas acciones de control extremadamente rápidas. Por otra parte, como se vio en el epígrafe 4.5.2, la medida de esta rapidez depende de los vectores que se escojan para cada una de las situaciones que recoge la tabla de conmutación utilizada, en función de la magnitud de los cambios o derivadas que induzcan en las potencias instantáneas.

- Modelo *DPC clásico*:

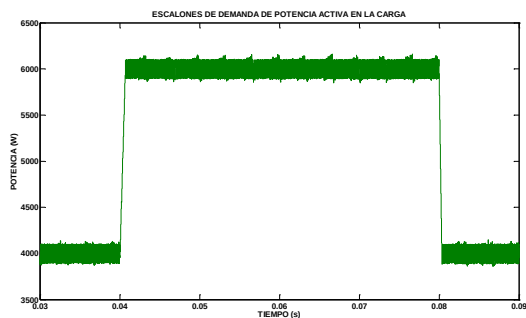


Fig. 114. Escalones de demanda de potencia activa instantánea en la carga

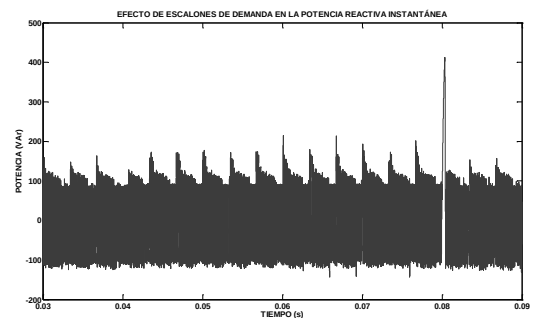


Fig. 115. Efecto de los escalones de demanda de p en la carga en la q consumida

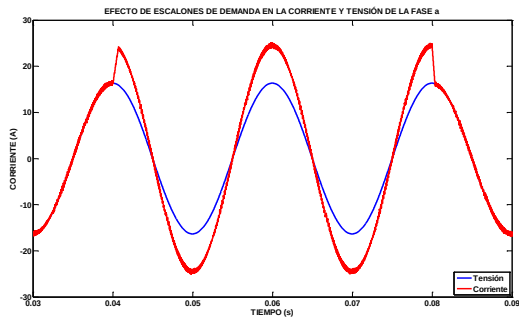


Fig. 116. Efecto de los escalones de demanda de p en la carga en la tensión y corriente de una fase

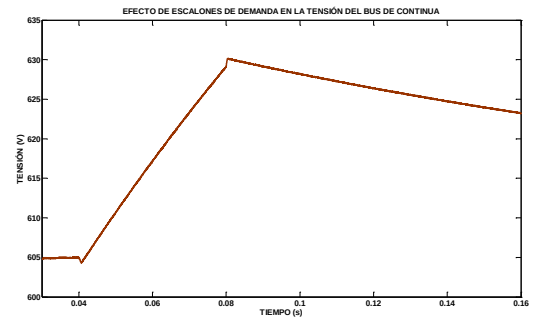


Fig. 117. Efecto de los escalones de demanda de p en la carga en la tensión del bus de continua

- Modelo VF-DPC:

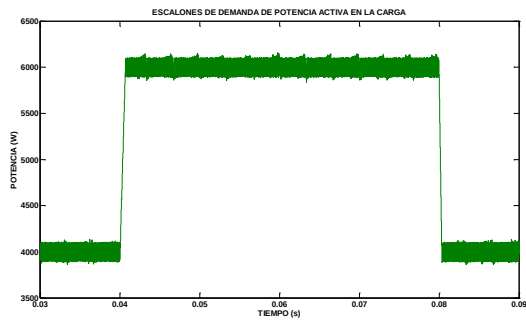


Fig. 118. Escalones de demanda de potencia activa instantánea en la carga

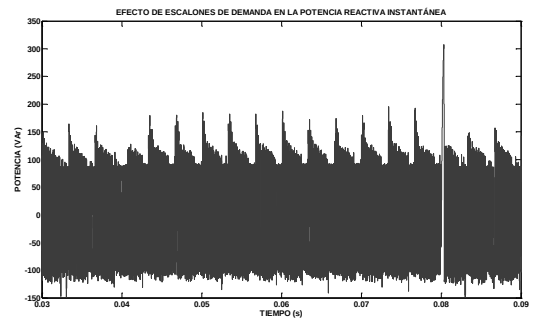


Fig. 119. Efecto de los escalones de demanda de p en la carga en la q consumida

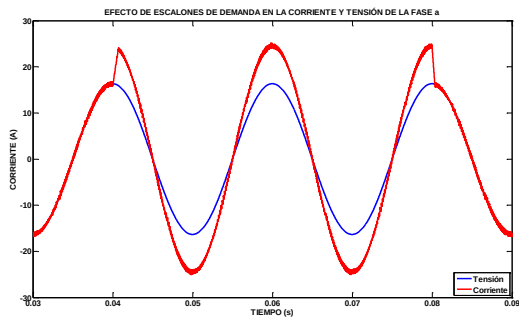


Fig. 120. Efecto de los escalones de demanda de p en la carga en la tensión y corriente de una fase

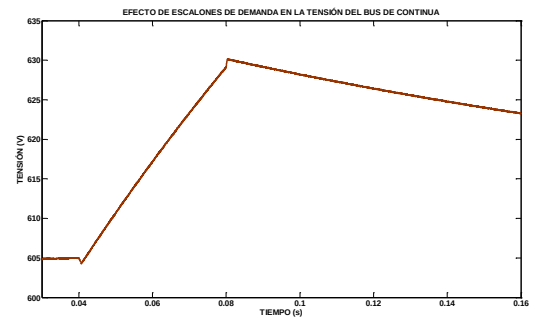


Fig. 121. Efecto de los escalones de demanda de p en la carga en la tensión del bus de continua

7 Líneas futuras de investigación

A continuación, se muestran las líneas de investigación, aportaciones y estudios futuros que complementarán la labor realizada en el presente trabajo de investigación, y que podrán ser parte de la Tesis Doctoral que lo suceda:

- La formulación y comparación de las distintas teorías de potencias y sus aplicaciones al control de los rectificadores activos trifásicos es, como se ha podido observar en el epígrafe 3, un tema controvertido y actual sobre el que existe abundante literatura. La línea investigadora centrada en las potencias puestas en juego en los sistemas eléctricos es extremadamente atractiva y representa una posible línea de investigación futura en lo que respecta a su utilidad en los convertidores estudiados.
- Como se comentó en el epígrafe 4.5.2, es posible conseguir un nuevo modelo de control de rectificadores activos, basado en el método *DPC*, que aproveche las ventajas de dos tablas de conmutación de efectos contrarios, con el objetivo de elaborar un sistema de control rápido ante cambios relativamente elevados de demanda de potencia activa y que induzca una frecuencia de conmutación baja en régimen permanente. Se diseñará y comprobará el correcto funcionamiento de un sistema con base en los principios comentados.
- Es posible la elaboración de un artículo en que se exponga el diseño del método de control comentado en el punto anterior, siempre sujeto a la bondad de los resultados obtenidos.
- En el mismo sentido que lo afirmado para el nuevo método mencionado anteriormente, se comentó en el epígrafe 4.6.1 la posibilidad de diseñar un sistema de control de rectificadores activos en el que se empleen dos tablas de conmutación distintas, de forma que cada una esté diseñada especialmente para uno de los dos tipos de secuencia de los sistemas trifásicos de alimentación. Se diseñará un modelo de control *DPC* para la comprobación de esta teoría.
- De nuevo y en relación al punto anterior, es posible la escritura de un artículo en que se exponga la teoría mencionada, una vez verificado su funcionamiento de forma experimental.
- Se comentó en el epígrafe 4.6.2 la posibilidad de optimizar el modelo *DPC* en el caso de que el convertidor trifásico deba trabajar en modo inversor, en lugar de actuar como rectificador. El diseño y comprobación del correcto comportamiento de un método que pueda ser utilizado en estos dos modos de funcionamiento es otro de los objetivos de futuro derivados del presente Trabajo de Investigación.
- Si los resultados del desarrollo del modelo del punto anterior son adecuados, existe la posibilidad de confeccionar un artículo de investigación en que se trate el tema.
- Asimismo y ante la falta de información sobre el tema, se puede elaborar un artículo acerca de la influencia de la tensión de continua en el diseño de la tabla de conmutación del modelo *DPC* y, por tanto, en el comportamiento del sistema de control del convertidor. En este sentido, se trabajará en el diseño de un método de control que permita conseguir la independencia del mismo respecto al valor de dicha tensión. Este tema fue tratado en el epígrafe 4.6.3.
- Se estudiará el comportamiento del modelo *DPC* cuando se utilizan comparadores de

histéresis de tres niveles en lugar de dos, como se comentó en el epígrafe 4.2. Además, en relación con lo visto en el epígrafe mencionado, se estudiará su funcionamiento ante la inclusión de un bloque *PLL* para la mejora del cálculo de la posición del vector espacial de tensiones de alimentación.

- Se estudiarán métodos de control *DPC* basados en la combinación de las mejoras señaladas en los puntos anteriores, y, en particular, se verificará la posibilidad de dotar al método de una frecuencia de conmutación constante del tipo *DPC-SVM*.
- Se aplicarán todos los puntos anteriores para tratar de conseguir la mejora del método de control *VF-DPC*.
- Se estudiarán los algoritmos de integración de tensiones mencionados en el epígrafe 5.5.1 para mejorar el comportamiento del modelo *VF-DPC*.
- El error en la estimación de la inductancia es, como se comentó en el epígrafe 6.2, una de las principales dificultades a las que se enfrenta la aplicación práctica del modelo *DPC*. Se desarrollará un método práctico de sintonización automática de este parámetro con base en la minimización de la *T.H.D.* de las corrientes de línea. Se espera que este método pueda ser empleado también para mejorar el método *VF-DPC*, de forma que se eliminen los errores en la corrección del *f.d.p* inducidos en el mismo debidos al problema comentado.
- Si los resultados del método mencionado en el punto anterior son satisfactorios, se estudiará la posibilidad de elaborar un artículo en el que se exponga la teoría desarrollada.
- Se estudiarán otras técnicas de control de rectificadores activos trifásicos, como las mencionadas en el epígrafe 2.2 (*VOC*, *VFOC*, *CSF-DPC*, *P-DPC*, *VF-P-DPC*...), prestando especial atención a los recientes métodos predictivos presentados en los últimos meses.
- Cualquier propuesta en este campo científico debe ser verificada indefectiblemente mediante su implementación real. En los próximos meses y gracias a la utilización de la plataforma *RT-LAB*, se pretende proceder a la construcción de un rectificador activo trifásico de mediana potencia, que se espera sea la fuente de los necesarios resultados experimentales con los que deberá culminar cada una de las aportaciones alcanzadas.

8 Referencias

Bajo este epígrafe se recopilan las principales referencias de información tomadas durante la elaboración del presente trabajo de investigación:

- [1] J. R. Rodriguez, J. W. Dixon, J. R. Espinoza and J. Pontt, "PWM Regenerative rectifiers: State of the art," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp. 5-22, Feb. 2005.
- [2] M. Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers," Tesis, Universidad de Varsovia, 2001.
- [3] P. Antoniewicz and M. P. Kazmierkowski, "Virtual flux predictive direct power control of three phase AC/DC converter," in Human System Interactions Conference, 2008, pp. 510-515.
- [4] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 34, no.3, pp. 473-479, May/June 1998.
- [5] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. Marques, "Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, Jul./Aug. 2001.
- [6] S. Seguí, R. Masot, S. Orts and F. J. Gimeno, "Control vectorial de inversores trifásicos/1," Revista española de electrónica, no. 582, pp. 66-72, 2003.
- [7] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct. 1998.
- [8] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski and A. M. Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 18, no. 6, pp. 1390-1396, Nov. 2003.
- [9] D. Zhi, L. Xu, and B. W. Williams, "Improved direct power control of grid-connected DC/AC converters," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 24, no. 5, pp. 1280-1292, May 2009.
- [10] M. Malinowski, M. Jasinski and M.P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [11] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo and J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," Trans. Ind. Electron., vol. 55, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [12] P. Antoniewicz and M. P. Kazmierkowski, "Predictive direct power control of three-phase boost rectifier," Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, vol. 54, no. 3, 2006.
- [13] P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, S. Aurtenechea and M. A. Rodríguez, "Comparative study of two predictive direct power control algorithms for three-phase AC/DC converters," in European Conference on Power Electronics and Applications, Sep. 2001, pp. 1-10.
- [14] E.H. Watanabe, H. Akagi and M. Aredes, "Instantaneous p-q theory for compensating nonsinusoidal systems," International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, pp. 1-10, Jun. 2008.
- [15] H. Akagi, E.H. Watanabe, M. Aredes, "Instantaneous power theory and applications to

- power conditioning," IEEE Press / Wiley Interscience, 2007.
- [16] A. Vernavá, R. Gibbons, A. Náchez, M. Arias and A. Novello, "Electrónica de potencia. Control PWM trifásico. Segunda parte," Apuntes de Electrónica de Potencia, Universidad de Rosario, 2008.
 - [17] J. Rodríguez, P. Lezana and P. Cortés, "Control de un rectificador de frente activo trifásico," Seminario Avanzado de Electrónica Industrial, Universidad Técnica Federico Santa María, 2009.
 - [18] J. Afonso, C. Couto, and J. Martins, "Active filters with control based on the p-q theory," IEEE Ind. Electron. Soc. Newslett., vol. 47, no. 3, pp. 5–11, Sep. 2000.
 - [19] X. Dai, G. Liu, and R. Gretsche, "Generalized theory of instantaneous reactive quantity for multiphase power system," IEEE Trans. Power Del., vol. 19, no. 3, pp. 965–972, Jul. 2004.
 - [20] T. Furuhashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa, "A study on the theory of instantaneous power," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 37, no. 1, pp. 86–90, Feb. 1990.
 - [21] J. L. Willems, "A new interpretation of the Akagi-Nabae power components for nonsinusoidal three-phase situation," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 41, no. 4, pp. 523–527, Aug. 1992.
 - [22] I. Takahashi, "Analysis of instantaneous current and power using space switching functions," in Proc. Conf. Rec. IEEE Power Eng. Syst., 1988, pp. 42–49.
 - [23] A. Ferrero and G. Supert-Furga, "A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 40, no. 3, pp. 568–577, Jun. 1991.
 - [24] L. S. Czarnecki, "Orthogonal decomposition of the currents in a three-phase nonlinear asymmetrical circuit with a nonsinusoidal voltage source," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 37, no. 3, pp. 30–34, Mar. 1988.
 - [25] A. Nabae, "New definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 11, pp. 1238–1243, Nov. 1996.
 - [26] H. Akagi, S. Ogasawara, and H. Kim, "The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: A comprehensive approach," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, 1999, pp. 431–439.
 - [27] M. Depenbrock, V. Staudt, and H. Wrede, "A theoretical investigation of original and modified instantaneous power theory applied to fourwire systems," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 39, no. 4, pp. 1160–1168, Jul./Aug. 2003.
 - [28] F. Z. Peng and J. S. Lai, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 45, no. 1, pp. 293–297, Feb. 1996.
 - [29] R. S. Herrera and P. Salmeron, "Instantaneous reactive power theory: A comparative evaluation of different formulations," IEEE Trans. Power Del., vol. 22, no. 1, pp. 595–604, Jan. 2007.
 - [30] H. Kim, F. Blaaberg, B. Bak-Jensen and J. Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using $p - q - r$ theory," in Proc. PESC, vol. 2, 2001, pp. 478–485.
 - [31] L. S. Czarnecki, "Instantaneous reactive power p-q theory and power properties of three-phase systems," IEEE Trans. Power Del., vol. 21, no. 1, pp. 362–367, Jan. 2006.

- [32]T. Ohnishi, "Three-phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," in Proc. IEEE IECON'91, 1991, pp. 819–824.
- [33]A. Baktash, A. Vahedi and M. A. S. Masoum, "Improved switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," in Australasian Universities Power Engineering Conference, 2007, pp. 1-5.
- [34]A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," in 13th Power Electronics and Motion Control Conference, 2008, pp. 703-709.
- [35]A. Bouafia, F. Krim and J.-P. Gaubert, "Fuzzy-logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 56, no. 6, pp. 1984–1992, Jun. 2009.
- [36]L. S. Czarnecki, "Scattered and reactive current, voltage and power in circuits with nonsinusoidal waveforms and their compensation," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 40, pp. 563-567, May 1991.
- [37]J. Hu and B.Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 5, pp. 969–977, Sep. 1998.
- [38]P. Antoniewicz and M. P. Kazmierkowski, "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation," IEEE Trans. Ind. Electron, vol. 55, no. 12, pp. 4381–4390, Dec. 2008.