
4. Análisis y evaluación de las técnicas de control pq, SRF y DFT bajo tensiones de red distorsionadas

En este capítulo se lleva a cabo el estudio del comportamiento de los métodos más empleados en el control de FAP paralelo trifásicos y la evaluación de los resultados de la compensación bajo tensiones de red distorsionadas. Las perturbaciones que se consideran son los armónicos de tensión, huecos y desequilibrios.

Los métodos analizados, descritos en el capítulo anterior, emplean las definiciones de potencia instantánea en el plano complejo con sistema de referencia estacionario (pq), de corriente no activa en el plano complejo con sistema de referencia rotatorio y síncrono (SRF) y de potencia no activa en el dominio de la frecuencia (DFT) según la definición de Buchholz. La evaluación de su comportamiento bajo tensiones de red distorsionadas se realiza de acuerdo a los criterios de eficiencia establecidos en el capítulo 2 (eficiencia del compensador en la reducción de la corriente de exceso y eficiencia del compensador en la corrección del factor de potencia) y el tiempo de respuesta ante transitorios en las ondas de tensión y corriente en el punto de conexión de la carga.

La evaluación de la tolerancia del FAP a distorsión en las ondas de tensión se realiza considerando la norma IEC 61000 en los apartados sobre inmunidad a perturbaciones de la onda de tensión. Además de las formas de onda establecidas por la normativa, se emplean registros de señales de la tensión de la red, con el fin de establecer el comportamiento del FAP en condiciones similares a las reales.

4.1. Descripción de las pruebas

La evaluación de las técnicas de control descritas se ha realizado mediante simulación empleando el entorno Simulink de Matlab. Se ha modelado cada uno de los controladores completos: bloques de cálculo de la corriente de referencia para la compensación, de control de la corriente de inyección y el modulador. Estos modelos han sido aplicados posteriormente sobre la misma estructura de FAP y carga no lineal.

Los modelos de los controladores analizados, cuya estructura será mostrada en apartados posteriores, se basan en la aplicación de ciertas variantes de los métodos básicos de cálculo de la corriente de referencia para la compensación, y en la utilización de éstas junto a los bloques de control de la corriente de inyección y modulación más empleados. El resultado ha sido la construcción de 4 modelos basados en el método *pq*, 4 modelos que emplean la transformación *sr f* y 2 modelos que aplican la *DFT*.

Los bloques de control de la corriente de compensación analizados pueden actuar sobre los valores instantáneos de las corrientes de inyección en cada una de las líneas *R-S-T*, pueden realizarse en el plano complejo estacionario $\alpha - \beta$ o en el plano complejo rotatorio y síncrono *dq*.

Las variantes de modulador ensayadas son dos, una analógica y otra digital. En el primer caso se trata de un modulador con portadora triangular mientras que el segundo corresponde a la modulación en el espacio vectorial. La frecuencia de conmutación del inversor del FAP es de 6,4 *kHz* en todos los casos para, de ese modo, poder comparar los resultados de todos los controladores analizados.

Las características de las señales de tensión aplicadas a cada uno de los modelos corresponden a las establecidas por la norma UNE-EN 61000 en sus apartados sobre ensayos de inmunidad a armónicos de tensión, huecos de tensión y desequilibrios entre fase para equipos con corrientes inferiores a 16 *A* por fase. También se han empleado formas de onda de tensión correspondientes a registros en diferentes puntos de la red de baja tensión de la Universidad de Cantabria (UC).

A continuación se detallan las características de las señales de tensión y modelos de simulación ensayados.

4.1.1. Pruebas de tolerancia a armónicos de tensión

Tomando como base la norma UNE-EN 61000-4-13, la forma de onda de tensión senoidal de frecuencia fundamental ha sido distorsionada incorporando armónicos individuales o varios armónicos para, de este modo, obtener las señales de prueba. La tabla 4.1 muestra la denominación

de la señal de prueba y sus características.

Prueba	Descripción
<i>ap</i>	Curva plana. $v(t) = \begin{cases} V_p \text{sen}(\omega_1 t) & v(t) \leq 0,8V_p \\ 0,8V_p & v(t) > 0,8V_p \\ -0,8V_p & v(t) < -0,8V_p \end{cases}$
<i>ao</i>	Curva oscilatoria. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,08\text{sen}(3\omega_1 t + \pi) + 0,05\text{sen}(5\omega_1 t)]$
<i>ai02</i>	Armónico 2. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,05\text{sen}(2\omega_1 t)]$
<i>ai04</i>	Armónico 4. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,02\text{sen}(4\omega_1 t)]$
<i>ai05</i>	Armónico 5. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,12\text{sen}(5\omega_1 t)]$
<i>ai07</i>	Armónico 7. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,10\text{sen}(7\omega_1 t)]$
<i>ai08</i>	Armónico 8. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,015\text{sen}(8\omega_1 t)]$
<i>ai10</i>	Armónico 10. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,015\text{sen}(10\omega_1 t)]$
<i>ai11</i>	Armónico 11. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,07\text{sen}(11\omega_1 t)]$
<i>ai13</i>	Armónico 13. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,07\text{sen}(13\omega_1 t)]$
<i>ai14</i>	Armónico 14. $v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,015\text{sen}(14\omega_1 t)]$
<i>agen</i>	$v(t) = V_p [\text{sen}(\omega_1 t) + 0,10\text{sen}(3\omega_1 t) + 0,05\text{sen}(5\omega_1 t) + 0,03\text{sen}(7\omega_1 t)]$
<i>aUC1</i>	V_s real. $VTHD = 2,22 \%$
<i>aUC2</i>	V_s real. $VTHD = 4,24 \%$

Tabla 4.1: Descripción de las pruebas de tolerancia a armónicos de tensión

Como se puede apreciar, la tabla corresponde a los ensayos de inmunidad descritos en la citada norma para un equipo de clase 3 [CEN03] salvo las pruebas correspondientes a armónicos individuales de orden múltiplo de 3. Otras tensiones de red aplicadas corresponden a *agen*, señal con un nivel de armónicos por encima de los niveles de compatibilidad definidos en la norma UNE-EN 61000-2-2 [CEN03A], y las señales de tensión reales registradas en los puntos *aUC1* y *aUC2*.

4.1.2. Pruebas de tolerancia a huecos de tensión

Para el desarrollo de las pruebas de tolerancia a huecos de tensión se ha considerado un subconjunto de las posibles formas de onda de tensión establecidas en la norma UNE-EN 61000-4-11 [CEN97].

La tabla 4.2 muestra las pruebas aplicadas a todos los modelos de simulación. Se muestran huecos de tensión cuya duración es de 5 ciclos de la frecuencia fundamental, en los que la tensión puede caer hasta un 70 % o un 40 % de la tensión nominal de la línea, y que se producen cuando la señal de tensión en la fase R presenta una fase de 0°, 45°, 90° o 135°. También se muestra la prueba correspondiente a un hueco de tensión real con una profundidad del 40 % registrado en el punto *UC1* denominada *hrp40*.

Prueba	Profundidad (% de fund.)	Duración (ciclos)	Desfase (°)
<i>h30f0</i>	30	5	0
<i>h30f45</i>	30	5	45
<i>h30f90</i>	30	5	90
<i>h30f135</i>	30	5	135
<i>h60f0</i>	60	5	0
<i>h60f45</i>	60	5	45
<i>h60f90</i>	60	5	90
<i>h60f135</i>	60	5	135
<i>hrp40</i>	Hueco real de profundidad 40 %		

Tabla 4.2: Pruebas de tolerancia a huecos de tensión

4.1.3. Pruebas de tolerancia a desequilibrios de tensión

La norma UNE-EN 61000-4-27 [CEN02] establece las formas de onda de la tensión de la red para el análisis de inmunidad a desequilibrios. De acuerdo a esta norma se han generado tres pruebas, *dk8*, *dk17*, *dk25*, correspondientes a factores de desequilibrio $k = 8$, $k = 17$, $k = 25$.

La figura 4.1 muestra las formas de onda de tensión para el caso de la prueba *dk8*. Se puede observar que, partiendo de unas condiciones de equilibrio, al cabo de cierto tiempo y al producirse el paso por cero de la tensión en la fase *R*, se genera el desequilibrio.

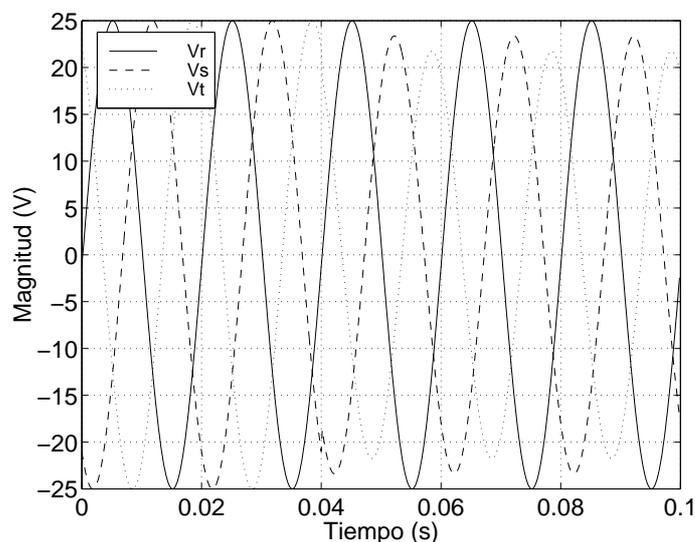


Figura 4.1: Desequilibrio con $k=8$

También se ha generado una prueba a partir de las formas de onda de tensión desequilibradas registradas en el punto *UC1*. En este caso, prueba denominada *dUC1*, un ciclo de las señales de tensión registradas ha sido reproducido durante 10 ciclos de la frecuencia fundamental de la red.

La figura 4.2 muestra las formas de onda en este caso.

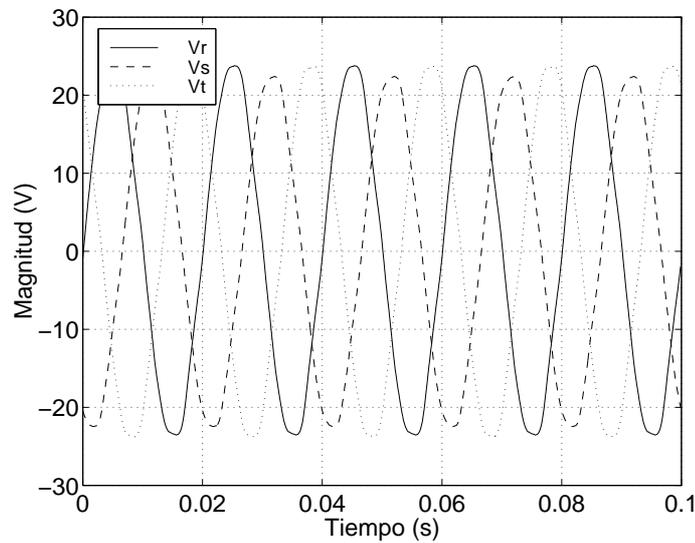


Figura 4.2: Tensión durante la prueba *dUC1*

4.1.4. Modelo de carga no lineal

La carga no lineal modelada para la realización de las pruebas de simulación previamente descritas consiste en un rectificador trifásico no controlado con carga fuertemente inductiva en el que se ha considerado el efecto de la impedancia de la red en la conmutación de los dispositivos electrónicos de potencia [MOH95]. El diagrama con los bloques funcionales del modelo puede apreciarse en la figura 4.3.

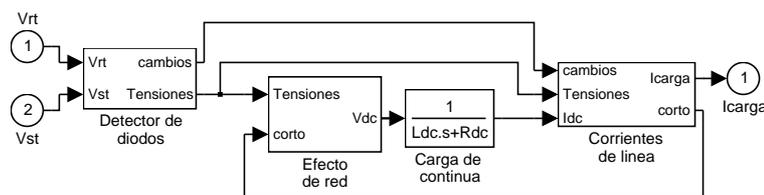


Figura 4.3: Modelo de carga no lineal

El bloque *Detector de diodos* determina el par de líneas que se encuentran en conducción en cada instante de tiempo basándose en los valores instantáneos de las tensiones de línea. Simultáneamente establece la tensión en la carga del rectificador considerando las caídas de tensión en conducción de los diodos.

El bloque *Efecto de red* reduce el valor instantáneo de la tensión en la carga, calculada en el bloque anterior, teniendo en cuenta la impedancia de las líneas. Su efecto es el retraso en el paso a

corte de los diodos, originándose un cortocircuito entre las líneas del diodo que tendría que pasar a corte y del diodo que pasa a conducción.

La carga del rectificador es modelada mediante el bloque *Carga DC*, constituido por la función de transferencia de una carga RL. Al aplicar la tensión de salida del rectificador corregida sobre la carga RL se obtiene la corriente en la sección de continua del rectificador.

Finalmente, el bloque de modelado de las *Corrientes de línea* se encarga de calcular la corriente que circula por cada una de las líneas. A tal efecto se consideran las corrientes en el circuito de continua y la corriente de cortocircuito ocasionada en el puente de diodos del rectificador por la impedancia de la red.

En las simulaciones se ha empleado este modelo de carga no lineal con inductancia de las líneas $L_s = 5 \text{ mH}$, inductancia de la sección de continua $L_{DC} = 100 \text{ mH}$ y resistencia de la sección de continua $R_{DC} = 65 \Omega$. Aplicando a esta carga tensiones de línea equilibradas y sin distorsión armónica se obtienen las gráficas 4.4 y 4.5 que corresponden a los valores instantáneos y al espectro de las corrientes de línea respectivamente.

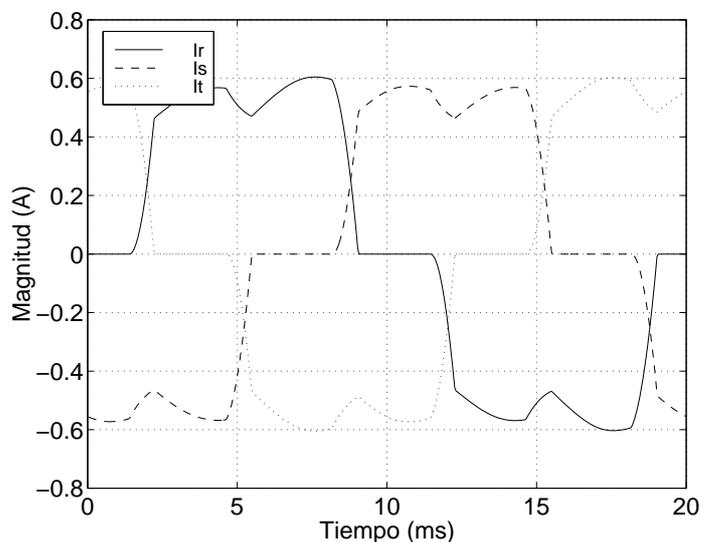


Figura 4.4: Corriente de carga instantánea

En la figura 4.4 se aprecia el efecto de la impedancia de la red sobre la carga suavizando los transitorios de la corriente en cada una de las líneas. La figura 4.5 muestra el espectro típico de una carga trifásica a tres hilos constituida por un rectificador no controlado con carga fuertemente inductiva.

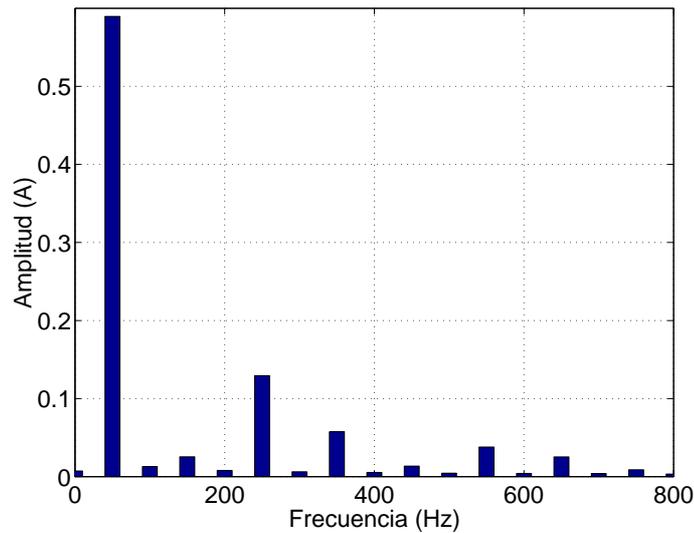


Figura 4.5: Espectro de la corriente de carga

4.1.5. FAP paralelo trifásico a tres hilos

El modelo de FAP empleado corresponde a un inversor trifásico a tres ramas con elemento almacenador de energía capacitivo y enlaces de corriente constituídos por bobinas. La estructura de su modelo se muestra en la figura 4.6.

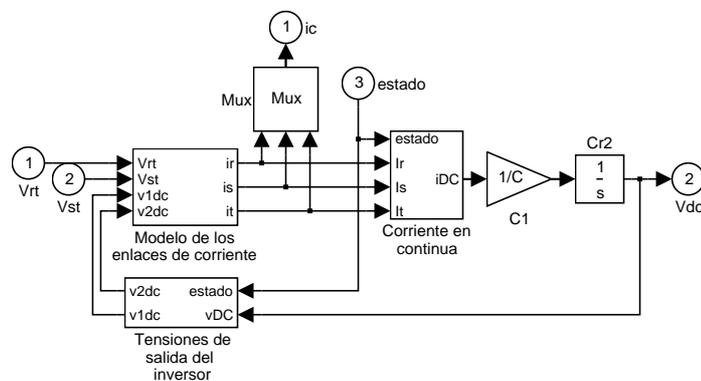


Figura 4.6: FAP trifásico paralelo

Seleccionadas la tensión en el condensador de compensación y las corrientes en cada una de las bobinas de inyección como variables de estado del FAP, el modelo establece las asociaciones entre éstas y las tensiones de línea, consideradas como entradas del modelo de estados, dependiendo del estado de conmutación del inversor.

El bloque *Modelo de los enlaces de corriente* contiene la función de transferencia de las bobinas de inyección, lo que hace posible la determinación de la corriente de inyección en cada línea una

vez conocidas las tensiones de línea y fijadas las tensiones de salida del inversor del FAP. El bloque *Tensiones de salida del inversor* calcula la tensión de salida del inversor para cada estado de conmutación y en cada instante de tiempo.

Suponiendo que la impedancia de las tres líneas es la misma, y siendo la inductancia y resistencia de cada una de las bobinas L y R respectivamente, la función de transferencia empleada en el modelado de las bobinas de inyección puede representarse mediante:

$$\begin{pmatrix} I_r^c(s) \\ I_s^c(s) \end{pmatrix} = \frac{1}{3(Ls + R)} \begin{pmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1(s) - V_{rt}(s) \\ V_2(s) - V_{st}(s) \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Donde se ha tenido en cuenta la disposición de los enlaces de corriente mostrada en la figura 4.7:

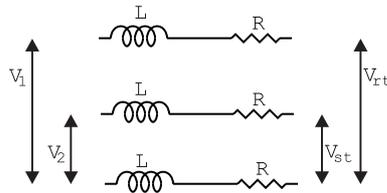


Figura 4.7: Enlaces de corriente

Conocidas las corrientes de línea, el bloque *Corriente en continua* establece la corriente en la sección de continua del FAP. Mediante la integración de esta corriente, y teniendo en cuenta la capacidad del condensador del FAP C , se obtiene la tensión $V_{dc}(t)$.

Los valores de los componentes empleados en el modelo para las pruebas de simulación se muestran en la tabla 4.3.

L	20 mH
R	8 Ω
C	1000 μF

Tabla 4.3: Parámetros del FAP

4.1.6. Modelos de controladores $pq1$ y $pq2$

Los dos modelos que se describen a continuación se basan en la utilización de la teoría pq para la obtención de la corriente de referencia para la compensación. Ambos modelos realizan el control de la corriente de inyección sobre cada una de las líneas y emplean una señal portadora en dientes de sierra para realizar la modulación. La diferencia entre los dos modelos se encuentra en las

características frecuenciales del filtro paso alto que permite obtener la potencia de compensación del FAP. La estructura de los modelos se muestra en la figura 4.8.

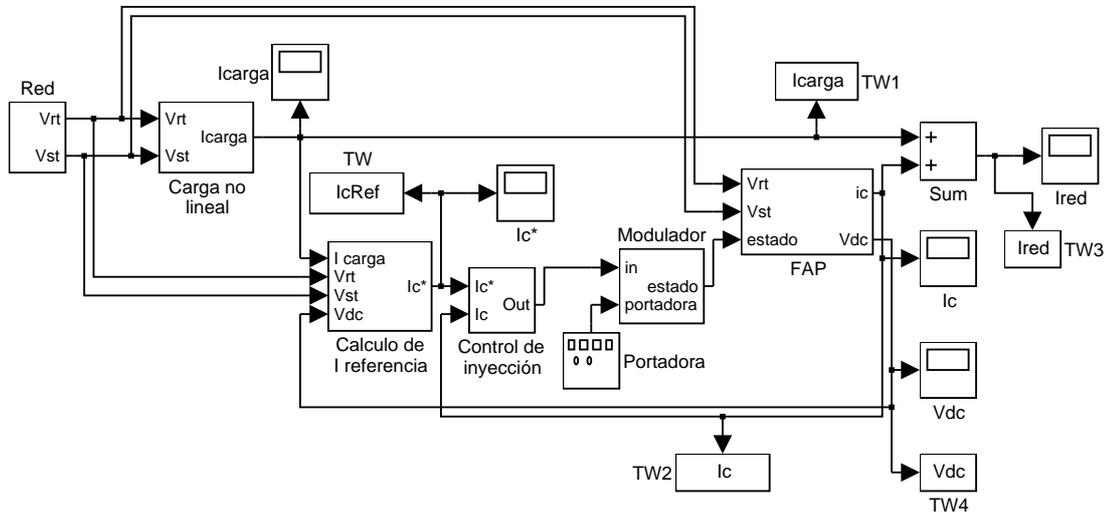


Figura 4.8: Modelo completo con los controladores $pq1$ y $pq2$

Los bloques *Carga no lineal* y *FAP* corresponden a los modelos descritos en las dos secciones anteriores. El bloque de modelado de la *Red* aplica las formas de onda de tensión de la red durante cada una de las pruebas a los bloques *Carga no lineal* y *FAP trifásico*.

El cálculo de la corriente de referencia para la compensación se realiza tras la transformación de los valores instantáneos de las tensiones de fase y corrientes de línea al plano complejo con eje de referencia estacionario $\alpha - \beta$. La estructura interna de este bloque se muestra en la figura 4.9.

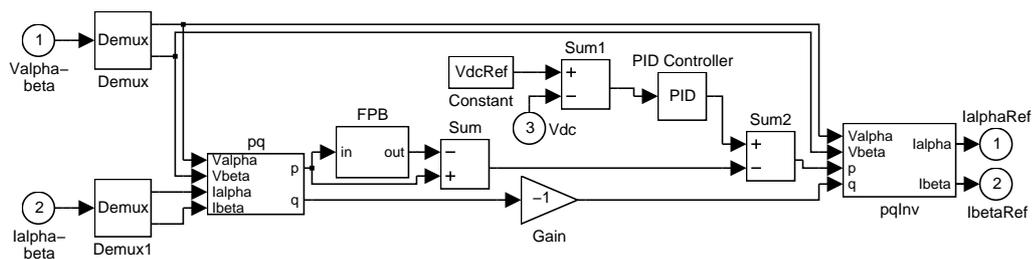


Figura 4.9: Estructura interna del bloque de cálculo de la corriente de referencia

En la figura se representa el bloque pq , encargado de determinar las potencias activa p y reactiva q instantáneas en el plano complejo estacionario. El valor de q junto a las componentes de alta frecuencia de la potencia activa son empleadas en la determinación de la corriente de referencia para la compensación. A éstas se añade una componente de continua para compensar las variaciones de tensión en el condensador del FAP y mantener su capacidad de compensación. Finalmente, las

potencias activa y reactiva instantáneas en el plano complejo son convertidas mediante el bloque $pqInv$ a corrientes en el plano complejo teniendo en cuenta la tensión en el punto de conexión del FAP.

Las características frecuenciales del filtro FPB pueden afectar al comportamiento del FAP variando el espectro de la potencia activa empleada en el cálculo de la corriente de referencia para la compensación. Por este motivo se ensayan dos FPB de tipo Butterworth, uno en cada modelo. Los parámetros de funcionamiento de los dos modelos se muestran en la tabla 4.4.

Controlador		$pq1$	$pq2$
Control bus DC	V_{DC}^*	80 V	80 V
	K_p	15	15
	K_i	1	1
Control I_c	K_p	10	10
	K_i	10	10
FPB	orden	2	5
	f_c	120 Hz	100 Hz

Tabla 4.4: Parámetros de los modelos $pq1$ y $pq2$

4.1.7. Modelos de controladores $pq3$ y $pq4$

Las variantes de control $pq3$ y $pq4$ emplean los mismos bloques funcionales de cálculo de la corriente de referencia para la compensación que las variantes $pq1$ y $pq2$ respectivamente. Las diferencias entre unos y otros modelos se encuentran en el método de control de la corriente de inyección y en el modulador empleados.

La figura 4.10 muestra la estructura del controlador, similar a la de los controladores $pq1$ y $pq2$. En este caso, el modulador ha sido sustituido por uno vectorial SVM digital que determina los estados de conmutación que debe presentar el inversor del FAP en cada instante de tiempo en base a los valores instantáneos de la salida del controlador de la corriente de inyección.

La estructura del controlador de la corriente de inyección se muestra en la figura 4.11. En ella se aprecia como, en este caso, el controlador de la corriente de inyección opera en el marco complejo estacionario tras convertir las corrientes de inyección a este marco de referencia. Los valores resultantes de los bloques de control que actúan sobre cada una de las componentes de las señales son aplicados directamente al modulador.

Los parámetros de operación de los modelos $pq3$ y $pq4$ se muestran en la tabla 4.5. En ella se aprecia que la tensión de referencia para el condensador de compensación es la misma que para las variantes $pq1$ y $pq2$. También se repiten los valores de las constantes proporcional e integral

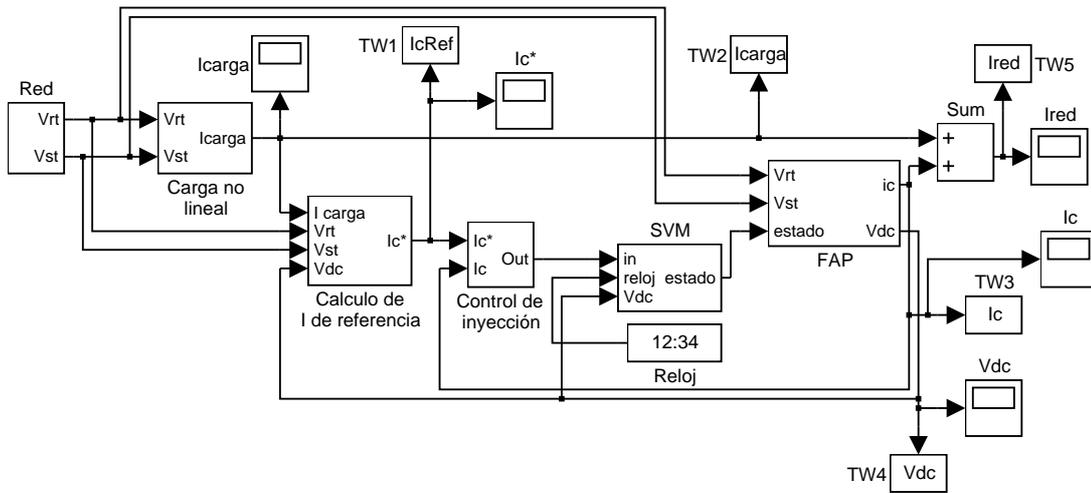


Figura 4.10: Estructura de los controladores $pq3$ y $pq4$

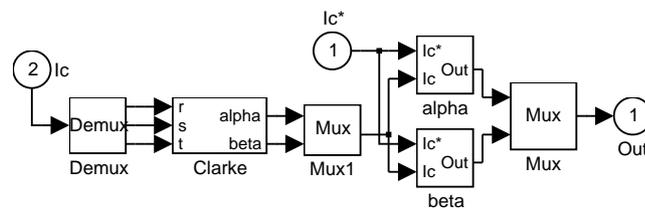


Figura 4.11: Control de inyección $\alpha - \beta$

para el control de la tensión en el condensador de compensación, sin embargo, se han variado los controles PI de la corriente de inyección adecuándolos a la nueva situación.

Controlador		$pq1$	$pq2$
Control bus DC	V_{DC}^*	80 V	80 V
	K_p	15	15
	K_i	1	1
Control I_c	K_p	500	500
	K_i	500	500
FPB	orden	2	5
	f_c	120 Hz	100 Hz

Tabla 4.5: Parámetros de los modelos $PQ3$ y $PQ4$

4.1.8. Modelo de controlador $sr\ f1$

Este modelo está basado en la descomposición de los valores instantáneos de la corriente de carga en el plano complejo con sistema de referencia rotatorio y sincronizado con la tensión de la red.

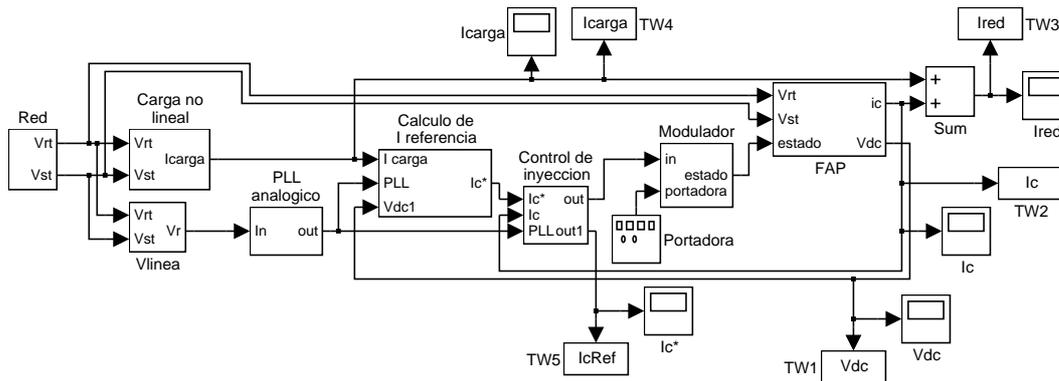


Figura 4.12: Estructura del controlador srf1

Su estructura se muestra en la figura 4.12 y en ella se aprecia la utilización de un modulador con portadora triangular y el control de la corriente de inyección, que en este caso también se realiza en el marco rotatorio síncrono. La sincronización del marco rotatorio de referencia se lleva a cabo mediante un *PLL analógico* cuya estructura se muestra en la figura 4.13.

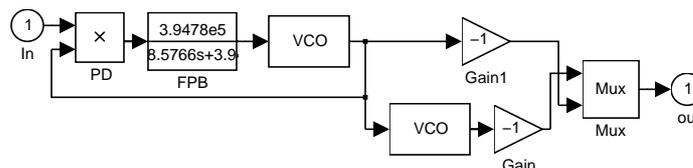
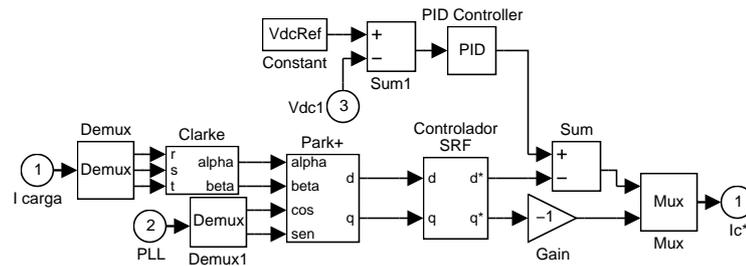


Figura 4.13: Estructura del PLL analógico

En este caso se ha empleado un multiplicador como detector de fase *PD* y un filtro paso bajo (*FPB*) para la eliminación de las componentes de alta frecuencia. La salida del *FPB* se aplica a dos osciladores controlados por tensión *VCO* que generan dos señales de frecuencia 50 Hz y amplitud unidad que son posteriormente empleadas en la sincronización del marco rotatorio [ABR02].

Mediante estas dos señales, y empleando los valores instantáneos de las corrientes de línea en el plano complejo estacionario, se realiza la transformación de Park obteniendo las componentes *dq* de la corriente de carga. Esta operación se realiza en el interior del bloque *Controlador SRF*, cuya estructura se muestra en la figura 4.14.

El bloque *Controlador SRF* de la figura 4.14 calcula la corriente de referencia para la compensación en el eje de referencia síncrono. Para su determinación se filtra el nivel de continua de la corriente de carga presente en la componente *d*, que corresponde a la porción de la corriente de carga en fase con la tensión de la red a la frecuencia fundamental. La componente *q* de la corriente de referencia para la compensación coincide con la componente *q* de la corriente de carga. También

Figura 4.14: Cálculo de la corriente de I_c^*

en esta figura se observa el control de la tensión de continua del FAP realizado mediante la adición de una componente de continua a la corriente d de compensación.

El control de la corriente de inyección se realiza en el plano complejo con ejes de referencia rotatorios y sincronizados con la tensión de la red a la frecuencia fundamental. La figura 4.15 muestra su estructura.

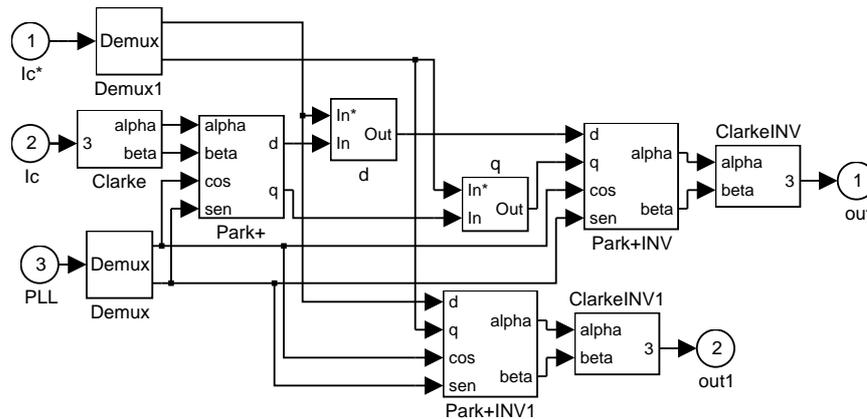


Figura 4.15: Control de la corriente de inyección

Aplicados los controladores PI a las componentes dq de la señal de error, se obtienen valores instantáneos de las señales de salida del controlador para cada una de las fases mediante las transformaciones inversas de Park y Clark. Estas señales son posteriormente aplicadas al modulador con portadora en dientes de sierra.

Las características del modelo desarrollado se muestran en la tabla 4.6, apreciándose las características del PLL, del control de la corriente de inyección y del control de la tensión en el condensador de compensación. También se muestran las características del filtro paso bajo empleado en la eliminación de la componente de continua de d .

fundamental de las corrientes de carga en el plano dq , para lo que se aplica un filtro paso bajo a cada una de las componentes d y q . Trasladados estos valores al plano $\alpha\beta$, son eliminados de la corriente de referencia calculada en el marco que gira sincronizado con la secuencia positiva de la tensión de la red, obteniendo como resultado la corriente de referencia para la compensación.

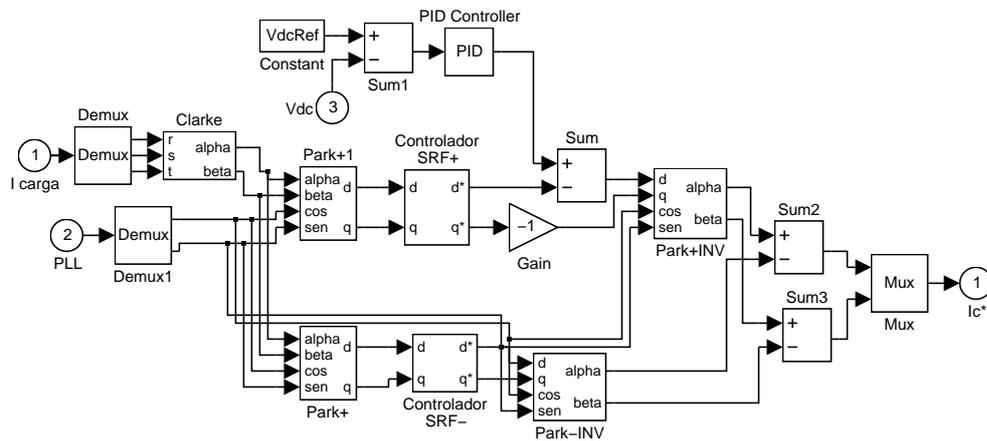


Figura 4.17: Bloque de cálculo de la corriente de referencia

Las características del controlador de la corriente de inyección son las mismas que en el caso de los modelos $pq3$ y $pq4$, mostradas en la tabla 4.5, el resto de los valores corresponden a los del controlador $srf1$, mostrados en la tabla 4.6.

4.1.10. Modelo del controlador $srf3$

La estructura del controlador $srf2$ puede modificarse empleando un PLL software en lugar de uno hardware, en este caso la estructura del bloque funcional de cálculo de la corriente de referencia se ajusta a la mostrada en la figura 4.18.

La estructura del PLL software empleado, acorde a [MAC00] [ZHA01], se muestra en la figura 4.19. A partir de los valores instantáneos de las tensiones de línea en el plano complejo se realiza la transformación a un plano rotatorio a la frecuencia de la tensión de la red pero sin sincronización. La sincronización de este marco con la red se realiza mediante la comparación de la observación de la componente d . Cuando esta componente es 0 el marco se encuentra girando a la frecuencia de la red y con un desfase de 90° . La misión del controlador PI es corregir el desfase relativo del marco rotatorio del PLL de modo que se mantenga la sincronización a lo largo del tiempo.

Salvo el PLL, los parámetros de funcionamiento de $srf3$ coinciden con los correspondientes a $srf2$.

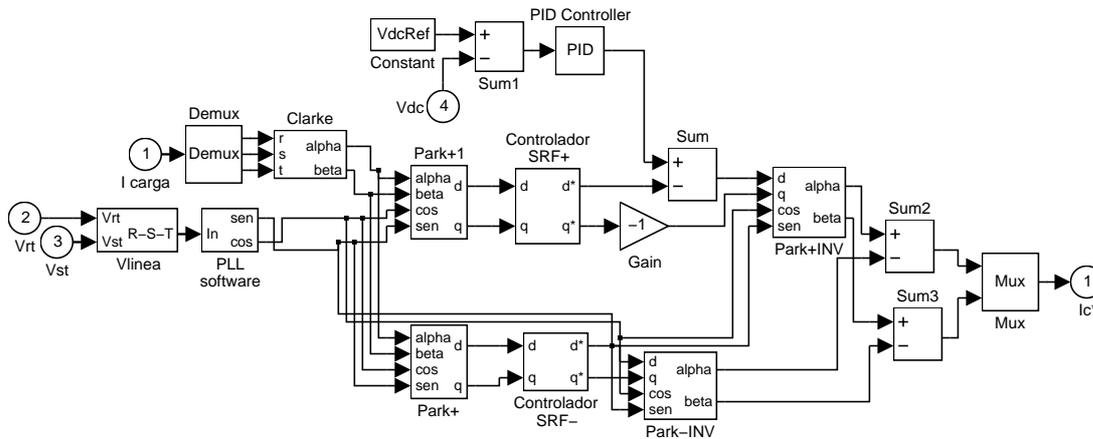


Figura 4.18: Cálculo de la corriente de referencia

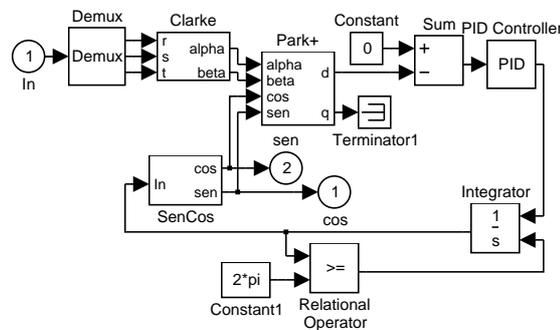


Figura 4.19: Estructura del PLL software

4.1.11. Modelo del controlador *srf4*

La utilización de varios marcos de referencia sincronizados con las componentes armónicas de la tensión de la red permite realizar una compensación selectiva en frecuencia. La utilización de varios marcos rotatorios sincronizados con la tensión de la red y girando a las frecuencias de las componentes armónicas con las que pretende operar el controlador hace necesario el empleo de diferentes circuitos de sincronización (PLL), uno para cada uno de los marcos rotatorios.

La estructura del modelo de simulación empleado en este caso, con marcos rotatorios girando a 50 Hz y 250 Hz , y que se muestra en la figura 4.20, es similar a las mostradas previamente.

El control de la corriente de inyección, al igual que en los controladores *srf2* y *srf3*, se realiza en el plano complejo estacionario, sin embargo, la modulación no se realiza de forma vectorial sino por comparación con una portadora en dientes de sierra. Por lo tanto, resulta necesario transformar los valores en el plano $\alpha\beta$ a tensiones de línea que puedan ser aplicadas al modulador. La estructura del bloque funcional de cálculo de la corriente de referencia se muestra en la figura 4.21.

4.1.12. Modelos de los controladores $dft1$ y $dft2$

Los métodos de control expuestos en apartados anteriores operan en el dominio temporal. Los métodos que se presentan a continuación, $dft1$ y $dft2$, están definidos en el dominio frecuencial y se basan en la transformada discreta de Fourier de las señales (DFT).

La diferencia entre $dft1$ y $dft2$ se encuentra en la capacidad del segundo para actuar de forma selectiva, de un modo similar al método $srf4$. La figura 4.22 muestra la estructura de los modelos de simulación empleados en ambos casos.

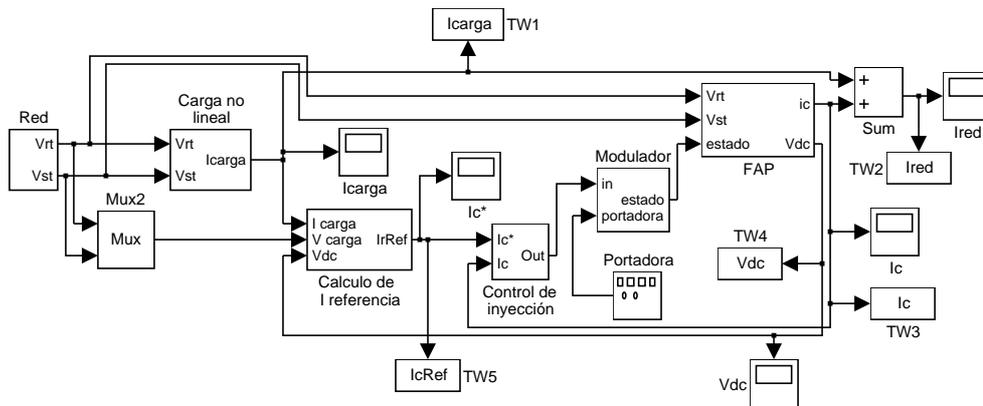


Figura 4.22: Estructura de los modelos $dft1$ y $dft2$

En ambos casos, la determinación de la componente activa de las corrientes de la carga se realiza aplicando las definiciones de Buchholz a señales no sinusoidales periódicas que verifican las expresiones 2.58. La determinación de la magnitud y la fase de cada una de las componentes armónicas de las corrientes y las tensiones se realiza aplicando la DFT sobre registros de 128 muestras de estas señales, obtenidos con una frecuencia de muestreo de $6,4 \text{ kHz}$. En los dos casos, se han considerado los 10 primeros armónicos impares de la corriente de la carga y los 7 primeros armónicos impares de las tensiones de fase. En consecuencia, $M_l^v = 14$ y $M_l^i = 20$, no considerando en la reconstrucción de las señales los armónicos pares. En estas condiciones, la conductancia equivalente de la carga promedio G , determinada por la expresión 2.65, pasará a tener la forma:

$$G = \frac{\sum_{l=1}^3 \sum_{k=1}^7 V_l^{2k-1} I_l^{2k-1} \cos(\phi_l^{2k-1} - \theta_l^{2k-1}) + P_{dc}}{\sum_{k=1}^7 V_r^{2k-1} + \sum_{k=1}^7 V_s^{2k-1} + \sum_{k=1}^7 V_t^{2k-1}} \quad (4.2)$$

Correspondiendo el término P_{dc} a la potencia que debe ser consumida por el FAP para mantener

la tensión en el condensador de compensación.

Las corrientes que deben emplearse como referencia para la compensación en cada una de las fases pueden, por tanto, describirse como:

$$I_r(k) = \sum_{m=1}^{10} I_r^{2m-1} \cos((2m-1)\omega k + \theta_r^{2m-1}) - G \sum_{m=1}^7 V_r^{2m-1} \cos((2m-1)\omega k + \phi_r^{2m-1}) \quad (4.3)$$

$$I_s(k) = \sum_{m=1}^{10} I_s^{2m-1} \cos((2m-1)\omega k + \theta_s^{2m-1}) - G \sum_{m=1}^7 V_s^{2m-1} \cos((2m-1)\omega k + \phi_s^{2m-1}) \quad (4.4)$$

$$I_t(k) = \sum_{m=1}^{10} I_t^{2m-1} \cos((2m-1)\omega k + \theta_t^{2m-1}) - G \sum_{m=1}^7 V_t^{2m-1} \cos((2m-1)\omega k + \phi_t^{2m-1}) \quad (4.5)$$

En los dos modelos de simulación desarrollados el control de la corriente de inyección se realiza de forma independiente sobre cada una de las líneas y posteriormente se modulan las señales de salida de los controladores mediante una señal portadora en dientes de sierra, de igual modo que en el modelo del controlador *pq1*.

La diferencia entre los modelos *dft1* y *dft2* radica en el número de armónicos considerados en el cálculo de la corriente de referencia. En el cálculo de G_0 ambos modelos emplean 7 armónicos, sin embargo, en el cálculo de las corrientes no activas de cada fase el modelo *dft1* emplea las amplitudes y fases de todos los armónicos mientras que *dft2* no considera los valores $m = 4, 5, 6$ correspondientes a los armónicos 7° , 9° y 13° de la frecuencia fundamental de la red.

La tabla 4.7 muestra de forma abreviada las características fundamentales de cada uno de los modelos de controlador descritos en este capítulo.

4.2. Análisis comparativo de los resultados de la compensación

Las señales de prueba mostradas en este capítulo, correspondientes a tensiones de red distorsionadas, han sido aplicadas a los modelos de simulación de cada una de las variantes analizadas de los tres métodos de control más empleados.

El objetivo estas simulaciones es la determinación de la eficiencia del compensador desde el

	Cálculo de I_c^*	Control de I_c	Modulador
<i>pq1</i>	pq, FPB orden 2	R-S-T	portadora
<i>pq2</i>	pq, FPB orden 5	R-S-T	portadora
<i>pq3</i>	pq, FPB orden 2	α - β	SVM
<i>pq4</i>	pq, FPB orden 5	α - β	SVM
<i>srf1</i>	SRF+, PLL hardware	d - q	portadora
<i>srf2</i>	SRF+/-, PLL hardware	α - β	SVM
<i>srf3</i>	SRF+/-, PLL software	α - β	SVM
<i>srf4</i>	SRF+ selectivo, 2 PLLs hardware	α - β	portadora
<i>dft1</i>	DFT global	R-S-T	portadora
<i>dft2</i>	DFT selectivo	R-S-T	portadora

Tabla 4.7: Características fundamentales de los controladores analizados

punto de vista de la corrección del factor de potencia y de la reducción de la corriente de exceso de la carga, tal y como fueron definidas en el capítulo 2, así como del tiempo de respuesta como magnitud adicional en la evaluación de las técnicas de control convencionales

En todos los casos las pruebas se han realizado sobre los mismos modelos de carga no lineal e inversor del FAP. También la frecuencia de muestreo empleada en la evaluación de estos parámetros ha sido la misma en todos los casos, correspondiendo a 25,6 kHz .

Las pruebas realizadas se organizan según la tabla 4.8, en la cual se muestran los parámetros evaluados en cada caso. Por las características de las pruebas de tolerancia a la distorsión armónica de la tensión de la red no se ha evaluado el tiempo de respuesta en estos casos.

	η_{PF}	η_I	T_r
<i>armonicos</i>	X	X	-
<i>desequilibrios</i>	X	X	X
<i>huecos</i>	X	X	X

Tabla 4.8: Resultados analizados

Los resultados obtenidos para cada uno de los controladores analizados se muestran en forma de tabla donde se resaltan el mejor y el peor resultado para cada una de las pruebas. El mejor resultado se presenta en una celda sombreada mientras que los peores resultados corresponden a los valores resaltados en negrita.

4.2.1. Eficiencia en la corrección del factor de potencia (η_{FP})

La evaluación de la eficiencia del compensador en la corrección del factor de potencia de la carga se ha realizado bajo los tres tipos de distorsión. En el caso de armónicos, las medidas se han efectuado una vez que la tensión en el condensador de compensación se ha estabilizado tras

finalizar el proceso de carga. En los otros dos casos, el análisis se realiza transcurrido un ciclo de la frecuencia fundamental de la red tras producirse el transitorio en las señales de tensión, por lo que debe tenerse en cuenta que el condensador podría no haber llegado a estabilizarse.

	<i>pq1</i>	<i>pq2</i>	<i>pq3</i>	<i>pq4</i>	<i>sr f1</i>	<i>sr f2</i>	<i>sr f3</i>	<i>sr f4</i>	<i>dft1</i>	<i>dft2</i>
<i>ap</i>	63,3	63,1	46,3	45,4	73,4	40,0	42,7	49,1	80,1	72,1
<i>ao</i>	58,8	60,9	44,6	44,6	70,2	38,9	48,3	41,9	82,7	76,2
<i>ai02</i>	59,9	68,3	47,1	55,2	78,1	38,0	48,9	43,9	83,6	76,9
<i>ai04</i>	66,9	68,1	54,5	56,8	78,7	42,4	48,9	56,2	86,2	77,9
<i>ai05</i>	40,4	47,6	39,9	42,8	67,3	38,2	54,4	44,1	90,1	83,8
<i>ai07</i>	67,7	66,0	49,4	47,1	69,8	44,9	57,6	44,8	90,2	78,7
<i>ai08</i>	69,1	70,1	52,5	56,9	79,0	41,4	48,8	54,2	86,7	78,2
<i>ai10</i>	69,8	69,5	59,1	60,0	80,3	42,2	49,5	57,0	86,7	78,3
<i>ai11</i>	56,6	57,2	47,0	50,8	79,4	41,3	47,7	60,6	84,6	67,2
<i>ai13</i>	53,1	55,9	53,7	54,4	80,5	36,9	42,2	55,0	84,0	69,5
<i>ai14</i>	67,0	70,3	53,8	56,3	79,4	42,1	48,9	53,5	86,5	78,2
<i>agen</i>	48,5	49,8	26,6	29,9	49,6	46,5	46,4	18,2	78,6	75,8
<i>aUC1</i>	63,6	65,5	31,9	40,2	75,5	49,6	47,7	42,3	84,9	74,9
<i>aUC2</i>	57,9	57,7	35,6	36,9	68,6	52,2	47,2	34,7	82,8	70,2

Tabla 4.9: η_{FP} bajo distorsión armónica de tensión

La tabla 4.9 muestra los resultados alcanzados durante la compensación con cada uno de los métodos. Destacan los resultados alcanzados por el método basado en la DFT con todos los armónicos modelados *dft1*, llegando a lograr eficiencias del 90 % en la corrección del factor de potencia. No obstante, también los métodos *dft2* y *sr f1* alcanzan eficiencias elevadas, si bien no alcanzan los valores del método *dft1*. También cabe resaltar que los peores resultados de la compensación se alcanzan en buena parte de las pruebas en el caso del método *sr f2*, en parte como consecuencia de la eliminación en la corriente de referencia para la compensación de la porción asociada a la secuencia negativa de la tensión de la red y en parte debido a la técnica de modulación empleada.

Analizando los resultados con mayor detalle se observa que los métodos basados en moduladores analógicos, salvo en el caso de *sr f4*, alcanzan mayores eficiencias en la compensación. En estos casos el control de la corriente, salvo en el caso del método *sr f1*, se realiza mediante controladores *PI* actuando sobre cada una de las líneas.

Los resultados obtenidos al aplicar métodos de control basados en la teoría pq con iguales técnicas de modulación pero diferente filtro paso bajo aplicado al controlador presentan resultados similares a altas frecuencias, sin embargo, a bajas frecuencias, por ejemplo bajo la prueba *ai02*, se observa una mayor eficiencia en el caso de FPB de orden mayor. Para un mismo controlador

basado en la teoría pq también puede apreciarse que en las pruebas en las que la magnitud del armónico aplicado es mayor la eficiencia del compensador se reduce notablemente, lo que concuerda con trabajos publicados previamente [MAR98].

En el caso de la utilización del marco de referencia rotatorio, la comparación de los resultados alcanzados por los métodos *srf2* y *srf3* permite establecer que la eficiencia de este último, que emplea un PLL software, es mayor en todas las pruebas realizadas salvo en el caso de distorsiones de la onda de tensión reales, en las cuales la eficiencia del método *srf2* es ligeramente mayor.

Desde el punto de vista de la selectividad de las componentes armónicas consideradas en la compensación, los dos métodos, *srf4* y *dft2* ofrecen resultados inferiores que sus homólogos para compensación global, *srf1* y *dft1*, lo que por otro lado era previsible.

En el caso del método *srf1*, los resultados de la compensación son equiparables a los obtenidos mediante el controlador *dft1*, si bien éstos empeoran cuando la magnitud del armónico de tensión es elevada, tal y como sucede en la prueba *agen*.

Se han considerado huecos de tensión suficientemente largos en los que poder establecer la eficiencia tras un período de estabilización después del transitorio. Bajo estas condiciones se han obtenido los resultados mostrados en la tabla 4.10.

	<i>pq1</i>	<i>pq2</i>	<i>pq3</i>	<i>pq4</i>	<i>srf1</i>	<i>srf2</i>	<i>srf3</i>	<i>srf4</i>	<i>dft1</i>	<i>dft2</i>
<i>h30f0</i>	57,4	54,3	12,9	17,1	56,9	29,2	24,3	-3,9	28,9	28,1
<i>h30f45</i>	53,3	52,3	12,4	13,6	53,0	28,1	24,0	-8,4	29,0	30,3
<i>h30f90</i>	52,9	53,0	12,2	16,0	52,3	26,9	25,1	2,4	28,7	27,5
<i>h30f135</i>	51,8	54,2	9,4	14,9	55,4	29,6	24,3	9,0	26,7	29,2
<i>h60f0</i>	-42,4	-90,1	-141	-217	-79,5	-53,8	-76,7	-191	-172	-170
<i>h60f45</i>	-38,5	-99,9	-144	-220	-77,7	-58,2	-83,0	-201	-161	-154
<i>h60f90</i>	-45,7	-149	-144	-298	-81,6	-66,4	-79,8	-213	-176	-178
<i>h60f135</i>	-46,1	-204	-145	-358	-86,2	-60,2	-76,6	-212	-199	-179
<i>hrp40</i>	-1,0	-7,6	-70,9	-88,3	-152	-272	-39,2	-224	-224	-244

Tabla 4.10: η_{FP} bajo huecos de tensión

A la vista de éstos se puede establecer que, aunque los mejores resultados son los obtenidos por los métodos *pq1*, *pq2* y *srf1*, en todos los casos la eficiencia en la corrección del factor de potencia de la carga se reduce.

Los resultados relativos obtenidos entre métodos con modulador digital y modulador analógico se mantienen en la línea de los resultados con distorsión armónica de tensión, sin embargo, el método *srf4*, con modulador con portadora triangular, es el método que peores resultados de compensación logra en todos los casos.

Los resultados obtenidos muestran que la eficiencia alcanzada por todos los métodos de control analizados presenta una mayor dependencia de la profundidad del hueco que del instante de tiempo en el que éste se produce. Como se puede comprobar en la tabla 4.10, todos los métodos fallan al aplicar huecos de tensión de 60 % de profundidad, incluso los métodos $pq1$, $pq2$ y $sr f1$ que anteriormente obtenían buenos resultados. Particularmente, en el caso de los valores correspondientes al hueco real de un 40 % de profundidad, los resultados son similares a los obtenidos cuando se consideran huecos con un 60 %.

Comparando los métodos basados en la teoría pq , los resultados obtenidos con diferentes FPB son similares cuando el hueco es poco profundo. Cuando su profundidad es del 60 %, el factor de potencia final empeora a medida que aumenta el ángulo de fase en el que se produce.

Las diferencias entre los métodos $sr f2$ y $sr f3$ son pequeñas cuando el hueco es de una profundidad de un 30 %, resultando mejor el comportamiento al emplear el PLL hardware.

El análisis de η_{FP} tras la aparición de desequilibrios en la tensión de la red se realiza también dos ciclos después del transitorio en las señales de tensión de la red. La tabla 4.11 muestra los resultados de la compensación para las pruebas de tolerancia a desequilibrios.

	$pq1$	$pq2$	$pq3$	$pq4$	$sr f1$	$sr f2$	$sr f3$	$sr f4$	$dft1$	$dft2$
$dk8$	42,7	58,1	18,8	28,6	64,2	19,8	46,2	26,4	48,3	48,8
$dk17$	-34,1	16,2	-51,0	-8,0	37,5	-34,0	28,0	-12,2	13,7	15,5
$dk25$	-129	-43,2	-162	-68,4	24,7	-32,1	13,5	-28,6	-13,3	-16,1
$dUC1$	62,0	65,2	28,3	34,7	64,5	61,8	54,2	27,1	51,0	50,6

Tabla 4.11: η_{FP} bajo desequilibrios

Los resultados obtenidos permiten establecer que el método con mejor comportamiento es $sr f1$, aunque $pq2$ también tiene una buena respuesta cuando el desequilibrio es pequeño.

Los dos únicos métodos que no empeoran el factor de potencia de la carga tras el desequilibrio con $k = 25$ son $sr f1$ y $sr f3$.

Comparando los resultados obtenidos con $pq1$ y $pq2$ por un lado, y los resultados obtenidos con $pq3$ y $pq4$ por otro, se observa que los controladores con FPB de mayor orden llevan a resultados mejores, siendo mayor la diferencia entre métodos cuanto mayor es el desequilibrio aplicado.

En el caso de los controladores $sr f2$ y $sr f3$, la utilización del PLL software obtiene mejores resultados de compensación cuando el desequilibrio es mayor. Al aplicar la prueba $dUC1$, con menor desequilibrio, el método con PLL hardware se comporta mejor que el correspondiente al PLL software, en concordancia con las pruebas de distorsión armónica a baja frecuencia.

Los métodos $dft1$ y $dft2$ presentan mejores resultados cuanto menor es el desequilibrio debido

al período de latencia de estos métodos.

4.2.2. Eficiencia en la reducción de la corriente de exceso de la carga (η_I)

Bajo las mismas condiciones descritas en la sección anterior, se ha efectuado la evaluación de los controladores desde el punto de vista de su capacidad para la reducción de la corriente de exceso de la carga.

La tabla 4.12 muestra los resultados obtenidos cuando se aplican señales de tensión con distorsión armónica.

	<i>pq1</i>	<i>pq2</i>	<i>pq3</i>	<i>pq4</i>	<i>sr f1</i>	<i>sr f2</i>	<i>sr f3</i>	<i>sr f4</i>	<i>dft1</i>	<i>dft2</i>
<i>ap</i>	66,8	65,9	52,0	49,7	75,7	46,1	48,4	53,0	68,4	55,6
<i>ao</i>	63,6	64,8	50,4	50,4	73,3	46,2	54,7	46,6	71,7	60,7
<i>ai02</i>	64,1	71,3	52,3	59,3	80,2	44,9	54,3	49,0	74,7	64,1
<i>ai04</i>	70,5	71,0	59,4	60,6	80,7	48,8	54,5	59,9	78,1	64,8
<i>ai05</i>	47,6	53,6	47,2	49,1	71,4	46,6	60,9	50,3	84,6	74,8
<i>ai07</i>	71,9	70,6	55,2	52,9	73,6	52,7	63,9	51,1	84,8	67,3
<i>ai08</i>	72,3	72,7	57,6	60,8	80,9	47,9	54,3	57,9	78,9	65,1
<i>ai10</i>	73,0	72,2	63,3	63,4	82,0	48,7	54,9	60,7	78,9	65,4
<i>ai11</i>	60,3	59,8	51,4	53,6	81,1	47,3	53,0	64,1	76,4	49,8
<i>ai13</i>	58,1	59,5	59,0	58,4	82,2	43,2	48,0	59,3	76,9	55,1
<i>ai14</i>	70,5	73,0	58,4	60,1	81,3	48,4	54,4	57,9	78,5	65,1
<i>agen</i>	55,2	55,2	34,1	35,7	54,8	53,1	53,8	23,7	59,6	53,9
<i>aUC1</i>	67,1	68,2	38,1	44,2	77,2	54,4	52,9	45,9	74,8	57,7
<i>aUC2</i>	61,4	61,2	40,0	41,7	71,1	56,6	52,5	39,9	69,9	47,7

Tabla 4.12: η_I bajo distorsión armónica de tensión

Los resultados muestran que el método más eficiente en este caso es el *sr f1*, aunque *dft1* tiene un comportamiento similar. Este último es capaz de reducir en mayor medida la corriente de exceso inicial de la carga cuando la distorsión armónica de la onda de tensión es elevada y los armónicos de tensión aplicados individualmente han sido empleados en el cálculo de la conductancia equivalente de la carga.

El método que obtiene peores resultados es *sr f2*. Al igual que en el caso de la eficiencia en la corrección del factor de potencia, el comportamiento del PLL software es superior al del PLL hardware bajo distorsión armónica de la tensión de la red.

De un modo similar a la sección anterior, los resultados obtenidos con el método pq varían dependiendo del orden del FPB aplicado y la frecuencia de los armónicos de tensión considerados en la prueba bajo análisis. Así, a bajas frecuencias los FPB de mayor orden tienen una mejor respuesta, y a alta frecuencias los resultados son similares.

Al igual que en el caso de los resultados de η_{FP} , en este caso los técnicas basadas en moduladores analógicos obtienen mejores eficiencias que las que emplean moduladores digitales.

Hay que tener en cuenta que la aplicación de métodos de control con capacidad selectiva reduce la efectividad de compensación.

La tabla 4.13 muestra las eficiencias obtenidas durante las pruebas de tolerancia a huecos de tensión. Bajo estas pruebas los cálculos se han realizado durante el segundo ciclo a la frecuencia fundamental tras el transitorio de las señales de tensión de la red.

	<i>pq1</i>	<i>pq2</i>	<i>pq3</i>	<i>pq4</i>	<i>sr f1</i>	<i>sr f2</i>	<i>sr f3</i>	<i>sr f4</i>	<i>dft1</i>	<i>dft2</i>
<i>h30f0</i>	61,6	59,3	19,5	23,7	61,9	36,4	31,9	8,1	41,5	41,0
<i>h30f45</i>	58,1	57,6	19,4	20,7	58,7	35,5	31,5	5,7	41,2	42,0
<i>h30f90</i>	57,8	58,3	20,2	23,7	58,6	34,3	32,6	14,5	40,4	39,8
<i>h30f135</i>	56,8	59,7	17,2	23,1	61,5	37,0	31,8	18,0	39,2	41,0
<i>h60f0</i>	-32,5	-43,8	-130	-145	-35,6	-42,9	-65,6	-137	-187	-182
<i>h60f45</i>	-28,9	-46,5	-133	-136	-32,0	-46,8	-72,3	-132	-187	-181
<i>h60f90</i>	-36,2	-52,5	-128	-149	-31,0	-54,6	-68,1	-140	-194	-201
<i>h60f135</i>	-33,7	-72,4	-131	-166	-33,1	-48,5	-65,2	-143	-207	-197
<i>hrp40</i>	6,1	7,6	-61,4	-65,6	-115	-256	-27,7	-176	-218	-233

Tabla 4.13: η_I bajo huecos de tensión

A la vista de la tabla se puede establecer que el método más eficiente es el *sr f1* y el más ineficiente el *sr f4*, en parte debido a su capacidad selectiva.

En el caso de los huecos de mayor profundidad ningún método es capaz de reducir la corriente de exceso inicial de la carga, sin embargo, en el caso del hueco real, resalta el comportamiento de los métodos *pq1* y *pq2*, que logran reducir dicha corriente a pesar de no lograr mejorar el factor de potencia (ver tabla 4.10).

Comparando los resultados de los diferentes métodos se observa que los controladores con moduladores analógicos obtienen mejores η_I que los que emplean moduladores digitales, salvo en el caso del método *sr f4*.

Además, en el caso de los controladores basados en la teoría pq y bajo las pruebas con huecos de mayor profundidad, la ineficiencia de los controladores con FPB de mayor orden aumenta con la fase en el instante de inicio del hueco. Con los demás métodos de control la ineficiencia permanece prácticamente constante.

Comparando los resultados de los métodos *sr f2* y *sr f3* se puede establecer que el método que emplea el PLL hardware es capaz de reducir en mayor medida la corriente de exceso inicial de la carga.

En el caso de los desequilibrios, si bien los métodos más eficientes son los basados en la DFT, el método *srf1* también presenta buenos resultados, tal y como muestra la tabla 4.14.

	<i>pq1</i>	<i>pq2</i>	<i>pq3</i>	<i>pq4</i>	<i>srf1</i>	<i>srf2</i>	<i>srf3</i>	<i>srf4</i>	<i>dft1</i>	<i>dft2</i>
<i>d8</i>	40,7	59,1	17,3	31,1	61,9	23,5	49,6	28,2	63,7	64,0
<i>d17</i>	-55,5	8,4	-67,3	-15,3	23,7	-44,2	24,3	-21,7	38,7	40,5
<i>d25</i>	-157	-63,0	-187	-85,6	-12,4	-66,7	-1,1	-61,2	24,1	22,7
<i>dUC1</i>	63,7	67,5	32,5	38,1	65,4	63,6	58,3	28,2	67,0	66,7

Tabla 4.14: η_I bajo desequilibrios de tensión

A la vista de los resultados expuestos se aprecia como el método *srf1* durante la prueba *dk25*, aun mejorando el factor de potencia de la carga, aumenta la corriente en exceso debido a que mantiene las corrientes de carga equilibradas. En consecuencia, a medida que aumenta el desequilibrio de las señales de tensión aumenta la corriente en exceso del sistema y el compensador no es capaz de reducirla.

En el caso de los métodos basados en la teoría pq, de nuevo los métodos con FPB de mayor orden obtienen mayores eficiencias.

Para los métodos *srf2* y *srf3* el comportamiento del PLL software frente al hardware es superior cuando el desequilibrio aumenta, tal y como muestran las columnas de datos de los métodos *srf2* y *srf3*.

4.2.3. Tiempo de respuesta ante transitorios en la tensión de la red (T_r)

Otro parámetro a tener en cuenta en la evaluación de los métodos de control convencionales es el tiempo de respuesta del controlador ante variaciones de las señales de tensión en el punto de conexión, independientemente de la eficiencia alcanzada por el compensador.

En este sentido, se han evaluado los tiempos de respuesta de los métodos de control considerados ante huecos de tensión y desequilibrios. En el primer caso se han aplicado todas la pruebas definidas, y en el segundo, no se ha aplicado la prueba *dUC1* ya que sólo se tienen registros de la señal real en régimen estacionario.

En la evaluación de los resultados debe tenerse en cuenta que los valores contenidos en las tablas corresponden al tiempo transcurrido desde que la corriente de carga se estabiliza hasta que lo hace la corriente de línea. En todos los casos, el error cometido en la estimación del tiempo de respuesta es menor que 5 *ms*.

Los resultados de los tiempos de respuesta al aplicar las señales de prueba con huecos de tensión se muestran en la tabla 4.15. Se puede establecer que los tiempos de respuesta para cada

controlador y en cada una de las pruebas son muy diferentes.

	<i>pq1</i>	<i>pq2</i>	<i>pq3</i>	<i>pq4</i>	<i>sr f1</i>	<i>sr f2</i>	<i>sr f3</i>	<i>sr f4</i>	<i>dft1</i>	<i>dft2</i>
<i>h30f0</i>	11,0	17,0	5,0	18,5	6,5	4,0	2,5	6,0	35,0	35,0
<i>h30f45</i>	10,5	24,0	7,0	22,5	11,0	6,0	4,0	9,5	56,5	56,5
<i>h30f90</i>	9,5	20,0	8,5	19,5	13,0	1,5	11,5	7,5	52,0	52,0
<i>h30f135</i>	8,0	19,0	3,0	19,0	9,0	6,0	6,0	8,0	49,0	49,0
<i>h60f0</i>	17,5	33,0	11,5	32,5	23,5	12,0	8,5	27,5	57,0	57,0
<i>h60f45</i>	13,5	32,5	16,5	33,0	19,5	19,5	15,0	26,0	51,5	51,5
<i>h60f90</i>	25,0	35,5	21,5	35,0	31,5	27,0	28,5	31,0	72,5	72,5
<i>h60f135</i>	19,0	34,0	20,0	30,5	16,5	11,0	12,5	14,5	47,5	47,5
<i>hrp40</i>	5,0	7,5	2,5	9,5	4,0	1,5	3,5	6,0	—	—

Tabla 4.15: T_r (ms) ante huecos de tensión

Aunque los tiempos de respuesta menores corresponden a los métodos *sr f2* y *sr f3*, también se comprueba que no son los que mejores eficiencias presentan bajo las mismas condiciones, según se ha visto en las secciones anteriores.

Entre los métodos de control restantes, destacan por sus malos resultados los métodos *dft1* y *dft2*, como consecuencia del funcionamiento de sus algoritmos de cálculo de la corriente de referencia, que presenta un retraso de dos ciclos a la frecuencia fundamental de la red.

Comparando los métodos basados en la teoría pq se puede ver que los tiempos de respuesta en el caso de los métodos con FPB de mayor orden son peores que en el caso de filtros de orden menor.

En el caso de los tiempos de respuesta ante variaciones del estado de equilibrio de las tensiones de la red, los resultados medidos pueden consultarse en la tabla 4.16.

	<i>pq1</i>	<i>pq2</i>	<i>pq3</i>	<i>pq4</i>	<i>sr f1</i>	<i>sr f2</i>	<i>sr f3</i>	<i>sr f4</i>	<i>dft1</i>	<i>dft2</i>
<i>dk8</i>	5,5	5,5	8,5	8,0	3,0	4,5	4,0	4,0	50,5	50,5
<i>dk17</i>	8,0	13,0	18,5	20,0	18,5	7,5	6,5	14,5	53,5	53,5
<i>dk25</i>	9,0	19,0	20,0	21,5	4,5	4,5	7,0	5,0	59,0	59,0

Tabla 4.16: T_r (ms) ante desequilibrios de tensión

Como se puede observar los mejores tiempos corresponden a los métodos basados en la transformación SRF, como consecuencia de su baja capacidad para reducir la corriente de exceso de la carga en condiciones de desequilibrio.

En el caso de los controladores basados en el método pq, de nuevo los métodos con FPB de orden bajo obtienen mejores resultados.

4.3. Requerimientos generales de un controlador tolerante a distorsiones de la tensión de la red

Como conclusión de los análisis realizados en las secciones anteriores pueden establecerse las características generales de comportamiento que debe tener un controlador ideal tomando como referencia los valores de η_{FP} y η_I .

Desde la perspectiva de η_{FP} , el método de control más eficiente en estado estacionario es *dft1*, que emplea como corriente de referencia para la compensación la corriente no activa según Fryze. Ante la presencia de huecos de tensión, son los métodos *pq1* y *srf1* los más eficientes, si bien ambos fallan cuando la profundidad del hueco es de un 60 % o superior. En el caso de desequilibrios, *srf1* es el método que obtiene las mejores correcciones del factor de potencia debido a su capacidad para calcular la corriente activa I_a como proyección de la corriente sobre la tensión de secuencia negativa.

Desde la óptica de η_I los métodos que generan mejores resultados en estado estacionario ante tensiones de red con distorsión armónica son el *srf1* y el *dft1*. Este último es superior cuando el armónico individual de la prueba se encuentra modelado en el cálculo de la conductancia equivalente de la carga. Durante las pruebas de tolerancia a huecos, de nuevo *srf1* obtiene las mayores reducciones de la corriente en exceso al aplicar huecos de pequeña profundidad. Bajo las pruebas de desequilibrio, el método *dft2* es más eficiente que el *srf1* debido a que este último obtiene la secuencia positiva de la corriente de carga.

Los métodos con peores tiempos de respuesta son los basados en la transformada discreta de Fourier. Los métodos restantes presentan tiempos de respuesta similares para cada una de las pruebas.

En consecuencia, el controlador ideal, ante distorsión armónica de tensión, debería comportarse como un híbrido del método *dft1* y el *srf1*, como *srf1* ante huecos de tensión y, en el caso de desequilibrios entre fases, como un híbrido del *srf1* y el *dft2*.

Es decir, un método tolerante a distorsiones de la tensión de la red debería ser capaz de reducir la corriente de exceso y presentar tiempos de respuesta similares a los métodos basados en el SRF, y ser capaz de mejorar el factor de potencia de la carga en estado estacionario como los métodos basados en la DFT.