
5. Algoritmo de control de filtros activos de potencia paralelo polifásicos tolerante a la distorsión de la tensión de la red

Este capítulo presenta una propuesta de un algoritmo de control digital para filtros activos de potencia (FAP) paralelo polifásicos basado en la estimación de los valores instantáneos de la corriente no activa de la carga según la definición de Buchholz. La utilización del filtrado discreto de Kalman permite realizar la estimación de la conductancia equivalente de la carga promedio G en cada instante de tiempo a la vez que simplifica el control de la corriente inyectada por el FAP.

Aplicando las formas de onda de tensión descritas en el capítulo anterior se realizan pruebas de simulación del algoritmo para el caso de un sistema trifásico a tres hilos. Los resultados alcanzados en estas pruebas, realizadas bajo las condiciones establecidas en el capítulo anterior, se comparan con los obtenidos por los métodos de control tradicionales.

5.1. Filtrado de Kalman aplicado a señales eléctricas

Antes de analizar la aplicación del algoritmo de filtrado de Kalman a señales de tensión y corriente en sistemas eléctricos se realizará una descripción sintética de sus fundamentos y principales características.

5.1.1. Filtrado de Kalman

Un filtro de Kalman realiza una estimación óptima, desde el punto de vista de mínimos cuadrados, de las variables de estado de un sistema a partir de las medidas disponibles del mismo [CHU99].

Un sistema lineal sometido a ruido blanco puede modelarse mediante las ecuaciones de estado y medida siguientes:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{\Gamma}_k \xi_k \\ \mathbf{v}_k &= \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k + \eta_k \end{cases} \quad (5.1)$$

Considerando el instante de tiempo k , al aplicar la matriz de transición de estados \mathbf{A}_k al vector que contiene las variables de estado del sistema en cada instante de tiempo \mathbf{x}_k se obtiene la estimación del valor de las variables de estado en el siguiente instante de tiempo $k + 1$. En el modelo se tiene en cuenta que las variables de estado pueden tener asociadas una secuencia de ruido blanco dada por ξ_k . Las medidas realizadas sobre el sistema en cada instante de tiempo \mathbf{v}_k se encuentran a su vez relacionadas con \mathbf{x}_k mediante la matriz de medida \mathbf{C}_k y una secuencia de ruido blanco η_k asociada a las mediciones.

Aplicando el criterio de mínimos cuadrados, el valor óptimo de la estimación de las variables de estado en cada instante de tiempo k puede obtenerse mediante el lazo recursivo de filtrado que responde a las ecuaciones:

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{A}_{k-1} \mathbf{P}_{k-1|k-1} \mathbf{A}_{k-1}^T + \mathbf{\Gamma}_{k-1} \mathbf{Q}_{k-1} \mathbf{\Gamma}_{k-1}^T \quad (5.2)$$

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{C}_k^T (\mathbf{C}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{C}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1} \quad (5.3)$$

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \mathbf{C}_k) \mathbf{P}_{k|k-1} \quad (5.4)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} = \mathbf{A}_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1} \quad (5.5)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{G}_k (\mathbf{v}_k - \mathbf{C}_k \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}) \quad (5.6)$$

Las ecuaciones se evalúan secuencialmente para cada valor de $k = 1, 2, \dots$ y $\mathbf{P}_{k|k-1}$ corresponde a la estimación de la matriz de covarianza de error en el instante k calculada empleando los valores en el instante de tiempo anterior, \mathbf{Q}_{k-1} es la matriz de varianzas asociada al vector ξ_{k-1} , \mathbf{G}_k es la matriz correspondiente a las ganancias de Kalman en el instante k , \mathbf{R}_k es la matriz de varianzas asociada al vector η_k , $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ es la predicción del valor de las variables de estado en el instante k basada en el modelo de estados del sistema y $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$ es el resultado del lazo recursivo en el instante k , la estimación óptima de los valores de las variables de estado obtenida mediante la corrección de $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ mediante las medidas tomadas en el instante k .

Los valores iniciales (para $k = 0$) de la matriz de covarianza del error y de la estimación de las

variables de estado se obtienen mediante las ecuaciones:

$$\mathbf{P}_{0|0} = \text{Var}(\mathbf{x}_0) \quad (5.7)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{0|0} = E(\mathbf{x}_0) \quad (5.8)$$

Donde $\text{Var}(\mathbf{x}_0)$ y $E(\mathbf{x}_0)$ son respectivamente la varianza y el valor esperado del vector de estado, derivados del conocimiento del sistema al que se aplica el algoritmo de filtrado.

El algoritmo de filtrado descrito suele dividirse en dos lazos, el primero dedicado al cálculo de las ganancias de Kalman y que corresponde a las ecuaciones 5.2, 5.3 y 5.4. El segundo lazo recursivo opera con las ganancias de Kalman calculadas en el primero y está compuesto por las ecuaciones 5.5 y 5.6.

Si el sistema al que se aplica el algoritmo de filtrado es observable y controlable, conocidas las matrices \mathbf{A}_k , \mathbf{C}_k y $\mathbf{\Gamma}_k \forall k$ la secuencia formada por las matrices $\{\mathbf{G}_k\}$ convergerá a \mathbf{G} cuando $k \rightarrow \infty$. En consecuencia, en este tipo de sistemas, puede evitarse la primera parte del lazo recursivo correspondiente al cálculo de \mathbf{G}_k en cada instante de tiempo al emplear \mathbf{G} en su lugar. En este caso, el algoritmo de filtrado puede reducirse a las ecuaciones 5.5 y 5.6, representadas en la figura 5.1.

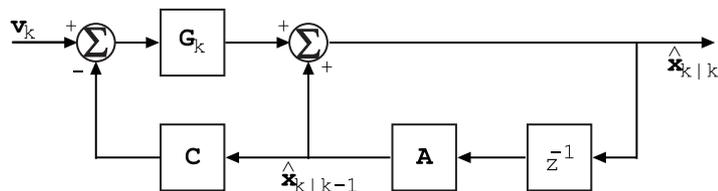


Figura 5.1: Filtro de Kalman con ganancias precalculadas

Dada la estructura del algoritmo de filtrado, una característica interesante es su capacidad de predicción del valor de las variables de estado. En este sentido, la estimación de las variables de estado para el instante de tiempo l en el instante de tiempo k ($l > k$) se puede realizar aplicando la matriz de transición de estados $l - k - 1$ veces a la salida del lazo recursivo [BRO83]. En el caso de 1 muestra de adelanto [BOZ94] propone reordenar la posición de los bloques \mathbf{A} y z^{-1} en la figura 5.1, tomando la salida con la predicción tras aplicar la matriz \mathbf{A} y antes de aplicar el retraso de una muestra.

El algoritmo de filtrado descrito no puede aplicarse a las variables de estado correspondientes a sistemas no lineales. En este tipo de sistemas las ecuaciones de estados y medida toman la forma:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{f}_k(\mathbf{x}_k) + \mathbf{H}_k(\mathbf{x}_k) \xi_k \\ \mathbf{v}_k = \mathbf{g}_k(\mathbf{x}_k) + \eta_k \end{cases} \quad (5.9)$$

Donde $\mathbf{f}_k(\mathbf{x}_k)$, $\mathbf{g}_k(\mathbf{x}_k)$ y $\mathbf{H}_k(\mathbf{x}_k)$ son funciones cuyo valor en el instante de tiempo k depende del estado del sistema.

La aplicación del filtro de Kalman extendido permite obtener una estimación de las variables de estado en este tipo de sistemas. El sistema de ecuaciones 5.9 puede linealizarse mediante el desarrollo en series de Taylor de las funciones $\mathbf{f}_k(\mathbf{x}_k)$ y $\mathbf{g}_k(\mathbf{x}_k)$, aplicando mínimos cuadrados al resultado de la linealización se obtienen las ecuaciones del lazo recursivo del filtro de Kalman extendido:

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}_{k-1}}{\partial \mathbf{x}_{k-1}}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}) \right] \mathbf{P}_{k-1|k-1} \left[\frac{\partial \mathbf{f}_{k-1}}{\partial \mathbf{x}_{k-1}}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}) \right]^T \quad (5.10)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} = \mathbf{f}_{k-1}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}) \quad (5.11)$$

$$\mathbf{G}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \left[\frac{\partial \mathbf{g}_k}{\partial \mathbf{x}_k}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}) \right]^T \left[\left[\frac{\partial \mathbf{g}_k}{\partial \mathbf{x}_k}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}) \right] \mathbf{P}_{k|k-1} \left[\frac{\partial \mathbf{g}_k}{\partial \mathbf{x}_k}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}) \right]^T + \mathbf{R}_k \right]^{-1} \quad (5.12)$$

$$\mathbf{P}_{k|k} = \left[\mathbf{I} - \mathbf{G}_k \left[\frac{\partial \mathbf{g}_k}{\partial \mathbf{x}_k}(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}) \right] \right] \mathbf{P}_{k|k-1} \quad (5.13)$$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{G}_k (\mathbf{v}_k - \mathbf{g}_k(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})) \quad (5.14)$$

Estas ecuaciones se evalúan de forma secuencial para cada instante de tiempo k por lo que la carga computacional en este caso es mayor que en el filtro de Kalman convencional. La figura 5.2 muestra la estructura del lazo recursivo para el filtro extendido.

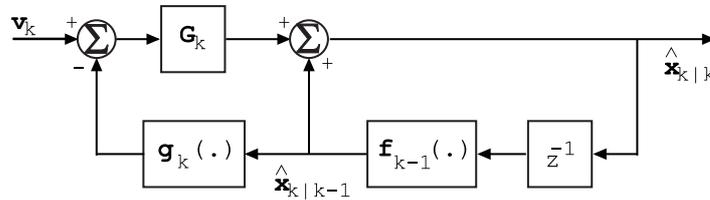


Figura 5.2: Filtro extendido de Kalman

En la figura se aprecia que la estructura del lazo, sin las ecuaciones correspondientes al cálculo de las ganancias de Kalman, es similar a la del filtro de Kalman convencional.

Los algoritmos de filtrado presentados en esta sección han sido aplicados con éxito en la medida de magnitudes eléctricas como las corrientes de línea, la frecuencia de la red o la realización de observadores de las magnitudes eléctricas en máquinas de inducción. A continuación se muestran

algunos ejemplos de estas aplicaciones

5.1.2. Detección de faltas en líneas

Una de las primeras aplicaciones del filtrado de Kalman a la medida de señales eléctricas fue la detección de fallos en las líneas. La causa de su utilización en este tipo de aplicación es su pequeño tiempo de respuesta.

En este caso, el modelo del sistema propuesto por [BRO83] corresponde a las ecuaciones:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-\beta T_s} \end{pmatrix} \mathbf{x}_k + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ w_k \end{pmatrix} \quad (5.15)$$

$$v_k = \begin{pmatrix} \cos \omega_1 k T_s & -\sin \omega_1 k T_s & 1 \end{pmatrix} \mathbf{x}_k + \eta_k \quad (5.16)$$

Donde ω_1 corresponde a la pulsación a la frecuencia de la red y T_s es el intervalo de tiempo entre dos medidas consecutivas de la corriente de línea. La aplicación de este modelo permite obtener una estimación de la amplitud y el desfase relativo de la componente de la corriente a la frecuencia fundamental de la red. La detección de los transitorios de corriente se realiza mediante la tercera variable de estado $\mathbf{x}_k[3]$ aplicada a $e^{-\beta T_s}$, siendo β el factor de amortiguamiento.

5.1.3. Caracterización de la distorsión armónica en la red

La distorsión armónica presente en las señales de tensión de la red y de corriente de línea puede evaluarse aplicando dos modelos diferentes de las señales: el modelo con sistema de referencia fijo o el modelo con sistema de referencia rotatorio [MOR94][MOR97].

Los dos modelos se obtienen mediante la representación de una señal periódica s_k en cada uno de estos sistemas de referencia. Siendo s_k de la forma:

$$s_k = \sum_{i=1}^n A_{ik} \cos(i\omega_1 k T_s + \theta_i) \quad (5.17)$$

Donde i es el orden del armónico, A_i la amplitud de ese armónico en el instante de tiempo k y θ_i es su desfase relativo.

En el modelo de ejes rotatorios el fasor de cada una de las componentes armónicas de la señal s_k se representa mediante la proyección de dicho fasor sobre un sistema de referencia que gira con la misma frecuencia angular $i\omega_1$, de modo que el desfase relativo entre el fasor de cada armónico y el

eje de referencia a esa frecuencia permanece constante. De acuerdo con este modelo, las ecuaciones de estado y medida tendrán la forma:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{I}\mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \quad (5.18)$$

$$\mathbf{v}_k = \begin{pmatrix} \cos(\omega_1 k T_s) & -\text{sen}(\omega_1 k T_s) & \dots & \cos(n\omega_1 k T_s) & -\text{sen}(n\omega_1 k T_s) \end{pmatrix} \mathbf{x}_k + \eta_k \quad (5.19)$$

Seleccionado un sistema de referencia con ejes fijos para cada uno de los n armónicos, las variables de estado seleccionadas para cada armónico corresponden a las componentes ortogonales *en fase* y *en cuadratura* de cada armónico. En este caso las ecuaciones de estado y medida tendrán la forma:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \begin{pmatrix} \mathbf{M}_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \mathbf{M}_i \end{pmatrix} \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k \quad (5.20)$$

$$\mathbf{v}_k = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{x}_k + \eta_k \quad (5.21)$$

Donde las submatrices \mathbf{M}_i verifican:

$$\mathbf{M}_i = \begin{pmatrix} \cos(i\omega_1 T_s) & -\text{sen}(i\omega_1 T_s) \\ \text{sen}(i\omega_1 T_s) & \cos(i\omega_1 T_s) \end{pmatrix} \quad (5.22)$$

Manteniendo constante la frecuencia de muestreo de las señales de tensión de red y corriente de línea, las matrices A_k y C_k son invariantes en el tiempo en los dos modelos salvo en el modelo de ejes rotatorios, donde los valores que toma la matriz de la ecuación de medida si son dependientes del instante de tiempo k en el que se ejecuta el lazo recursivo. Como consecuencia, y teniendo en cuenta las ecuaciones 5.3 y 5.4, una vez inicializado el lazo recursivo, las matrices \mathbf{P}_k y \mathbf{G}_k serán constantes en el modelo de ejes fijos y periódicas en el modelo de ejes rotatorios.

Otra propuesta de modelo para la evaluación armónica mediante filtrado de Kalman se presenta en [ALH02]. En este caso, el modelo de la señal se construye empleando lógica borrosa, lo que aumenta la precisión del algoritmo de filtrado, la complejidad del modelo y el tiempo de procesado.

5.1.4. Medida de la frecuencia fundamental de la red

Los modelos de ejes rotatorios y ejes fijos llevan implícita la información acerca de la frecuencia fundamental de la red. En caso de ser necesaria su medida estos modelos de las señales de tensión de la red y corriente de línea no permiten su evaluación. La utilización de un modelo no lineal de estas señales y el filtrado de Kalman extendido puede permitir el acceso a la información sobre su frecuencia.

La señal periódica descrita por la ecuación 5.17 puede presentarse en forma compleja según la ecuación:

$$s_k = \sum_{i=1}^n A_{ik} e^{j\omega_1 k T_s} \quad (5.23)$$

Donde i es el orden del armónico, $A_{ik} = |A_{ik}| e^{j\theta_i}$ es la amplitud del armónico con el desfase realtivo en el instante de tiempo k y j es la unidad imaginaria.

De acuerdo a esta ecuación, las ecuaciones de estado y medida para una señal senoidal pura a la frecuencia de la red pueden escribirse como:

$$\begin{pmatrix} \alpha_1 \\ s \end{pmatrix}_{k+1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \alpha_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ s \end{pmatrix}_k \quad (5.24)$$

$$v_k = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ s \end{pmatrix}_k + \eta_k \quad (5.25)$$

Siendo:

$$\alpha_1 = e^{j\omega_1 T_s} \quad (5.26)$$

Linealizando esta ecuación y aplicando las ecuaciones del filtro extendido de Kalman se puede obtener la información acerca de la pulsación a la frecuencia fundamental de la red ω_1 [NIS97]. En el caso de señales periódicas con armónicos se puede aplicar un modelo similar [DAS99]. El tiempo de respuesta del algoritmo de filtrado puede ser mejorado inicializando la matriz de covarianza de error cuando se produce un transitorio [DAS00]. Este mismo modelo puede ser aplicado para el análisis de sistemas desequilibrados [DAS02].

Una aproximación no lineal más sencilla para la determinación de la frecuencia fundamental de la red se presenta en [ROU02]. En este caso, las ecuaciones de estado y medida se derivan de

la relación que deben cumplir tres muestras consecutivas de una señal senoidal pura de amplitud constante:

$$s_k - 2\cos(\omega_0 T_s) s_{k-1} + s_{k-2} = 0 \quad (5.27)$$

Tomando como variables de estado:

$$\mathbf{x}_k = \begin{pmatrix} 2\cos(\omega_0 T_s) \\ s_{k-1} \\ s_{k-2} \end{pmatrix} \quad (5.28)$$

Las ecuaciones de estado y medida tomarán respectivamente la forma:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{x}[1]_k & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \mathbf{x}_k \quad (5.29)$$

$$\mathbf{v}_k = \begin{pmatrix} 0 & \mathbf{x}[1]_k & -1 \end{pmatrix} \mathbf{x}_k \quad (5.30)$$

Donde la primera componente del vector de estado $\mathbf{x}[1]_k$ permite obtener la estimación de la frecuencia en cada instante de tiempo k .

5.1.5. Modelado de máquinas eléctricas

En el caso de motores síncronos y asíncronos la aplicación del filtrado de Kalman extendido permite realizar una estimación las magnitudes eléctricas de la máquina. La utilización de este tipo de filtrado permite evitar la utilización de sensores de velocidad mecánicos, reduciendo los costes de desarrollo del controlador y aumentado su fiabilidad [HOL02].

En el caso del motor asíncrono, las ecuaciones no lineales que describen su funcionamiento en el plano rotatorio a frecuencia ω_e son [NOV96][TEX97][OUH00]:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} I_{Sd} \\ I_{Sq} \\ \Psi_{Rd} \\ \Psi_{Rq} \\ \omega_R \end{pmatrix} = \mathbf{M} + \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} V_{Sd} \\ \frac{1}{\sigma L_S} V_{Sq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5.31)$$

Siendo:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} -\left(\frac{R_S}{\sigma L_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_R}\right) I_{Sd} + \omega_e I_{Sq} + \frac{L_m}{\sigma L_S L_R \tau_R} \Psi_{Rd} + \frac{L_m \omega_R}{\sigma L_S L_R} \Psi_{Rq} \\ -\omega_e I_{Sd} - \left(\frac{R_S}{\sigma L_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_R}\right) I_{Sq} - \frac{L_m \omega_R}{\sigma L_S L_R} \Psi_{Rd} + \frac{L_m}{\sigma L_S L_R \tau_R} \Psi_{Rq} \\ \frac{L_m}{\tau_R} I_{Sd} - \frac{1}{\tau_R} \Psi_{Rd} + (\omega_e - \omega_R) \Psi_{Rq} \\ \frac{L_m}{\tau_R} I_{Sq} - (\omega_e - \omega_R) \Psi_{Rd} - \frac{1}{\tau_R} \Psi_{Rq} \\ \frac{p^2 L_m}{J L_r} (I_{Sq} \Psi_{Rd} - I_{Sd} \Psi_{Rq}) - \frac{F}{J} \omega_R - \frac{p}{J} T_l \end{pmatrix} \quad (5.32)$$

Donde σ , el coeficiente de dispersión, viene dado por:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_R} \quad (5.33)$$

Aplicando el filtro extendido de Kalman a estas ecuaciones y disponiendo de acceso a las tensiones y corrientes en el estator se puede obtener una estimación de la velocidad angular del rotor.

En el caso del motor síncrono, [STA02] propone utilizar un filtro de Kalman con matrices variables en el tiempo y empleando como referencia el plano complejo estacionario. En estas condiciones, la ecuación de estado del motor toma la forma siguiente:

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{M} \begin{pmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ \text{sen}\theta_R \\ \text{cos}\theta_R \end{pmatrix}_k + \frac{T_S}{L_S} \begin{pmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}_k \quad (5.34)$$

Donde:

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} \left(1 - \frac{R_S T_S}{L_S}\right) & 0 & \frac{\omega_R(k) T_S \Psi_S}{L_S} & 0 \\ 0 & \left(1 - \frac{R_S T_S}{L_S}\right) & 0 & -\frac{\omega_R(k) T_S \Psi_S}{L_S} \\ 0 & 0 & 1 & \omega_R(k) T_S \\ 0 & 0 & -\omega_R(k) T_S & 1 \end{pmatrix} \quad (5.35)$$

En una aproximación diferente, [BOL02][BOL03] proponen la utilización de un filtro de Kalman extendido para una parametrización más precisa. En este caso, las variables de estado seleccionadas, además de las corrientes en el estator en el plano $\alpha\beta$, son la velocidad eléctrica del rotor ω_R y su posición.

5.1.6. Cálculo de las señales de referencia para la compensación activa de perturbaciones conducidas de baja frecuencia

La capacidad mostrada por el filtro de Kalman para el seguimiento de las componentes armónicas de corriente y tensión ha llevado a su utilización en el cálculo de la corriente de referencia para la compensación activa de perturbaciones conducidas de baja frecuencia.

En el caso de perturbaciones de tensión, [SIV93] plantea la utilización del filtrado de Kalman en la generación de las señales de referencia para el control de una fuente de alimentación ininterrumpida.

El modelo empleado en este caso corresponde a un modelo de ejes fijos de tres estados, semejante al descrito en las ecuaciones 5.20 y 5.21, aplicado al fasor de tensión correspondiente a la frecuencia fundamental de la red. El modelo incluye un tercer estado que considera la existencia de nivel de continua con el fin de obtener un mejor comportamiento durante los transitorios de la tensión de la red.

En el caso de la compensación activa de armónicos de corriente las propuestas son más numerosas. Así, [BAR99] [BAR99A] [BAR99B] [BAR03] proponen la aplicación de un filtro de Kalman para la obtención de las amplitudes y las fases de cada uno de los armónicos de la corriente de carga. La corriente de referencia para la compensación se calcula desfasando 180° los armónicos de la corriente de carga que se pretenden compensar.

Otros trabajos en esta línea son los presentados en [DIE02] [PIG02] [MOR02]. En ellos se mejora el comportamiento del controlador de la corriente de inyección. Los controladores desarrollados tienen en cuenta las pérdidas de energía en el elemento almacenador del FAP, y realizan el control de la corriente de inyección y la modulación PWM de forma analógica sobre un prototipo monofásico.

La digitalización del proceso de control de la corriente de inyección y del modulador PWM permiten obtener unos resultados de compensación óptimos al emplear un prototipo de FAP monofásico [PIG02A] [MOR02A]. El controlador es capaz de compensar armónicos de corriente incluso cuando la señal de tensión en el punto de conexión presenta distorsión armónica [MOR04].

Un análisis comparativo, empleando pruebas de simulación, de los resultados de la utilización del método pq, la DFT y el filtrado de Kalman en el control de FAP se presenta en [REC03]. Los resultados obtenidos muestran que el cálculo de los valores instantáneos de las corrientes armónicas mediante el filtrado de Kalman son buenos salvo cuando existen variaciones de frecuencia de la red, fenómeno improbable en las redes eléctricas actuales fuertemente interconectadas.

5.2. Método propuesto para el control de filtros activos de potencia paralelo

En el capítulo 2 de esta tesis se muestran las relaciones básicas que deben cumplirse entre las diversas magnitudes eléctricas para que el FAP paralelo realice una adecuada compensación de la corriente de carga no activa desde el punto de vista de las definiciones de eficiencia realizadas. De acuerdo a estas definiciones el controlador debe determinar los valores instantáneos de la corriente de compensación y asegurar que la corriente que circula por los enlaces de corriente del FAP coincide con la corriente de referencia en todo instante de tiempo.

El método de control que se propone se basa en la estimación mediante el filtrado de Kalman de los valores instantáneos de la conductancia equivalente de la carga promedio G (ecuación 2.33). El método de control propuesto debe reunir las mejores características de compensación de los métodos que emplean G y los que emplean $g(t)$ alcanzando, por tanto, eficiencias elevadas en régimen estacionario, en el caso ideal del 100 %, y una buena respuesta temporal ante variaciones de las condiciones de operación del FAP.

La figura 5.3 muestra la estructura del FAP polifásico propuesto y su conexión a la red y a la carga cuyo consumo de corriente se pretende compensar. Siendo N el número de líneas del sistema eléctrico donde se conecta el FAP, el circuito se podrá caracterizar mediante $3(N - 1) + 1$ señales: $N - 1$ tensiones V_{i1} de línea entre las líneas i y 1, $N - 1$ corrientes de carga I_{Li} en la línea $i \forall i > 1$ y con el sentido establecido en la figura, $N - 1$ corrientes de inyección del FAP I_i medidas sobre las mismas líneas que la corriente de carga y la tensión en el condensador de compensación del FAP V_{dc} .

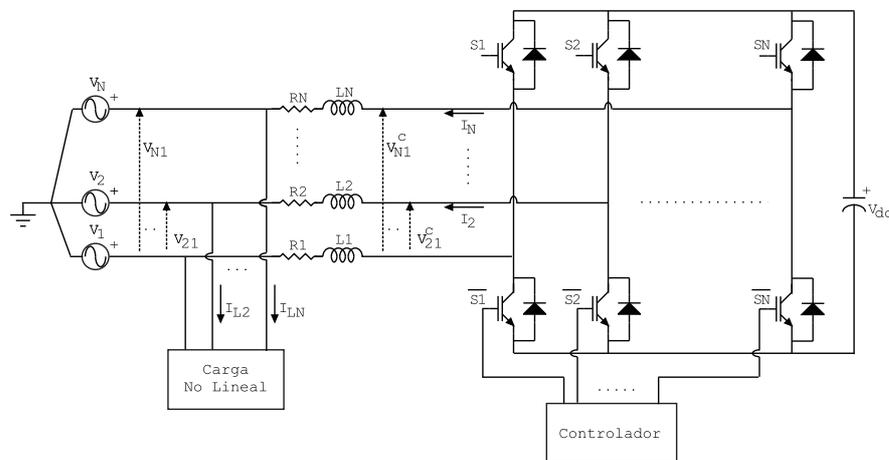


Figura 5.3: Estructura del hardware bajo control

El algoritmo de control que se propone emplea los $3(N - 1) + 1$ valores de las señales monitorizadas en el instante k para calcular los ciclos de trabajo en el instante $k + 1$ de cada una de las señales de puerta del FAP s_1, \dots, s_N . Las corrientes de carga I_{Li} junto a las tensiones de línea V_{i1} y la tensión en el condensador de compensación V_{dc} se emplean para determinar la conductancia equivalente instantánea promedio de la carga $G(k)$. El control de la corriente de inyección se efectúa mediante la utilización de los valores instantáneos de las tensiones entre líneas V_{i1} y las corrientes de inyección I_i . La estructura general del controlador propuesto se muestra en la figura 5.4.

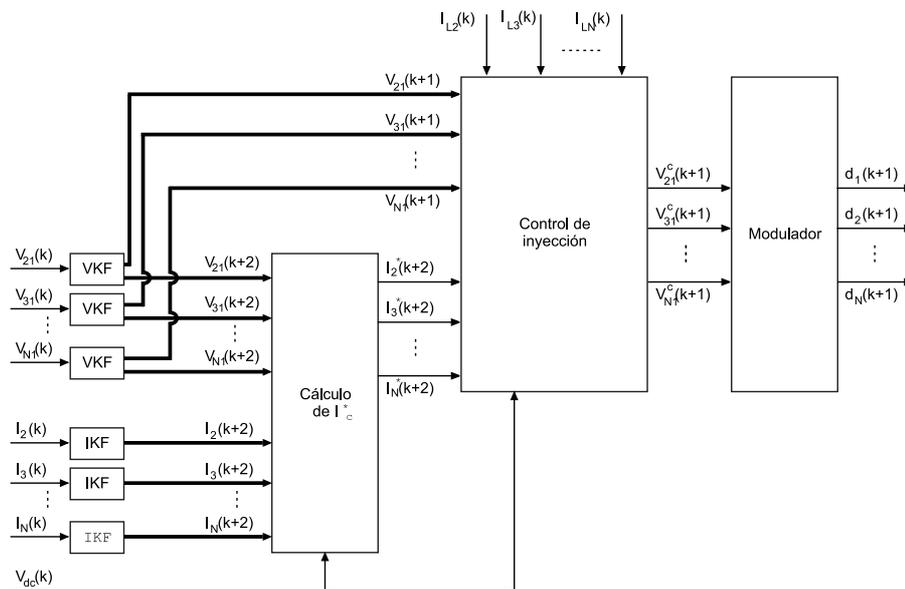


Figura 5.4: Estructura del algoritmo de control

El controlador aplica $2(N - 1)$ filtros de Kalman discretos sobre las señales de tensión de línea en el punto de conexión y las corrientes de carga, respectivamente los bloques VKF e IKF de la figura. Como resultado se obtienen las estimaciones de las componentes armónicas de las tensiones de línea en los instantes de tiempo $k + 1$ y $k + 2$ así como la estimación de las componentes armónicas de las corrientes de carga en el instante $k + 2$. Empleando estos valores junto a la tensión en el condensador del FAP en el instante k el bloque *Cálculo de I_c^** determina la corriente de referencia para la compensación en el instante $k + 2$. El cálculo se realiza considerando la corriente no activa de la carga en el instante k obtenida mediante la estimación del promedio de la conductancia equivalente de la carga, que a su vez se realiza teniendo en cuenta las pérdidas de energía en el condensador del FAP.

El controlador de la corriente de inyección, empleando un modelo de los enlaces de corriente del FAP y considerando las corrientes inyectadas en el sistema en el instante de tiempo k , calcula las

tensiones de salida que debe presentar el puente completo del FAP $V_{i1}^c \forall i \in [2, N]$ en el instante de tiempo $k+1$. El bloque *modulador* convierte estas tensiones a ciclos de trabajo $d_1(k+1), \dots, d_N(k+1)$ de cada una de las señales de puerta del FAP.

5.2.1. Cálculo de la corriente de referencia para la compensación

En el método propuesto se realiza una estimación instantánea del promedio de la conductancia equivalente de la carga $G(k+2)$ en el instante de tiempo $k+2$ empleando las señales de corriente y tensión en la carga en el instante de tiempo k . Mediante su valor se realiza el cálculo de la corriente no activa instantánea.

El cálculo de $G(k)$ se basa en que las señales de las tensiones de línea $v_{j1}(t)$ y de las corrientes de línea $i_{Lj}(t)$ pueden representarse como suma de señales senoidales de amplitud variable en el tiempo:

$$v_{j1}(t) = \sum_{i=1}^{M_j^v} V_i^{j1}(t) \cos(\omega_1 t + \phi_i^{j1}(t)) \quad (5.36)$$

$$i_{Lj}(t) = \sum_{i=1}^{M_j^i} I_i^{Lj}(t) \cos(\omega_1 t + \theta_i^{Lj}(t)) \quad (5.37)$$

Donde M_j^v y M_j^i son el orden armónico de las señales $v_{j1}(t)$ y i_{Lj} respectivamente y ω_1 corresponde a la pulsación a la frecuencia fundamental de la red.

Considerando el vector formado por las corrientes de carga en cada una de las N líneas \mathbf{i}_L , se puede calcular la conductancia equivalente $g(t)$ de la carga teniendo en cuenta que la corriente activa consumida por la carga $\mathbf{i}^a(t) = \begin{pmatrix} i_1^a & \dots & i_N^a \end{pmatrix}$ es la mínima corriente que transporta la misma potencia activa que $\mathbf{i}_L(t)$ [ROS94].

Estas dos condiciones se verificarán si, construídas las funciones:

$$f(i_1^a, \dots, i_N^a) = \sum_{j=1}^N (i_j^a(t))^2 \quad (5.38)$$

$$g(v_1, \dots, v_N, i_{L1}, \dots, i_{LN}, i_1^a, \dots, i_N^a) = \sum_{j=1}^N v_j(t) i_{Lj}(t) - \sum_{j=1}^N v_j(t) i_j^a(t) \quad (5.39)$$

La función f es mínima y la función g es 0. Las dos funciones emplean como variables de entrada las tensiones de fase, sin embargo, sólo se tiene acceso a las tensiones de línea. Teniendo en cuenta la ley de Kirchhoff en los nudos:

$$\sum_{j=1}^N i_{Lj}(t) = \sum_{j=1}^N i_j^a(t) = 0 \quad (5.40)$$

Las ecuaciones 5.38 y 5.39 se convierten en:

$$f(i_2^a, \dots, i_N^a) = \sum_{j=2}^N (i_j^a(t))^2 + \sum_{j=2}^N \sum_{l=2}^N i_j^a(t) i_l^a(t) \quad (5.41)$$

$$g(v_{21}, \dots, v_{N1}, i_{L2}, \dots, i_{LN}, i_2^a, \dots, i_N^a) = \sum_{j=2}^N v_{j1}(t) (i_{Lj}(t) - i_j^a(t)) \quad (5.42)$$

Donde se ha tomado la línea 1 como referencia para la medida de las tensiones. Volviendo a las condiciones 5.38 y 5.39, se puede encontrar una solución común a las dos condiciones previamente expresadas aplicando el método de los multiplicadores de Lagrange sobre la expresión:

$$L(\lambda, g, f) = f - \lambda g \quad (5.43)$$

Donde λ es el multiplicador de Lagrange. Por lo tanto, se obtendrán $N - 1$ ecuaciones de la forma:

$$\frac{\partial L}{\partial i_m^a(t)} = 4i_m^a(t) + 2 \sum_{j=2, j \neq m}^N i_j^a(t) + \lambda v_{m1}(t) = 0 \quad (5.44)$$

Siendo $m > 1$ la línea considerada. A estas ecuaciones habrá que añadir la relación:

$$\frac{\partial L}{\partial \lambda} = - \sum_{j=2}^N v_{j1}(t) (i_{Lj}(t) - i_j^a(t)) = 0 \quad (5.45)$$

Con las $N - 1$ ecuaciones semejantes a la expresión 5.44 se obtiene el sistema de ecuaciones:

$$\begin{pmatrix} 4 & 2 & \dots & 2 \\ 2 & 4 & \dots & 2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 2 & 2 & \dots & 4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_2^a(t) \\ i_3^a(t) \\ \vdots \\ i_N^a(t) \end{pmatrix} = -\lambda \begin{pmatrix} v_{21}(t) \\ v_{31}(t) \\ \vdots \\ v_{N1}(t) \end{pmatrix} \quad (5.46)$$

Donde, despejando el vector de corrientes activas, se llega a la expresión:

$$\begin{pmatrix} i_2^a(t) \\ i_3^a(t) \\ \vdots \\ i_N^a(t) \end{pmatrix} = -\frac{\lambda}{2N} \begin{pmatrix} (N-1) & -1 & \dots & -1 \\ -1 & (N-1) & \dots & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & -1 & \dots & (N-1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{21}(t) \\ v_{31}(t) \\ \vdots \\ v_{N1}(t) \end{pmatrix} \quad (5.47)$$

Que, a su vez, responde al término general:

$$i_m^a(t) = -\frac{\lambda}{2N} \left(Nv_{m1}(t) - \sum_{j=2}^N v_{j1}(t) \right) \quad (5.48)$$

Donde $m > 1$ es la línea considerada. Introduciendo la ecuación 5.48 en la condición 5.45 se puede obtener el valor del multiplicador de Lagrange, resultando:

$$\lambda = -\frac{2N \sum_{j=2}^N v_{j1}(t) i_{Lj}(t)}{N \sum_{j=2}^N (v_{j1}(t))^2 - \sum_{j=2}^N \sum_{l=2}^N v_{j1}(t) v_{l1}(t)} \quad (5.49)$$

Por lo tanto, sustituyendo este valor en la ecuación 5.48, el valor instantáneo de la corriente activa en la línea m se puede expresar como:

$$i_m^a(t) = \frac{\sum_{j=2}^N v_{j1}(t) i_{Lj}(t)}{N \sum_{j=2}^N (v_{j1}(t))^2 - \sum_{j=2}^N \sum_{l=2}^N v_{j1}(t) v_{l1}(t)} \left(Nv_{m1}(t) - \sum_{j=2}^N v_{j1}(t) \right), \forall N \geq 2 \quad (5.50)$$

Por semejanza con las expresiones de corriente activa de la teoría FBD [DEP93] se define la conductancia equivalente de la carga instantánea $g(t)$ como:

$$g(t) = \frac{\sum_{j=2}^N v_{j1}(t) i_{Lj}(t)}{N \sum_{j=2}^N (v_{j1}(t))^2 - \sum_{j=2}^N \sum_{l=2}^N v_{j1}(t) v_{l1}(t)} \quad (5.51)$$

Empleando las definiciones de las señales de tensión y corriente indicadas en 5.36 y 5.37 y promediando el numerador y el denominador de $g(t)$ sobre un período de la frecuencia fundamental de la red se obtiene el valor promedio de la conductancia equivalente de la carga G para cada

período de tiempo $T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}$:

$$\begin{aligned}
 G &= \frac{\sum_{j=2}^N \int_0^{T_1} v_{j1}(t) i_{Lj}(t) dt}{N \sum_{j=2}^N \int_0^{T_1} v_{j1}(t)^2 dt - \sum_{j=2}^N \sum_{l=2}^N \int_0^{T_1} v_{j1}(t) v_{l1}(t) dt} \\
 &= \frac{\sum_{j=2}^N \sum_{i=1}^{M_j^a} V_i^{j1} I_i^{Lj} \cos(\phi_i^{j1} - \theta_i^{Lj})}{N \sum_{j=2}^N \sum_{i=1}^{M_j^v} (V_i^{j1})^2 - \sum_{j=2}^N \sum_{l=2}^N \sum_{i=1}^{M_{jl}^b} V_i^{j1} V_i^{l1} \cos(\phi_i^{j1} - \phi_i^{l1})} \quad (5.52)
 \end{aligned}$$

Siendo G constante para cada período de la frecuencia fundamental de la red y M_j^a y M_{jl}^b se obtienen como $\min\{M_j^v, M_j^i\}$ y $\min\{M_j^v, M_l^v\}$ respectivamente. Así pues, este término depende de las proyecciones entre fasores de tensión y corriente a cada una de las frecuencias, así como de la amplitud de los fasores de tensión.

El algoritmo de control propuesto realiza la estimación de G para cada instante de tiempo $k+2$. A tal efecto emplea los valores muestreados en el instante k de cada una de las $2(N-1)$ señales $v_{j1}(t)$ e $i_{Lj}(t)$. Cada uno de estos valores es aplicado a un filtro de Kalman que, empleando un modelo de las señales en un sistema de referencia con ejes fijos y ganancias precalculadas, realiza la estimación de las componentes en fase y en cuadratura. El número de componentes de los vectores de estado de los filtros de Kalman aplicados depende de los valores M_j^v y M_j^i considerados en el modelado de cada una de las señales de tensión y corriente.

En consecuencia se plantean $2(N-1)$ lazos recursivos cuyos vectores de estado corresponden a:

$$\mathbf{X}_k^{Lj} = \begin{pmatrix} I_1^{Lj} \cos(\omega_1 T_s k) \\ I_1^{Lj} \sen(\omega_1 T_s k) \\ \vdots \\ I_{M_j^i}^{Lj} \cos(M_j^i \omega_1 T_s k) \\ I_{M_j^i}^{Lj} \sen(M_j^i \omega_1 T_s k) \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{Y}_k^{j1} = \begin{pmatrix} V_1^{j1} \cos(\omega_1 T_s k) \\ V_1^{j1} \text{sen}(\omega_1 T_s k) \\ \vdots \\ V_{M_j^v}^{j1} \cos(M_j^v \omega_1 T_s k) \\ V_{M_j^v}^{j1} \text{sen}(M_j^v \omega_1 T_s k) \end{pmatrix} \quad (5.53)$$

Siendo \mathbf{X}_k^{Lj} y \mathbf{Y}_k^{j1} los vectores de estado de cada uno de estos filtros de kalman de corriente y tensión, T_s el período de muestreo con el que se realiza la conversión A/D de las señales a las que se aplica el filtro y $2M_j^v$ y $2M_j^i$ el número de elementos en los vectores de estado en uno y otro caso.

Las matrices de transición de estados y de medida aplicadas en cada lazo recursivo corresponden a las mostradas en las ecuaciones 5.20 y 5.21 respectivamente. La diferencia entre las matrices empleadas por filtros de Kalman distintos radica en el rango de la matriz, que depende a su vez del orden armónico de la señal que se pretende rastrear con cada filtro.

Discretizando las señales de las ecuaciones 5.36 y 5.37, y teniendo en cuenta la forma de los vectores de estado, dada por las ecuaciones 5.53, se pueden establecer los vectores con las estimaciones en el instante de tiempo $k + 2$ de las amplitudes de cada uno de los armónicos de corriente y tensión. Estos vectores tendrán la forma:

$$\begin{pmatrix} I_1^{Lj}(k+2) \\ I_2^{Lj}(k+2) \\ \vdots \\ I_{M_j^i}^{Lj}(k+2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{(\mathbf{X}_{k+2}^{Lj}[1])^2 + (\mathbf{X}_{k+2}^{Lj}[2])^2} \\ \sqrt{(\mathbf{X}_{k+2}^{Lj}[3])^2 + (\mathbf{X}_{k+2}^{Lj}[4])^2} \\ \vdots \\ \sqrt{(\mathbf{X}_{k+2}^{Lj}[2M_j^i - 1])^2 + (\mathbf{X}_{k+2}^{Lj}[2M_j^i])^2} \end{pmatrix},$$

$$\begin{pmatrix} V_1^{j1}(k+2) \\ V_2^{j1}(k+2) \\ \vdots \\ V_{M_j^v}^{j1}(k+2) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{(\mathbf{Y}_{k+2}^{j1}[1])^2 + (\mathbf{Y}_{k+2}^{j1}[2])^2} \\ \sqrt{(\mathbf{Y}_{k+2}^{j1}[3])^2 + (\mathbf{Y}_{k+2}^{j1}[4])^2} \\ \vdots \\ \sqrt{(\mathbf{Y}_{k+2}^{j1}[2M_j^v - 1])^2 + (\mathbf{Y}_{k+2}^{j1}[2M_j^v])^2} \end{pmatrix} \quad (5.54)$$

Donde los términos $\mathbf{X}_{k+2}^{Lj}[i]$ e $\mathbf{Y}_{k+2}^{j1}[i]$ corresponden a las componentes i de los vectores de estado de los filtros de Kalman considerados. Por otro lado, teniendo en cuenta el funcionamiento del algoritmo de control donde todos los lazos recursivos se ejecutan una vez en cada instante de

tiempo k , los ejes de referencia de todos ellos coincidirán gracias al sincronismo impuesto por las ecuaciones de medida. En consecuencia, la estimación de las proyecciones de los fasores de corriente sobre los de tensión a cada una de las frecuencias en el instante de tiempo $k + 2$ puede realizarse a partir de las componentes en fase y cuadratura de los filtros implicados:

$$V_i^{j1} I_i^{Lj} \cos(\phi_i^{j1} - \theta_i^{Lj}) = \mathbf{Y}_{k+2}^{j1} [2i - 1] \mathbf{X}_{k+2}^{Lj} [2i - 1] + \mathbf{Y}_{k+2}^{j1} [2i] \mathbf{X}_{k+2}^{Lj} [2i] \quad (5.55)$$

Teniendo en cuenta que el lazo recursivo es capaz de seguir las variaciones de las señales de entrada en cada instante de tiempo k , una vez que ha sido inicializado, los valores calculados de las proyecciones de los fasores y de las amplitudes corresponderán a una estimación de las mismas en el instante de tiempo $k + 2$. Por tanto, la estimación en el instante $k + 2$ de la conductancia equivalente de la carga promedio $G(k + 2)$ tendrá la forma:

$$G(k + 2) = \frac{N_1(k + 2)}{D_1(k + 2) - D_2(k + 2)} \quad (5.56)$$

Donde:

$$N_1(k + 2) = \sum_{j=2}^N \sum_{i=1}^{M_j^a} \left(\mathbf{Y}_{k+2}^{j1} [2i - 1] \mathbf{X}_{k+2}^{Lj} [2i - 1] + \mathbf{Y}_{k+2}^{j1} [2i] \mathbf{X}_{k+2}^{Lj} [2i] \right) \quad (5.57)$$

$$D_1(k + 2) = N \sum_{j=2}^N \sum_{i=1}^{M_j^v} \left(\left(\mathbf{Y}_{k+2}^{j1} [2i - 1] \right)^2 + \left(\mathbf{Y}_{k+2}^{j1} [2i] \right)^2 \right) \quad (5.58)$$

$$D_2(k + 2) = \sum_{j=2}^N \sum_{l=2}^N \sum_{i=1}^{M_{jl}^b} \left(\mathbf{Y}_{k+2}^{j1} [2i - 1] \mathbf{Y}_{k+2}^{l1} [2i - 1] + \mathbf{Y}_{k+2}^{j1} [2i] \mathbf{Y}_{k+2}^{l1} [2i] \right) \quad (5.59)$$

El numerador de 5.56 corresponde a la estimación de la potencia activa consumida por la carga, a éste valor debe sumarse el término correspondiente a la potencia activa que debe consumir el FAP para compensar las variaciones de tensión en el condensador de compensación. De este modo, la ecuación 5.56 pasará a tener la forma:

$$G(k + 2) = \frac{N_1(k + 2) + P_{dc}(k)}{D_1(k + 2) - D_2(k + 2)} \quad (5.60)$$

Donde el valor $P_{dc}(k)$ se obtiene aplicando un controlador PI a la señal de error entre la tensión de consigna del condensador $V_{dc}^*(k)$ y la tensión medida $V_{dc}(k)$.

El cálculo de la corriente activa consumida por la línea m requiere la representación del segundo

término de la ecuación 5.50 en el instante $k + 2$ en función de las variables de estado del filtro de tensión correspondiente. En este sentido, la utilización del modelo de estados de ejes fijos permite generar dicha señal de un modo simple ya que se trata de aplicar la ecuación de medida del modelo al vector de estado, resultando:

$$\left(Nv_{m1}(k) - \sum_{j=2}^N v_{j1}(k) \right) = N \sum_{i=1}^{M_m^v} Y_{k+2}^{m1} [2i - 1] - \sum_{j=2}^N \sum_{i=1}^{M_j^v} Y_{k+2}^{j1} [2i - 1] \quad (5.61)$$

De modo que la corriente activa que debe ser consumida por el sistema FAP-carga en el instante de tiempo $k + 2$ y en la línea m responderá a la ecuación:

$$i_m^a(k + 2) = G(k + 2) \left(N \sum_{i=1}^{M_m^v} Y_{k+2}^{m1} [2i - 1] - \sum_{j=2}^N \sum_{i=1}^{M_j^v} Y_{k+2}^{j1} [2i - 1] \right) \quad (5.62)$$

En consecuencia, el valor de la corriente no activa i_j^* en el instante de tiempo $k + 2$ se puede obtener mediante la expresión:

$$i_m^*(k + 2) = i_{Lm}(k + 2) - i_m^a(k + 2) \quad (5.63)$$

Que corresponde a la corriente de referencia para la compensación del FAP según el método propuesto.

5.2.2. Control de la corriente de inyección

La finalidad del control de la corriente de inyección es conseguir que la corriente inyectada por el FAP coincida con la corriente de referencia calculada en el bloque anterior (figura 5.4). Bajo esta condición deberá realizar dos funciones, calcular las tensiones de salida que debe presentar el FAP en el próximo instante de tiempo para que la corriente de inyección sea igual a la corriente de referencia y minimizar el efecto de las tensiones de la red sobre los valores instantáneos de la corriente de inyección.

El controlador desarrollado se basa en la técnica de control de cancelación de los polos y los ceros de la planta, en este caso, las bobinas de inyección. La estructura general de este bloque se muestra en la figura 5.5.

Los bloques funcionales $G_{C1}(z)$ y $G_{C2}(z)$ representan el algoritmo de control, el primero de ellos opera sobre el control de la corriente de inyección mientras el segundo procesa las tensiones en el punto de conexión como una perturbación. El puente inversor del FAP aparece representado

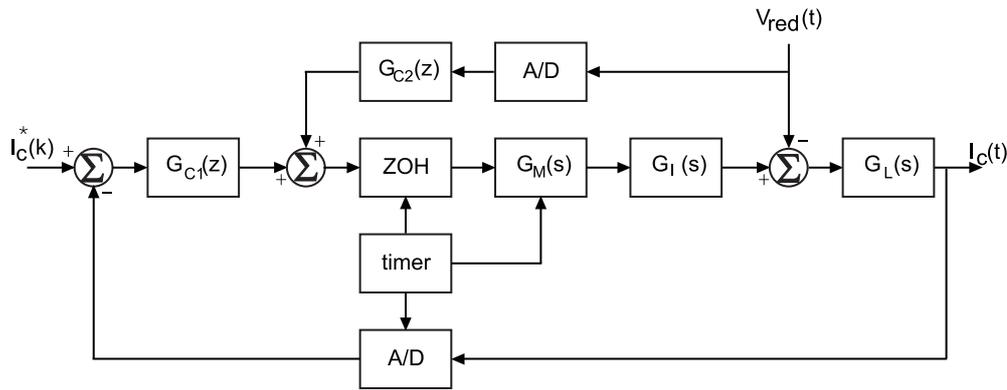


Figura 5.5: Controlador de la corriente de inyección

mediante $G_I(s)$ y los enlaces de corriente mediante $G_L(s)$. La interfaz entre el algoritmo de control y los elementos analógicos del sistema bajo análisis está constituida por los convertidores A/D (entre los bloques analógicos y el controlador digital) y el modulador $G_M(s)$ (entre el controlador y los bloques analógicos).

El puente inversor del FAP genera tensiones de salida $V_{j1}^c(k)$ que son proporcionales a la tensión instantánea en el condensador de compensación en el instante de tiempo k , $V_{dc}(k)$. Estas tensiones dependen del ciclo de trabajo de cada una de las ramas sobre el período de conmutación. Por lo tanto, a efectos del análisis de las funciones de transferencia del controlador, se considerará:

$$G_I(s) = V_{dc}(k) \quad (5.64)$$

Un problema fundamental en el diseño del control de la corriente de inyección es su desacoplo del controlador PI aplicado al condensador de compensación. La solución adoptada, dado que $V_{dc}(k)$ debe ser constante sobre cada período de conmutación para poder aplicar la ecuación 5.64, es la ejecución del lazo de control del condensador de compensación a menor frecuencia, en la práctica, a la frecuencia fundamental de la red.

El modulador convierte las tensiones de salida del inversor del FAP, calculadas por el algoritmo de control para el instante de tiempo $k + 1$, a valores de ciclos de trabajo de cada una de las ramas del puente. La función de transferencia del modulador, evaluada en cada instante de tiempo k , debe ser $\frac{1}{V_{dc}(k)}$ para que la ganancia conjunta de estos dos elementos sea la unidad. Posteriormente se analizará el funcionamiento del modulador con más detalle.

Al considerar las tensiones de la red como una perturbación externa, y dedicar a su control el bloque $G_{C2}(z)$, su análisis se realizará tras determinar $G_{C1}(z)$.

Para calcular la función de transferencia de $G_L(s)$ es necesario analizar el comportamiento de

los enlaces de corriente para un sistema polifásico con N líneas. A tal efecto, y tomando como referencia la figura 5.3, se pueden definir las impedancias de los enlaces de corriente en la línea m como:

$$Z_m(s) = L_m s + R_m \quad (5.65)$$

Donde se ha tenido en cuenta que L_m y R_m corresponden a la inductancia y resistencia presentadas por las bobinas de inyección. De este modo, considerando las tensiones de línea V_{m1} , las tensiones de salida del inversor V_{m1}^c y la corriente de inyección I_m en la línea m , se obtendrán $N - 1$ ecuaciones de la forma:

$$V_{m1}^c(s) = I_m(s)Z_m(s) + V_{m1}(s) + Z_1(s) \sum_{l=2}^N I_l(s), \quad \forall m > 1 \quad (5.66)$$

Planteando el sistema de ecuaciones y despejando el vector formado por las $N - 1$ corrientes inyectadas por el FAP para cada tensión $V_{j1}^c(s)$, resulta:

$$\begin{pmatrix} I_N \\ I_{N-1} \\ \vdots \\ I_2 \end{pmatrix} (s) = \frac{1}{\sum_{j=1}^N \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq j}}^N Z_l(s)} \begin{pmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1(N-1)} \\ a_{21} & \cdots & a_{2(N-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{(N-1)1} & \cdots & a_{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{N1}^c - V_{N1} \\ V_{(N-1)1}^c - V_{(N-1)1} \\ \vdots \\ V_{21}^c - V_{21} \end{pmatrix} (s) \quad (5.67)$$

Donde:

$$a_{ij} = \begin{cases} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq (N+1-i)}}^N \prod_{\substack{l=1 \\ l \neq k \\ l \neq i}}^N Z_l(s), & i = j \\ - \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq (N+1-i) \\ k \neq (N+1-j)}}^N Z_k(s), & i \neq j \end{cases} \quad (5.68)$$

El diseño del controlador puede simplificarse seleccionando los enlaces de corriente de cada una de las líneas con las mismas impedancias:

$$Z_1(s) = Z_2(s) = \dots = Z_N(s) = Z(s) = Ls + R \quad (5.69)$$

Siendo L y R la inductancia y resistencia de cada de las bobinas de inyección. Bajo esta condición la ecuación 5.67 se convierte en:

$$\begin{pmatrix} I_N \\ I_{N-1} \\ \vdots \\ I_2 \end{pmatrix} (s) = \frac{1}{N} \frac{1}{Z(s)} \begin{pmatrix} N-1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & N-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & -1 & \dots & N-1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{N1}^c - V_{N1} \\ V_{(N-1)1}^c - V_{(N-1)1} \\ \vdots \\ V_{21}^c - V_{21} \end{pmatrix} (s) \quad (5.70)$$

Por tanto, el efecto de las tensiones de salida del puente inversor del FAP y de la red sobre los enlaces de corriente se podrá representar de la forma:

$$G_L(s) = \frac{1}{N} \frac{1}{Z(s)} \begin{pmatrix} N-1 & -1 & \dots & -1 \\ -1 & N-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & -1 & \dots & N-1 \end{pmatrix} \quad (5.71)$$

La obtención de la función de transferencia $G_{C1}(z)$ requiere operar en el plano \mathcal{Z} , por lo que antes de determinar su valor se debe proceder a la discretización de la función $G_L(s)$. Considerando los convertidores A/D como circuitos de muestreo con período T_s y circuitos de retención de orden cero se puede calcular $G_L(z)$ de la forma:

$$\begin{aligned} G_L(z) &= \frac{z-1}{z} \mathcal{Z} \left(\frac{G_L(s)}{s} \right) \\ &= \frac{z-1}{Nz} \mathcal{Z} \left(\frac{1}{sZ(s)} \right) \begin{pmatrix} N-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & N-1 \end{pmatrix} \\ &= \frac{z-1}{Nz} \frac{1}{R} \mathcal{Z} \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{R}{L}} \right) \begin{pmatrix} N-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & N-1 \end{pmatrix} \\ &= \frac{1-a}{NR} \left(\frac{1}{z-a} \right) \begin{pmatrix} N-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & N-1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.72)$$

siendo $a = e^{-\frac{RT_s}{L}}$. En consecuencia, el lazo de control de la corriente de inyección puede reducirse a la estructura mostrada en la figura 5.6.

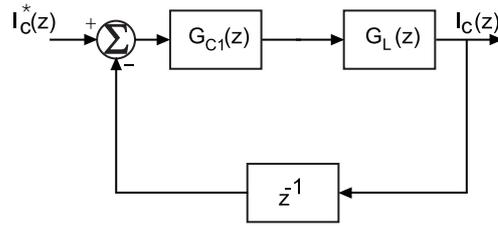


Figura 5.6: Diagrama de bloques del lazo de control de la corriente de inyección en el dominio \mathcal{Z}

De acuerdo con esta estructura, deberá cumplirse la ecuación:

$$[\mathbf{I}_c^*(z) - z^{-1}\mathbf{I}_c(z)] G_{C1}(z)G_L(z) = \mathbf{I}_c(z) \quad (5.73)$$

Si la condición que se impone al controlador es $\mathbf{I}_c^*(z) = \mathbf{I}_c(z) \forall z$, entonces de la ecuación 5.73 se obtiene:

$$\begin{aligned} G_{C1}(z) &= \frac{1}{(1 - z^{-1}) G_L(z)} \\ &= \frac{NR}{1 - a z^{-1} - z^{-2}} \begin{pmatrix} N-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & N-1 \end{pmatrix}^{-1} \end{aligned} \quad (5.74)$$

La ecuación 5.74 muestra que, bajo estas condiciones, la realización del controlador no es posible debido al comportamiento de los enlaces de corriente. Para solventar este problema se propone emplear el carácter predictivo del que puede dotarse al filtro de Kalman, de modo que la estructura bajo análisis corresponda a la figura 5.7.

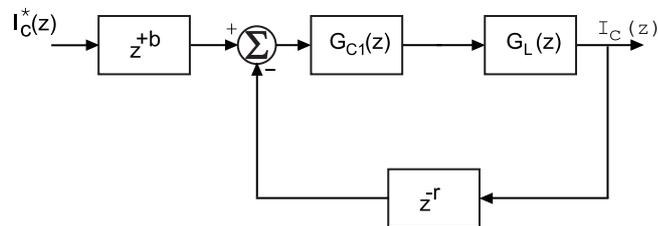


Figura 5.7: Estructura del control de la corriente de inyección al emplear el filtro de Kalman

En la figura se muestra el efecto predictivo del filtro que introduce b muestras de adelanto para compensar el retraso ocasionado por la naturaleza de las bobinas de inyección. El diseño del controlador se realiza considerando un retraso de r muestras en el procesado de la señal \mathbf{I}_c . En estas condiciones, la ecuación que gobierna el sistema es:

$$\left[z^b \mathbf{I}_c^*(z) - z^{-r} \mathbf{I}_c(z) \right] G_{C1}(z) G_L(z) = \mathbf{I}_c(z) \quad (5.75)$$

Imponiendo de nuevo la condición $\mathbf{I}_c^*(z) = \mathbf{I}_c(z) \forall z$, la función de transferencia del controlador resulta como:

$$\begin{aligned} G_{C1}(z) &= \frac{1}{(z^b - z^{-r}) G_L(z)} \\ &= \frac{NR(1 - az^{-1})}{(1 - a)(z^{b-1} - z^{-(r+1)})} \begin{pmatrix} N-1 & \dots & -1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -1 & \dots & N-1 \end{pmatrix}^{-1} \end{aligned} \quad (5.76)$$

En este caso, para poder realizar el controlador, se debe verificar $b = 1$. En consecuencia, si la adquisición de las señales presenta un retraso de una muestra ($r = 1$), el controlador tendrá la forma:

$$G_{C1}(z) = \frac{R(1 - az^{-1})}{(1 - a)(1 - z^{-2})} \begin{pmatrix} 2 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 2 & \dots & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 2 \end{pmatrix} \quad (5.77)$$

siendo $(N - 1) \times (N - 1)$ la dimensión de la matriz de la ecuación 5.77.

A la vista de la figura 5.5, y teniendo en cuenta que el diseño del modulador se realiza de modo que $G_M(s)G_I(s) = 1$, el fragmento del algoritmo de control que minimiza el efecto de la tensión de la red en la inyección, $G_{C2}(z)$, únicamente debe compensar el retraso del proceso de conversión A/D.

En consecuencia, la aplicación del filtrado de Kalman no solo permite obtener los valores instantáneos de la corriente de referencia para la compensación sino que también permite simplificar la eliminación del efecto de la tensión de la red en la compensación y el diseño del controlador de la corriente de inyección.

La figura 5.8 muestra la estructura del lazo recursivo propuesto finalmente. En ella se observa que se ha modificado, tal y como propone [BOZ94], el orden de los bloques que aplican un retraso de una muestra, z^{-1} , y la matriz de transición de estados \mathbf{A} . Además, se ha incluido un nuevo bloque con la matriz \mathbf{A} que le confiere el efecto predictivo necesario para compensar el efecto de las bobinas de inyección. Los resultados del filtrado son $\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k}$ y $\hat{\mathbf{x}}_{k+2|k}$, estimaciones de las componentes en fase y cuadratura para cada armónico de las señales de corriente y tensión, en los

instantes $k + 1$ y $k + 2$, a partir del proceso de filtrado en el instante k .

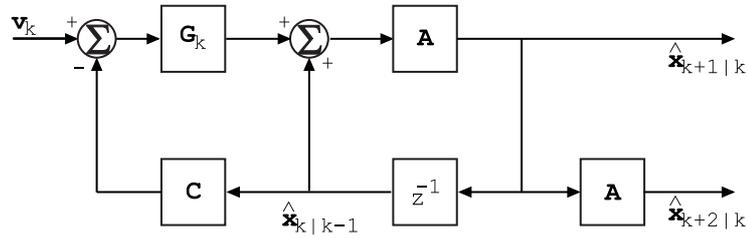


Figura 5.8: Estructura del filtro de Kalman aplicado

5.2.3. Modulador para el control de un inversor de un FAP polifásico

Las tensiones de línea de salida posibles en el inversor del FAP, dependientes del estado de conmutación de los IGBT que lo componen, son $V_{dc}(k)$, $-V_{dc}(k)$ y 0. La generación de una determinada tensión de línea de salida en el instante k implica el control del tiempo que se aplica cada una de estas tres posibles tensiones. En consecuencia, el principio básico de funcionamiento del inversor es el promediado en cada período de conmutación de las posibles tensiones de línea de salida.

Sobre este principio se ha diseñado el modulador, realizando el cálculo de la secuencia de estados de conmutación del inversor y del tiempo que éste debe permanecer en cada uno de estos estados. Por lo tanto, la combinación de estos dos parámetros establece las tensiones de salida del inversor en cada instante de tiempo.

El modulador propuesto selecciona una secuencia de $N - 1$ estados de conmutación de entre los 2^N estados posibles. Al principio y al final de esta secuencia se añade un estado con todas las tensiones de salida iguales a 0. Estos dos estados inicial y final permiten reducir el valor promedio de las tensiones de salida generadas con los estados seleccionados inicialmente manteniendo la proporcionalidad de éstos. La figura 5.9 muestra la estructura de la secuencia generada

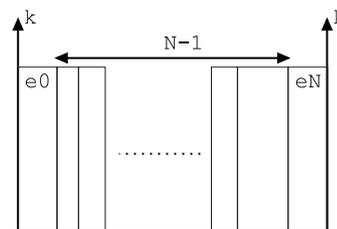


Figura 5.9: Sucesión de estados en el modulador

Dada la topología inversora de la figura 5.3, si el estado de conmutación de la rama 1 es $S_1 = 0$,

entonces, para cualquier estado de las otras ramas, las tensiones de salida posibles serán:

$$V_{j1} = \begin{cases} V_{dc}(k), & S_j = 1 \\ 0, & S_j = 0 \end{cases} \quad (5.78)$$

De un modo similar, si $S_1 = 1$, entonces las tensiones de línea posibles serán:

$$V_{j1} = \begin{cases} 0, & S_j = 1 \\ -V_{dc}(k), & S_j = 0 \end{cases} \quad (5.79)$$

Bajo estas condiciones de funcionamiento del inversor del FAP, y teniendo en cuenta que la ganancia del modulador debe ser $G_M(s) = \frac{1}{V_{dc}(k)}$, la porción del periodo de conmutación que debe mantenerse la tensión de salida del inversor vendrá dada por la expresión:

$$d_j = \frac{V_{j1}^c(k)}{V_{dc}(k)} \quad (5.80)$$

El orden en el que se suceden los estados de conmutación del inversor se establece atendiendo a los valores relativos de d_j , ya que cuanto mayor sea este valor, mayor tiempo debe permanecer la rama j del inversor en un estado de conmutación diferente al de la rama 1, tomada como referencia para las tensiones de línea de salida.

Bajo la condición de que cada rama del inversor cambia de estado como máximo una vez en cada período de conmutación del FAP, el modulador deberá tratar por separado las tensiones de salida negativas y positivas. En este sentido, la secuencia formada por los $N - 1$ valores D_j se separa en dos:

$$D^+ = \{d_1^+, \dots, d_i^+\} \quad D^- = \{d_1^-, \dots, d_j^-\} \quad (5.81)$$

Donde $i + j = N - 1$ y cada una de las secuencias corresponde a los valores absolutos de los D_j positivos y negativos.

El modulador deberá operar en sobremodulación si se cumple la relación:

$$\max(D^+) + \max(D^-) > 1 \quad (5.82)$$

De modo que el valor promedio de la tensión de salida no corresponderá al valor de consigna. En este caso se puede mantener la proporcionalidad de las tensiones de salida si se corrigen los valores d_j , dados por la expresión 5.83, de la forma:

$$d_j^{\text{nuevo}} = \frac{d_j^{\text{inicial}}}{\max(D^+) + \max(D^-)} \quad (5.83)$$

Donde los superíndices *nuevo* y *inicial* hacen referencia a los valores de d_j después y antes de la corrección.

Tras corregir, en caso de ser necesario, las dos secuencias D^+ y D^- , se reordenan dependiendo del estado inicial de la rama 1 y se establece que secuencia se aplica primero. Así, si se selecciona como estado inicial de la rama 1 $S_1 = 0$, la secuencia D^+ se ordena de mayor a menor y la secuencia D^- de menor a mayor, aplicándose primero la secuencia D^+ . Si se hubiera seleccionado como estado inicial de la rama 1 $S_1 = 1$ se ordenaría la secuencia D^- de mayor a menor y la secuencia D^+ de menor a mayor, en este caso, la primera en ser aplicada sería la secuencia D^- . Con las secuencias ordenadas de esta forma, el orden de conmutación de las ramas vendrá dado por la posición ocupada en cada una de las secuencias. El cambio de estado de la rama 1 se efectuará al cambiar de la secuencia D^+ a D^- o viceversa.

Establecido el orden de las conmutaciones de cada una de las ramas del inversor, el modulador calcula el tiempo que el inversor del FAP debe permanecer en cada estado de conmutación. Suponiendo que el estado inicial de la rama 1 es $S_1 = 0$, y que i' y j' son los subíndices de las secuencias D^+ y D^- tras ser ordenadas, los tiempos en cada uno de los estados de conmutación pueden obtenerse como:

$$T_n = (d_{i'}^+ - d_{(i+1)'}^-)T_s \quad T_m = (d_{(j+1)'}^+ - d_{j'}^-)T_s \quad (5.84)$$

Siendo $n+m = N-1$, n y m hacen referencia a la posición de los estados n y m de las secuencias positivas y negativas de tensiones. Determinados cada uno de estos valores, el modulador calcula el tiempo que deben ser aplicados los estados con tensiones de salida a 0. En el caso de que el estado inicial de la rama 1 sea $S_1 = 0$ entonces, el estado con tensiones de salida a 0 aplicado inicialmente corresponderá a:

$$S_1 = S_2 = \dots = S_N = 0 \quad (5.85)$$

El tiempo que el inversor del FAP debe permanecer en este estado es:

$$T_0 = \frac{T_s - \left(\sum_n T_n + \sum_m T_m \right)}{2} \quad (5.86)$$

Que también será el tiempo que debe permanecer el inversor en el último estado aplicado, durante el cual todas las tensiones de salida son 0. Finalizada la modulación durante el período de conmutación asociado al instante de tiempo k de los valores generados por el control de la corriente de inyección en el instante $k - 1$, el proceso se repetirá en cada instante de tiempo.

5.3. Resultados de simulación de la aplicación del algoritmo de control propuesto a un FAP trifásico a tres hilos

El algoritmo de control descrito en las secciones anteriores de este capítulo ha sido aplicado en simulación a un FAP conectado a un sistema trifásico a tres hilos. Las pruebas desarrolladas pretenden, al igual que en el capítulo 4, evaluar la capacidad de mejora del factor de potencia de la carga, la eficiencia del algoritmo de control y su tiempo de respuesta ante perturbaciones en la tensión de red: distorsión armónica, huecos en la tensión y desequilibrios entre fases.

La finalidad de esta sección es evaluar los resultados de la compensación y compararlos con los de algoritmos de control descritos en el capítulo 4 de esta tesis.

5.3.1. Modelo de simulación del método propuesto

Se ha modelado el controlador tomando como referencia la estructura mostrada en la figura 5.4, donde se ha dividido el bloque cálculo de la corriente de referencia en dos partes, tal y como muestra la figura 5.10.

En la figura se aprecian los 4 filtros de Kalman con capacidad de predicción empleados en el control del FAP, 2 para la tensión, KFV , y 2 para la corriente, KFI . Cada uno de los filtros de tensión emplea un modelo compuesto por 10 estados, correspondientes a los 5 primeros armónicos impares de la frecuencia fundamental de la red. Los filtros de corriente constan de 40 estados, 2 estados por cada uno de los 20 primeros armónicos impares de la frecuencia fundamental de la red. Los valores de las ganancias de Kalman han sido calculados previamente aplicando señales de tensión y corriente simuladas. Las matrices de transición de estados de cada uno de los filtros se ha calculado para una frecuencia de muestreo de $6,4 \text{ kHz}$.

El bloque denominado G_0 realiza la estimación del valor instantáneo de la conductancia equivalente promedio de la carga para el instante de tiempo $k + 2$ empleando los valores instantáneos de las componentes en fase y cuadratura de los armónicos de tensión y corriente suministrados por los filtros de Kalman.

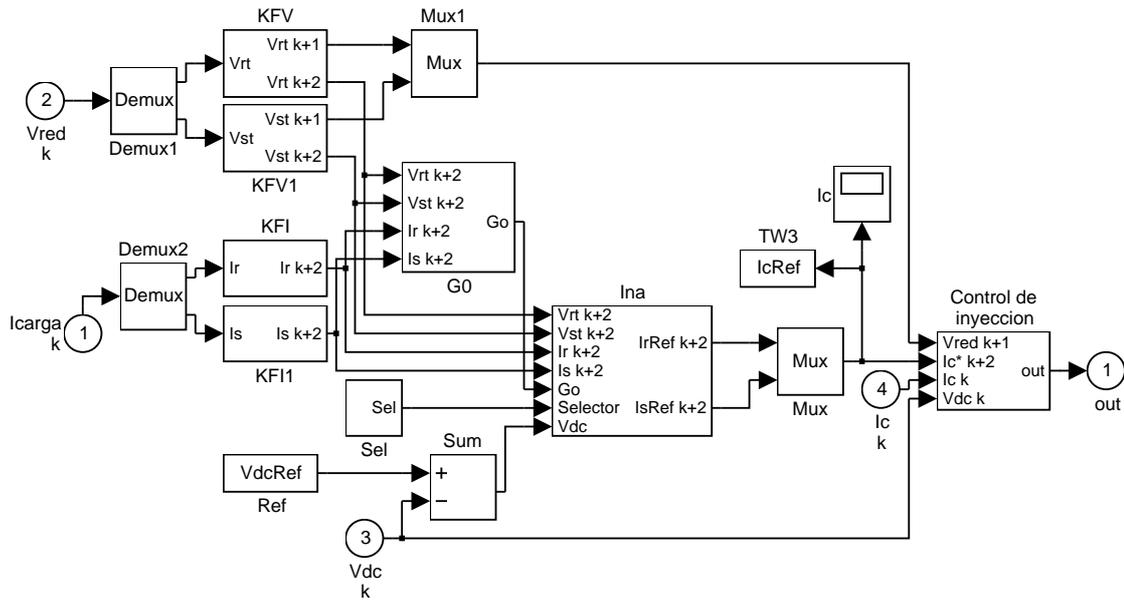


Figura 5.10: Bloque de cálculo de la corriente de referencia

A partir de estos valores el bloque *Ina* realiza el cálculo de la corriente no activa de la carga más la corriente que debe consumir el FAP para compensar las pérdidas de energía en el inversor. El bloque *Sel* permite seleccionar las componentes armónicas de la corriente no activa que serán empleadas como corriente de referencia para la compensación. Mediante la utilización de este bloque, dos o más FAP pueden colaborar compensando cada uno de ellos componentes armónicas diferentes de la corriente no activa.

El cálculo de la corriente de referencia para la compensación se realiza teniendo en cuenta que constará de los siguientes términos:

- La componente de los armónicos de corriente que no suministra potencia activa a la carga,
- Los armónicos de corriente que no han sido considerados en el modelo de los filtros de Kalman de tensión y que, por lo tanto, corresponden a una corriente que no suministra potencia activa a la carga,
- La corriente necesaria para mantener la capacidad de compensación del FAP ($V_{dc} \approx cte$).

Las estimaciones de las corrientes de referencia para cada una de las fases en el instante $k + 2$ y de las tensiones de línea en el instante en el que se realizará la compensación ($k + 1$), se aplican al controlador, que calcula la tensión de salida del inversor necesaria para efectuar la compensación.

El controlador aplica un filtro digital construido de acuerdo a la ecuación 5.77, siendo la matriz empleada de dimensión 2×2 .

El resultado se aplica al modulador de la figura 5.11. Su elemento fundamental es el bloque de *cálculo*, encargado de determinar los dos estados intermedios durante cada período de conmutación y el tiempo que el inversor del FAP debe estar en cada estado. El resto de los elementos de la figura permiten aplicar la señal de control adecuada al inversor del FAP.

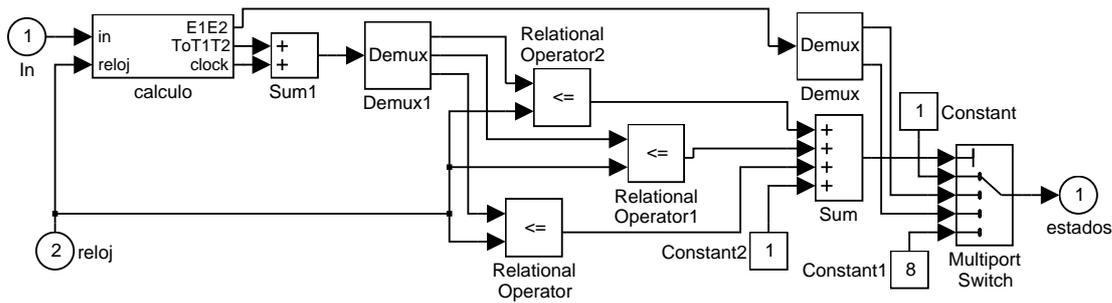


Figura 5.11: Modulador PWM

La estructura descrita en esta sección ha sido aplicada al control de un FAP de 3 ramas sometido a tensiones de red con distorsión armónica, desequilibrios y huecos. A continuación de muestran los resultados alcanzados al aplicar las señales de prueba descritas en el capítulo 4.

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

Se ha analizado η_{FP} en el mismo período y bajo las mismas señales de prueba que la sección correspondiente del capítulo 4 con el fin de poder comparar los resultados obtenidos con los métodos de control convencionales y el método propuesto.

La tabla 5.1 muestra los resultados alcanzados por el compensador al aplicar las señales de prueba con distorsión armónica.

Los valores obtenidos muestran que el mejor valor de eficiencia corresponde a la prueba *aind05* y el peor resultado a *agen*. También puede establecerse que la eficiencia del compensador es bastante estable, independientemente de la prueba de distorsión armónica aplicada (la máxima variación de la eficiencia es de un 14 %).

Comparando los resultados obtenidos con los mostrados en la tabla 4.9 se observa que la eficiencia del compensador propuesto es ligeramente inferior a la del método *dft1* como consecuencia del número de armónicos de considerado al modelar la señal de tensión (7 primeros armónicos impares en el caso de *dft1* y 5 en el caso del método propuesto). En lo que al método *srf1* se

	<i>propuesto</i>
<i>ap</i>	75,5
<i>ao</i>	79,4
<i>ai02</i>	79,2
<i>ai04</i>	80,9
<i>ai05</i>	86,5
<i>ai07</i>	86,0
<i>ai08</i>	82,2
<i>ai10</i>	82,4
<i>ai11</i>	77,7
<i>ai13</i>	72,9
<i>ai14</i>	81,6
<i>agen</i>	72,5
<i>aUC1</i>	78,0
<i>aUC2</i>	80,0

Tabla 5.1: η_{FP} bajo distorsión armónica de tensión

refiere, los resultados obtenidos muestran que el algoritmo propuesto es capaz de corregir en mayor medida el factor de potencia que *sr f1*. Solamente cuando los armónicos de tensión aplicados en las pruebas no han sido modelados en los *KFV*, los resultados alcanzados con *sr f1* superan a los obtenidos por el método propuesto.

Las figuras figuras 5.12 y 5.13 muestran respectivamente las formas de onda de tensión aplicadas sobre el FAP y la carga y la corrientes de línea durante la compensación.

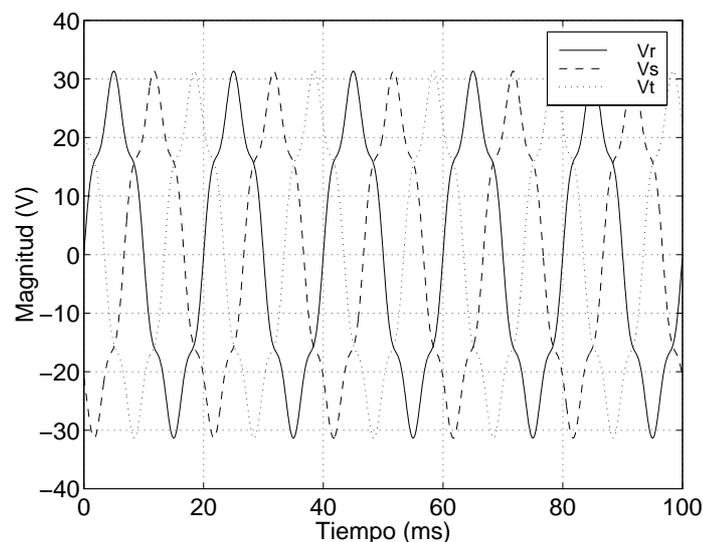


Figura 5.12: Prueba *ai05*. Tensiones de red

En el caso de las pruebas de tolerancia a huecos se ha procedido, del mismo modo que en el capítulo 4, registrando los valores instantáneos de las señales del modelo de controlador propuesto

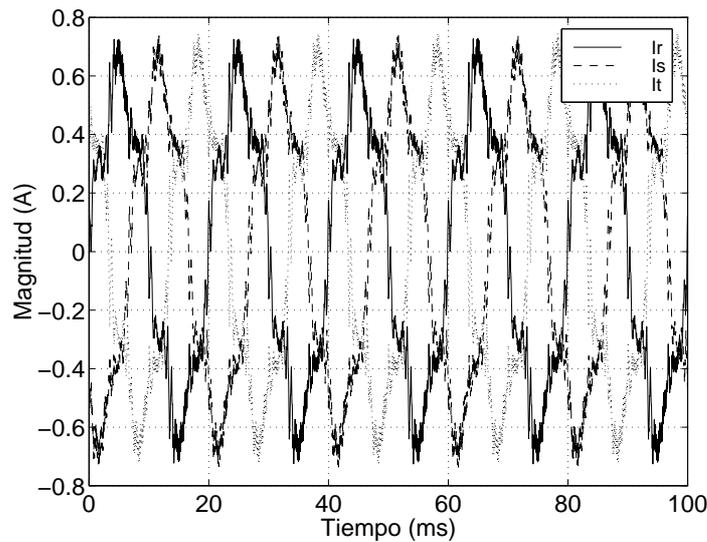


Figura 5.13: Prueba *ai05*. Corrientes de línea

durante el segundo ciclo a la frecuencia fundamental de la red tras el transitorio. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 5.2.

	<i>propuesto</i>
<i>h30f0</i>	75,4
<i>h30f45</i>	75,3
<i>h30f90</i>	75,2
<i>h30f135</i>	75,4
<i>h60f0</i>	69,5
<i>h60f45</i>	69,5
<i>h60f90</i>	69,6
<i>h60f135</i>	69,9
<i>hrp40</i>	52,6

Tabla 5.2: η_{FP} bajo huecos de tensión

A la vista de la tabla se puede establecer que la capacidad del algoritmo de control propuesto apenas varía respecto al instante de tiempo en el que se produce el hueco de tensión y si depende de la magnitud del mismo.

Por otro lado, al igual que sucediera con los métodos analizados en el capítulo 4, las eficiencias se reducen al aumentar la profundidad del hueco salvo en el caso del hueco real, durante el cual disminuían todas las eficiencias menos con los controladores *pq1* y *pq2*.

Comparando los valores de eficiencia obtenidos en cada una de las pruebas realizadas, el método propuesto alcanza en todos los casos eficiencias superiores y, a diferencia de los métodos analizados en el capítulo 4 (tabla 5.2), en todos los casos mejora el factor de potencia de la carga.

Las figuras 5.14 y 5.15 muestran respectivamente las formas de onda de tensión y corriente durante la prueba *hrp40*.

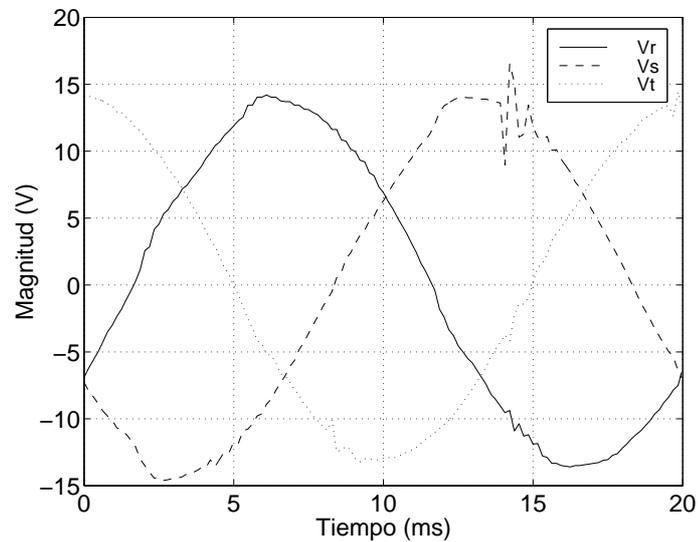


Figura 5.14: Prueba *hrp40*. Tensiones de red

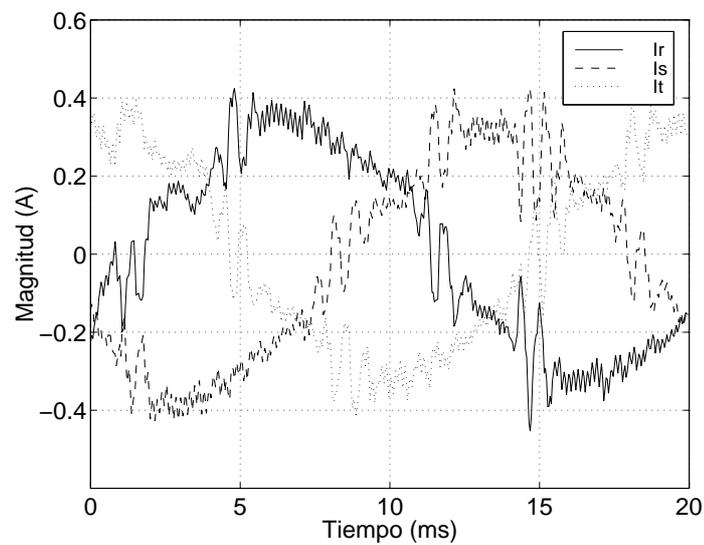


Figura 5.15: Prueba *hrp40*. Corrientes de línea

En el caso de las pruebas de desequilibrio analizadas, de nuevo se ha realizado el cálculo de la eficiencia en la corrección del factor de potencia durante el segundo periodo tras el transitorio del desequilibrio, resultando los valores mostrados en la tabla 5.3.

Los resultados obtenidos muestran que la eficiencia del método propuesto en la corrección del factor de potencia de la carga es prácticamente independiente del desequilibrio de tensión aplicado y, en todos los casos, supera los resultados alcanzados por los métodos analizados en el capítulo 4

	<i>propuesto</i>
<i>dk8</i>	78,5
<i>dk17</i>	79,4
<i>dk25</i>	76,9
<i>dUC1</i>	79,5

Tabla 5.3: η_{FP} bajo desequilibrios de tensión

(tabla 4.11).

Las figuras 5.16 y 5.17 muestran respectivamente las tensiones aplicadas durante el desequilibrio con $k = 25$ y las corrientes de línea durante la compensación.

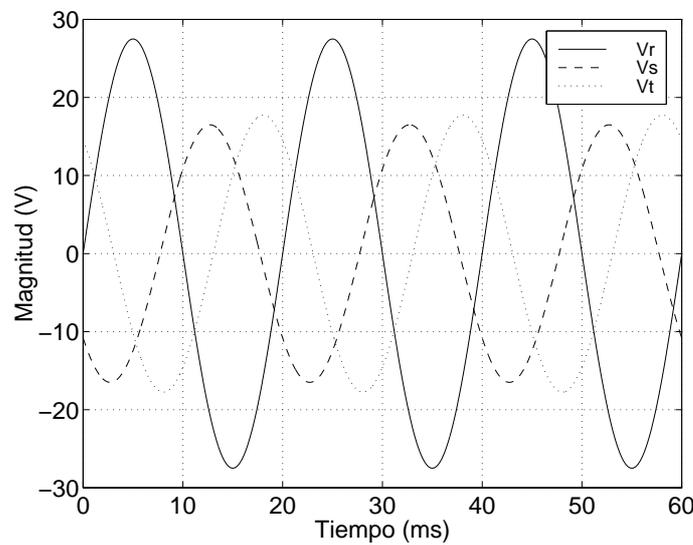


Figura 5.16: Prueba *dk25*. Tensiones de red

En las figuras se aprecia que la forma de onda de la corriente en cada una de las líneas es proporcional a la de tensión.

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

De igual modo que en el capítulo 4 se ha evaluado la eficiencia del algoritmo de control propuesto en la reducción de la corriente de exceso de la carga.

La tabla 5.4 muestra los resultados obtenidos cuando se aplican las pruebas con distorsión armónica de tensión.

Los valores de la tabla muestran que la capacidad de reducción de la corriente de exceso de la carga es elevada y se encuentra entorno al 80 %.

Comparando estos resultados con los obtenidos en el capítulo 4 (tabla 4.12) se aprecia que el método propuesto alcanza eficiencias mayores que cualquiera de los métodos analizados salvo

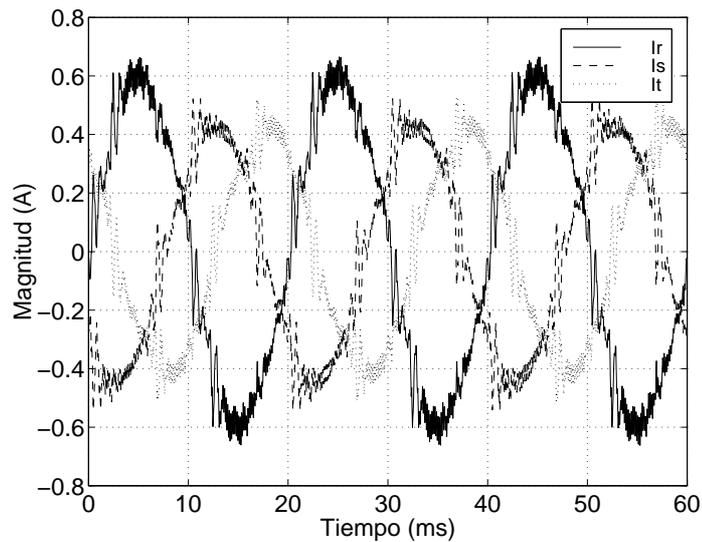


Figura 5.17: Prueba *dk25*. Corrientes de línea

cuando el orden del armónico de tensión aplicado no ha sido considerado en el modelo de los *KFV*, tal y como sucede con la prueba *aind13*, donde la eficiencia de *sr f1* es un 7 % mayor.

Las figuras 5.18 y 5.19 muestran respectivamente las formas de onda de tensión y corriente durante la prueba *ai13*

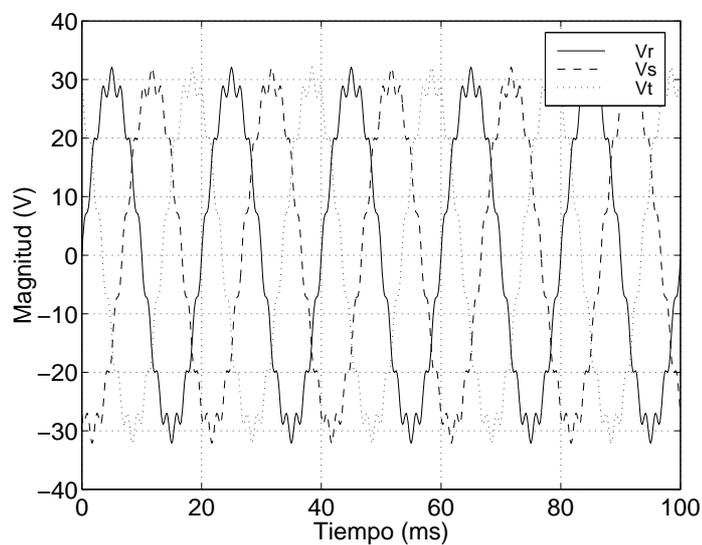


Figura 5.18: Prueba *ai13*. Tensiones de red

En el caso de la reducción de la corriente de exceso durante los huecos de tensión, los resultados alcanzados se pueden observar en la tabla 5.5.

Los valores de la tabla muestran que, al igual que en el caso de la corrección del factor de potencia de la carga, la eficiencia en la reducción de la corriente de exceso es similar para huecos

	<i>propuesto</i>
<i>ap</i>	78,0
<i>ao</i>	82,0
<i>ai02</i>	81,5
<i>ai04</i>	83,1
<i>ai05</i>	88,6
<i>ai07</i>	88,1
<i>ai08</i>	84,2
<i>ai10</i>	84,4
<i>ai11</i>	80,2
<i>ai13</i>	75,8
<i>ai14</i>	83,7
<i>agen</i>	76,5
<i>aUC1</i>	80,4
<i>aUC2</i>	82,2

Tabla 5.4: η_I bajo distorsión armónica de tensión

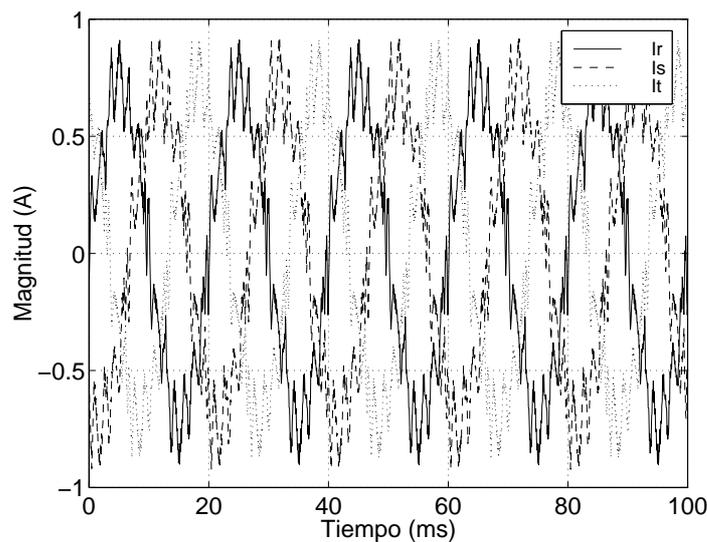


Figura 5.19: Prueba *ai13*. Corrientes de línea

de igual profundidad, independientemente del instante de tiempo en el que se produce el hueco.

Comparando estos valores con los obtenidos en el capítulo 4 (tabla 5.5) se aprecia que el método propuesto obtiene los mejores resultados ante cualquiera de las pruebas realizadas. Incluso cuando los otros métodos aumentan la corriente de exceso (durante los huecos con una profundidad del 60 %), el método propuesto sigue corrigiendo esta magnitud.

Los valores de η_I obtenidos al aplicar al modelo de simulación las señales de prueba correspondientes a desequilibrios se muestran en la tabla 5.6.

Los resultados muestran eficiencias similares independientemente de la magnitud del desequi-

	<i>propuesto</i>
<i>h30f0</i>	78,2
<i>h30f45</i>	78,1
<i>h30f90</i>	78,0
<i>h30f135</i>	78,2
<i>h60f0</i>	72,7
<i>h60f45</i>	72,6
<i>h60f90</i>	72,4
<i>h60f135</i>	72,4
<i>hrp40</i>	56,9

Tabla 5.5: η_I bajo huecos de tensión

	<i>propuesto</i>
<i>dk8</i>	80,9
<i>dk17</i>	81,7
<i>dk25</i>	76,7
<i>dUC1</i>	81,7

Tabla 5.6: η_I bajo desequilibrios de tensión

librio aplicado.

En comparación con los resultados obtenidos en el capítulo 4 (tabla 4.14), la capacidad de reducción de la corriente en exceso supera a todos los métodos analizados.

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

También se han evaluado los tiempos de respuesta del método propuesto ante variaciones de las tensiones de red aplicadas.

Al igual que en el capítulo 4 el tiempo de respuesta del FAP se ha obtenido como el tiempo transcurrido desde que la corriente de la carga se estabiliza hasta que lo hace la corriente de línea.

La tabla 5.7 muestra los resultados obtenidos al aplicar los huecos de tensión al método de control propuesto.

Los resultados establecen que los tiempos de respuesta del algoritmo de control propuesto son rápidos y, al menos, de un orden de magnitud similar a los de los métodos analizados en el capítulo 4 (tabla 4.15).

Las figuras 5.20 y 5.21 muestran las formas de onda de tensión y corriente durante la prueba *hp60d5f135*, apreciándose el efecto sobre la corriente de línea durante la compensación.

Las figuras 5.22 y 5.22 muestran la forma de onda de las tensiones registradas durante el hueco real y el comportamiento de un FAP al que se hubiera aplicado el algoritmo de control propuesto.

	<i>propuesto</i>
<i>h30f0</i>	< 1
<i>h30f45</i>	1
<i>h30f90</i>	2,5
<i>h30f135</i>	3
<i>h60f0</i>	5,5
<i>h60f45</i>	5,5
<i>h60f90</i>	7
<i>h60f135</i>	7,5
<i>hrp40</i>	4

Tabla 5.7: T_r (ms) ante huecos de tensión

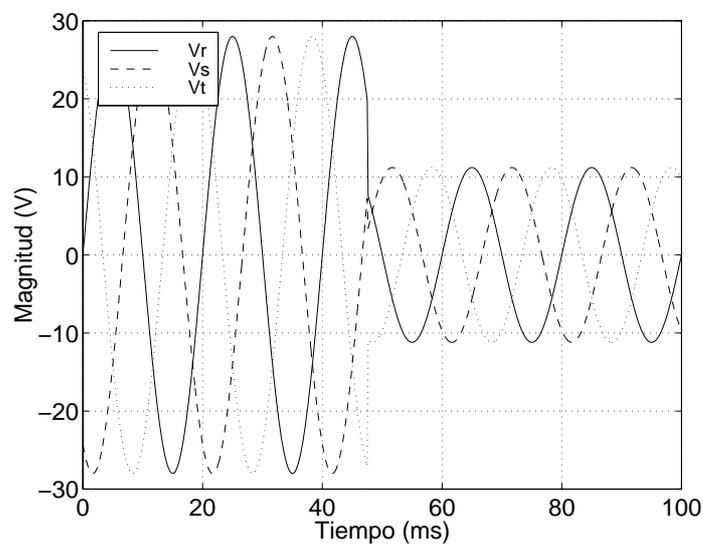


Figura 5.20: Prueba *hp60d5f135*. Tensiones de red

También se ha analizado los tiempos de respuesta ante la aparición de desequilibrios, del mismo modo que en el capítulo 4 solo se muestran los valores correspondientes a los desequilibrios generados mediante la norma. La tabla 5.8 muestra los resultados obtenidos.

	<i>propuesto</i>
<i>dk8</i>	5
<i>dk17</i>	5,5
<i>dk25</i>	5,5

Tabla 5.8: T_r (ms) ante desequilibrios de tensión

Los resultados de simulación obtenidos al aplicar el algoritmo de control propuesto al modelo de un FAP de tres ramas sometido a distorsión armónica de tensión, huecos de tensión y desequilibrios de tensión muestran que dicho algoritmo, desde el punto de vista de las definiciones de factor de potencia y corriente de exceso empleadas, presenta una eficiencia mayor que los métodos

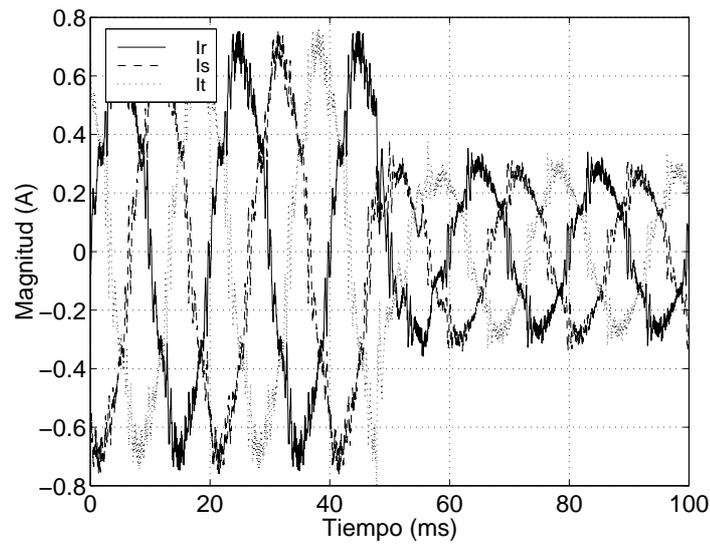


Figura 5.21: Prueba *hp60d5f135*. Corrientes de línea

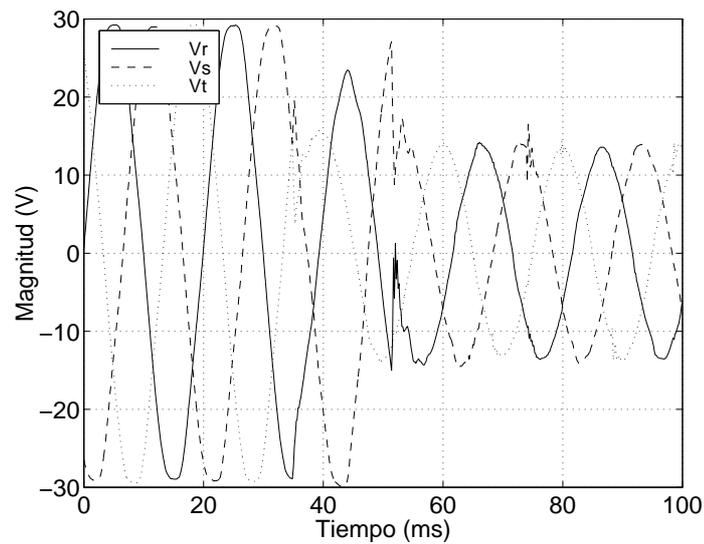


Figura 5.22: Prueba *hrp40*. Tensiones de red

convencionales de control. Además, desde el punto de vista de los tiempos de respuesta, las características dinámicas del controlador lo sitúan a la par de los métodos de control analizados en el capítulo 4 con tiempos de respuesta más cortos.

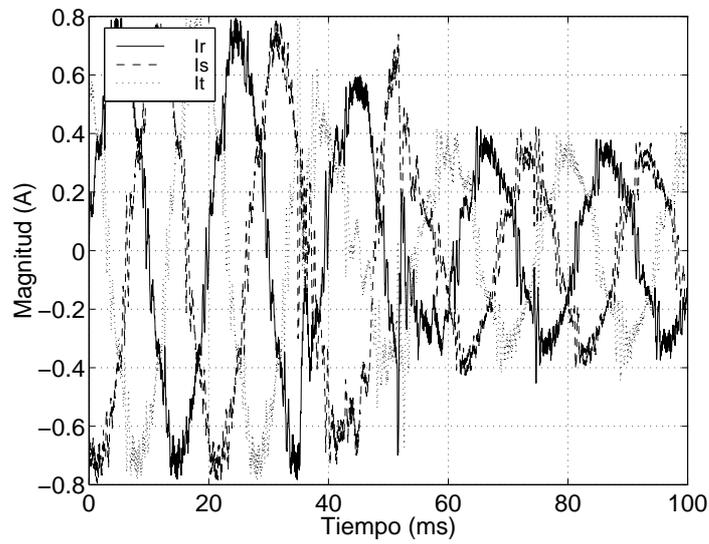


Figura 5.23: Prueba *hrp40*. Corrientes de línea