
3. Compensación de armónicos de corriente y corrección del factor de potencia mediante filtros activos paralelo. Estado del conocimiento

Los principios teóricos en los que se basa el funcionamiento de los filtros activos de potencia se establecieron en los años 70. A lo largo de los años su implantación se ha visto incrementada como consecuencia de las características ventajosas que presentan frente a las soluciones pasivas y de la disponibilidad de soluciones tecnológicas que posibilitan su construcción.

Una de las características fundamentales de este tipo de equipos de compensación es su capacidad para adaptarse a los cambios de las condiciones de operación. Así, problemas como resonancias con otros elementos de la red eléctrica o cambios de las características de la carga que se pretende compensar, que pueden ocasionar el completo rediseño de las soluciones pasivas, se solventan en el caso de los filtros activos mediante la modificación del controlador.

3.1. Estructura básica del filtro activo de potencia

La estructura básica de un filtro activo de potencia paralelo genérico para la compensación de las corrientes no activas y la corrección del factor de potencia se muestra en la figura 3.1. El filtro activo está constituido por cinco bloques bien diferenciados: El propio convertidor de potencia, el enlace de corriente entre el convertidor y el punto de conexión a la red, el elemento almacenador de energía del filtro activo, los dispositivos de acondicionamiento de las señales de potencia y el

controlador. Los cuatro primeros elementos son hardware mientras que el controlador también puede un programa que se ejecuta sobre un procesador.

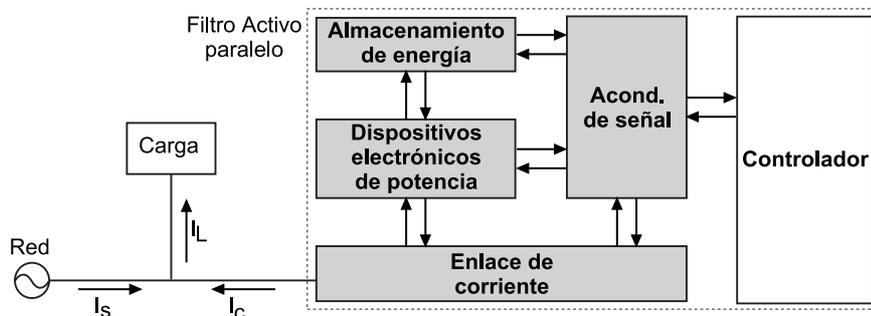


Figura 3.1: Estructura básica de un filtro activo de potencia paralelo

El convertidor está constituido por dispositivos electrónicos de potencia que mediante su conmutación permiten controlar el flujo de energía entre elemento almacenador del filtro activo de potencia y la red. Desde el punto de vista ideal, estos dispositivos deben comportarse como interruptores bidireccionales que permitan el flujo de potencia en los dos sentidos.

El enlace de corriente, normalmente constituido por una inductancia, permite la transferencia de energía entre la red y el convertidor de potencia. Sus características determinan aspectos como la magnitud del rizado de la corriente de inyección.

El controlador se encarga de garantizar que los procesos de compensación de las corrientes no activas y de corrección del factor de potencia se realizan adecuadamente, calculando las corrientes de referencia para la compensación y controlando la corriente de inyección. También deberá garantizar que el nivel de energía en el elemento almacenador de energía del filtro activo de potencia es el adecuado para su correcta operación [SED99] [SED00]. Además deberá generar las señales de conmutación de los dispositivos semiconductores del convertidor y, en general, controlar en todo momento el estado del sistema formado por la línea, la carga y el filtro activo de potencia.

El subsistema de acondicionamiento de señales permite transformar los valores instantáneos de tensión y corriente del convertidor de potencia a niveles de tensión capaces de ser manejados por el hardware del controlador. También a través de este subsistema se pueden aplicar las señales de puerta del inversor determinadas por el controlador.

La aplicación de las señales de puerta a los dispositivos electrónicos de potencia del inversor también se prealiza a través de este subsistema.

3.2. Convertidor de potencia

Atendiendo a los elementos hardware mostrados en la figura 3.1, y sin considerar el tipo de controlador empleado, los filtros activos de potencia (FAP) pueden clasificarse en función del tipo de sistema eléctrico al que serán conectados: monofásico o trifásico, del tipo de elemento almacenador de energía empleado, de los dispositivos electrónicos de potencia que constituyen el inversor y de los elementos pasivos utilizados en la conexión del inversor a la red [SIN99].

3.2.1. Topologías convencionales

Un convertidor puede disponer desde una rama hasta cuatro dependiendo de si el sistema es monofásico, trifásico a tres hilos o trifásico a cuatro hilos. En el caso de sistemas monofásicos el inversor puede estar constituido por una o dos ramas, según se muestra en las figuras 3.2 y 3.3 respectivamente.

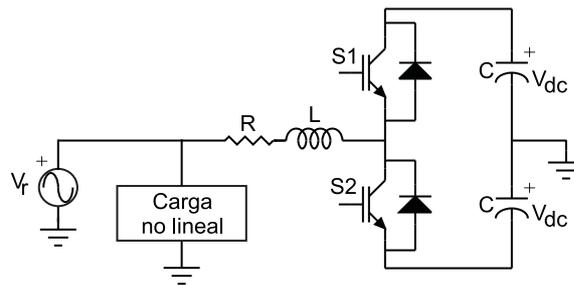


Figura 3.2: FAP monofásico en medio puente

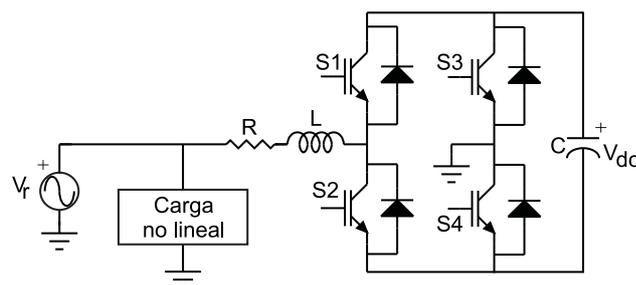


Figura 3.3: FAP monofásico en puente completo

En estos esquemas se ha elegido como enlace de corriente una inductancia (LR), como elemento almacenador de energía un condensador (C) y como dispositivos electrónicos de potencia transistores de compuerta aislada (IGBT).

Cuando la potencia de compensación requerida es baja la topología más interesante es la de medio puente ya que su control es más sencillo y el coste económico del inversor es menor. Sin

embargo, para niveles de potencia elevados, y considerando el mismo tipo de elemento almacenador de energía, resulta más eficiente la utilización de filtros activos de potencia en puente completo al permitir obtener tensiones de salida de doble magnitud que en el caso de medio puente [MOH95].

En el caso de sistemas trifásicos el convertidor presentará tres o cuatro ramas dependiendo de si en el punto de conexión se tiene acceso a tres o cuatro hilos. En la configuración a cuatro ramas el filtro activo también es capaz de compensar los armónicos de corriente de secuencia cero en el neutro. Las figuras 3.4 y 3.5 muestran respectivamente las dos topologías.

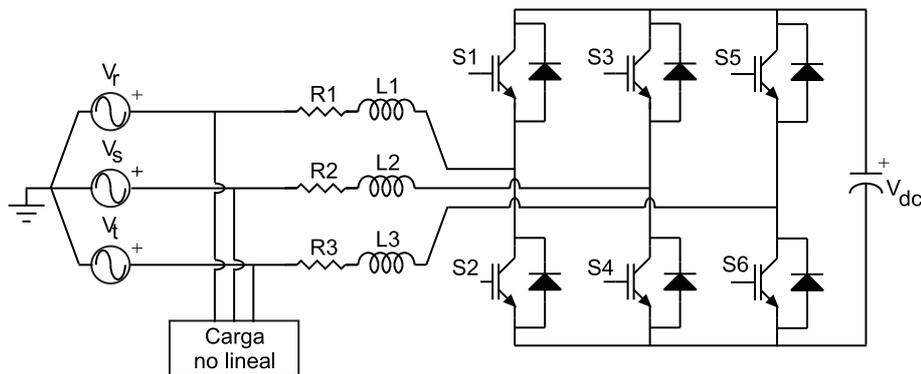


Figura 3.4: FAP trifásico con 3 ramas

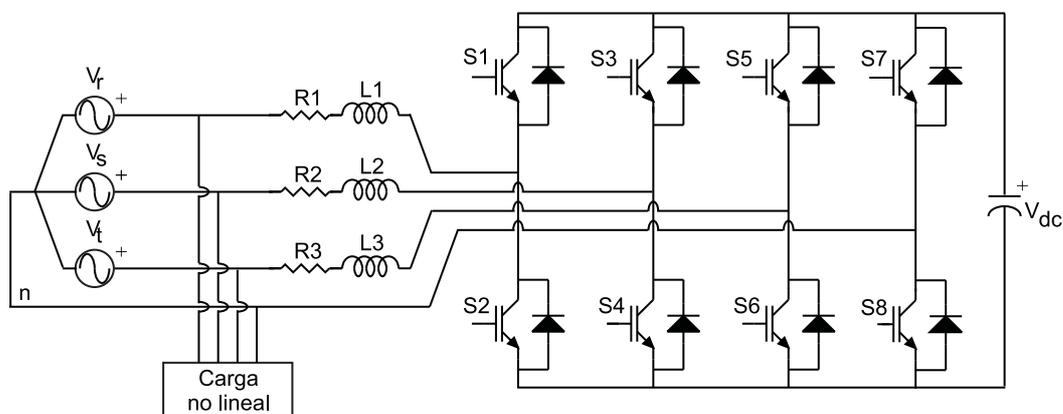


Figura 3.5: FAP trifásico con compensación de neutro

3.2.2. Elementos para el almacenamiento de energía en continua

Las configuraciones de FAP mostradas disponen de elementos almacenadores de energía de tipo capacitivo. En este caso la energía disponible para la compensación se almacena en un condensador, pudiéndose establecer el nivel de energía del filtro activo mediante la medida de la tensión de continua. El tipo de elemento almacenador de energía empleado determina las características de

compensación del FAP.

Aunque la gran mayoría de los FAP utiliza condensadores también es posible el empleo de bobinas. La figura 3.6 muestra un filtro activo de potencia monofásico con almacén de energía inductivo [NIS02]. En este caso el nivel de energía del filtro activo se puede obtener mediante la medición de la corriente en la bobina de continua, una desventaja importante de este tipo de topologías es la imposibilidad de ser aplicadas a esquemas de compensación multinivel.

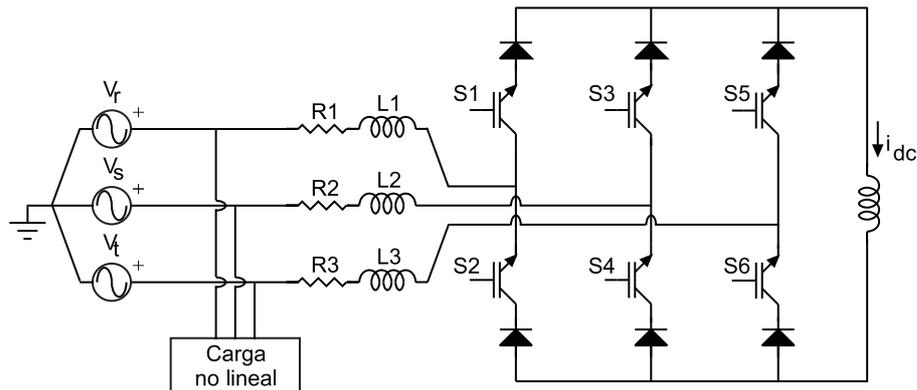


Figura 3.6: FAP trifásico con almacén DC inductivo

3.2.3. Dispositivos electrónicos de potencia

Los dispositivos semiconductores empleados por un FAP pueden ser de diversos tipos si bien los más utilizados en la actualidad son los transistores bipolares con puerta aislada (IGBTs, *Isolated Gate Bipolar Transistors*) y los tiristores controlados de puerta aislada (IGCTs, *Isolated Gate Controlled Thyristors*) [SIN99]. Desde el punto de vista de su integración en un FAP deben considerarse características como el elemento almacenador de energía empleado, la frecuencia de conmutación máxima de trabajo y los valores máximos de $\frac{\partial V}{\partial t}$ y $\frac{\partial I}{\partial t}$ durante la compensación. Estas condiciones de trabajo del FAP determinarán las características de los dispositivos electrónicos de potencia empleados: curva de operación segura (SOA, *Safe Operation Area*) de cada uno de ellos, las tensiones y corrientes máximas tanto en bloqueo como en saturación y las características del circuito de control (HVICD, *High Voltage Integrated Circuit Drive*) que debe emplearse para que estos elementos operen correctamente en el FAP.

3.2.4. Conexión a la línea eléctrica

La conexión del FAP a la línea donde se pretende realizar la compensación se puede llevar a cabo de dos formas: en serie (figura 3.7) [NAS94] o en paralelo (figura 3.8) [SIN99] [ELH00] [ELH00A].

La utilización de una u otra conexión dependerá de si es permisible que toda la corriente de carga atraviese o no el enlace de corriente del FAP. Habitualmente se emplea la topología paralelo ya que permite construir un FAP empleando dispositivos semiconductores y elementos pasivos que operaran con menores niveles de potencia.

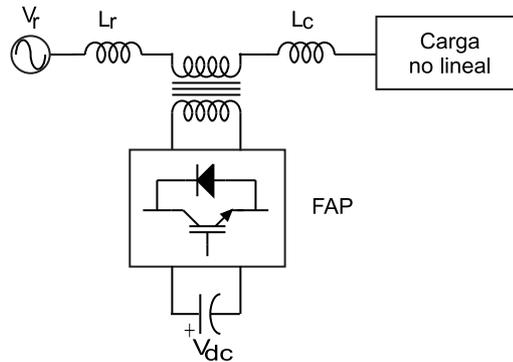


Figura 3.7: Compensación mediante FAP serie

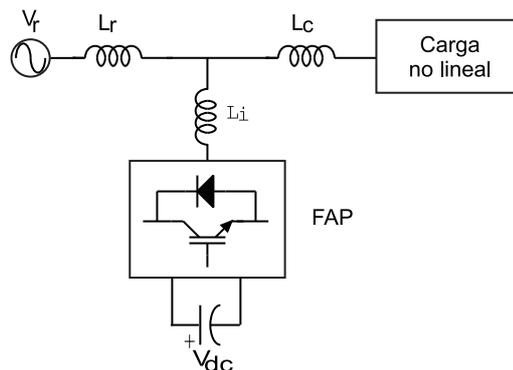


Figura 3.8: Compensación mediante FAP paralelo

3.2.5. Topologías multinivel

Este tipo de topología emplea múltiples niveles de tensión de continua que permiten mejorar considerablemente la forma de onda de la corriente de inyección. En la figura 3.9 se representa un FAP monofásico multinivel con 7 niveles de continua [LOH03][LOH03A].

En el caso de un inversor con un único nivel de continua conmutando a frecuencia constante sobre una bobina ideal, el rizado de la corriente de inyección $\Delta i_r(k)$ en el período de conmutación k de duración T_s vendrá dado por la ecuación:

$$\Delta i_r(k) = \frac{T_s}{L} [(f(D)V_{dc}(k)) - v_r(k)] \quad (3.1)$$

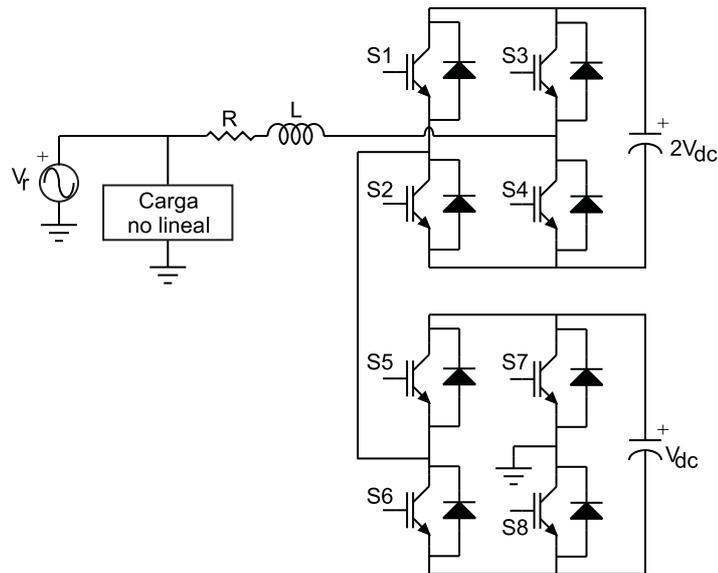


Figura 3.9: FAP monofásico con 7 niveles de continua

Siendo $v_r(k)$ la tensión de la red y $f(D)$ una función del ciclo de trabajo en el período de conmutación k . En consecuencia, en el caso de un convertidor multinivel, la posibilidad de disponer de diferentes niveles de V_{dc} en el instante k permite reducir Δi_r reduciendo la energía que debe ser almacenada en el bus de continua y las pérdidas asociadas a la conmutación.

Las dificultades de control asociadas a este tipo de topologías son la interacción entre inversores y el control del estado de los dispositivos electrónicos de potencia de cada uno de éstos. La eficiencia de las técnicas tradicionales de modulación vectorial puede mejorarse según propone [KAN03] reduciendo la potencia disipada en los interruptores del inversor.

3.2.6. Topologías resonantes

Entre las limitaciones de un FAP convencional se encuentran la frecuencia de conmutación y la potencia máxima a las que puede operar su inversor. Esto es debido a la potencia disipada en sus dispositivos electrónicos, consecuencia de su comportamiento no ideal como interruptores bidireccionales.

Como resultado, a medida que aumenta la potencia disipada en el FAP, crecen las fluctuaciones de su nivel de continua, las cuales deben ser controladas para mantener la capacidad de compensación, y aumenta la importancia de refrigerar adecuadamente los dispositivos electrónicos de potencia del inversor.

Estas limitaciones pueden superarse adoptando estrategias de control que minimicen las pérdidas de energía en la conmutación, conocidas como técnicas de conmutación suave [ACH92]. Este

es el caso del enlace resonante de continua, el enlace resonante de alterna o el inversor de polos resonantes (RPI, *Resonant Pole Inverter*). Las dos primeras emplean estrategias de control de la corriente de compensación que originan la inyección de corrientes con armónicos de baja frecuencia, inconveniente que no presenta la estrategia RPI.

La figura 3.10 muestra la estructura de la topología RPI en la que los condensadores en paralelo con los tiristores reducen los picos de corriente durante la conmutación mediante su resonancia con la bobina de inyección.

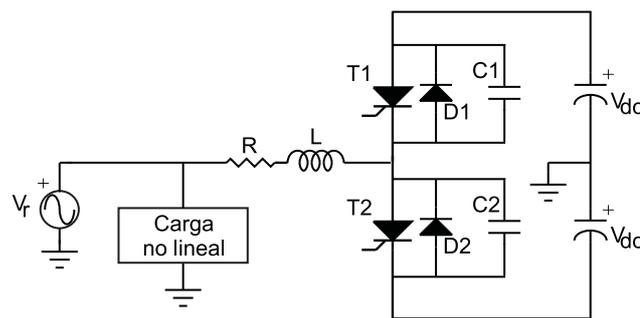


Figura 3.10: FAP monofásico resonante

3.3. Control de la corriente de inyección

El control de la corriente de inyección de un FAP puede plantearse como un problema no lineal o bien, dado que las conmutaciones de los dispositivos electrónicos de potencia del FAP se producen a muy alta frecuencia en comparación con las señales de referencia para la inyección, se puede analizar su comportamiento mediante su linealización a baja frecuencia [ERI01] [AGR01]. Las técnicas de control y modulación que se presentan a continuación se basan en el último planteamiento.

La modificación de las condiciones de operación para las cuales fue diseñado un FAP o el modelado impreciso de sus elementos, unido a su carácter no lineal, pueden ser, entre otras, las causas de una incorrecta compensación. El controlador de la corriente de inyección debe asegurar que la corriente consumida por el FAP es la adecuada para llevar a cabo una apropiada mitigación de la corriente no activa de la carga bajo condiciones como las anteriormente descritas.

3.3.1. Topologías básicas

Las funciones que debe desempeñar el controlador de la corriente de inyección son las mismas independientemente de la topología inversora seleccionada: comparar la corriente de referencia para la compensación con la corriente de inyección y, en función del error, generar las señales de puerta

adecuadas para el inversor. La figura 3.11 muestra la estructura típica para un inversor monofásico con fuente de tensión.

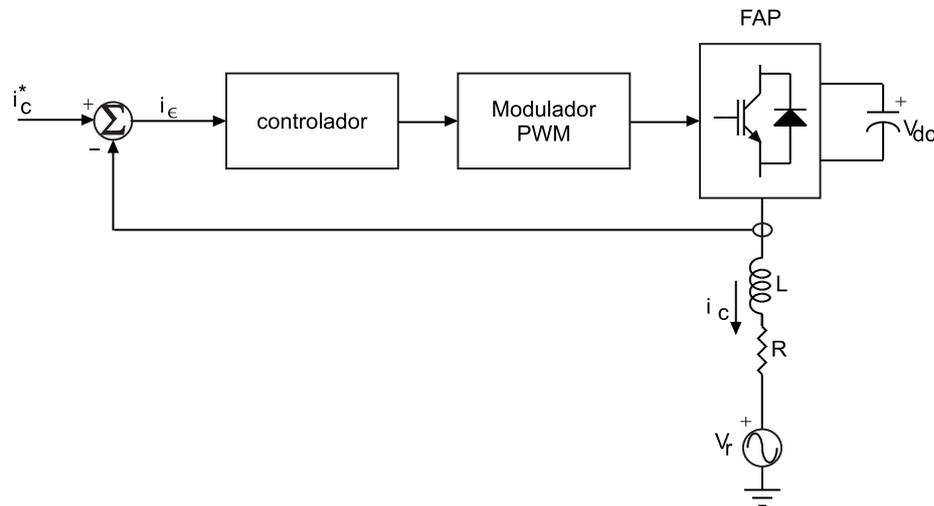


Figura 3.11: Control de corriente monofásico

En el caso trifásico se puede optar por una estructura como la monofásica pero extendida a cada una de las líneas que se pretende compensar, o bien controlar simultáneamente todas las corrientes de línea [BUS98]. En este caso es necesario realizar una transformación de las corrientes de línea a un plano complejo donde estarán descritas por las dos componentes de un único fasor de corriente.

Dependiendo de que el eje de referencia seleccionado en el plano complejo gire o no sincronizado con la tensión de la red a la frecuencia angular fundamental ω_1 , el vector de corriente rotará a esta frecuencia o permanecerá fijo. En el primer caso el control se realizará en el marco de referencia estacionario, siendo su estructura la mostrada en la figura 3.12, en el segundo la estructura del controlador corresponde a la mostrada en la figura 3.13 y se dice que opera en el marco de referencia rotatorio y síncrono.

En todos los casos la señal de salida del controlador corresponde a la tensión que el inversor debe aplicar en los extremos de la bobina de inyección para que la corriente de compensación corresponda a la corriente de referencia. Bajo este esquema, la función del modulador por anchura de pulsos (PWM) es determinar los tiempos que cada uno de los dispositivos electrónicos de potencia del FAP permanece en uno de sus dos posibles estados de operación para cada intervalo de conmutación.

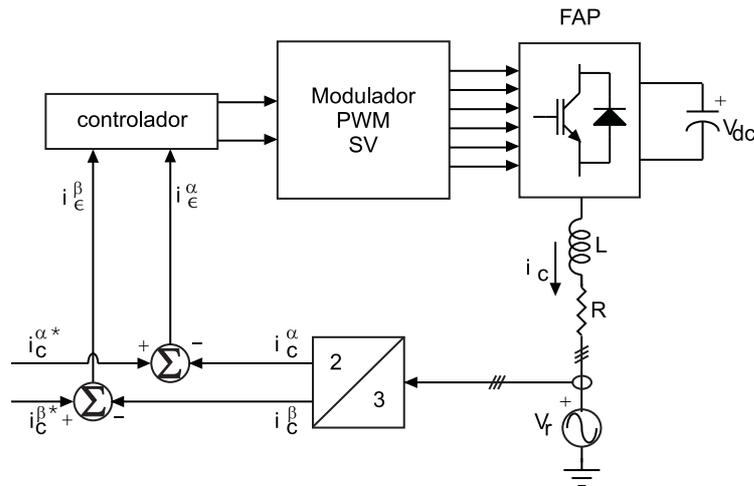


Figura 3.12: Control de corriente en sistemas trifásicos mediante marco estacionario

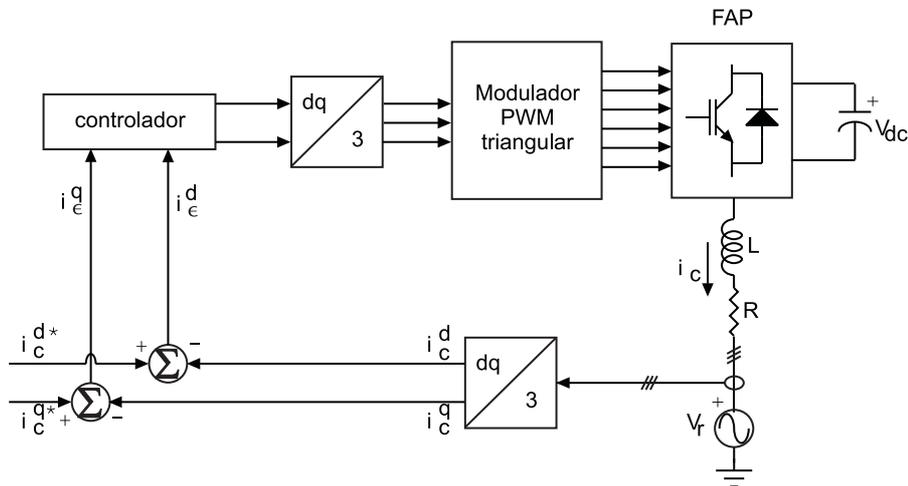


Figura 3.13: Control de corriente en sistemas trifásicos mediante marco síncrono

3.3.2. Modulación por histéresis

Este tipo de modulación por anchura de pulso presenta la particularidad de que la generación de la señal de control del FAP y su modulación se realizan simultáneamente. La figura 3.14 muestra la estructura de un controlador de este tipo para un inversor trifásico a tres hilos. La señal de referencia para la compensación es comparada de forma instantánea con la señal realmente inyectada. La señal de error resultante $i_{\epsilon}(t)$ es aplicada a un circuito comparador por histéresis que, dependiendo de la anchura de la banda de histéresis y del valor instantáneo de la señal de error, genera los pulsos de activación de los dispositivos semiconductores del inversor [MOH95]. Así, mientras que la desviación de la corriente inyectada en el sistema respecto a la corriente de referencia no supere la anchura de la banda de histéresis el inyector mantiene el estado de conmutación. La corriente

inyectada en el sistema dependerá de las características del enlace de corriente empleado y de la tensión en el punto de conexión del mismo. Entre las ventajas de esta técnica de modulación está su sencilla estructura.

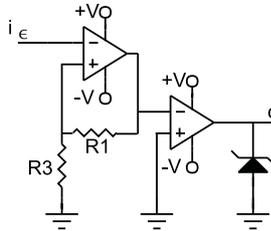


Figura 3.14: Modulador por histéresis

La frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos del inversor, al emplear este tipo de modulación, es variable. Esto es debido a su dependencia de los valores instantáneos de la corriente de referencia para la compensación y de la tensión en el nivel de continua [JEO97]. Por otro lado, también la eficiencia de la compensación puede verse reducida al emplear esta modulación ya que el punto de trabajo de los dispositivos electrónicos de potencia del puente puede variar y, en el peor de los casos, hacerles operar fuera de su SOA.

La topología básica de este esquema de modulación y control ha experimentado notables modificaciones con el paso del tiempo. Entre éstas se encuentra la realización de una banda de histéresis con anchura variable y dependiente del valor instantáneo de la tensión de salida [ZEN00]. Esta modificación permite que la señal de control aplicada al convertidor presente una frecuencia constante debido a la aplicación de un PLL (*Phase-Locked Loop*) [BUS98]. También se han realizado implementaciones digitales sobre este controlador pero tiene el inconveniente de que la amplitud del rizado de la corriente de salida del FAP puede alcanzar valores elevados [ING99].

3.3.3. Modulación con portadora triangular

En este tipo de moduladores se compara la señal de error o moduladora con una señal triangular, o en dientes de sierra, de alta frecuencia denominada portadora [HAV97]. El resultado es una señal de salida de frecuencia constante con un ciclo de trabajo variable. En este caso, la estructura del controlador responde a la figura 3.15.

En ella se observa como la señal moduladora, una senoide pura de frecuencia f_c y amplitud v_c , se compara con una portadora triangular de frecuencia f_s y amplitud v_{tri} . En el caso de sistemas a tres hilos puede mejorarse la forma de onda de la señal de salida al incluir en la modulación el cálculo de las componentes de secuencia cero de la corriente [HAV97]. En este tipo de modulación

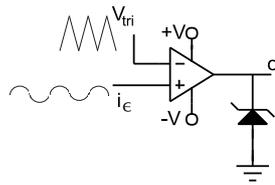


Figura 3.15: Modulador con portadora triangular

se definen dos coeficientes: el coeficiente de modulación en amplitud m_a , que es la relación entre las amplitudes de las señales moduladora y portadora ($\frac{v_c}{v_{tri}}$), y el coeficiente de modulación en frecuencia m_f , que es la relación entre las frecuencias de la señal portadora y moduladora ($\frac{f_s}{f_c}$). El resultado de la comparación para un m_f pequeño y modulación por anchura de pulsos lineal ($m_a < 1$) se puede observar en la figura 3.16, siendo su espectro frecuencial el que aparece en la figura 3.17. La frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos del puente es f_s y el ciclo de trabajo de cada una de las ramas del puente inversor en cada período de conmutación queda establecido por la relación entre el valor instantáneo de la señal moduladora y la amplitud de la portadora. Para evitar que la corriente de inyección presente subarmónicos de la frecuencia fundamental y/o armónicos pares, m_f debe ser un número entero e impar [MOH95].

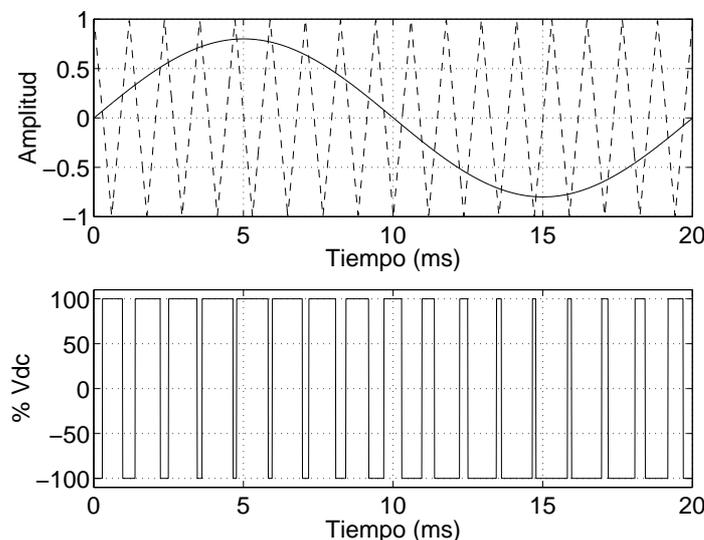


Figura 3.16: Resultado de la modulación con portadora triangular para $m_a = 0,8$ y $m_f = 17$

En determinadas circunstancias puede ser necesario aumentar la amplitud de la señal moduladora, en estos casos, cuando $m_a > 1$, el modulador operará en sobremodulación. En este modo de funcionamiento las componentes armónicas con frecuencias bien localizadas en torno a f_s dejan de estarlo, cambiando la magnitud de las componentes armónicas inyectadas, y la amplitud de la componente a la frecuencia f_c deja de ser linealmente dependiente de m_a .

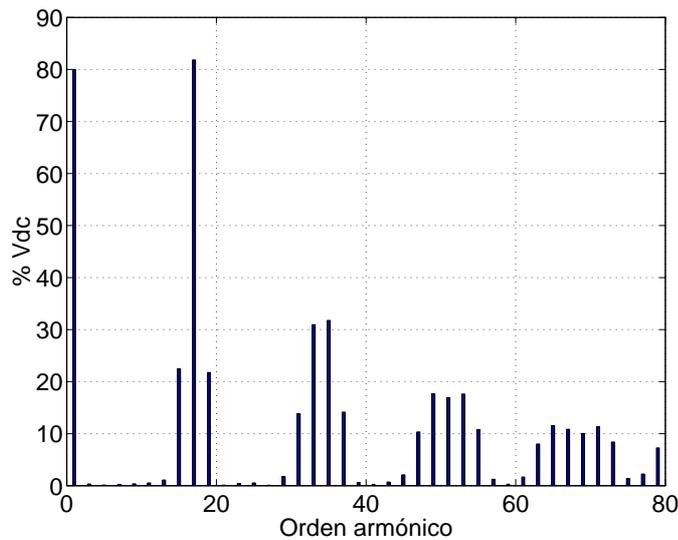


Figura 3.17: Espectro de la modulación con portadora triangular para $m_a = 0,8$ y $m_f = 17$

Con este tipo de estrategia de modulación suele controlarse cada una de las ramas del inversor por separado, denominada modulación unipolar, que permite en determinados estados de conmutación aislar al elemento almacenador de energía de la red. Sin embargo, en el caso de inversores monofásicos completos también es posible aplicar modulación bipolar. Con este tipo de modulación basta una única señal de puerta para controlar los dos posibles estados de conmutación del inversor. La posibilidad de detener al inversor debe, en este caso, facilitarse mediante una señal adicional que permita bloquear simultáneamente los 4 dispositivos electrónicos de potencia.

La realización del control de la corriente de inyección en un marco de referencia estacionario mediante este modulador y un controlador PI puede resultar en una compensación deficiente. La causa fundamental es el error estacionario en la salida del controlador PI como consecuencia de que la señal de consigna del controlador es suma de señales senoidales (la componente no activa de la corriente que se pretende compensar) y que la ganancia proporcional del controlador no puede aumentarse sin ocasionar la inestabilidad del sistema. En el caso de sistemas digitales este problema se deriva de los retrasos en la adquisición de la señal de la corriente de inyección y su posterior procesado, acentuándose la mala compensación a medida que la frecuencia del armónico a compensar y la frecuencia de adquisición se aproximan.

3.3.4. Modulación vectorial (SVM)

La modulación vectorial se ha empleado inicialmente en el control de motores eléctricos [NOV96] [MUR88] y ha sido adoptado en el control de FAP trifásicos para evitar la transformación inversa al

3. Compensación de armónicos de corriente y corrección del factor de potencia mediante filtros activos paralelo. Estado del conocimiento

plano complejo, necesaria cuando se emplea modulación triangular [ZHO02]. La figura 3.4 muestra las tres fases de salida del inversor controladas simultáneamente mediante este tipo de modulador. Aplicando todos los posibles estados de conmutación de este inversor resulta la tabla 3.1.

s_a	s_b	s_c	v_{rs}	v_{st}	v_{tr}
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
0	1	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
1	0	0	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
1	0	1	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	0	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
1	1	1	0	0	0

Tabla 3.1: Tensiones de salida del inversor

Las tensiones de salida del inversor, cuando está conectado a un sistema trifásico a tres hilos equilibrado, se muestran en la tabla 3.2.

<i>estado</i>	s_a	s_b	s_c	v_r	v_s	v_t
S_1	0	0	0	0	0	0
S_2	0	0	1	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$
S_3	0	1	0	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$
S_4	0	1	1	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
S_5	1	0	0	$\frac{2V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{V_{DC}}{3}$
S_6	1	0	1	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$
S_7	1	1	0	$\frac{V_{DC}}{3}$	$\frac{V_{DC}}{3}$	$-\frac{2V_{DC}}{3}$
S_8	1	1	1	0	0	0

Tabla 3.2: Tensiones de salida del inversor en un sistema equilibrado

Analizando en el plano complejo las tensiones de salida del inversor para cada uno de los estados de conmutación posibles resulta la figura 3.18. En ella se observan los 6 vectores de tensión de salida no nulos asociados a los estados de conmutación del inversor. Dado que en un sistema trifásico equilibrado la representación de las tensiones de línea es un fasor que gira a la frecuencia fundamental de la red con sentido antihorario, los estados de conmutación se han ordenado de forma que el vector correspondiente a la tensión de salida del inversor siga esta secuencia. De este modo, alineado el estado S_5 con el eje de abscisas, la secuencia de estados entre los que debe conmutar el inversor en cada intervalo de muestreo será S_5, S_7, S_3, S_4, S_2 y S_6 . Distribuyendo estos seis estados de conmutación entre los 360° de giro posibles, y a la frecuencia angular asociada a la componente fundamental de la tensión de la red ω_1 , se obtienen las formas de onda de la figura 3.19.

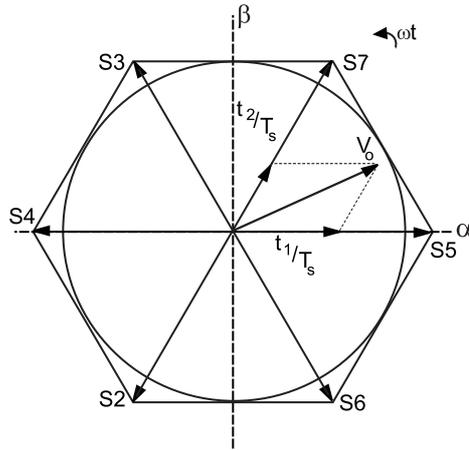


Figura 3.18: Representación vectorial de la tensión de salida de un inversor trifásico de 2 niveles

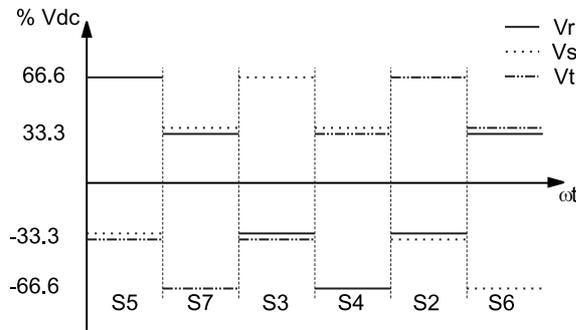


Figura 3.19: Formas de onda de tensión de salida de un inversor trifásico de 2 niveles sin modulación

El resultado de aplicar esta secuencia de estados de conmutación puede ser mejorado aumentando el número de vectores de tensión de salida disponibles de los 6 iniciales a tantos como sean posibles. Este proceso se realiza mediante el ajuste del tiempo que cada uno de los dos posibles estados de conmutación actúa en cada sector de 60° como se representa en la figura 3.18. La generación de un vector de tensión de salida V_o requerirá el ajuste de los tiempos, dentro de cada período de conmutación T_s , que el inversor se encuentra en los estados de conmutación S_5 y S_7 , t_1 y t_2 respectivamente. La relación $\frac{t_1}{t_2}$ establece el ángulo de V_o respecto al eje de abscisas, siendo $\omega_1 T_s$ la resolución angular máxima que se puede lograr mediante este esquema de modulación. Para cada periodo de conmutación debe cumplirse la ecuación:

$$T_s = t_1 + t_2 + t_0^{S_1} + t_0^{S_8} \quad (3.2)$$

Donde $t_0^{S_1}$ y $t_0^{S_8}$ corresponden a los tiempos que el inversor permanece en los estados S_1 y S_8 respectivamente. Mediante su ajuste se puede establecer la magnitud del vector V_o así como la componente de secuencia cero que presenta la tensión de salida del inversor [HAV97]. La amplitud

máxima del vector de salida está limitada geoméricamente por el hexágono de la figura 3.18, por tanto el valor instantáneo máximo que se podría alcanzar en las tensiones de salida del inversor sería $\frac{2}{3}V_{dc}$. Desde el punto de vista de la linealidad de la modulación la restricción es aun mayor ya que el vector de salida debe permanecer dentro de la circunferencia inscrita en el hexágono para garantizar formas de onda senoidales [OTT98][ZHO02]. En este caso la amplitud máxima de las señales de salida será $\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$.

El esquema de modulación SVM también puede ser aplicado en el caso de FAP trifásicos con cuatro ramas, sin embargo, el análisis se complica al pasar de 2 a 3 dimensiones [SHE02]. En el caso de un inversor de 3 ramas se han presentado diferentes alternativas de moduladores para FAP controlados digitalmente [JEO97][MAL99][NAV00]. Los resultados derivados de su utilización son generalmente mejores que en el caso del modulador digital por histéresis que requiere frecuencias de adquisición mayores para llegar a los mismos resultados de niveles de distorsión armónica de corriente [WAN03].

3.3.5. Controlador Proporcional-Integral (PI)

Se trata de una de las alternativas más empleadas en FAP debido a su extendida utilización en el área de regulación en general y a la relativa sencillez de su estructura, independientemente que su realización sea hardware o software.

El controlador PI, en el dominio del tiempo, realiza la operación:

$$o(t) = K_p \left(i_\varepsilon(t) + \frac{1}{\tau_i} \int i_\varepsilon(t) dt \right) \quad (3.3)$$

Siendo K_p la constante proporcional y τ_i la constante de tiempo de la parte integral del controlador. La ecuación que muestra la expresión equivalente en el dominio de la frecuencia será:

$$o(s) = K_p \frac{1 + s\tau_i}{s\tau_i} i_\varepsilon(s) \quad (3.4)$$

Un problema típico en este tipo de controlador es la saturación del integrador. Esta situación se produce cuando el error i_ε permanece durante un tiempo considerable en relación a la constante de tiempo del integrador ocasionando el fallo del controlador. La solución a este problema pasa por la limitación de la salida del integrador. La figura 3.20 muestra un PI analógico con el control de saturación constituido por dos diodos zener en el bloque integrador [JAC89].

Discretizando la ecuación 3.3 se puede obtener la ecuación correspondiente a un PI digital:

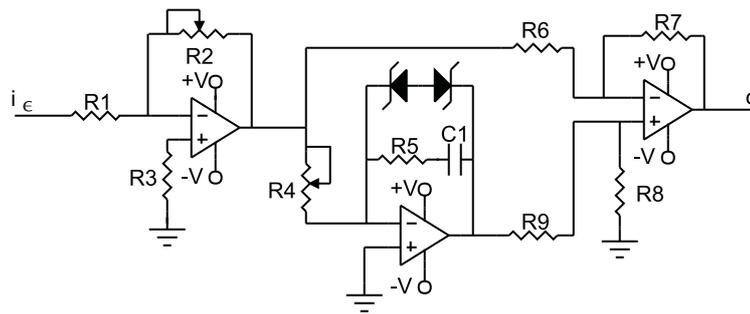


Figura 3.20: Controlador PI analógico con control de saturación

$$o(k) = K_p \left(i_\varepsilon(k) + \frac{T_s}{T_i} \sum_{n=0}^{n=k} i_\varepsilon(k) \right) \quad (3.5)$$

Donde T_s corresponde al período de muestreo del controlador. En este caso el control de saturación del integrador se simplifica al realizarse por software.

La aplicación del PI a las estructuras de control de inyección resulta apropiada en el caso del marco de referencia rotatorio y síncrono pero, en los casos restantes, pueden originarse errores estacionarios en la compensación. Aún en el primer caso, su aplicación para la compensación en sistemas desequilibrados resulta compleja ya que precisa realizar una segunda transformación al marco rotatorio para que el controlador opere sobre las componentes de secuencia negativa. Una alternativa para evitar el error estacionario en la compensación es la utilización de integradores generalizados [YUA00] [YUA02]. Éstos permiten integrar la amplitud de la señal de error en el marco de referencia estacionario corrigiendo el error estacionario en la corriente de compensación derivado de la utilización de un controlador PI convencional. Entre sus características destaca la capacidad de operar incluso en condiciones de desequilibrio y su complejidad cuando la corriente de referencia para la compensación presenta varios armónicos.

3.3.6. Modelo interno

Este tipo de control de inyección de corriente se basa en la utilización de un modelo interno de los enlaces de corriente.

Determinadas las entradas y salidas de los enlaces de corriente se construye un modelo de éstos que se somete a las mismas señales de entrada y control. Comparando las salidas generadas por las bobinas de inyección y su modelo, se modifica la señal de control aplicada [SED99][SED00]. La estructura de este controlador aparece marcada mediante una línea discontinua en la figura 3.21.

Según se deduce de la figura, el controlador actuará sobre el enlace hasta que su salida coincida

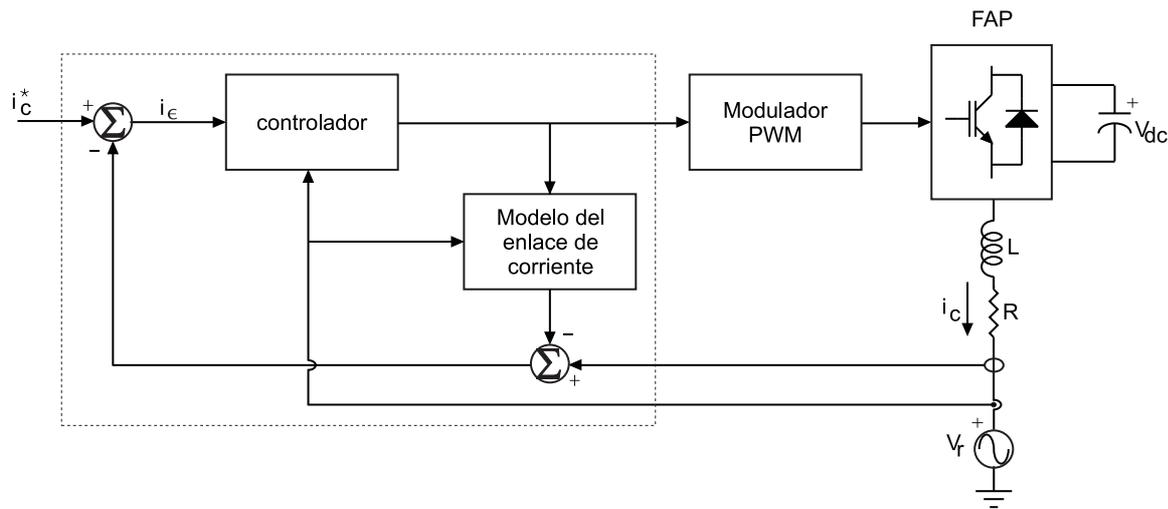


Figura 3.21: FAP con un control de corriente por modelo interno

con la de su modelo, y esta a su vez iguale a la señal de referencia para la compensación.

Aplicado a un FAP, este tipo de planteamiento evita disponer de un modelo lineal del inversor y de la red en el punto de conexión lo más preciso posible, permitiendo que la compensación se realice adecuadamente incluso ante variaciones de las condiciones de operación.

Una variante de esta estructura de control es la planteada por [FUK00][FUK01]. En este caso el modelo interno no corresponde a las bobinas de inyección sino a la señal de control aplicada. Los autores tienen en cuenta las características de ésta para incluir un bloque senoidal en el controlador PI convencional, lo que permite eliminar el error estacionario de la corriente de inyección. Al igual que en la solución de integradores generalizados descrita anteriormente, en el caso de la compensación de varias componentes armónicas simultáneamente, por ejemplo con compensación global, resulta necesario incluir tantos bloques como componentes se pretende compensar. La figura 3.22 muestra el esquema básico de este tipo de controlador.

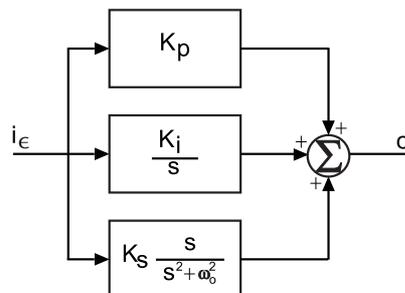


Figura 3.22: Controlador Proporcional-Integral-Senoidal

3.3.7. Control adaptativo

La característica fundamental de este tipo de controladores es que las ecuaciones que rigen su operación varían en función del error entre la señal de consigna para la inyección y la señal de corriente real del inversor.

Desde el punto de vista funcional, estos controladores suelen integrarse en las estructuras de control convencional, bien en el controlador PI del caso monofásico [FUK00A][FUK02] o bien en los controladores en el marco rotatorio [BLA98].

Su utilización en el primer caso permite eliminar el error estacionario propio de la solución PI. La figura 3.23 muestra la estructura de esta solución.

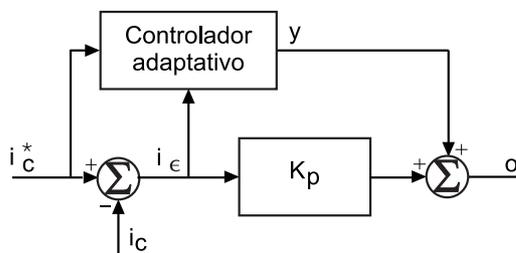


Figura 3.23: Controlador adaptativo

El controlador está compuesto por un filtro FIR digital de orden N con coeficientes variables. En el instante k la salida del controlador verificará la ecuación:

$$y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h_n i_c^*(k-n) \quad (3.6)$$

Donde los coeficientes del filtro, h_n , se rigen por la ecuación:

$$h_n(k+1) = h_n(k) + 2\mu i_\varepsilon(k) i_c^*(k-n) \quad , n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.7)$$

La velocidad de convergencia del controlador, su estabilidad y el error residual tras su utilización están determinados por el parámetro μ .

El principal problema de la utilización de este tipo de controladores es que, bajo transitorios rápidos de las condiciones de operación del filtro activo de potencia, el controlador puede hacerse inestable. Por esta razón [BLA98] propone su cooperación con un controlador tradicional en el marco de referencia rotatorio, empleando este último para el control del FAP durante estos transitorios.

3.3.8. Técnica *Deadbeat*

Se trata de una técnica de control muy empleada en inversores controlados digitalmente debido a que en el instante de tiempo k se realizan los cálculos para la obtención de los ciclos de trabajo que deben aplicarse al inversor en el instante $k + 1$ con el objetivo de que la corriente inyectada sea igual a la de referencia ($i_c^* = i_c$) en el menor tiempo posible, es decir, en el instante $k + 2$.

Aplicando esta técnica al inversor monofásico de la figura 3.3 resulta que, sobre la bobina, se verifica la ecuación:

$$v_L(t) = L \frac{di_c(t)}{dt} = v_m(t) - v_r(t) - i_c(t)R \quad (3.8)$$

Que discretizada con un período de muestreo T_s resultará para el instante de tiempo k en la ecuación:

$$i_c(k+1) = \frac{T_s}{L} (v_m(k) - v_r(k)) + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_c(k) \quad (3.9)$$

De modo que a partir de las variables del circuito en el instante k se puede conocer, mediante una aproximación lineal, la corriente de inyección en el instante $k + 1$. Aplicando la condición impuesta por el controlador deadbeat junto a la ecuación 3.9 se obtiene:

$$\begin{aligned} i_c^*(k) &= i_c(k+2) \\ &= \frac{T_s}{L} (v_m(k+1) - v_r(k+1)) + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_c(k+1) \\ &= \frac{T_s}{L} (v_m(k+1) - v_r(k+1)) + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) \left[\frac{T_s}{L} (v_m(k) - v_r(k)) + \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_c(k) \right] \end{aligned} \quad (3.10)$$

Teniendo en cuenta que la frecuencia de muestreo, $f_s = \frac{1}{T_s}$, es mucho mayor que la frecuencia de fundamental de la red, f_1 , entonces se puede realizar la aproximación $v_r(k+1) \approx v_r(k)$, resultando la ecuación:

$$v_m(k+1) = \frac{L}{T_s} i_c^*(k) - \frac{(L - RT_s)^2}{LT_s} i_c(k) - \frac{2L - RT_s}{L} v_r(k) + \frac{L - RT_s}{L} v_m(k) \quad (3.11)$$

Que corresponde al controlador deadbeat en estas condiciones. Siguiendo la metodología expuesta [XIA02] presenta un controlador para un FAP trifásico a tres ramas. A la vista de los resultados expuestos, el comportamiento del controlador mejora al aumentar la frecuencia de muestreo

pero, en cualquier caso, debido al efecto de las dos muestras de retraso en el procesado no se alcanzan resultados de compensación óptimos. [MOS03] consigue una mejora del tiempo de respuesta de un período de muestreo como consecuencia de la utilización de una lógica programable que realiza los cálculos demandados por el controlador deadbeat. También basado en la técnica deadbeat [BUS00] propone la realización de un bloque digital para el control de la corriente de inyección mediante un comparador con banda de histéresis variable.

3.4. Cálculo de la corriente de referencia para la compensación

La determinación del valor instantáneo de la corriente de referencia para la compensación es una de las funciones básicas que debe realizar un FAP. El método seleccionado para desempeñar esta tarea establece sus características durante la compensación.

Este elemento debe calcular los valores instantáneos de la corriente de inyección de forma que se compense la componente no activa de la corriente de la carga manteniendo la energía en el elemento almacenador del FAP.

A continuación se presentan los métodos de cálculo de la corriente no activa de la carga más empleados en sistemas trifásicos a tres hilos: el basado en la teoría de la potencia reactiva instantánea (pq), en la transformación al marco de referencia rotatorio y síncrono (SRF) y la transformada discreta de Fourier (DFT). Posteriormente se describe el método para el control de la tensión de continua del FAP.

3.4.1. Método de la potencia reactiva instantánea (pq)

Se trata de un método propuesto en 1984 por Akagi [AKA84] para el control de filtros activos de potencia con capacidad de compensación de corrientes armónicas y de mejora del factor de potencia en sistemas trifásicos a tres y cuatro hilos.

La figura 3.24 muestra el esquema general de este método para un sistema trifásico a tres hilos. La técnica se basa en el cálculo de la potencia instantánea consumida por la carga en un marco de referencia estacionario y su posterior utilización para el cálculo de la consigna de inyección.

La aplicación de la transformación de Clarke (figura 3.25) permite convertir los valores instantáneos de la tensión y corriente en la carga a un plano complejo $\alpha\beta 0$. Siendo m_r , m_s y m_t las representaciones vectoriales de la tensión y la corriente en la carga.

A la vista de la figura, la matriz que describe la transformación será:

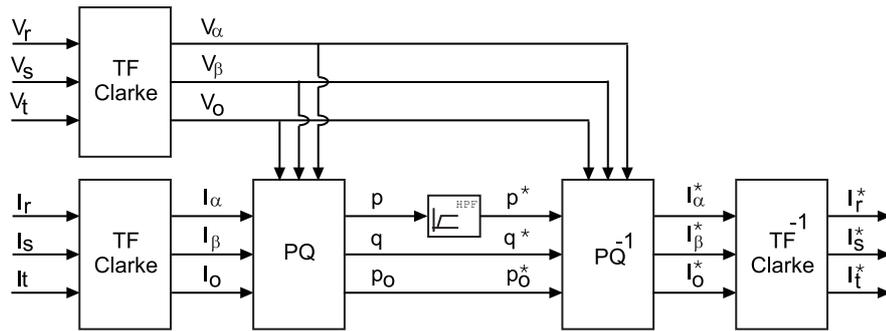


Figura 3.24: Determinación de la corriente no activa de la carga mediante el método pq

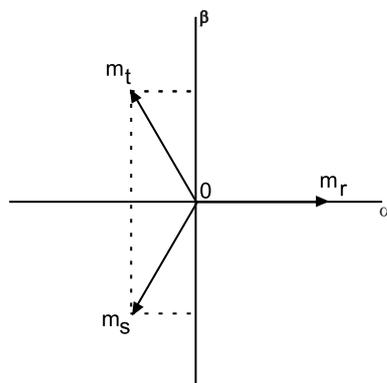


Figura 3.25: Transformación de Clarke

$$T = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Donde la primera fila de la matriz corresponde a la componente de secuencia cero. Aplicando esta transformación a la corriente y a la tensión en la carga se obtienen las componentes $\alpha\beta 0$ de las mismas:

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{pmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

Con estas componentes el método PQ calcula las potencias instantáneas activa p (eje α) y

reactiva q (eje β) en el plano complejo estacionario. El cálculo de las potencias se realiza mediante la expresión:

$$\begin{pmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Mediante el filtrado de las componentes de potencia instantánea calculadas se obtiene la corriente de referencia para la compensación.

En el caso de compensación de armónicos de corriente será necesario aplicar un filtro paso alto a las componentes p y q . La frecuencia de corte de este filtro debe ser superior a la componente fundamental de la red e inferior a la del primer armónico que se pretende compensar. Los filtros paso alto aplicados deben ser idénticos si se pretende una correcta compensación [WAT02]. Para la compensación de los armónicos de corriente y la corrección del factor de potencia únicamente será necesario aplicar el filtro paso alto a la componente p . El filtro paso alto suele construirse mediante la diferencia de la componente p y la salida de un filtro paso bajo aplicado a p . Esta estructura evita una mala compensación ocasionada por el desfase introducido por un filtro paso alto en las componentes frecuenciales que se pretenden compensar.

El resultado del proceso de filtrado son las potencias instantáneas activa y reactiva de consigna para la compensación, p^* y q^* respectivamente. Aplicando el proceso inverso de cálculo de las potencias instantáneas:

$$\begin{pmatrix} i_0^* \\ i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} p_0 \\ p_c \\ q_c \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Se obtienen las componentes $\alpha\beta 0$ de la corriente de referencia para la compensación. Como resultado de la aplicación de la transformación inversa de Clarke a estas señales se obtienen los valores instantáneos de las corrientes de línea a ser inyectadas i_r^* , i_s^* y i_t^* :

$$\begin{pmatrix} i_R^*(t) \\ i_S^*(t) \\ i_T^*(t) \end{pmatrix} = T^{-1} \begin{pmatrix} i_0^* \\ i_\alpha^* \\ i_\beta^* \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Dependiendo de la estrategia empleada en el control de la corriente de inyección, puede no ser necesario realizar esta última transformación.

Los resultados de la compensación con este controlador son buenos cuando la tensión en el punto de conexión es equilibrada y no presenta distorsión armónica, sin embargo, cuando las condiciones de operación no son éstas el resultado del proceso de compensación no es correcto [WAT02]. Como solución al problema de la distorsión armónica de la tensión en el punto de conexión se han ensayado soluciones como el filtrado o el empleo de PLLs. En el primer caso los resultados son negativos cuando el orden de los armónicos de tensión es bajo y no se tiene en cuenta el desfase introducido por el proceso de filtrado. En el segundo se consigue desacoplar las componentes frecuenciales de la tensión y la corriente en el cálculo de las potencias instantáneas. La figura 3.26 muestra la estructura básica del PLL propuesto por [MAC00].

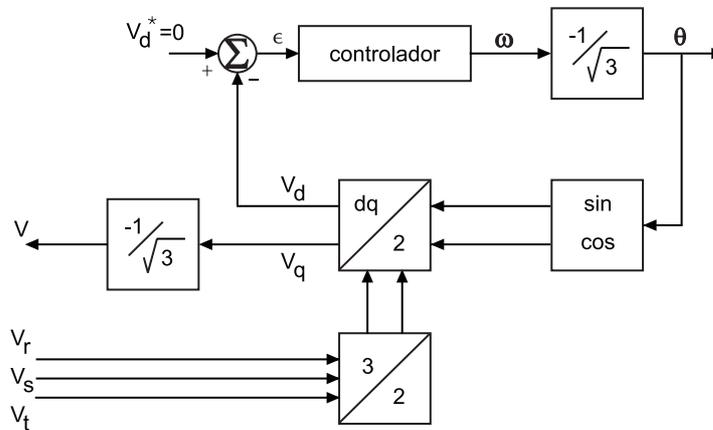


Figura 3.26: Diagrama funcional del PLL

Otra posible solución es la utilización del método PQ extendido [KOM99]. Según este método, las potencias instantáneas se definen como

$$p(t) = v_r(t)i_r(t) + v_s(t)i_s(t) + v_t(t)i_t(t) \quad (3.18)$$

$$q(t) = v'_r(t)i_r(t) + v'_s(t)i_s(t) + v'_t(t)i_t(t) \quad (3.19)$$

Siendo v'_r, v'_s, v'_t las tensiones de línea atrasadas 90° . Teniendo en cuenta que en un sistema trifásico a tres hilos $i_t = -i_r - i_s$ resulta

$$\begin{pmatrix} p(t) \\ q(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_r(t) - v_t(t) & v_s(t) - v_t(t) \\ v'_r(t) - v'_t(t) & v'_s(t) - v'_t(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_r(t) \\ i_s(t) \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

que puede aplicarse a FAP operando bajo tensiones de red con distorsión armónica.

Cuando la tensión en el punto de conexión es sinusoidal pero desequilibrada, es decir presenta

una componente de secuencia negativa a la frecuencia fundamental, la ausencia de PLL, o una respuesta frecuencial no esperada de los filtros paso alto del método, pueden ocasionar la inyección de componentes armónicas que no aparecen en la corriente de carga.

Se han realizado múltiples propuestas basadas en el método pq, entre ellas destacan las realizadas por [SIN03], que extiende el algoritmo presentado al caso de control sobre la corriente de inyección en lugar de la corriente de carga, [MOR00], que extiende su utilización a topologías serie capaces de compensar los desequilibrios de tensión, [LIU99] que extiende el método a sistemas monofásicos y [NAV00A] que analiza el comportamiento del método cuando se emplea una fuente de tensión de continua o un condensador.

3.4.2. Marco de referencia síncrono (SRF)

La característica fundamental de este controlador es la utilización de un marco de referencia que gira en el plano complejo sincronizado con la señal de tensión en el punto de conexión. La introducción de esta nueva transformación hace posible el cálculo de las componentes activa y no activa de la corriente de carga sin necesidad de determinar previamente la potencia.

La conversión del marco de referencia estacionario al SRF se realiza mediante la transformación de Park. Esta transformación proyecta las componentes $\alpha - \beta$ sobre el marco rotatorio según la ecuación:

$$\begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{pmatrix} \begin{pmatrix} m_\alpha \\ m_\beta \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

Siendo $\cos\omega t$ y $\sin\omega t$ funciones obtenidas mediante un PLL sincronizado con la tensión de la red y operando a la frecuencia del marco rotatorio.

La figura 3.27 muestra la estructura de un controlador basado en el método SRF. El controlador permite la compensación global de armónicos de corriente e incorpora los elementos necesarios para realizar el control de la tensión del condensador en el marco rotatorio. El controlador tiene dos marcos de referencia girando a la frecuencia fundamental de la red según las secuencias positiva y negativa. El marco que gira según la secuencia positiva calcula los armónicos presentes en la corriente de carga distintos de la fundamental, I_{dh}^{+*} e I_{qh}^{+*} , añadiéndoles posteriormente la componente que debe ser consumida por el inversor para mantener la carga del condensador, I_{dp}^{+*} e I_{qp}^{+*} . El marco que gira según la secuencia negativa calcula la componente fundamental de la corriente de carga de secuencia negativa, I_{d50}^{-*} e I_{q50}^{-*} , para su posterior substracción de la corriente de consigna para

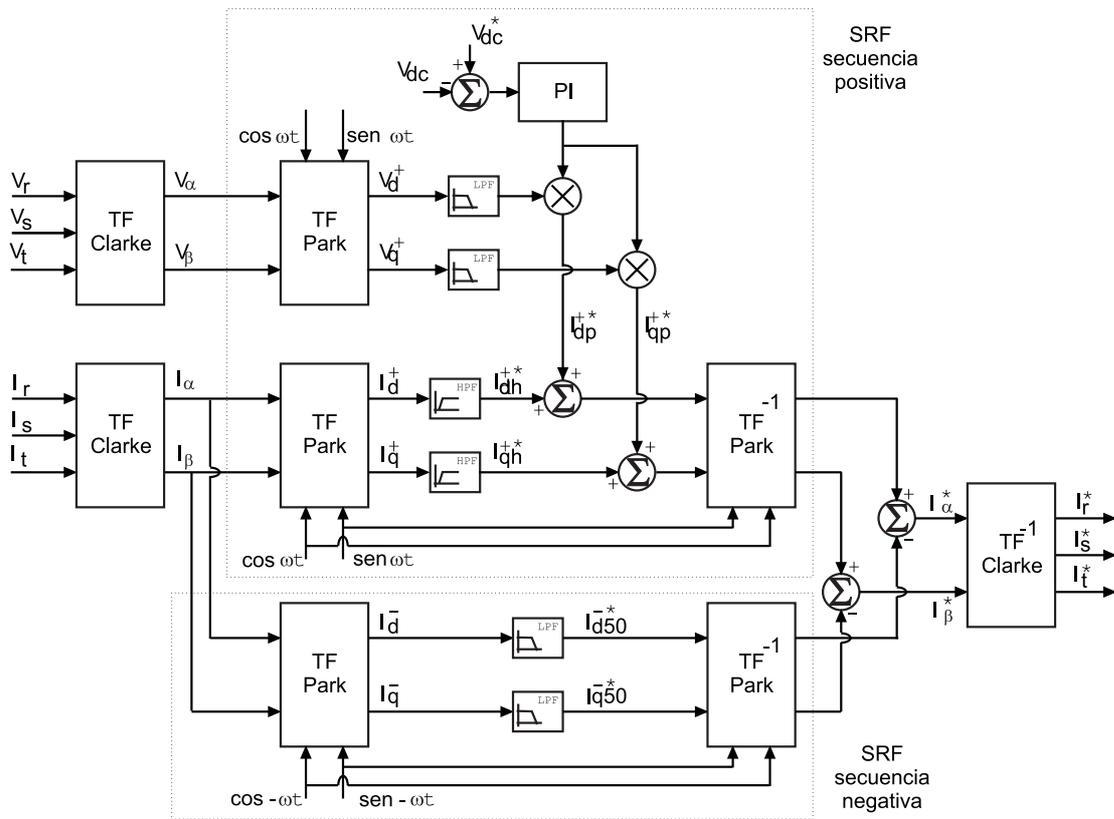


Figura 3.27: Controlador SRF para la compensación de los armónicos de corriente de i_L

la inyección. Finalmente se realiza la transformación de Clarke para la obtención de los valores instantáneos de las corrientes de referencia en cada una de las líneas.

De la figura 3.27 se desprende que el elemento crítico del algoritmo basado en el método SRF es la transformación de Park. En este caso el filtrado de las componentes armónicas de las corrientes de carga en el marco rotatorio se simplifica con respecto al método pq debido a que la componente fundamental de la corriente, tras la transformación, corresponde a una señal de continua. Desde el punto de vista de la transformación de Park, resulta fundamental el correcto seguimiento de la componente de frecuencia $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$ de la tensión en la red para la adecuada descomposición de la corriente en sus componentes en fase y en cuadratura respecto a la tensión de la red. En este sentido [ZHA01] presenta un PLL software que actúa sobre las tres tensiones de línea obteniendo la señal de frecuencia fundamental sincronizada con la componente de secuencia positiva de la red.

Mediante la utilización de varios marcos síncronos, sincronizados con la tensión de la red y girando cada uno de ellos a la frecuencia de los armónicos de corriente seleccionados, es posible, mediante la conexión en serie de los bloques de la figura 3.28, compensar esos armónicos [BAS99] [BAS00] [ZHA00] [MAT01].

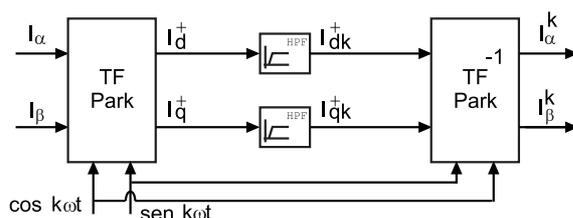


Figura 3.28: Bloque elemental para la cancelación selectiva mediante SRF

La estructura de control basada en el SRF también se ha empleado en topologías de FAP con inversores con fuente de corriente [SAL00][SAL03] y monofásicas [SAI03].

Una ventaja que presenta el método SRF cuando se emplea para el cálculo de la corriente de referencia es que también puede ser empleado en el control de la corriente de inyección del FAP [KUU01] [LEE02].

La utilización de este método presenta mejores resultados que el método pq bajo tensiones de línea distorsionadas [MAR98] y desequilibradas [VAL99]. También con cargas desequilibradas el método obtiene buenos resultados [KIM03].

3.4.3. Transformada discreta de Fourier

Se trata de un algoritmo de compensación en el dominio de la frecuencia basado en la aplicación de la transformada discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) [MAR02][MAR02A]. La figura 3.29 muestra la estructura general de este tipo de controladores digitales.

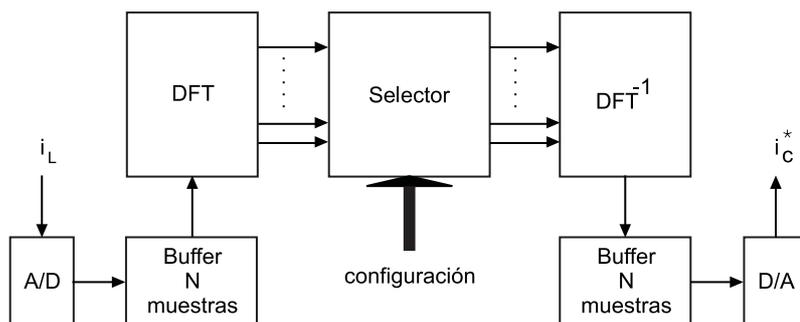


Figura 3.29: Controlador basado en la DFT

Adquiridas N muestras de la corriente i_L correspondientes a un múltiplo entero de períodos a la frecuencia fundamental, se puede realizar la DFT sobre este conjunto de muestras obteniendo la magnitud de las componentes frecuenciales de la señal y sus desfases relativos con respecto al instante de tiempo de inicio de la adquisición.

Una vez obtenidas las magnitudes de los armónicos presentes en la corriente de carga el con-

trolador filtra las componentes armónicas que no se desean compensar antes de realizar la DFT inversa. De este modo, al generar de nuevo los valores instantáneos de cada uno de los armónicos seleccionados, la suma de éstos corresponde a la corriente de referencia para la compensación.

La ventaja de utilizar este mecanismo de cálculo de la corriente de referencia es que permite una total configuración de la compensación (selectiva, global, e incluso con porcentajes de compensación), obteniendo unos buenos resultados en régimen estacionario. Sin embargo, cuando el espectro de la corriente consumida por la carga es variable el resultado de la compensación es deficiente debido al retraso computacional de dos ciclos a la frecuencia fundamental de la red.

3.4.4. Control de la tensión de continua

La función de este elemento del controlador es garantizar que el FAP estará en disposición de compensar las perturbaciones de forma adecuada mediante el mantenimiento de la carga del condensador [HSU96] [WU96].

La energía almacenada por el condensador en el instante de tiempo t se puede expresar como:

$$E_{dc}(t) = \frac{1}{2} C v_{dc}^2(t) \quad (3.22)$$

Siendo C la capacidad del condensador de compensación y $v_{dc}(t)$ la tensión entre placas del condensador. Si V_{dc}^* es la tensión de referencia para el condensador, la energía perdida por el condensador a lo largo de un ciclo de la componente fundamental de la red será:

$$\begin{aligned} \Delta E_{dc}(t) &= \frac{1}{2} C V_{dc}^{*2} - \frac{1}{2} C v_{dc}^2(t) \\ &= \frac{C}{2} (V_{dc}^{*2} - v_{dc}^2(t)) \\ &= \frac{C}{2} (V_{dc}^* + v_{dc}(t)) (V_{dc}^* - v_{dc}(t)) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Teniendo en cuenta que la variación de la tensión en el condensador Δv_{dc} durante un ciclo de la frecuencia fundamental de la red es pequeña ($V_{dc} + v_{dc}(t) \approx 2V_{dc}^*$), la ecuación 3.23 puede aproximarse a:

$$\Delta E_{dc}(t) \approx C V_{dc}^* (V_{dc}^* - v_{dc}(t)) \quad (3.24)$$

Esta variación de carga en el condensador debe ser compensada mediante el consumo de co-

riente a la frecuencia fundamental y en fase con la onda de tensión para no introducir consumo de potencia reactiva. Por tanto, la variación de energía del condensador debe ser compensada mediante:

$$\Delta E_{dc} = \int_0^T V_r \text{sen}\omega t I_c \text{sen}\omega t dt \quad (3.25)$$

Siendo V_r la tensión de pico en el punto de conexión e I_c la amplitud de la corriente consumida por el FAP para compensar las pérdidas. Despejando el valor de I_c resulta:

$$I_c = \frac{2}{TV_r} \Delta E_{dc} \quad (3.26)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones 3.24 y 3.26, el control empleado para mantener la carga del condensador es de tipo PI con una constante proporcional-integral:

$$K_{PI} = \frac{2CV_{dc}}{TV_r} \quad (3.27)$$

3.5. Otros controladores

En los siguientes apartados se tratan aquellos controladores que, aun apareciendo con cierta frecuencia en la bibliografía, no han tenido un desarrollo y utilización tan extensa como los controladores convencionales.

3.5.1. Superficie de deslizamiento

Se trata de una técnica de control aplicada a sistemas no lineales por la cual ciertas variables del FAP son obligadas a mantener un determinado comportamiento. En este caso, la variable que necesariamente debe ser controlada es la corriente de inyección, con el objetivo de que la corriente en la red i_r sea una sinusoidal pura en fase con la onda de tensión v_r [TOR95]. El estado del condensador del FAP puede controlarse de la forma descrita anteriormente o también mediante este tipo de controlador [HER98] [BAT00] [LIN01] [LIN02].

A continuación se describe esta técnica considerando que el modelo de estados promediado de un FAP se puede expresar como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(x)\mathbf{d}(t) + \mathbf{C}(t) \quad (3.28)$$

Siendo \mathbf{x} un vector con las variables de estado del sistema x_1, x_2, \dots, x_n , $\dot{\mathbf{x}}$ la derivada de \mathbf{x} , \mathbf{A} una matriz constante, \mathbf{B} una matriz dependiente de las variables de estado del sistema y \mathbf{C} una matriz variable en el tiempo. Definiendo la función de conmutación como:

$$s = \mathbf{K}(\mathbf{x} - \mathbf{x}^*) \quad (3.29)$$

Donde \mathbf{K} es un vector constante, la superficie de deslizamiento donde deben evolucionar las variables del FAP bajo control estará dada por la condición $S \equiv s = 0$:

Cualquier estado posible del FAP debe tender, bajo la acción de este controlador, hacia la superficie de deslizamiento S y una vez alcanzada ésta permanecer allí. En consecuencia, la señal de control aplicada al sistema puede dividirse en dos componentes según la ecuación:

$$d(t) = d_{eq}(t) + d_r(t) \quad (3.30)$$

Donde d_{eq} corresponde a la señal de control equivalente dentro de la superficie de deslizamiento y d_r a la condición para alcanzar esta superficie.

Despejando en la ecuación 3.28 bajo la condición de pertenencia a la superficie de deslizamiento, $s = \dot{s} = 0$, se establece el valor:

$$d_{eq}(t) = \mathbf{B}^{-1}(\dot{\mathbf{x}}^* - \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{C}) \quad (3.31)$$

La condición necesaria para alcanzar el modo de deslizamiento es $s\dot{s} \leq 0$. Aplicando esta condición a las ecuaciones 3.28 y 3.29 se obtiene la relación:

$$d_r = \text{sgn}(s) \quad (3.32)$$

Que se cumplirá siempre y cuando $\mathbf{KB} < 0$.

Entre las ventajas de este controlador destacan su rechazo a las perturbaciones, robustez, buena respuesta dinámica y fácil implementación. Versiones digitales de este controlador se presentan en [SIN99A][WON99]. [CAR99] demuestra como este controlador es más eficiente que el PI en el control de la corriente de inyección.

3.5.2. Controlador mediante integración a frecuencia constante

El controlador UCI (*Unified Constant-frequency Integration*) es un controlador analógico basado en un integrador con puesta a cero. Operando ciclo a ciclo y con frecuencia de conmutación constante, el controlador es capaz de controlar al inversor monitorizando tan solo la corriente consumida por el conjunto FAP-carga, i_r y la tensión del condensador, v_{dc} [ZHO00].

A partir del modelo ideal de inversor monofásico con modulación PWM bipolar, se puede obtener la ecuación:

$$v_{dc}(t) = \frac{1}{1 - 2D} v_s(t) \quad (3.33)$$

y de la condición que debe verificar la corriente en la fuente tras la compensación:

$$v_s(t) = R_e \cdot i_s(t) \quad (3.34)$$

Combinando las dos ecuaciones, y empleando una resistencia R_s para la medida de las corriente, se obtiene la condición que debe hacer cumplir el controlador en cada ciclo de conmutación del inversor del FAP:

$$2Dv_m = v_m - R_s i_s \quad (3.35)$$

Donde $v_m = \frac{R_s}{R_e} v_{dc}$. Para que esto sea así, el controlador debe tener la estructura que se muestra en la figura 3.30.

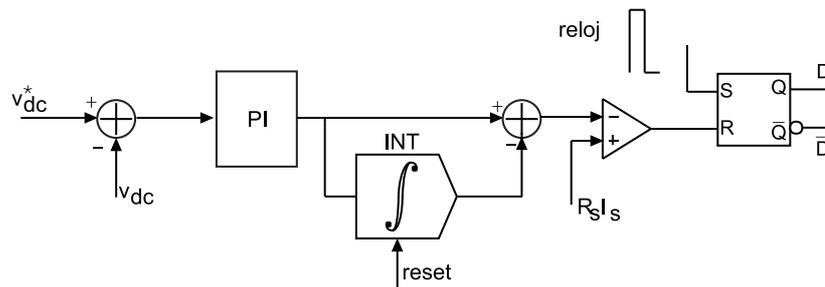


Figura 3.30: Controlador UCI

En [SME01] se propone una solución para los problemas de desplazamiento de corriente continua en i_r e inestabilidad en la compensación. Se trata de considerar el rizado de la corriente de inyección en las ecuaciones de control e incorporar al algoritmo de control la medida de la tensión en el punto de conexión. [QIA02] extiende la propuesta a sistemas trifásicos equilibrados mediante

el tratamiento por separado sobre cada fase del controlador UCI mientras que [JIN03] extiende el análisis a sistemas desequilibrados.

La realización de este controlador es sencilla sin embargo presenta una mala respuesta dinámica al operar ciclo a ciclo.

3.5.3. Redes neuronales

Debido a las características no lineales del inversor y al gran número de parámetros involucrados en el control de un FAP, la utilización de redes neuronales (ANN, *Artificial Neural Network*) permiten obtener unos buenos resultados de compensación. Esto es debido a que las relaciones de entrada-salida de este tipo de controladores pueden especificarse y formularse mediante un proceso de aprendizaje o un algoritmo adaptativo.

Se han realizado diversas propuestas de utilización de redes ANN en el control de FAP. [MAD02] emplea una red ANN para realizar un modulador por histéresis con frecuencia de conmutación constante. [KAN99] dedica una red ANN al cálculo de la corriente de referencia para la compensación mientras el control de la corriente de inyección lo realiza por medio de controlador por superficie de deslizamiento; [RUK01], [RUK01A] también emplean una red ANN para el cálculo de la corriente de referencia pero realizan el control de inyección por histéresis. También en el caso de FAP híbridos se han empleado este tipo de controladores para el control de la conexión y desconexión de los filtros pasivos sintonizados [SCH03].

Sin embargo, las aplicaciones más interesantes probablemente son aquellas en las que se emplean únicamente redes neuronales para realizar los dos lazos de control. Tal es el caso de las propuestas de [MAR00] y [VAZ03]. En ellas las redes ANN son empleadas tanto en el cálculo de la corriente de referencia como en el control. La figura 3.31 muestra un controlador de este tipo.

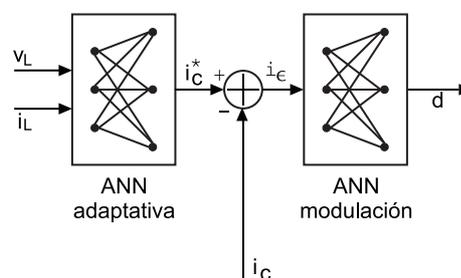


Figura 3.31: Controlador basado en redes neuronales

La red ANN para la estimación de las componentes armónicas de la corriente de carga es adaptativa. En este caso el vector de pesos de las neuronas esta compuesto por las amplitudes

de los armónicos de la corriente de carga. El cálculo del valor instantáneo de estos armónicos se realiza mediante la aplicación del vector de pesos. El error cometido en el cálculo de los valores instantáneos de la corriente se aplica a un algoritmo adaptativo que se encarga de actualizar los valores de la amplitud.

En el caso de la red ANN para el control de la corriente de inyección, ésta actúa como un comparador por histéresis. Empleando los valores de i_ϵ en los instantes de tiempo k y $k - 1$ efectúa el cálculo de las señales de puerta del inversor del FAP.

3.5.4. Lógica borrosa

Este tipo de controladores están basados en la aplicación de una serie de reglas lingüísticas que permiten ejercer las labores de control sin disponer de un modelo preciso de la planta y presentan una gran estabilidad ante situaciones no consideradas durante el proceso de diseño [DEL00].

Las reglas lingüísticas aplicadas por el controlador se derivan del conocimiento del funcionamiento del inversor así como de la experiencia derivada de su utilización. Así, en el caso del control de la corriente de inyección, la estructura del controlador borroso propuesto por [DEL00] se muestra en la figura 3.32.

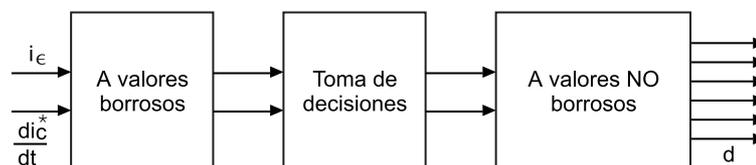


Figura 3.32: Controlador borroso de la corriente de inyección

En ella se aprecia que las señales de entrada consideradas por el controlador son el error de la corriente de inyección i_ϵ y la pendiente de la corriente de referencia $\frac{di_c^*}{dt}$. La primera permite establecer el mecanismo de control mientras la pendiente de la corriente de referencia es pequeña, una vez que ésta aumenta, el control depende fundamentalmente de ella y establece las conmutaciones de modo que la corriente del FAP siga la pendiente independientemente del error en la corriente de inyección.

El primer bloque del controlador se encarga de convertir los valores instantáneos de las variables de entrada en valores borrosos: negativo muy grande, negativo pequeño, negativo muy pequeño, etc... Con estos valores y siguiendo la descripción cualitativa previa del controlador, se generan los valores borrosos correspondientes al ciclo de trabajo de los dispositivos electrónicos de potencia en cada período de conmutación. Como resultado de la utilización de este controlador se consiguen

tasas de distorsión de corriente del orden del 4%, valores inferiores a los típicamente obtenidos mediante el controlador por histéresis.

[JAI02] propone un sistema similar aplicado al control de la tensión del condensador con resultados similares.

3.6. Filtros activos de potencia comerciales

Empresas como ABB, Siemens, Hitachi y Fuji Electric están desarrollando una buena parte de las soluciones comercialmente disponibles en la actualidad. Estos sistemas están basados en inversores con fuente de tensión (VSI) y modulación PWM con transistores IGBT o tiristores GTO. Estos inversores permiten la compensación de potencias comprendidas entre 1KVA y varios MVA.

Siemens comercializa el SIPCON (Siemens Power Conditioner) constituido por transistores IGBT que está constituido por un módulo serie denominado DVR (*Dynamic Voltage Regulator*) y otro paralelo DSTATCOM. Fuji Electric ha desarrollado un filtro activo paralelo para baja tensión con potencias comprendidas entre los 50 y los 400 KVA.

Toshiba ha desarrollado tres FAP serie de 16MVA cada uno para la compensación de la potencia reactiva y los armónicos de corriente de secuencia negativa originados por los "trenes bala". La compañía japonesa Meiden dispone de un filtro activo multifuncional empleando transistores IGBT para la compensación de armónicos de corriente, mejora del factor de potencia y la regulación de tensión para potencias entre los 50 y los 1000 kVA.

La empresa Current Technology Inc. comercializa un filtro activo paralelo denominado Harmonix HX3-100 para la compensación de los armónicos triples generados por cargas monofásicas no lineales. El sistema es capaz de cancelar hasta 100A de corrientes en sistemas trifásicos a cuatro hilos siendo la efectividad del filtro de un 94,4%.

Mitsubishi Electric presenta la serie de equipos MELACT-1100 que son filtros activos de potencia monofásicos con potencias entre los 50 y los 400 kVA de los cuales se han instalado más de un centenar en Japón entre los años 1986 y 1993 para potencias inferiores a los 1000kVA. Esta misma compañía desarrolló el Compact Statcom para la compensación de la potencia reactiva, el primero de estos compensadores estáticos se desarrolló en 1991 para una subestación de la Kansai Electric Power Co. en Japón para ser conectado a sistemas de 154 kV y 80 MVA.

También ABB ha desarrollado soluciones serie y paralelo basadas en PWM VSI empleando transistores IGCT, dedicando un sistema serie (DVR) a la compensación de tensión y otro paralelo (DSTATCOM) a la de corriente.

