

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Departament d'Enginyeria Electrònica

**“MODELOS NO LINEALES Y CONTROL
EN MODO DESLIZAMIENTO DE
CONVERTIDORES DE ESTRUCTURA
RESONANTE”**

Autor: Miguel Castilla Fernández
Director: Jose Luis García de Vicuña

Mayo de 1998

5. CONTROL EN MODO DE DESLIZAMIENTO DE SISTEMAS DE POTENCIA RESONANTES CON REFERENCIA EXTERNA VARIABLE

5.1. INTRODUCCIÓN

Las técnicas de control en modo de deslizamiento fueron concebidas en un primer momento para solucionar problemas de estabilización de sistemas, en aplicaciones como control de la velocidad de motores, control de procesos químicos, servomecanismos, etc. En estas aplicaciones, el objetivo del control es que la salida del sistema adquiera un valor de referencia estable y constante.

No obstante, las funciones del control en modo deslizante han ido extendiéndose hacia otros objetivos, como por ejemplo, seguimiento y generación de señales, control óptimo, control adaptativo, etc. [54]. En el caso de seguimiento de señales, las acciones de control oportunas fuerzan a la salida del sistema a seguir asintóticamente a una referencia que depende explícitamente del tiempo.

En el ámbito de la conversión de potencia, la utilización de las técnicas de control en modo de deslizamiento para la estabilización de la tensión de salida de los convertidores conmutados se realiza generalmente mediante superficies de deslizamiento independientes del tiempo [56]-[59], como puede observarse también en el capítulo anterior.

La metodología habitual utilizada para elegir las superficies de deslizamiento en el caso de seguimiento de señales ha sido sustituir en las superficies independientes del tiempo la referencia constante por una función temporal, de forma que la salida del sistema siga la evolución de una referencia externa de baja potencia [61][62].

El presente capítulo tiene como objetivo fundamental la aplicación de las técnicas de control en modo de deslizamiento para la concepción, realización y diseño de los lazos de control de los sistemas de potencia resonantes que requieren de una referencia externa variable.

El capítulo se inicia con un apartado introductorio en el que se presenta el procedimiento de diseño del control para el caso de superficies de deslizamiento dependientes del tiempo. Los apartados restantes están dedicados al estudio de diversas aplicaciones de seguimiento de señal mediante sistemas resonantes basados en convertidores *Quantum*.

5.2. DISEÑO DE CONTROLADORES EN MODO DE DESLIZAMIENTO CON SUPERFICIES DEPENDIENTES DEL TIEMPO

En el presente apartado se considera el método de diseño del control propuesto en el capítulo 4, y se discuten las modificaciones necesarias para adecuarlo al caso de superficies de deslizamiento que dependen directamente del tiempo.

La aplicación del método comentado con anterioridad se realiza básicamente en dos pasos: en un primer lugar, se deduce la configuración del subsistema de control mediante la aplicación del método de diseño basado en Lyapunov, y a continuación, se utiliza el método

del control equivalente para determinar la controlabilidad del sistema resultante (existencia de régimen deslizante, estabilidad del punto de equilibrio, condiciones de diseño sobre los parámetros del sistema, etc.).

Si se considera la referencia externa localmente constante, el problema de seguimiento de señal puede ser interpretado como un caso de estabilización con diferentes puntos de equilibrio en función del valor de la referencia (véase Fig.5.1). De esta forma, siempre que la respuesta del sistema sea lo suficientemente rápida en comparación con la frecuencia de la señal de referencia y con la frecuencia de muestreo de la misma, la salida del sistema seguirá la evolución temporal deseada.

La interpretación previa del problema de seguimiento de señal sugiere que la elección de la estructura del subsistema de control se realice como en el caso de los reguladores conmutados estudiados en el capítulo anterior. Por lo tanto, el método de diseño del control basado en Lyapunov, considerando la presencia de una referencia externa constante, será utilizado para la concepción de los lazos de control.

Ahora bien, para que efectivamente el subsistema de control pueda ser utilizado en una situación de seguimiento de señal, es necesario sustituir en las superficies de deslizamiento derivadas mediante Lyapunov la referencia externa constante por la función temporal que se desea generar en la salida del sistema de potencia.

Una vez presentado el procedimiento de elección de la estructura de los controladores, a continuación se replantea el método del control equivalente para el caso de referencias externas variables con el tiempo.

La ecuación de estado de un convertidor conmutado corresponde a un sistema no lineal en el espacio de estado y lineal en el control, de la forma:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) \cdot u_i \quad (5.1)$$

donde el vector de estado $x \in \mathbb{R}^n$, y $f(x)$, $g_i(x) \in \mathbb{R}^n$. Además, los campos vectoriales f y g deben ser continuos y con derivadas respecto al vector de estado también continuas.

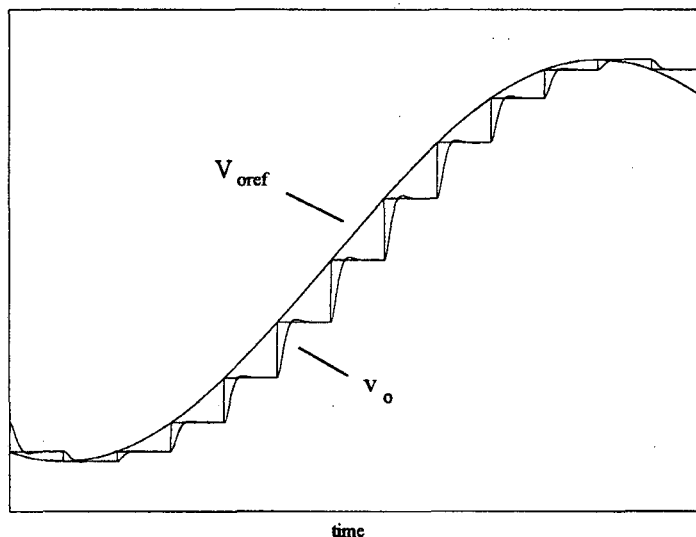


Fig.5.1 Evolución temporal de la tensión de salida y la referencia externa

La estructura de un controlador en modo de deslizamiento con superficies dependientes del tiempo $S_i(x, t)$ puede ser expresada como:

$$u_i = \begin{cases} u_i^+, & \text{para } S_i(x, t) > 0 \\ u_i^-, & \text{para } S_i(x, t) < 0 \end{cases} \quad i = 1, \dots, m \quad (5.2)$$

donde las entradas u_i^+ y u_i^- pueden tomar los valores 1, 0 o -1. En este caso, las superficies de deslizamiento pueden descomponerse en un término que depende del estado del sistema $S_i(x)$ y en otro que incluye la referencia externa variable $S_i(t)$:

$$S_i(x, t) = S_i(x) + S_i(t) \quad (5.3)$$

El valor del control equivalente se deduce de las condiciones de invarianza, válidas a partir del instante en que el sistema desliza sobre la superficie $S_i(x, t)$:

$$S_i(x, t) = 0 \quad \dot{S}_i(x, t) = \frac{\partial S_i(x, t)}{\partial t} + \frac{\partial S_i(x, t)}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{dS_i(t)}{dt} + \langle \nabla S_i, \dot{x} \rangle \quad (5.4)$$

Considerando que $u_i = u_{ieq}$ en régimen deslizante sobre $S_i(x, t)$, y sustituyendo (5.1) en (5.4), se obtiene:

$$u_{ieq} = - \frac{\langle \nabla S_i, h \rangle}{\langle \nabla S_i, g_i \rangle} - \frac{dS_i(t)/dt}{\langle \nabla S_i, g_i \rangle} = u_{ieq}^* - \frac{dS_i(t)/dt}{\langle \nabla S_i, g_i \rangle} \quad (5.5)$$

donde:

$$h(x) = f(x) + \sum_{j \neq i} g_j(x) \cdot u_j \quad (5.6)$$

y u_{ieq}^* es el valor que tomaría el control equivalente si la superficie de deslizamiento $S_i(x, t)$ no dependiese del tiempo.

Obsérvese que la existencia de un régimen deslizante sobre la superficie depende del cumplimiento de la condición de transversalidad:

$$\langle \nabla S_i, g_i \rangle \neq 0 \quad (5.7)$$

Por lo tanto, las leyes de control pueden ser determinadas como en el caso de superficies independientes del tiempo (véase apartado 4.2.6):

$$\text{si } \langle \nabla S_i, g_i \rangle > 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} u_i^+ = u_{imin} \\ u_i^- = u_{imax} \end{cases} \quad (5.8a)$$

$$\text{si } \langle \nabla S_i, g_i \rangle < 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} u_i^+ = u_{imax} \\ u_i^- = u_{imin} \end{cases} \quad (5.8b)$$

Una condición necesaria y suficiente para que el sistema (5.1) presente un movimiento deslizante sobre la superficie $S_i(x, t)$ es que valor del control equivalente se encuentre dentro de los límites permitidos para las entradas de control. Esta condición puede ser expresada de la siguiente forma:

$$\min \{u_i^+, u_i^-\} < u_{ieq} < \max \{u_i^+, u_i^-\} \quad (5.9)$$

o de forma equivalente:

$$\min \{u_i^+, u_i^-\} < u_{ieq}^* - \frac{dS_i(t)/dt}{\langle \nabla S_i, g_i \rangle} < \max \{u_i^+, u_i^-\} \quad (5.10)$$

Nótese que tanto el control equivalente como el dominio de atracción presentan una dependencia directa con el tiempo, lo que obligará a diseñar los parámetros del controlador de forma que las condiciones anteriores se cumplan para el caso más desfavorable.

5.3. ONDULADOR RESONANTE BASADO EN UN CONVERTIDOR QSRC CON DOS ACCIONES DE CONTROL

5.3.1. INTRODUCCIÓN

El interés creciente por los sistemas de alimentación ininterrumpida se debe a la necesidad cada vez mayor de disponer de una réplica de la tensión de alimentación de red en situaciones de emergencia, por ejemplo, en centros de procesado de datos, sistemas aéreos de radionavegación, hospitales, etc. [78].

La estructura básica de estos sistemas consta de un conjunto de baterías o fuentes de continua, un convertidor CC/CA y un filtro de salida. La función del convertidor CC/CA es transformar la tensión de las fuentes de entrada en una señal senoidal de amplitud y frecuencia fijadas por una referencia externa de baja potencia, mientras que los armónicos generados en el proceso de conversión serán eliminados por el filtro de salida [77].

Las consideraciones básicas de diseño en un sistema de alimentación ininterrumpida de altas prestaciones son: alta eficiencia, bajo nivel de ruido EMI y de distorsión armónica total, elevado factor de potencia, estabilidad frente a grandes perturbaciones externas y rápida respuesta transitoria [79].

En la bibliografía específica, el convertidor CC/CA que aparece referenciado con mayor frecuencia es el ondulator PWM con filtro LC de salida [79]. No obstante, las pérdidas de conmutación y el nivel de ruido EMI generado en este sistema se incrementan de forma considerable si, con el fin de reducir el tamaño del equipo, se elige una frecuencia de funcionamiento elevada.

Como alternativa al ondulator clásico, Y.H.Chung, B.S.Shin y G.H.Cho proponen un sistema de potencia basado en un convertidor QSRC con un puente rectificador bidireccional, que utiliza un controlador predictivo como subsistema de control [42]. En un trabajo posterior, P.Bidan, M.Valentin y L.Martínez introducen un lazo de control basado en las técnicas de control en modo de deslizamiento, lo que aumenta considerablemente la robustez del sistema de alimentación [65].

La acción de control en ambos sistemas resonantes se realiza sobre el puente de interruptores controlados de entrada, mientras que el puente rectificador bidireccional es gobernado mediante una secuencia de activación periódica.

El objetivo fundamental del presente apartado es mostrar como la utilización de dos lazos de realimentación, que actúen de forma independiente sobre el puente de interruptores

controlados de entrada y el puente rectificador bidireccional, mejora las prestaciones dinámicas del ondulator resonante comentado con anterioridad [72].

5.3.2. ESTRUCTURA DEL ONDULATOR

La Fig.5.2 muestra la configuración completa de la etapa de potencia y del subsistema de control del ondulator QSRC basado en dos acciones de control [72]. La estructura del controlador en modo de deslizamiento consta de las superficies de conmutación y las leyes de control que se indican a continuación:

$$S_1 = I_{ref} - \bar{i}_L \quad u_1 = \begin{cases} u_1^+, & \text{para } S_1 > 0 \\ u_1^-, & \text{para } S_1 < 0 \end{cases} \quad (5.11a)$$

$$S_2 = V_{oref} \cdot \sin\omega t - \bar{v}_o \quad u_2 = \begin{cases} u_2^+, & \text{para } S_2 > 0 \\ u_2^-, & \text{para } S_2 < 0 \end{cases} \quad (5.11b)$$

donde las entradas de control u_1^+ , u_1^- , u_2^+ y u_2^- pueden tomar los valores 1 o -1.

Las superficies de deslizamiento han sido derivadas de la aplicación del método de diseño del control basado en Lyapunov, considerando en las expresiones resultantes la referencia externa variable en el tiempo y la simplificación $\bar{i}_L = I_{ref}$ en la segunda superficie.

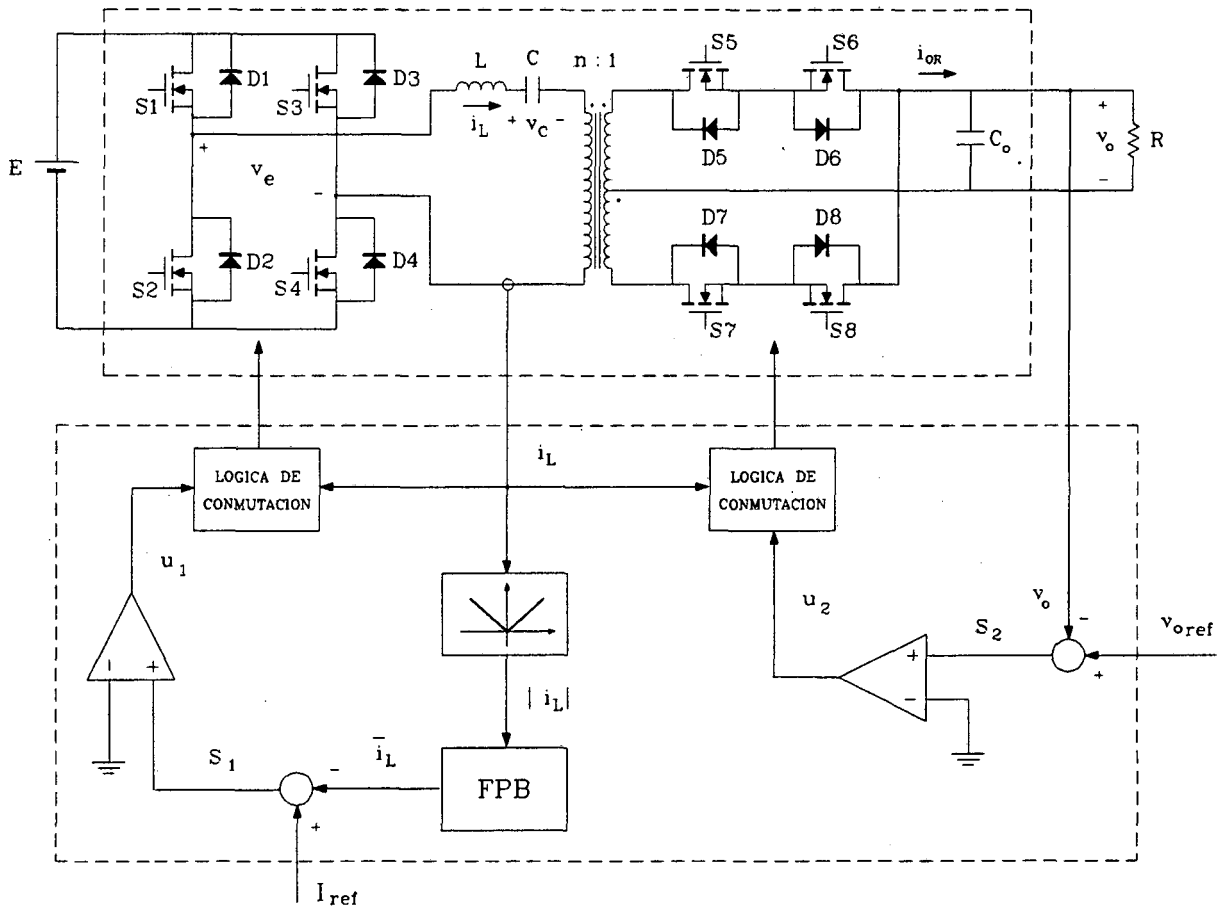


Fig.5.2. Ondulator QSRC con dos entradas de control

5.3.3 DISEÑO DEL CONTROL

Una vez establecida la configuración del subsistema de control del ondulator QSRC que dispone de dos entradas de control, a continuación se aplica el método del control equivalente a un modelo promediado de la etapa de potencia, con el fin de verificar la controlabilidad del sistema propuesto.

La ecuación de estado en variables promediadas del convertidor QSRC con dos entradas de control puede ser expresada como (véase apartado 3.4.1):

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} \cdot (u_1 E - nu_2 \bar{v}_o) \quad \frac{d\bar{v}_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot \left(nu_2 \bar{i}_L - \frac{\bar{v}_o}{R} \right) \quad (5.12)$$

La asignación de los valores de las entradas u^+ y u^- en las leyes de control se realiza a partir del signo del producto escalar del gradiente de la superficie y del campo vectorial de la dinámica del sistema que es directamente accesible a la entrada de control considerada (véase apartado 4.2.6). De modo que:

$$\text{si } \langle \nabla S_1, g_1 \rangle = -\frac{E}{L_{eq}} < 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} u_1^+ = u_{1max} = 1 \\ u_1^- = u_{1min} = -1 \end{cases} \quad (5.13a)$$

$$\text{si } \langle \nabla S_2, g_2 \rangle = -n \frac{\bar{i}_L}{C_o} < 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} u_2^+ = u_{2max} = 1 \\ u_2^- = u_{2min} = -1 \end{cases} \quad (5.13b)$$

Las leyes de control (5.13) dirigen el estado del sistema hacia la intersección de las superficies de conmutación. Si se establece un régimen deslizante sobre la curva intersección de las superficies, entonces debe cumplirse:

$$S_1 = 0, \quad \dot{S}_1 = 0, \quad S_2 = 0, \quad \dot{S}_2 = 0 \quad (5.14)$$

y en consecuencia:

$$\bar{i}_L = I_{ref} \quad u_{1eq} = nu_{2eq} \frac{V_{oref}}{E} \sin\omega t \quad (5.15a)$$

$$\bar{v}_o = V_{oref} \cdot \sin\omega t \quad u_{2eq} = \frac{V_{oref}}{nRI_{ref}} (\sin\omega t + RC_o\omega \cos\omega t) \quad (5.15b)$$

Obsérvese como el valor medio de la tensión de salida del ondulator QSRC sigue la referencia externa deseada, cuando la frecuencia de conmutación es infinita. Por lo tanto, la tensión de salida en una situación real seguirá también el valor de esta referencia, aunque con un rizado adicional de alta frecuencia (*chattering*).

La existencia de un régimen deslizante sobre la intersección de las superficies está condicionada por el cumplimiento de las siguientes inecuaciones:

$$-1 < u_{1eq} < 1 \quad -1 < u_{2eq} < 1 \quad (5.16)$$

o de forma equivalente:

$$\frac{V_{oref}^2}{REI_{ref}} \cdot k_1(t) < 1 \quad \frac{V_{oref}}{nRI_{ref}} \cdot k_2(t) < 1 \quad (5.17)$$

siendo:

$$k_1(t) = \left| \sin\omega t \cdot (\sin\omega t + RC_o\omega \cos\omega t) \right| \quad k_2(t) = \left| \sin\omega t + RC_o\omega \cos\omega t \right| \quad (5.18)$$

El control equivalente debe pertenecer a la región establecida por las condiciones anteriores en todo instante de tiempo. En caso contrario, la saturación del control produciría que el estado del sistema abandonase la curva de deslizamiento, con la consecuente pérdida de la dinámica deseada en la salida.

El caso más desfavorable se corresponde al valor máximo de las funciones temporales $k_1(t)$ y $k_2(t)$:

$$k_1(t)_{\max} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \left(RC_o\omega + \frac{1}{RC_o\omega} \right) \cdot \sin \left(\text{tg}^{-1} RC_o\omega \right) \right] \quad (5.19a)$$

$$k_2(t)_{\max} = \left(RC_o\omega + \frac{1}{RC_o\omega} \right) \cdot \cos \left(\text{tg}^{-1} \frac{1}{RC_o\omega} \right) \quad (5.19b)$$

Las expresiones (5.17), consideradas en el caso más desfavorable, pueden reescribirse en forma de condición de diseño sobre los parámetros del controlador:

$$I_{\text{ref}} > \max \left[\frac{V_{\text{oref}}^2}{RE} \cdot k_1(t)_{\max}, \frac{V_{\text{oref}}}{nR} \cdot k_2(t)_{\max} \right] \quad (5.20)$$

5.3.4 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En el presente apartado se muestran resultados de simulación del ondulator QSRC con dos entradas de control, con el fin de verificar la viabilidad de la generación de una señal senoidal de altas prestaciones con el controlador en modo de deslizamiento propuesto.

En las simulaciones que se presentan a continuación se han seleccionado los siguientes parámetros de base para la etapa de potencia y el subsistema de control:

$E = 15\text{V}$, $L = 56\mu\text{H}$, $C = 47\text{nF}$, $C_o = 100\mu\text{F}$, $I_{\text{ref}} = 1.2\text{A}$, $v_{\text{oref}} = 10 \cdot \sin(2\pi 50t)\text{V}$
y se han utilizado las diferentes cargas que aparecen representadas en la Fig.5.3.

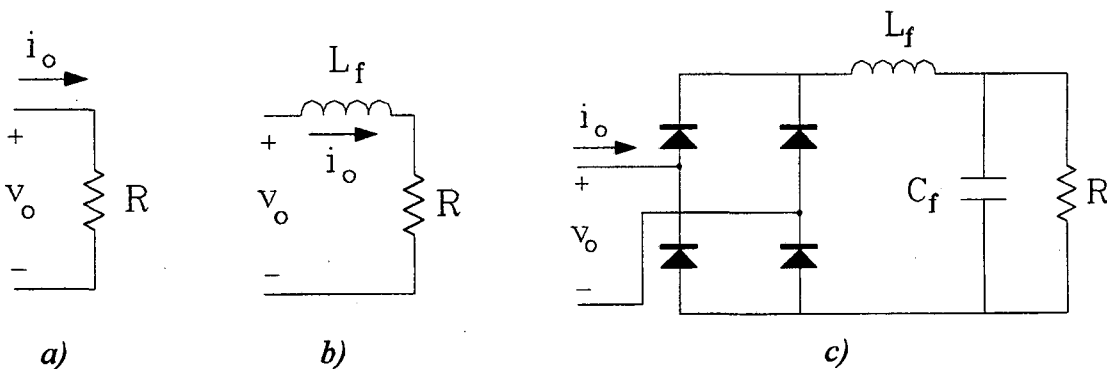


Fig.5.3. a) carga resistiva ($R = 22\Omega$), b) carga inductiva ($L_f = 30\text{mH}$, $R = 22\Omega$),
c) carga electrónica ($L_f = 6\text{mH}$, $C_f = 470\mu\text{F}$, $R = 22\Omega$)

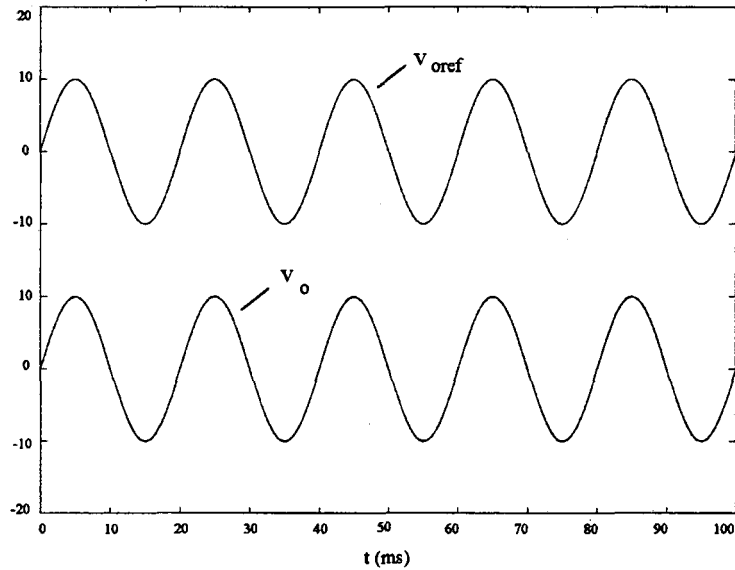


Fig.5.4. Evolución de la tensión de salida y la tensión de referencia externa con carga resistiva

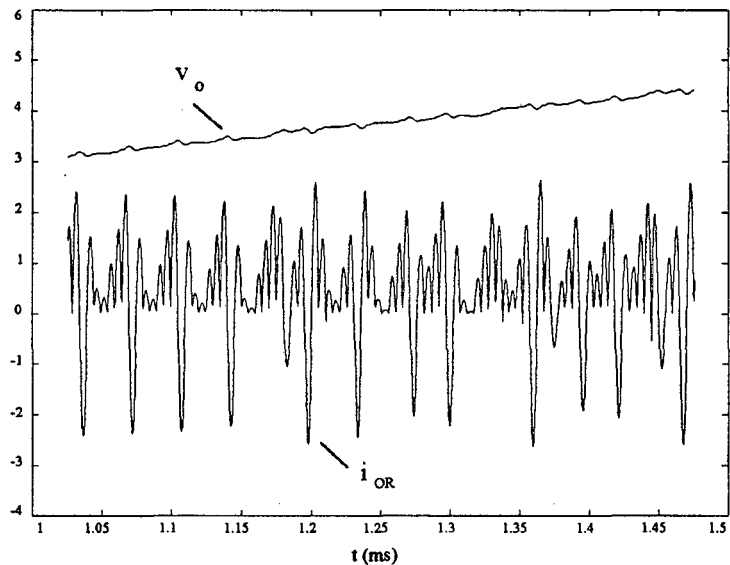
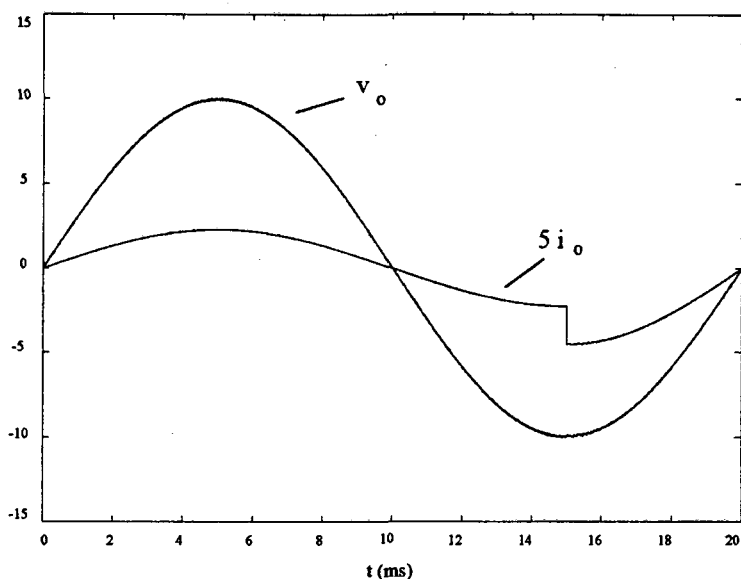


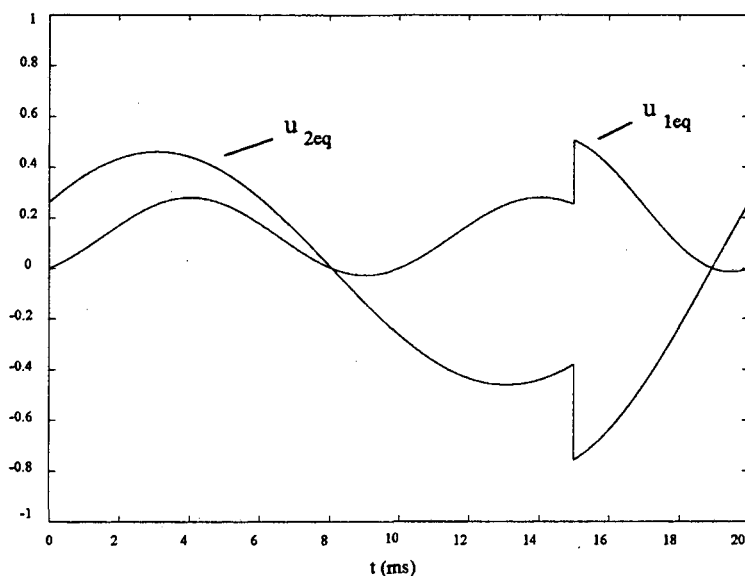
Fig.5.5. Evolución de la tensión de salida y la corriente de salida del rectificador bidireccional con carga resistiva

En la Fig.5.4 se representa la evolución de la tensión de salida y la tensión de referencia externa, cuando la carga del ondulator es resistiva. Obsérvese que el seguimiento de la señal de referencia es perfecto, incluso en el arranque del sistema.

La Fig.5.5 muestra un detalle de la figura anterior, incluyendo la dinámica de la corriente de salida del rectificador bidireccional. La forma de onda de la corriente permite observar claramente el mecanismo de transferencia energética entre el circuito resonante y la carga: si la tensión de salida es inferior a la referencia, el puente rectificador entrega al conjunto filtro de salida y carga un pulso de corriente positiva, mientras que el pulso de corriente será negativo cuando el nivel de la tensión de salida supere a la tensión de referencia.



a)



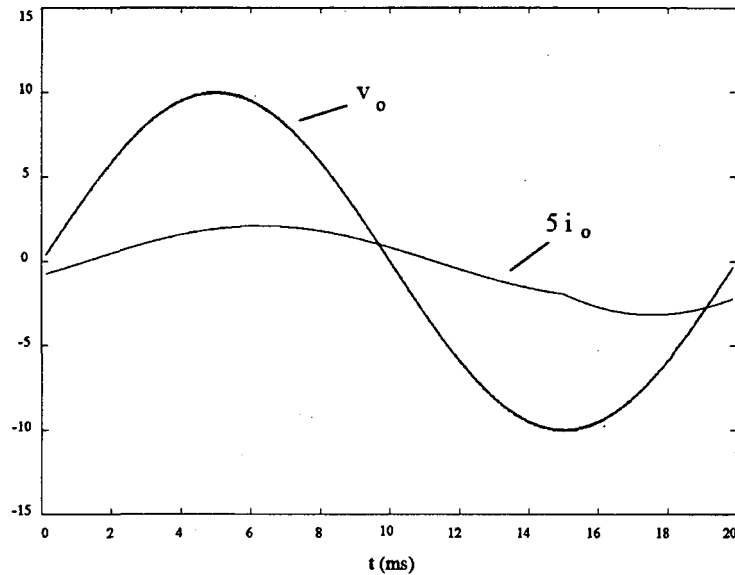
b)

Fig.5.6. Respuesta del ondulator frente a una perturbación en escalón en la carga resistiva:
a) tensión de salida y corriente en la carga, b) evolución del control equivalente

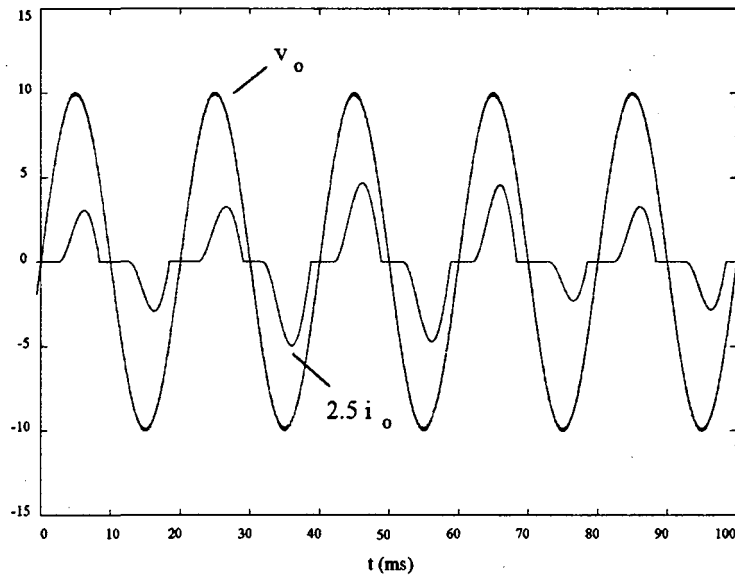
En la Fig.5.6 se representa la respuesta del ondulator durante el transitorio de arranque y frente a una variación de gran señal en la resistencia de carga:

$$R = 22 \cdot (1 - 0.5u(t - 15\text{ms})) \Omega$$

Como puede observarse, el control reacciona de forma inmediata y con gran rapidez frente a la perturbación externa, adecuando los niveles energéticos a las nuevas necesidades. Mientras que no se produzca la saturación del control, la tensión de salida será completamente insensible a las perturbaciones de carga. Este hecho se debe a que la dinámica de la tensión de salida en régimen deslizante es independiente del valor de la resistencia de carga (véase el estudio teórico del apartado 5.3.3).



a)



b)

Fig.5.7. Respuesta del ondulator frente a perturbaciones en escalón en la carga:
a) carga inductiva ($I_{ref} = 1.2A$), b) carga electrónica ($I_{ref} = 2.2A$)

Finalmente, la Fig.5.7 muestra la respuesta del ondulator frente a variaciones en escalón en la carga inductiva y electrónica (véase Fig.5.3):

carga inductiva:
$$R = 22 \cdot (1 - 0.5u(t - 15ms)) \Omega$$

carga electrónica:
$$R = 22 \cdot (1 - 0.5u(t - 25ms) + 0.5u(t - 65ms)) \Omega$$

Obsérvese que el nivel de la corriente resonante de referencia ha tenido que ser incrementado para que el ondulator pueda satisfacer las necesidades de la carga electrónica. En ese caso, el control equivalente permanece dentro de sus límites permitidos, y en consecuencia, la tensión de salida es totalmente insensible a las perturbaciones externas.

5.3.5 CONCLUSIONES

En el apartado 5.3 se ha propuesto un subsistema de control para un ondulator resonante con pérdidas de conmutación prácticamente nulas y bajo nivel de ruido EMI.

La utilización de dos lazos de realimentación, que actúan de forma independiente sobre los interruptores de entrada y del rectificador bidireccional, proporciona un seguimiento perfecto de la señal senoidal de referencia, incluso en situaciones de grandes perturbaciones en la carga.

Además, el excelente comportamiento dinámico del ondulator se mantiene con cargas de diferente naturaleza, lo que abre un importante abanico de posibles aplicaciones del sistema propuesto.

5.4. RECTIFICADOR RESONANTE BASADO EN UN CONVERTIDOR QPRC CON DOS ACCIONES DE CONTROL

5.4.1. INTRODUCCIÓN

El interés por conseguir equipos de alimentación conmutados con un elevado factor de potencia y un reducido nivel de armónicos se ha incrementado notablemente en los últimos tiempos con la entrada en vigor de normativas que regulan los valores permitidos de estos parámetros [75].

La estructura básica de estos sistemas consta de un rectificador no controlado seguido de un filtro pasa-bajos y un convertidor CC/CC. Tradicionalmente, la función de filtrado se ha realizado mediante un condensador de elevado valor, lo que produce unos picos de corriente de entrada excesivos. Este hecho origina un considerable nivel de ruido en la red y permite conseguir factores de potencia muy pobres, del orden de 0.5 a 0.7 [74].

La solución práctica habitual consiste en eliminar el condensador de filtrado, y sustituir el convertidor CC/CC por una célula de conversión que admita en su entrada la tensión de red rectificadora. En ese caso, la corrección activa del factor de potencia se realiza mediante un subsistema de control adecuado, que consiga que la corriente que se suministra al convertidor y la tensión de red presenten prácticamente la misma forma de onda y un desfase nulo [74].

La utilización de estructuras de conversión resonantes permite la operación a frecuencias de conmutación elevadas con alta eficiencia, lo que facilita el seguimiento de la tensión de red y asegura una baja distorsión armónica de la corriente de entrada [75][76].

En un trabajo reciente, G.Woon y M.Youn han propuesto un sistema de alimentación conmutado de altas prestaciones basado en un convertidor QSRC con dos acciones de control [89]. Las limitaciones topológicas asociadas a una estructura como la utilizada en ese trabajo obligan a seleccionar con una de las acciones de control la operación del convertidor como reductor o elevador de tensión, según las necesidades del sistema. Este hecho condiciona las prestaciones del equipo, ya que una única acción de control se encarga de asegurar un elevado factor de potencia y la regulación de la tensión de salida.

El principal objetivo del presente apartado es mostrar como la utilización de un convertidor QPRC con dos acciones de control que actúan de forma independiente mejora las prestaciones dinámicas del rectificador resonante comentado con anterioridad [83].

5.4.2. CONFIGURACIÓN DEL RECTIFICADOR

La configuración completa de la etapa de potencia y del subsistema de control del rectificador QPRC basado en dos acciones de control se muestra en la Fig.5.8. La estructura del controlador en modo de deslizamiento consta de las superficies de conmutación y las leyes de control que se indican a continuación [83]:

$$S_1 = k \cdot v_i - \bar{i}_s \quad S_2 = k_p \cdot (V_{\text{oref}} - \bar{v}_o) + k_i \cdot \int (V_{\text{oref}} - \bar{v}_o) dt + k_d \cdot \frac{d}{dt} (V_{\text{oref}} - \bar{v}_o)$$

$$u_1 = \begin{cases} u_1^+, & \text{para } S_1 > 0 \\ u_1^-, & \text{para } S_1 < 0 \end{cases} \quad u_2 = \begin{cases} u_2^+, & \text{para } S_2 > 0 \\ u_2^-, & \text{para } S_2 < 0 \end{cases} \quad (5.21)$$

donde las entradas de control u_1^+ , u_1^- , u_2^+ y u_2^- pueden tomar los valores 1 o 0.

El lazo de control de corriente, constituido por la superficie de conmutación S_1 y su ley de control asociada, tiene como finalidad conseguir que la corriente de entrada al puente de interruptores controlados siga la evolución de la tensión de salida del puente de diodos. De este modo, la corriente suministrada por la red mantendrá la forma y estará en fase con la tensión de red, y en consecuencia, el factor de potencia del rectificador QPRC será elevado.

Por otra parte, la regulación de la tensión de salida del rectificador QPRC se realiza mediante el lazo de tensión basado en la superficie S_2 y su ley de control. Este lazo de control ya fue utilizado en el regulador QPRC con dos acciones de control propuesto en el capítulo 4, garantizando el comportamiento deseado del sistema de potencia.

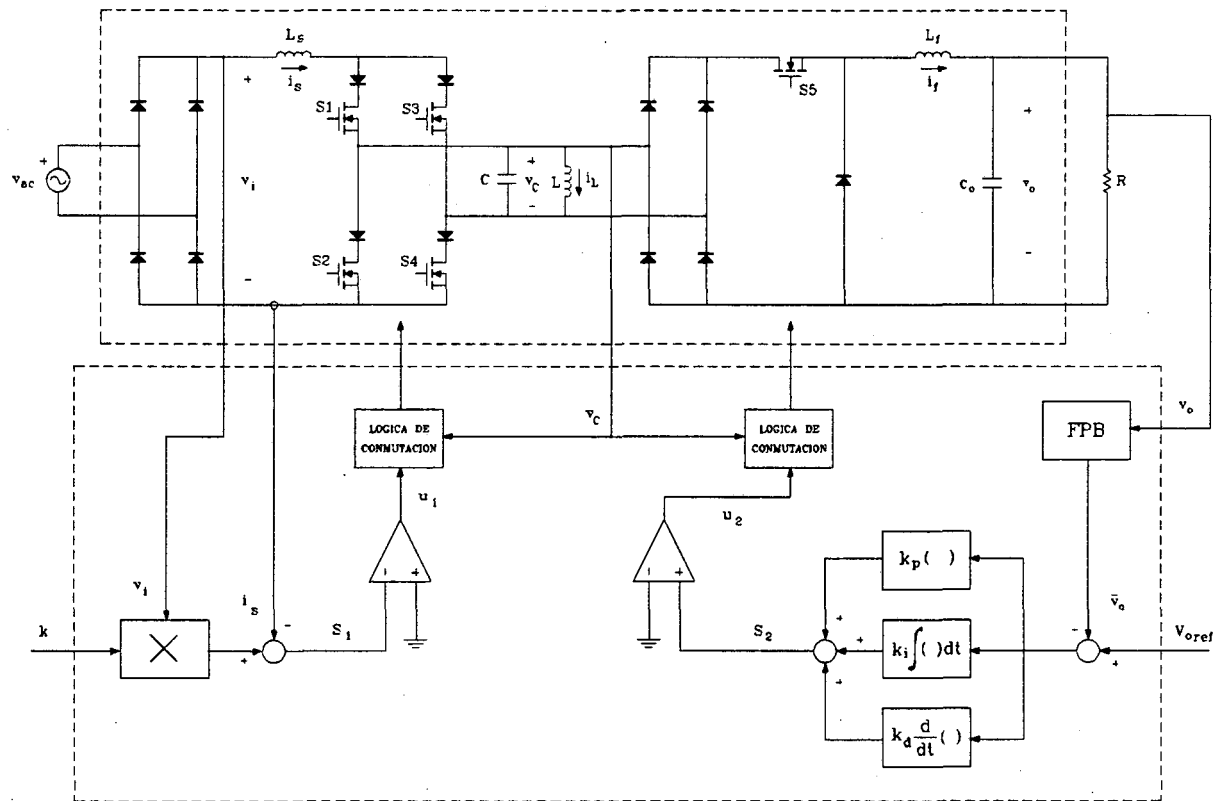


Fig.5.8. Rectificador QPRC con dos entradas de control

5.4.3 DISEÑO DEL CONTROL

En este apartado se presentan los resultados más significativos del diseño del controlador en modo de deslizamiento que aparece representado en la figura anterior. El diseño se realiza mediante la aplicación del método del control equivalente a un modelo promediado de la etapa de potencia del regulador QPRC con dos acciones de control.

La ecuación de estado en variables promediadas del convertidor QPRC, incluyendo la nueva variable de estado \bar{i}_{int} asociada al término integral de la superficie de conmutación S_2 , puede ser expresada como (véase apartado 3.5.1):

$$\frac{d\bar{i}_s}{dt} = \frac{1}{L_s} \cdot [v_i - u_1 \cdot \bar{v}_c] \quad \frac{d\bar{v}_c}{dt} = \frac{4}{\pi^2 C} \cdot [u_1 \bar{i}_s - u_2 \bar{i}_f] \quad (5.22a)$$

$$\frac{d\bar{i}_f}{dt} = \frac{1}{L_f} \cdot [u_2 \bar{v}_c - \bar{v}_o] \quad \frac{d\bar{v}_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot \left[\bar{i}_f - \frac{\bar{v}_o}{R} \right] \quad \frac{d\bar{i}_{int}}{dt} = k_i \cdot (V_{oref} - \bar{v}_o) \quad (5.22b)$$

siendo $v_i = |v_{ac}| = V_i \cdot |\sin\omega t|$.

La nueva variable de estado \bar{i}_{int} permite reescribir la superficie S_2 de forma más conveniente para la aplicación del método de diseño del control:

$$S_2 = k_p \cdot V_{oref} - \bar{i}_f - \left(k_p - \frac{1}{R} \right) \cdot \bar{v}_o + \bar{i}_{int} \quad (5.23)$$

La expresión anterior se deriva al sustituir la ecuación de estado de la dinámica de la tensión de salida en (5.21), y asignando a la ganancia del término diferencial el valor $k_d = C_o$.

Una vez establecida la descripción adecuada de la etapa de potencia y del subsistema de control, a continuación se procede a la aplicación del método de diseño. En primer lugar se determinan las leyes de control mediante el procedimiento habitual (véase apartado 4.2.6):

$$\text{si } \langle \nabla S_1, g_1 \rangle = \frac{\bar{v}_c}{L_s} > 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} u_1^+ = u_{1min} = 0 \\ u_1^- = u_{1max} = 1 \end{cases} \quad (5.24a)$$

$$\text{si } \langle \nabla S_2, g_2 \rangle = -\frac{\bar{v}_c}{L_f} < 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} u_2^+ = u_{2max} = 1 \\ u_2^- = u_{2min} = 0 \end{cases} \quad (5.24b)$$

Considerando que el estado del sistema se encuentra deslizando sobre la intersección de las superficies de deslizamiento, las condiciones de invarianza (5.14) permiten deducir el valor del control equivalente:

$$\bar{i}_s = k \cdot v_i \quad \bar{i}_f = \frac{\bar{v}_o}{R} + k_p (V_{oref} - \bar{v}_o) + \bar{i}_{int} \quad u_{leq} = \frac{1}{\bar{v}_c} \cdot \left[v_i - kL_s \frac{dv_i}{dt} \right] \quad (5.25a)$$

$$u_{2eq} = \frac{1}{\bar{v}_c} \cdot \left[\bar{v}_o - \frac{L_f}{C_o} \cdot \left(k_p - \frac{1}{R} \right) \cdot \left(\bar{i}_f - \frac{\bar{v}_o}{R} \right) + k_i L_f \cdot (V_{oref} - \bar{v}_o) \right] \quad (5.25b)$$

Obsérvese como el valor medio de la corriente de entrada del puente de interruptores controlados es proporcional a la tensión de red rectificadora, lo que garantiza que la tensión y la corriente suministradas por la red tengan la misma forma y estén en fase.

El funcionamiento en régimen estacionario del rectificador QPRC se caracteriza por el seguimiento de señal que efectúa la corriente de entrada del puente de interruptores controlados, y por la regulación de la tensión de salida. Este hecho impide que las variables promediadas \bar{i}_s y \bar{v}_c tomen valores constantes en régimen estacionario, mientras que las variables \bar{i}_f y \bar{v}_o alcanzarán el punto de equilibrio que se expresa a continuación:

$$\bar{i}_{fEQ} = \frac{V_{oref}}{R} \qquad \bar{v}_{oEQ} = V_{oref} \qquad (5.26)$$

El punto de equilibrio (5.26) será estable si los parámetros del lazo de control de tensión verifican las siguientes condiciones de diseño:

$$k_p > 0 \qquad k_i > 0 \qquad (5.27)$$

Estas condiciones se derivan al imponer que los autovalores del sistema en régimen deslizante presenten parte real negativa.

La dinámica en régimen estacionario de la tensión resonante promediada se deduce al sustituir (5.25) y (5.26) en (5.22), y puede ser expresada como:

$$\frac{d\bar{v}_c}{dt} = \frac{4}{\pi^2 C \bar{v}_c} \left[kV_i^2 - k^2 L_s v_i \frac{dv_i}{dt} - \frac{V_{oref}^2}{R} \right] \qquad (5.28)$$

La expresión anterior pone de manifiesto que la tensión \bar{v}_c sigue una cierta evolución temporal en régimen estacionario. Ahora bien, para el correcto funcionamiento del sistema es necesario que el valor medio de esta tensión en un ciclo de la tensión de red sea constante, lo que puede expresarse como:

$$\left\langle \frac{d\bar{v}_c}{dt} \right\rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{d\bar{v}_c}{dt} dt = 0 \qquad (5.29)$$

con $T = 2\pi/\omega$.

Promediando la expresión (5.28) en un ciclo de la tensión de red, y sustituyendo (5.29) en la ecuación resultante, se obtiene la siguiente relación:

$$\frac{kV_i^2}{2} = \frac{V_{oref}^2}{R} \qquad (5.30)$$

Obsérvese que para que el valor medio de la tensión \bar{v}_c en un ciclo de la tensión de red sea constante basta con que la potencia media en la entrada del rectificador QPRC coincida con la potencia media en la salida. De hecho, la expresión (5.30) será utilizada para seleccionar el valor del parámetro k del lazo de control de corriente:

$$k = \frac{2}{R} \cdot \left(\frac{V_{oref}}{V_i} \right)^2 \qquad (5.31)$$

Finalmente, se deducen unas condiciones de diseño que aseguran la existencia de un régimen deslizante sobre la intersección de las superficies de conmutación. Para ello, se impone que el valor del control equivalente en régimen estacionario se encuentre dentro de las regiones de atracción:

$$0 < u_{1eq} < 1 \qquad 0 < u_{2eq} < 1 \qquad (5.32)$$

o de forma equivalente:

$$0 < V_i \cdot \text{sgn}(\sin\omega t) \cdot k_1(t) < \bar{v}_c \quad 0 < V_{\text{oref}} < \bar{v}_c \quad (5.33)$$

con $k_1(t) = \sin\omega t - k\omega L_s \cos\omega t$.

Las expresiones (5.33), consideradas en el caso más desfavorable, pueden reescribirse en forma de condición de diseño sobre los parámetros del rectificador:

$$\bar{v}_{\text{cmin}} > \max[V_i \cdot k_1(t)_{\text{max}}, V_{\text{oref}}] \quad \omega \ll \frac{1}{kL_s} \quad V_{\text{oref}} > 0 \quad (5.34)$$

donde:

$$k_1(t)_{\text{max}} = \left(k\omega L_s + \frac{1}{k\omega L_s} \right) \cdot \cos\left(\text{tg}^{-1} \frac{1}{k\omega L_s} \right) \quad (5.35)$$

5.4.4 RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En el presente apartado se muestran resultados de simulación del rectificador QPRC con dos entradas de control, con el fin de evaluar la calidad de sus formas de onda de entrada y comprobar la correcta regulación de la tensión de salida, incluso en situaciones de saltos de carga abruptos.

En las simulaciones que se presentan a continuación se han seleccionado los siguientes parámetros de base para la etapa de potencia y el subsistema de control:

$$L_s = 2\text{mH}, C = 2\mu\text{F}, L = 1.25\mu\text{H}, L_f = 750\mu\text{H}, C_o = 100\mu\text{F}, R = 4\Omega$$

$$v_{\text{ac}} = 165 \cdot \sin(2\pi 60t) \text{ V}, V_{\text{oref}} = 30\text{V}, k_p = 0.7, k_i = 1500$$

Las Fig.5.9 y Fig.5.10 muestran la evolución de las formas de onda más significativas del rectificador durante el transitorio de arranque. En la Fig.5.9 puede observarse como la tensión de red rectificadora y la corriente de entrada presentan la misma forma y se encuentran en fase, lo

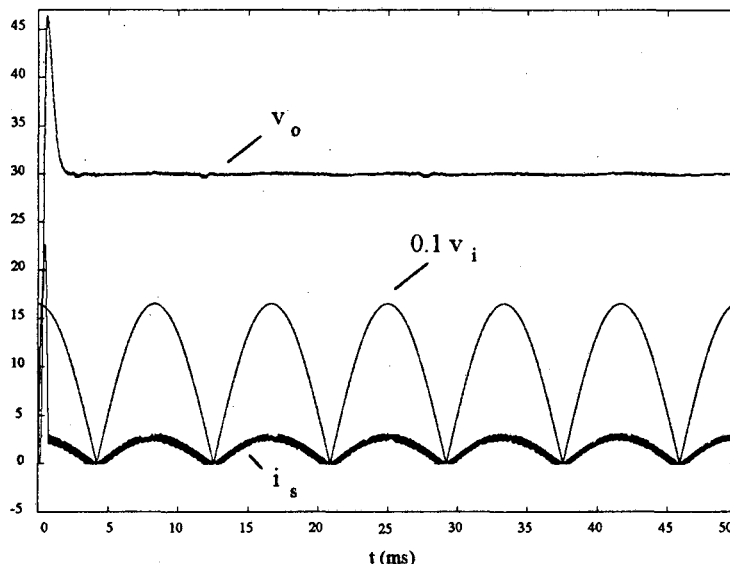
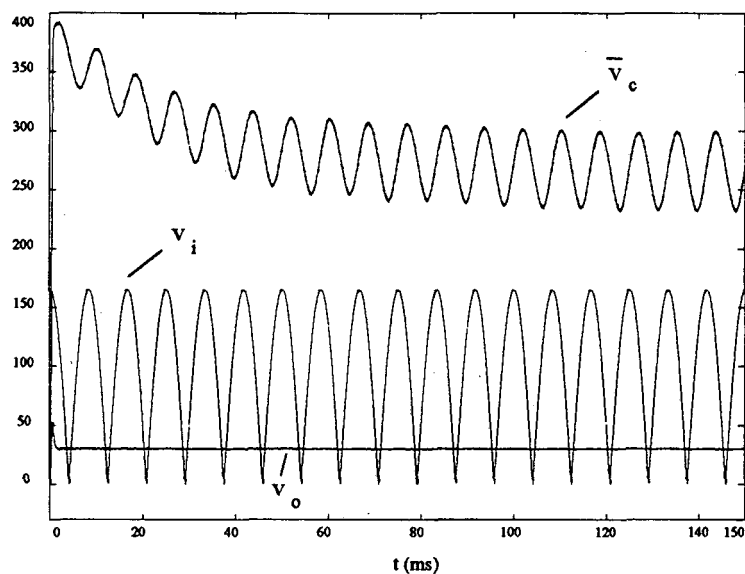
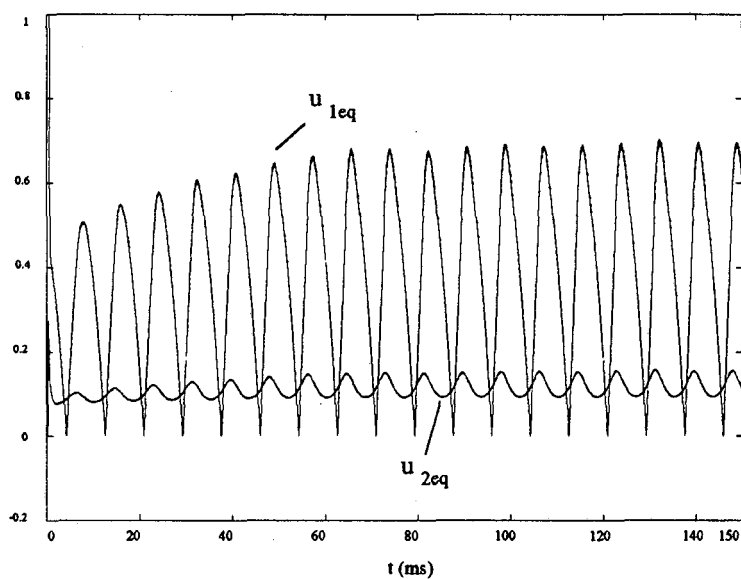


Fig.5.9. Evolución de la corriente de entrada y la tensión de salida del convertidor



a)



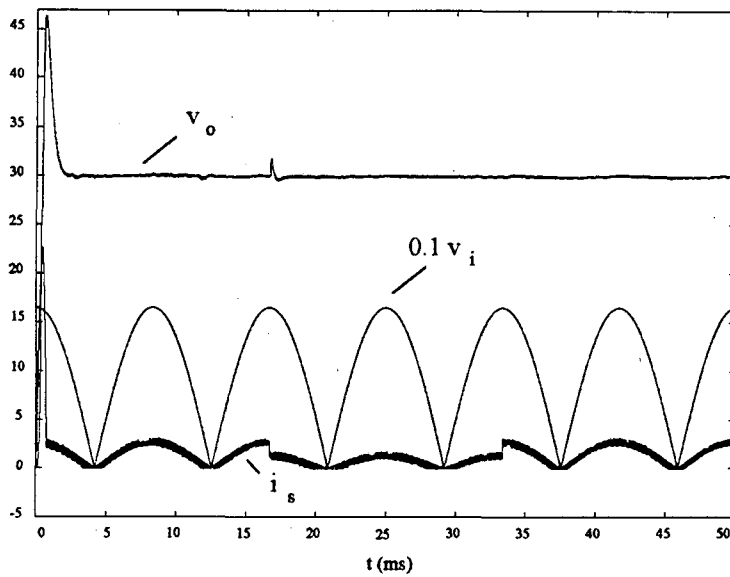
b)

Fig.5.10. Transitorio de arranque del rectificador QPRC: a) tensión resonante promediada, tensión de red rectificadora y tensión de salida, b) control equivalente

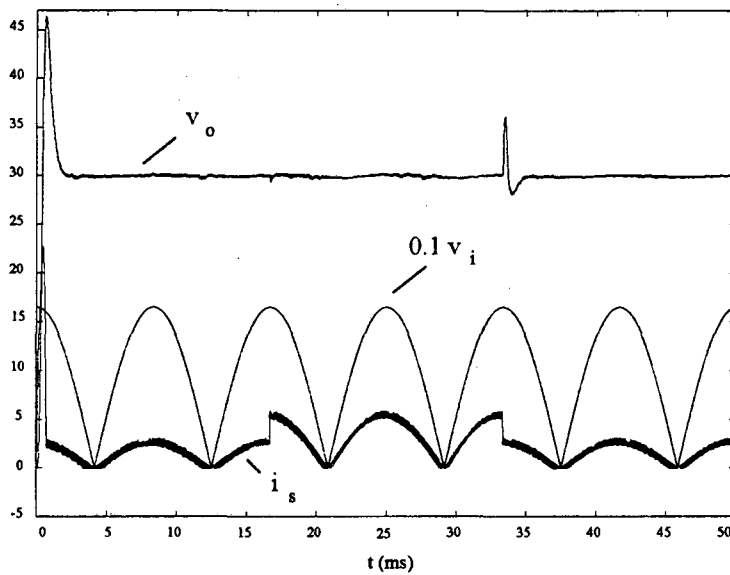
que garantiza un elevado factor de potencia. Asimismo, la tensión de salida coincide con su nivel de referencia externo, debido a la presencia del término integral del error de salida en la superficie de deslizamiento del lazo de control de tensión.

Sin embargo, en el arranque del rectificador se produce un sobreimpulso indeseado en la corriente de entrada y en la tensión de salida. Este fenómeno, común en el caso de los convertidores *Boost*, se debe a que en la fase de alcanzabilidad de la intersección de las superficies de deslizamiento el control se encuentra saturado, lo que provoca un crecimiento lineal de la corriente de entrada. Este inconveniente debe ser solucionado con una lógica de conmutación adicional que realice un arranque suave del sistema.

Como puede observarse en la Fig. 5.10a, el valor mínimo de la tensión resonante



a)



b)

Fig.5.11. Respuesta del rectificador frente a una perturbación en escalón en la carga:

$$a) R = 4 \cdot (1 + u(t - 16.66\text{ms}) - u(t - 33.33\text{ms})) \Omega$$

$$b) R = 4 \cdot (1 - 0.5 \cdot u(t - 16.66\text{ms}) + 0.5 \cdot u(t - 33.33\text{ms})) \Omega$$

promediada en régimen estacionario satisface la condición (5.34), lo que asegura el correcto seguimiento de la señal de red y la regulación adecuada de la tensión de salida.

Finalmente, la Fig.5.11 muestra la respuesta del rectificador frente a variaciones en escalón en la carga. Obsérvese que el transitorio de la corriente de entrada producido por la perturbación es comparable con la duración de un semiperiodo de la frecuencia de conmutación y, por lo tanto, es muy rápido en comparación con la frecuencia de red. Por otra parte, la tensión de salida es sensible a las variaciones en la carga, como en el caso del regulador QPRC con dos acciones de control estudiado en el capítulo anterior.

5.4.5 CONCLUSIONES

En este apartado se ha propuesto un rectificador resonante de altas prestaciones basado en un convertidor QPRC con dos entradas de control y un subsistema de control en modo de deslizamiento.

La configuración de la etapa de potencia permite la utilización de dos lazos de control independientes, que garantizan un seguimiento perfecto de la tensión de red y una buena regulación de la tensión de salida.

Además de un elevado factor de potencia y un reducido nivel de ruido en la red, el rectificador resonante se caracteriza por gozar de una gran robustez frente a variaciones de sus parámetros y una rápida respuesta transitoria, comparable incluso con la frecuencia de conmutación.

5.5. TRANSFORMADOR ELECTRÓNICO BASADO EN UNA NUEVA TOPOLOGÍA RESONANTE

5.5.1. INTRODUCCIÓN

Los transformadores de baja frecuencia que se conectan directamente a la red eléctrica son componentes pasivos de bajo coste, buena eficiencia y alta fiabilidad. No obstante, la operación a la frecuencia de red los convierte en sistemas pesados y voluminosos [90].

Con la utilización de convertidores de potencia operando a alta frecuencia de conmutación se consiguen transformadores electrónicos pequeños y ligeros, y con pérdidas sin carga despreciables [90].

En un trabajo reciente, D.Huh y G.Cho han propuesto un transformador electrónico con pérdidas de conmutación prácticamente nulas, basado en una modificación topológica del convertidor QSRC [45]. El sistema resonante transforma la tensión senoidal de la red eléctrica en una tensión de salida también senoidal, mediante una secuencia de activación periódica que proporciona una relación de transformación constante e igual a 0.5.

La operación del transformador en lazo abierto condiciona la respuesta del sistema frente a variaciones en la tensión de entrada o en la carga. En concreto, las continuas bajadas y subidas de la tensión de red se verán reflejadas directamente en la salida del transformador, y las posibles perturbaciones en la carga serán corregidas por el sistema de forma lenta.

En el presente apartado se propone un subsistema de control para el transformador electrónico comentado con anterioridad, que dota al sistema de robustez frente a perturbaciones externas y rapidez de respuesta.

El apartado se inicia con una breve descripción del principio de funcionamiento del nuevo módulo resonante, lo que da paso a la determinación de un modelo promediado del transformador que será utilizado en la concepción y en el diseño del subsistema de control.

Finalmente, se mostrarán diversos resultados de simulación que reflejan el comportamiento del transformador con cargas de diferente naturaleza y su respuesta frente a perturbaciones externas.

5.5.2. CONFIGURACIÓN DEL TRANSFORMADOR

La etapa de potencia del transformador resonante QSRC se muestra en la Fig.5.12. El transformador consta de un circuito resonante con tres elementos reactivos, tres interruptores de cuatro cuadrantes y un filtro pasa-bajos de salida.

El valor de los componentes del circuito resonante debe ser seleccionado de manera que la frecuencia de resonancia sea muy superior a la frecuencia de la red. En ese caso, la tensión de salida mantendrá la forma y la frecuencia de la tensión de red, mediante la adecuada activación de los interruptores.

El estado de los interruptores determina el modo de operación en el que se encuentra el transformador: modo de energización o modo de desenergización. Cada modo presenta una duración discreta, que coincide con un periodo completo de la frecuencia de resonancia. Para conseguir pérdidas de conmutación prácticamente nulas, el cambio de modo de operación debe ser realizado en los pasos por cero de la corriente resonante.

En modo de energización ($u=1$), se realiza el transvase energético desde la fuente hacia el tanque resonante y la carga. Para ello, el interruptor S1-S2 conduce en el primer semiperiodo del ciclo de energización y S3-S4 en el segundo, mientras que el resto de interruptores permanecen bloqueados. De este modo, las variables de estado resonantes van aumentando su amplitud gradualmente.

Por otra parte, en modo de desenergización ($u=0$) no se realiza un aporte energético de la fuente hacia el tanque, lo que provoca una disminución paulatina de las amplitudes de las variables de estado resonantes, debido a la descarga del tanque sobre la carga. En este caso, el interruptor S5-S6 debe permanecer en conducción durante el primer semiperiodo del ciclo de operación y, de nuevo, el interruptor S3-S4 conducirá en el segundo semiperiodo.

Las Fig.5.13 y Fig.5.14 muestran la evolución típica de las formas de onda más representativas del transformador para una determinada secuencia de los modos de operación.

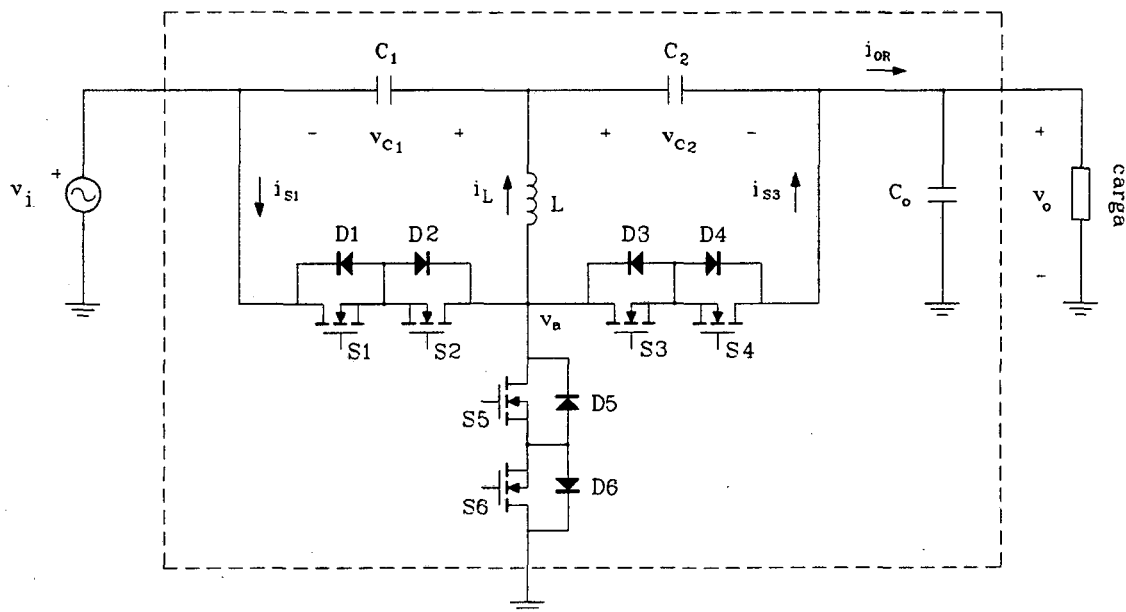
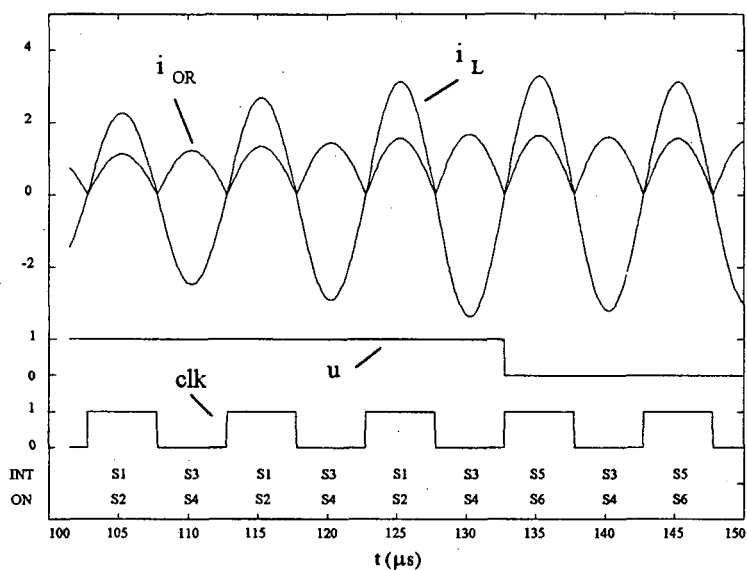
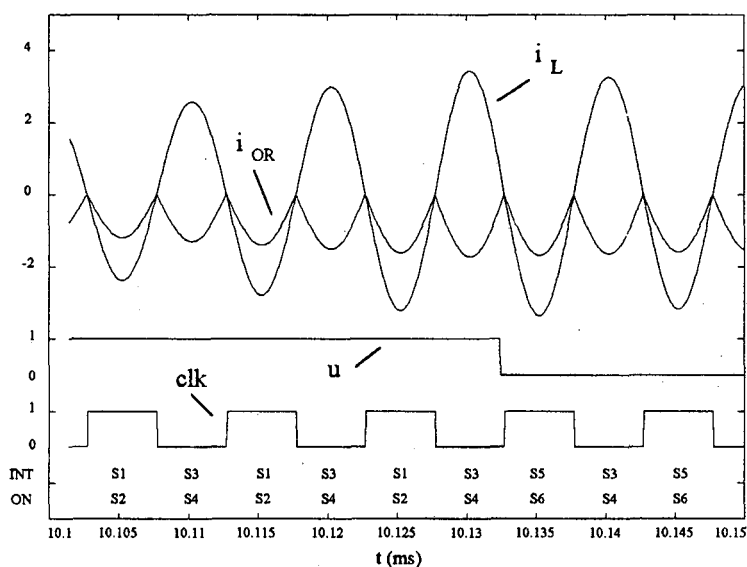


Fig.5.12. Transformador resonante QSRC



a)



b)

Fig.5.13. Interruptores en estado de conducción y formas de onda típicas para una determinada secuencia de los modos de operación

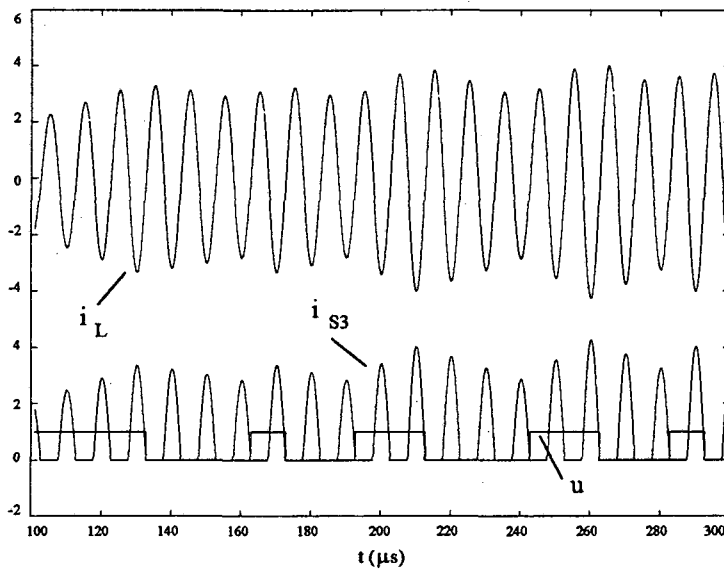
Con ayuda de la Fig.5.12, la ecuación no lineal que determina la dinámica del transformador con carga resistiva puede ser expresada como:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [v_a - v_{c1} - v_i] \quad \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} [v_a - v_{c2} - v_o] \quad (5.36a)$$

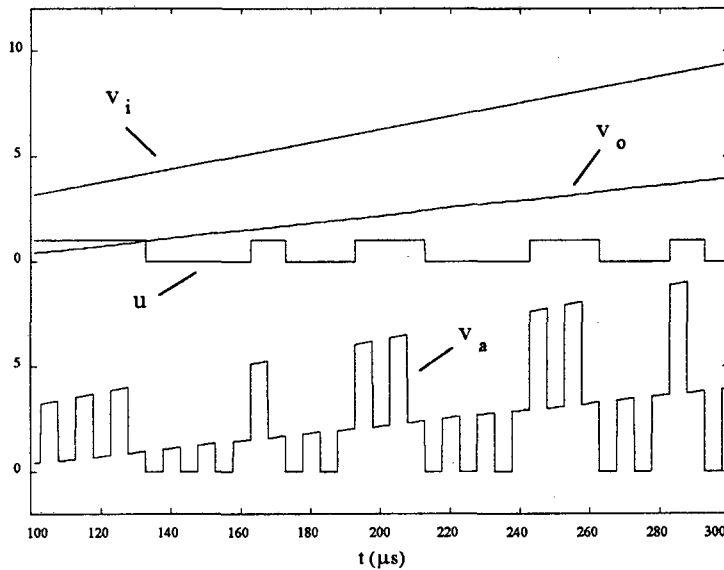
$$C_1 \frac{dv_{c1}}{dt} + C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} = i_L \quad \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \left[C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} + i_{S3} - \frac{v_o}{R} \right] \quad (5.36b)$$

donde:

$$v_a = uv_i \cdot clk + v_o \cdot (1 - clk) \quad i_{S3} = (clk - 1) \cdot i_L$$



a)



b)

Fig.5.14. Formas de onda típicas para una secuencia determinada de los modos de operación

Ya que la frecuencia de resonancia es muy elevada en comparación con la frecuencia de red, las tensiones de entrada y salida del transformador pueden ser consideradas constantes en un semiperiodo de conmutación. En ese caso, la diferencia entre las tensiones en los condensadores resonantes puede escribirse como:

$$v_{c2} - v_{c1} = v_i - v_o = \text{constante} \quad (5.37)$$

y en consecuencia:

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{dv_{c2}}{dt} \quad (5.38)$$

Por otra parte, la corriente de salida del convertidor i_{OR} para el caso $C_1 = C_2 = C/2$ puede ser expresada como:

$$i_{OR} = C_2 \frac{dv_{c2}}{dt} + i_{S3} = (\text{clk} - 0.5) \cdot i_L \quad (5.39)$$

o de forma equivalente:

$$i_{OR} = \begin{cases} |i_L|/2, & \text{para } i_L \text{ y clk en fase} \\ -|i_L|/2, & \text{para } i_L \text{ y clk en contrafase} \end{cases} \quad (5.40)$$

Los resultados anteriores facilitan de forma considerable el análisis del transformador resonante, ya que su comportamiento dinámico puede ser descrito mediante un sistema de tres ecuaciones de estado:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} \left[(uv_i - v_o) \cdot \text{clk} - v_{c2} \right] \quad \frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{1}{C} i_L \quad (5.41a)$$

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot \left[\left(\text{clk} - \frac{1}{2} \right) \cdot i_L - \frac{v_o}{R} \right] \quad v_{c1} = v_{c2} - (v_i - v_o) \quad (5.41b)$$

De hecho, obsérvese que la tensión del condensador resonante C_1 no aparece en la dinámica del resto de variables de estado del transformador, lo que permite simplificar la descripción del sistema.

5.5.3. MODELO PROMEDIADO DE LA ETAPA DE POTENCIA

Una vez presentada la configuración y el principio básico de funcionamiento del transformador resonante QSRC, en el presente subapartado se deduce un modelo promediado de la etapa de potencia del transformador que será de gran utilidad en la concepción y el diseño del subsistema de control.

El establecimiento del modelo promediado se lleva a cabo mediante la aplicación del método de promediado de convertidores resonantes propuesto en el capítulo 3, y toma como punto de partida el sistema de ecuaciones de estado (5.41).

En primer lugar se clasifican las variables de estado del transformador en variables rápidas, que se corresponden a las del circuito resonante, y en la variable lenta asociada al filtro de salida.

Las variables rápidas consideradas en la ecuación de estado (5.41) pueden ser aproximadas por las siguientes funciones senoidales:

$$i_L = I_L \cdot \sin \omega_o t \quad (5.42a)$$

$$v_{c2} = V_{C2} \cdot \sin(\omega_o t - \alpha) \quad (5.42b)$$

donde:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad Q = \frac{Z_o}{R} \quad Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

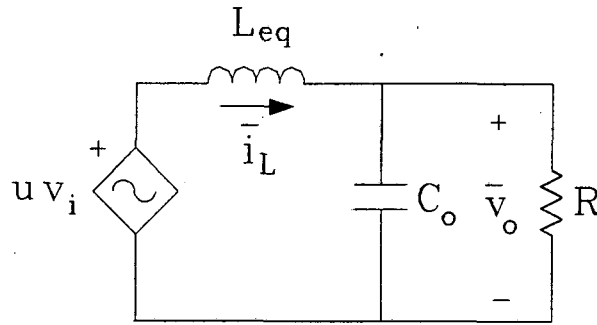


Fig.5.15. Modelo promediado del transformador resonante QSRC

además, las variables promediadas i_L , V_{C2} y α se suponen de evolución lenta en un semiperiodo de la frecuencia de conmutación.

Seguidamente, se definen las variables promediadas \bar{i}_L y \bar{v}_o como el valor medio en un semiperiodo de conmutación de la corriente i_{OR} y la tensión de salida de la etapa de potencia, respectivamente:

$$\bar{i}_L = \langle i_{OR} \rangle = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} [(\text{clk} - 0.5) \cdot i_L] dt \quad \bar{v}_o = \langle v_o \rangle = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} v_o dt \quad (5.43)$$

Sustituyendo (5.42) en (5.41), y aplicando a la ecuación resultante el procedimiento de promediado descrito en el subapartado 3.2.2, se obtiene el modelo promediado de orden reducido que se expresa a continuación:

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} \cdot (u v_i - \bar{v}_o) \quad \frac{d\bar{v}_o}{dt} = \frac{1}{C_o} \cdot \left(\bar{i}_L - \frac{\bar{v}_o}{R} \right) \quad (5.44)$$

con $L_{eq} = \pi^2 L$, y siendo la acción de control u , la tensión de red v_i y la carga R las entradas del modelo.

La Fig.5.15 muestra una representación circuital del modelo promediado del transformador resonante. El circuito de la figura anterior coincide con el modelo promediado del convertidor *Buck* QSRC derivado en el capítulo 3, si la tensión de red se sustituye por una fuente de tensión continua (véase Fig.3.4.a).

5.5.4. ESTRUCTURA Y DISEÑO DEL CONTROLADOR

El elevado grado de coincidencia del modelo promediado del transformador resonante con el modelo del convertidor *Buck* QSRC sugiere que el controlador en modo de deslizamiento utilizado en este convertidor sea considerado como el punto de partida para la concepción del subsistema de control del transformador.

Para conseguir con el citado controlador un seguimiento de la tensión de la red eléctrica suficientemente satisfactorio, es suficiente con sustituir la referencia externa constante por una muestra de la tensión de red. De esta forma, la configuración modificada del controlador puede ser expresada como:

$$S = k_p \cdot (v_{\text{oref}} - \bar{v}_o) + k_i \cdot \int (v_{\text{oref}} - \bar{v}_o) dt + k_d \cdot \frac{d}{dt} (v_{\text{oref}} - \bar{v}_o) \quad (5.45a)$$

$$v_{\text{oref}} = k \cdot v_i = V_{\text{oref}} \cdot \sin \omega t \quad u = \begin{cases} u^+, & \text{para } S > 0 \\ u^-, & \text{para } S < 0 \end{cases} \quad (5.45b)$$

donde las entradas de control u^+ y u^- pueden tomar los valores 1 o 0.

El término integral de la superficie de deslizamiento propuesta introduce una nueva variable de estado \bar{i}_{int} en el modelo del sistema, cuya dinámica puede ser expresada como:

$$\frac{d\bar{i}_{\text{int}}}{dt} = k_i \cdot (v_{\text{oref}} - \bar{v}_o) \quad (5.46)$$

La ecuación anterior permite reescribir la superficie de deslizamiento de forma más conveniente para la aplicación del método de diseño del control:

$$S_2 = k_p \cdot v_{\text{oref}} + C_o \cdot \frac{dv_{\text{oref}}}{dt} - \bar{i}_L - \left(k_p - \frac{1}{R} \right) \cdot \bar{v}_o + \bar{i}_{\text{int}} \quad (5.47)$$

Esta expresión se deriva al sustituir la ecuación de estado de la dinámica de la tensión de salida en (5.45a), y asignando a la ganancia del término diferencial el valor $k_d = C_o$.

La asignación de los valores de las entradas u^+ y u^- de la ley de control se realiza a partir del signo del producto escalar del gradiente de la superficie y del campo vectorial de la dinámica del sistema que es directamente accesible a la entrada de control. De modo que:

$$\text{si } \langle \nabla S, g \rangle = -\frac{v_i}{L_{\text{eq}}} > 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} u^+ = u_{\text{min}} = 0 \\ u^- = u_{\text{max}} = 1 \end{cases} \quad (5.48a)$$

$$\text{si } \langle \nabla S, g \rangle = -\frac{v_i}{L_{\text{eq}}} < 0 \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} u^+ = u_{\text{max}} = 1 \\ u^- = u_{\text{min}} = 0 \end{cases} \quad (5.48b)$$

o de forma equivalente:

$$u = \begin{cases} 1, & S \cdot \text{sgn}(v_i) > 0 \\ 0, & S \cdot \text{sgn}(v_i) < 0 \end{cases} \quad (5.49)$$

Como puede observarse, el valor de las entradas de control cambia en función de si la tensión de red se encuentra en el semiperiodo positivo o negativo. Este hecho debe ser contemplado en la realización del subsistema de lógica de conmutación.

La ley de control (5.49) dirige el estado del sistema hacia la superficie de conmutación. Si se establece un régimen deslizante sobre la superficie, entonces debe cumplirse:

$$S = 0 \quad \dot{S} = 0 \quad (5.50)$$

lo que permite deducir el valor del control equivalente:

$$u_{\text{eq}} = \frac{\bar{v}_o}{v_i} + u_{\text{eq1}} + u_{\text{eq2}} \quad (5.51)$$

con:

$$u_{eq1} = \frac{L_{eq}}{v_i} \cdot \left[\left(k_i + \frac{k_p}{RC_o} - \frac{k_p^2}{C_o} \right) \cdot (v_{oref} - \bar{v}_o) + \frac{\bar{i}_{int}}{C_o} \right] \quad (5.52a)$$

$$u_{eq2} = \frac{L_{eq}}{v_i} \cdot \left[\frac{v_{oref}}{R} + C_o \cdot \ddot{v}_{oref} \right] \quad (5.52b)$$

Las trayectorias en régimen estacionario de las variables \bar{i}_L y \bar{v}_o serán estables si los parámetros del controlador verifican las siguientes condiciones:

$$k_p > 0 \qquad k_i > 0 \quad (5.53)$$

Estas condiciones se derivan de imponer que los autovalores de la dinámica de deslizamiento ideal presenten parte real negativa.

Por otra parte, la existencia de un régimen deslizante sobre la superficie de deslizamiento está condicionada por el cumplimiento de la siguiente inecuación:

$$0 < u_{eq} = \frac{\bar{v}_o}{v_i} + u_{eq1} + u_{eq2} < 1 \quad (5.54)$$

El análisis de la región de atracción resulta muy dificultoso, ya que el valor del control equivalente depende de un número considerable de términos. Sin embargo, la expresión anterior puede ser simplificada de forma importante al considerar el problema de seguimiento de señal como un caso de estabilización con puntos de equilibrio localmente constantes (véase Fig.5.1). En ese caso, la tensión de salida promediada puede ser expresada como:

$$\bar{v}_{oEQ} = v_{oref} \quad (5.55)$$

Sustituyendo (5.51), (5.52), (5.55) y la tensión de red $v_i = V_i \cdot \sin\omega t$ en la expresión del dominio de atracción, se obtiene:

$$0 < \frac{V_{oref}}{\sin\omega t} \cdot \left[\left(1 - \omega^2 L_{eq} C_o \right) \cdot \sin\omega t + \frac{\omega L_{eq}}{R} \cdot \cos\omega t \right] < V_i \quad (5.56)$$

Las desigualdades anteriores no se cumplen cuando la tensión de red pasa por cero, lo que origina la saturación del control. Para que la duración de este fenómeno sea mínima, y en consecuencia, sea prácticamente inapreciable en la evolución de la tensión de salida es necesario que los parámetros del sistema cumplan las siguientes condiciones:

$$\omega \ll \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_o}} \qquad \omega \ll \frac{R}{L_{eq}} \qquad V_{oref} < V_i \quad (5.57)$$

Nótese que los resultados previos indican que para el correcto seguimiento de la tensión de red es necesario que la respuesta del sistema sea lo suficientemente rápida en comparación con la frecuencia de red y, además, que el transformador resonante únicamente puede operar como reductor de tensión.

Finalmente, la Fig.5.16 muestra un diagrama de bloques del subsistema de control del transformador resonante QSRC. El circuito de lógica de conmutación toma como entradas la variable de control u , una muestra de la tensión de red para realizar correctamente la ley de

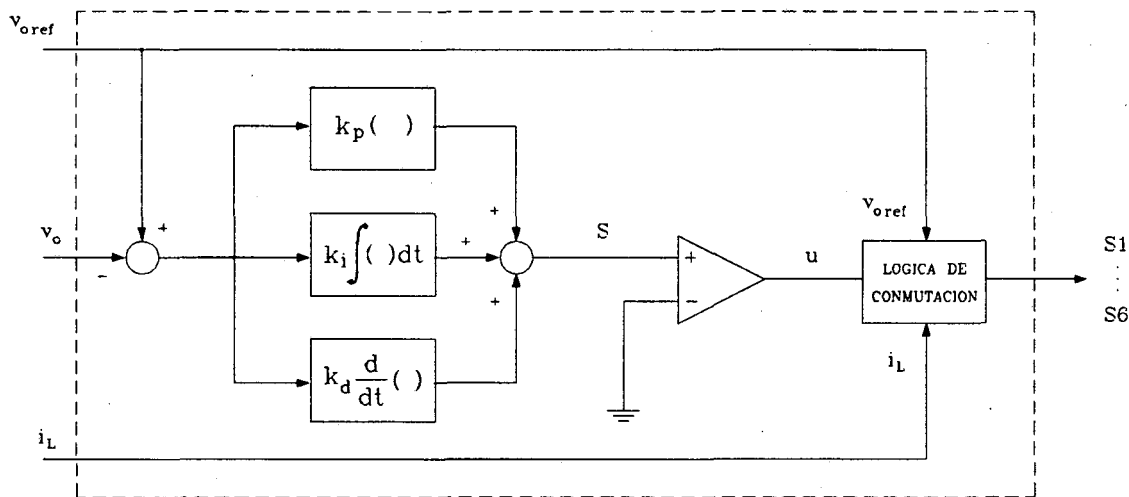


Fig.5.16. Subsistema de control del transformador resonante QSRC

control, y una muestra de la corriente resonante para sincronizar la activación de los interruptores con los pasos por cero de la corriente, y de esta forma, conseguir pérdidas de conmutación prácticamente nulas.

5.5.5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En el presente subapartado se muestran resultados de simulación del transformador resonante QSRC, con el fin de verificar la viabilidad del seguimiento de la tensión de red con el controlador en modo de deslizamiento propuesto.

En las simulaciones que se presentan a continuación se han seleccionado los siguientes parámetros de base para la etapa de potencia y el subsistema de control:

$$v_i = 100 \cdot \sin(2\pi 50t) \text{ V}, \quad L = 21.8 \mu\text{H}, \quad C_1 = C_2 = 58 \text{ nF}, \quad C_o = 47 \mu\text{F}, \quad R = 10 \Omega,$$

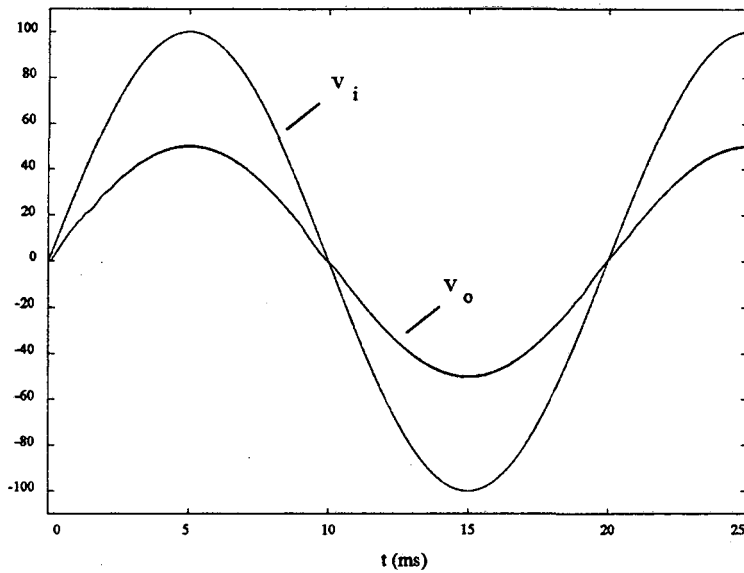
$$v_{oref} = 50 \cdot \sin(2\pi 50t) \text{ V}, \quad k_p = 0.25, \quad k_i = 2500$$

En primer lugar, la Fig.5.17 muestra la evolución de la tensión de entrada y salida del transformador, observándose un seguimiento perfecto de la tensión de red, incluso en el arranque del sistema. Además, un detalle de la figura anterior muestra el bajo rizado de la tensión de salida.

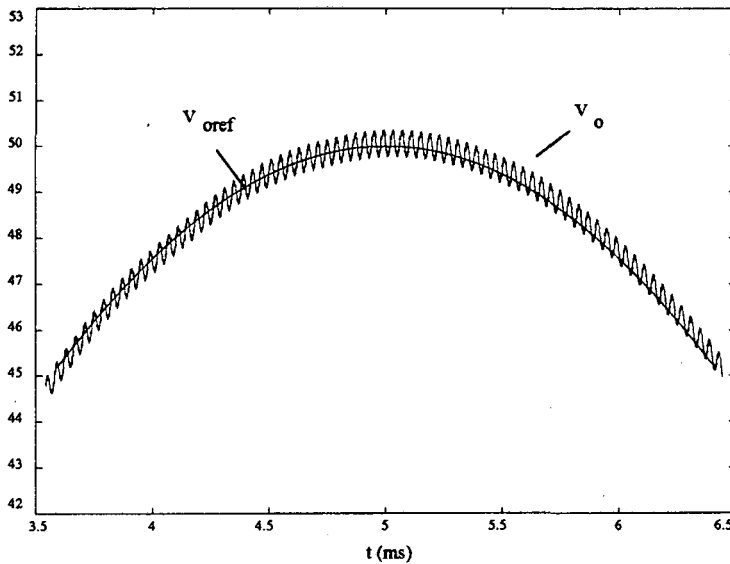
En la Fig.5.18 se representa la dinámica de la corriente resonante y la tensión de salida del transformador junto con las variables de estado del modelo promediado. La excelente correlación entre estas formas de onda pone de manifiesto la validez del modelo promediado.

La Fig.5.19 muestra la evolución del control equivalente, observándose la saturación del control en los pasos por cero de la tensión de red, como se indicó en el estudio teórico. No obstante, con la adecuada elección de los parámetros del sistema se consigue que la dinámica de la tensión de salida no sufra una distorsión apreciable en el seguimiento de la tensión de red (véase Fig.5.17).

La evolución de la tensión de salida para diversos valores de la tensión de referencia se muestra en la Fig.5.20. Como puede observarse en la figura, la tensión de salida no presenta



a)



b)

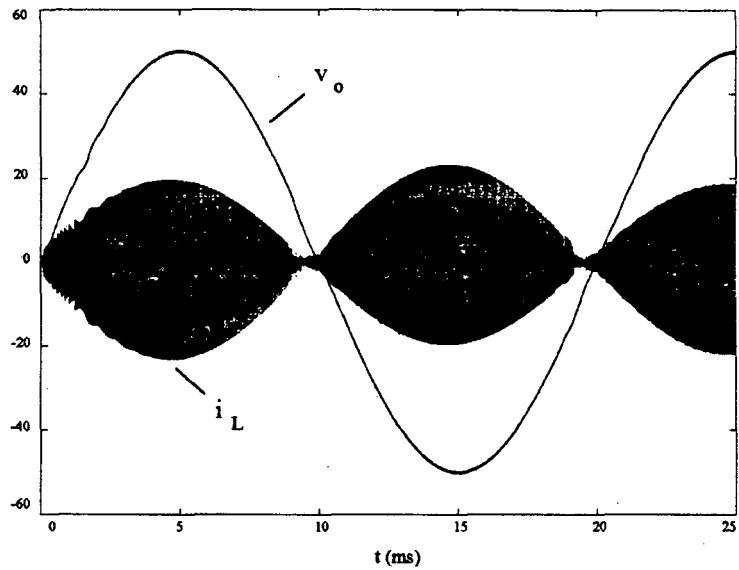
Fig.5.17. a) Evolución de la tensión de entrada y salida del transformador, b) detalle del seguimiento de la tensión de referencia

error en régimen estacionario respecto a su valor de referencia. Este hecho se debe, como en el caso de los reguladores de tensión del capítulo 4, a la presencia en la superficie de deslizamiento de un término integral del citado error.

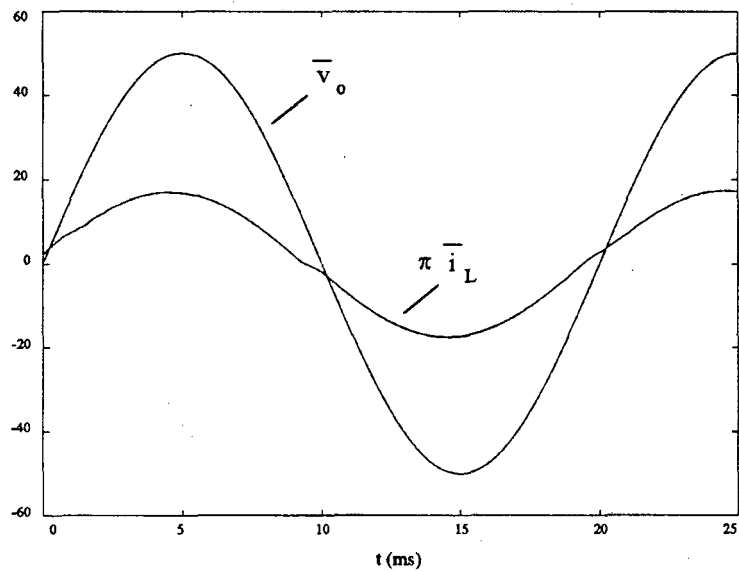
La Fig.5.21 muestra la respuesta del transformador frente a perturbaciones en escalón en las diversas cargas utilizadas. En concreto, los componentes de las cargas y el valor de las variaciones pueden ser expresados como:

carga resistiva: $R = 10 \cdot (1 - 0.5u(t - 15\text{ms}) + 0.5u(t - 35\text{ms})) \Omega$

carga inductiva: $L_f = 15\text{mH} \quad R = 10 \cdot (1 - 0.5u(t - 15\text{ms}) + 0.5u(t - 35\text{ms})) \Omega$



a)



b)

Fig.5.18. Comparación de las formas de onda del transformador (a) y de su modelo promediado (b)

carga electrónica: $R = 10 \cdot (1 - 0.5u(t - 15\text{ms}) + 0.5u(t - 35\text{ms})) \Omega$
 $L_f = 6\text{mH}$ $C_f = 470\mu\text{H}$

Obsérvese que las variaciones en la carga provocan un cierto sobreimpulso en la tensión de salida del transformador, para cualquier carga utilizada. No obstante, la salida alcanza la trayectoria de la tensión de referencia después de un cierto transitorio.

El mejor seguimiento de la tensión de red se consigue con cargas resistivas. Aún así, el comportamiento del transformador para cargas inductivas y electrónicas también es suficientemente satisfactorio (véase Fig.5.21).

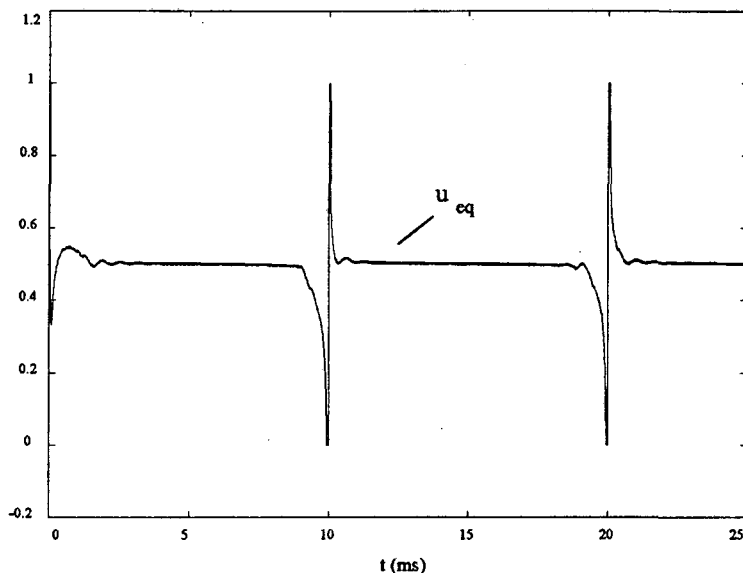


Fig.5.19. Control equivalente

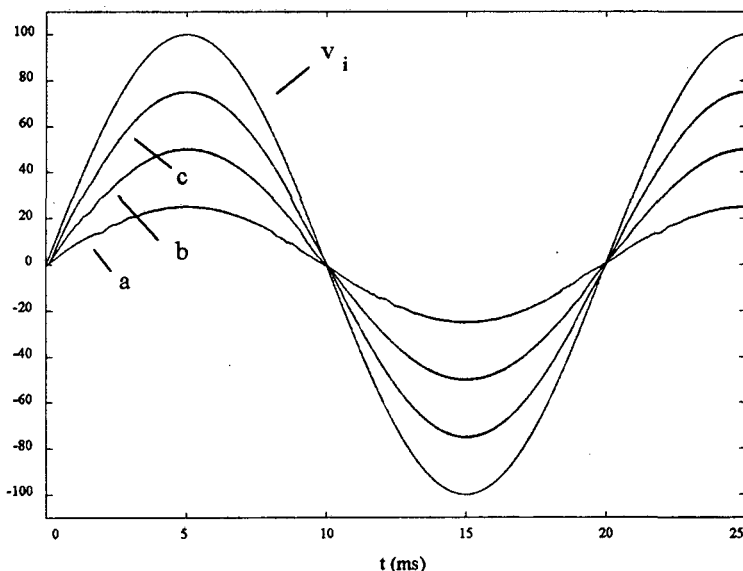


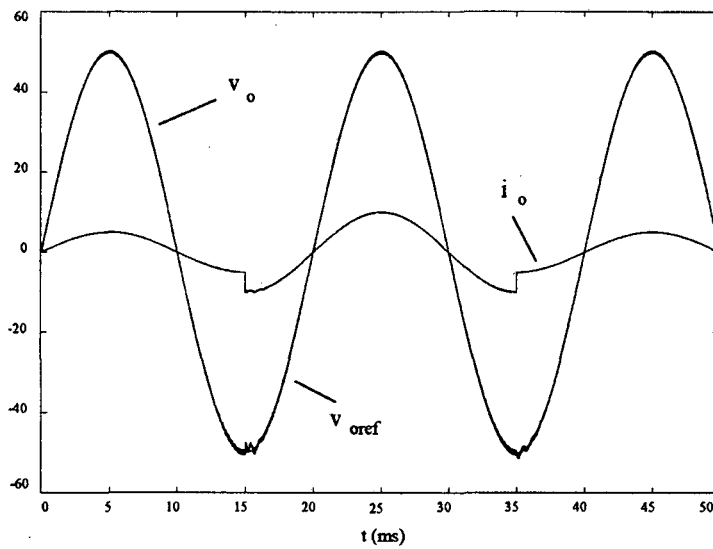
Fig.5.20. Evolución de la tensión de salida para diferentes valores de la tensión de referencia: a) $V_{oref} = 25V$, b) $V_{oref} = 50V$, c) $V_{oref} = 75V$

Finalmente, la Fig.5.22 compara el comportamiento dinámico del transformador en lazo abierto con la utilización del controlador en modo de deslizamiento propuesto en el subapartado anterior. Esta figura muestra la tensión de salida en presencia de la siguiente perturbación de línea:

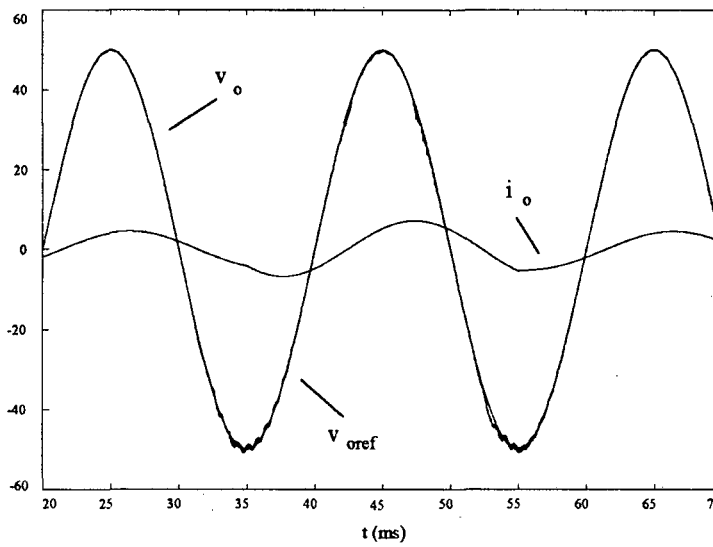
$$v_i = 100 \cdot \sin(2\pi 50t) + 10 \cdot \sin(2\pi 500t) \text{ V}$$

En lazo abierto, la secuencia periódica de activación de los interruptores se ha elegido de dos modos de energización seguidos de dos modos de desenergización.

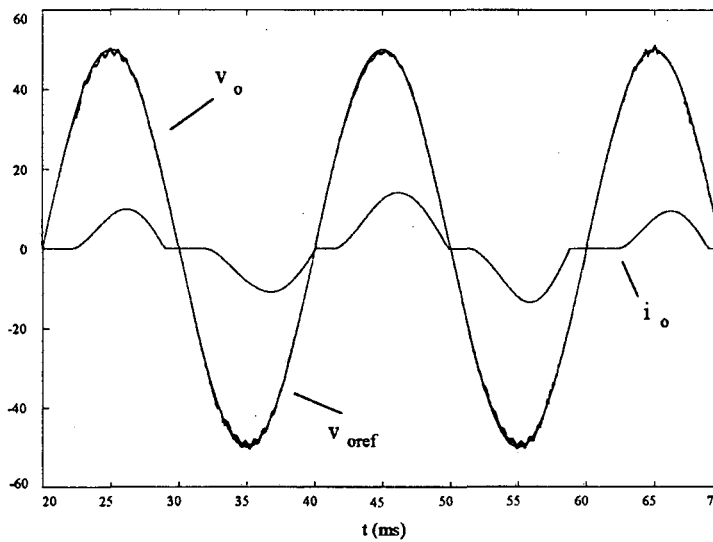
Obsérvese que en lazo abierto la perturbación en la red aparece directamente en la tensión de salida, mientras que con la utilización del controlador deslizante la tensión de salida es prácticamente insensible a la perturbación de entrada.



a)

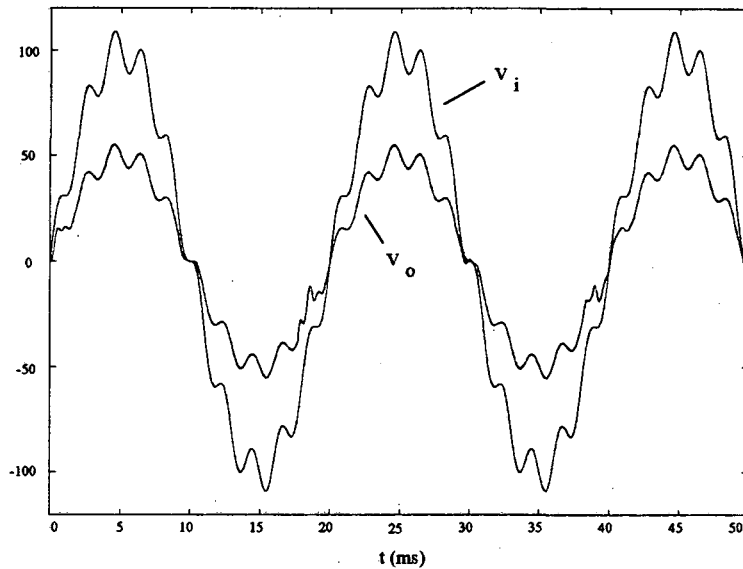


b)

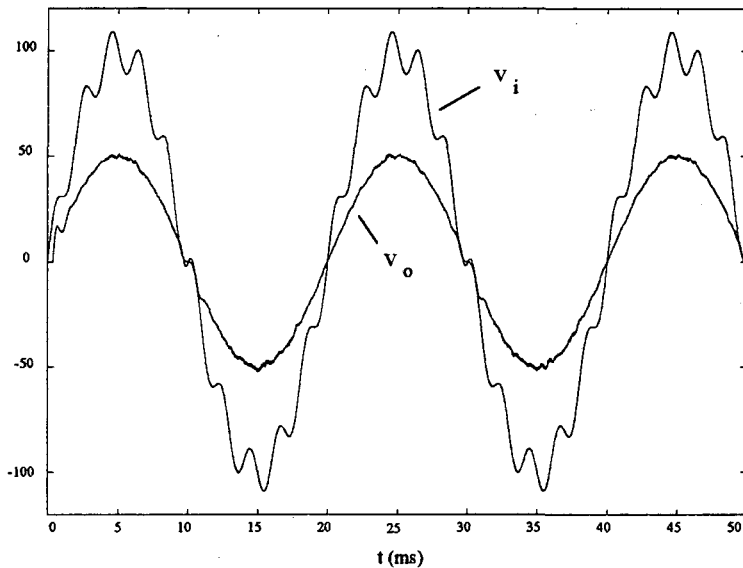


c)

Fig.5.21. Respuesta del transformador frente a perturbaciones en escalón en la carga: a) carga resistiva, b) carga inductiva, c) carga electrónica ($k_p = 0.5$)



a)



b)

Fig.5.22. Respuesta de la tensión de salida frente a perturbaciones de línea (carga resistiva):
a) operación en lazo abierto, b) controlador en modo de deslizamiento

5.5.6. CONCLUSIONES

En el apartado 5.5 se ha propuesto un subsistema de control para un transformador resonante de altas prestaciones basado en una nueva célula de conversión QSRC.

Con la utilización de un lazo de realimentación basado en las técnicas de control en modo de deslizamiento se consigue suministrar una tensión senoidal de amplitud variable a cargas de diferente naturaleza. No obstante, las perturbaciones en la carga provocan distorsiones apreciables en la tensión de salida, que desaparecen después de un determinado transitorio.

Por otra parte, el principio básico de funcionamiento de la nueva topología resonante presenta una gran correlación con el modo de operación del convertidor *Buck* QSRC estudiado en los capítulos precedentes. Si la tensión de red se sustituye por una tensión continua no regulada, el nuevo convertidor QSRC puede ser utilizado también en aplicaciones de regulación de tensión.

Los estudios teóricos y el análisis de los resultados de simulación permiten realizar una comparación entre ambos reguladores resonantes:

- 1) La evolución de las variables promediadas de ambos sistemas puede ser descrita por el mismo modelo promediado.
- 2) La dinámica de las variables resonantes es más lenta en la nueva célula de conversión, ya que en el modelo promediado el inductor equivalente es cuatro veces mayor.
- 3) Los cambios en la entrada de control se sincronizan con el paso por cero de la corriente resonante en el convertidor *Buck* QSRC, mientras que en la nueva topología presentan una duración mínima de un periodo de la frecuencia de conmutación.
- 4) La nueva topología requiere el doble de corriente resonante para suministrar la misma tensión de salida que el convertidor *Buck* QSRC, lo que producirá mayores pérdidas en el sistema.

Por lo tanto, el convertidor *Buck* QSRC presenta una mejor respuesta dinámica y una mayor eficiencia que la nueva topología QSRC en aplicaciones de regulación de tensión.

5.6. CONCLUSIONES

El presente capítulo se ha dedicado al estudio de seguimiento de señal en aplicaciones de electrónica de potencia. En concreto, las técnicas de control en modo de deslizamiento han sido utilizadas para la concepción y el diseño de los lazos de control de sistemas de potencia resonantes basados en las topologías de conversión *Quantum*.

El seguimiento de una referencia externa variable de baja potencia se ha realizado mediante la inclusión en las superficies de deslizamiento de términos que dependen directamente del tiempo. La modificación de la configuración de los controladores ha propiciado la revisión del procedimiento de diseño propuesto en el capítulo anterior para el caso de regulación de tensión.

La elección de tres sistemas suficientemente representativos del problema de seguimiento de señal ha proporcionado a los estudios realizados un carácter generalista. El análisis de los resultados obtenidos permite establecer una serie de características comunes a los reguladores de tensión estudiados en el capítulo anterior: pérdidas de conmutación prácticamente nulas, simple procesado del ruido EMI, gran robustez frente a perturbaciones y excelente comportamiento dinámico.

Al mismo tiempo, se ha conseguido un seguimiento perfecto de la referencia externa en los sistemas resonantes que disponen de dos entradas de control, incluso en situaciones en las que se alimenta a cargas de diferente naturaleza y frente a variaciones de los parámetros del sistema. Aunque la utilización de una única variable de control empeora el comportamiento del sistema, los resultados obtenidos en el caso del transformador QSRC se consideran también suficientemente satisfactorios.