

Control de los convertidores con RAA.

Una de las ventajas que se le ha atribuido a los RAA es la posibilidad de utilizar un lazo de control rápido. Así, los sistemas con este tipo de control de armónicos podrían tener un rizado de baja frecuencia a la salida reducido. Como consecuencia de los funcionamientos anómalos descritos en el anexo 2 esta propiedad se transforma en una “necesidad”. Los convertidores CC/CC que utilicen RAA con funcionamientos anómalos deberán disponer de sistemas de control rápidos para corregir el rizado que aparecerá en la salida.

5.1 Introducción.

Tradicionalmente uno de los problemas de los emuladores de resistencia ha sido la necesidad de utilizar un lazo de control para la tensión con una respuesta lenta. Así, la corriente de entrada no sería deformada y podría obtenerse una forma prácticamente senoidal (Capítulo 1). Los RAA han sido presentados por diferentes autores [5.1][5.2], como una solución a este problema. Sin embargo, esta “ventaja” no es una opción dentro de este tipo de convertidores sino una necesidad. Como ha sido mostrado en el anexo 4 gran parte de estas topologías influyen sobre el convertidor principal como una variación de carga al doble de la frecuencia de red (tensión de red rectificada). Estas variaciones de carga afectarán a la tensión de salida del convertidor. Si las variaciones de carga en el convertidor hacen que el convertidor cambie su modo de funcionamiento por ejemplo pasando de modo de conducción continuo a discontinuo o viceversa, los cambios de tensión que aparecerán serán especialmente notables. Si a estas variaciones se añaden las aparecidas como consecuencia de los funcionamientos anómalos se obtiene un convertidor donde será especialmente importante el diseño de los controladores.

El diseño de los controladores es inseparable del modelado del convertidor. Obtener un modelo promediado de los RAA que recoja los funcionamientos anómalos descritos en el anexo 2 es relativamente complejo. Los modelos deducidos en el anexo mencionado fueron obtenidos bajo las siguientes restricciones: corriente constante en la bobina de filtro del RAA (I_{Lr}) y corriente constante en la bobina del convertidor CC/CC. En estos modelos simplificados (Fig. 5-1) no se incluye el funcionamiento anómalo como consecuencia del rizado de corriente en la bobina de filtro del convertidor CC/CC ni los efectos que se derivan de la reducción del tamaño de la bobina de filtro de la RAI.

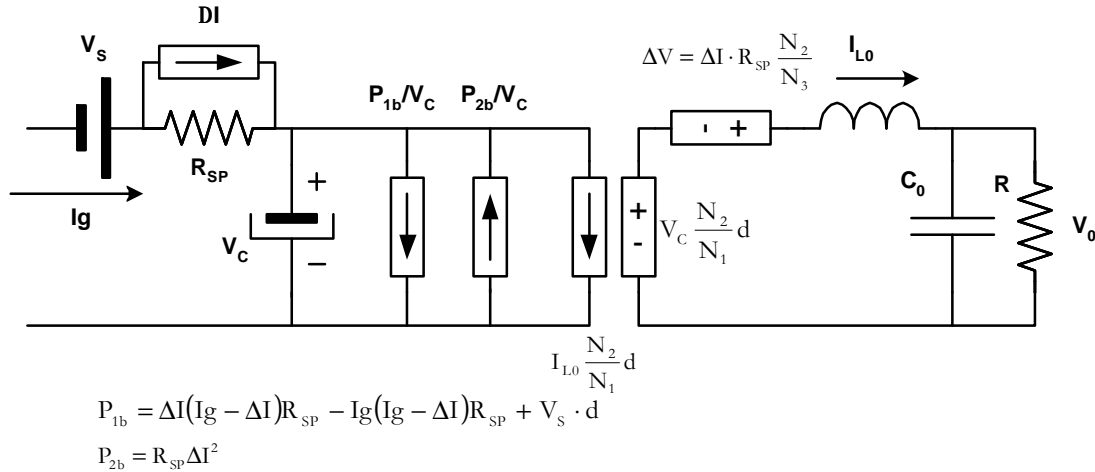


Fig. 5-1. Modelo promediado de un medio puente con funcionamiento anómalo. Deducido en el anexo 2.

Para diseñar el controlador de un RAA podría obtenerse un modelo en pequeña señal de los circuitos promediados que incluyen el funcionamiento de la RAI. Sin embargo, este modelo solo sería “válido” para el convertidor CC/CC ya que las variaciones de las tensiones y corrientes en la RAI no pueden ser consideradas como pequeñas oscilaciones sobre un punto de funcionamiento. Por tanto, en este apartado se considerarán los efectos ocasionados por la RAI sobre el convertidor principal como perturbaciones sobre el convertidor CC/CC. Estas perturbaciones serán de dos tipos diferentes:

- Variaciones de carga para los convertidores de retroceso, siendo de especial interés la impedancia de salida del convertidor.
- Variaciones en la tensión de entrada al convertidor CC/CC para los convertidores en medio puente.

5.2 Controladores para los RAA con convertidor de retroceso.

Los efectos de las RAI sobre los convertidores de retroceso pueden ser extraídos de los modelos promediados deducidos en el anexo 2 (Fig. 5-2). Las fuentes de corriente que aparecen a la salida del convertidor podrán ser interpretadas como variaciones de carga a una frecuencia múltiplo de la frecuencia de red. En un principio puede estimarse que estas variaciones se producirán al doble de la frecuencia de red ya que la corriente de entrada ha sido obtenida a partir de un rectificador. Sin embargo, las variaciones de carga no son originadas por la corriente de entrada sino por el procesado adicional de potencia que debe realizar el convertidor al trabajar como RAA. Estas variaciones de potencia podrán ser incluso de una frecuencia 4 veces superior a la de tensión de red. Por tanto, para minimizar el rizado de baja frecuencia a la salida del

convertidor CC/CC deberá seleccionarse un sistema de control que minimice, a las frecuencias de la perturbación, la impedancia de salida del convertidor.

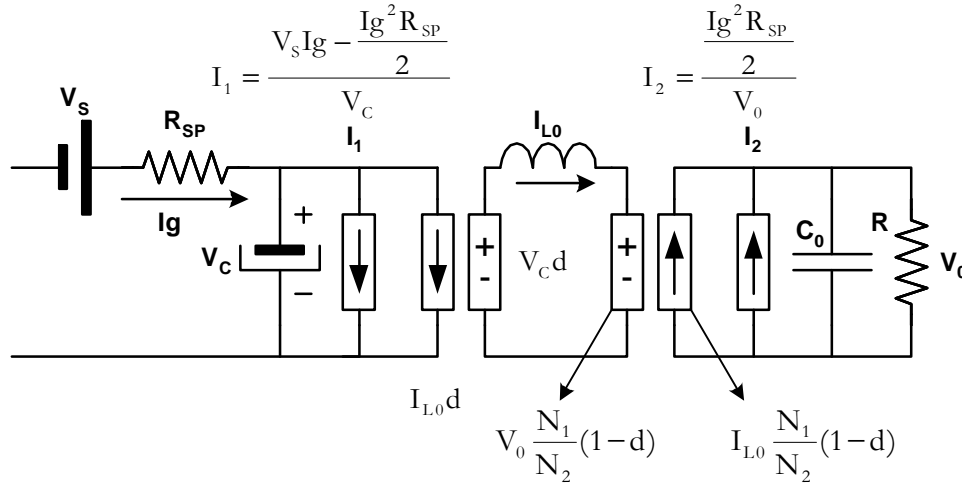


Fig. 5-2. Modelo promediado para un convertidor de retroceso en MCC con RAI de media onda. La fuente de corriente I_2 será considerada como una perturbación.

Este sencillo enfoque tiene algunos puntos débiles. Por una parte, las perturbaciones de carga no son senoidales y además no tiene en cuenta el efecto transitorio que aparece sobre el convertidor como consecuencia de estas perturbaciones.

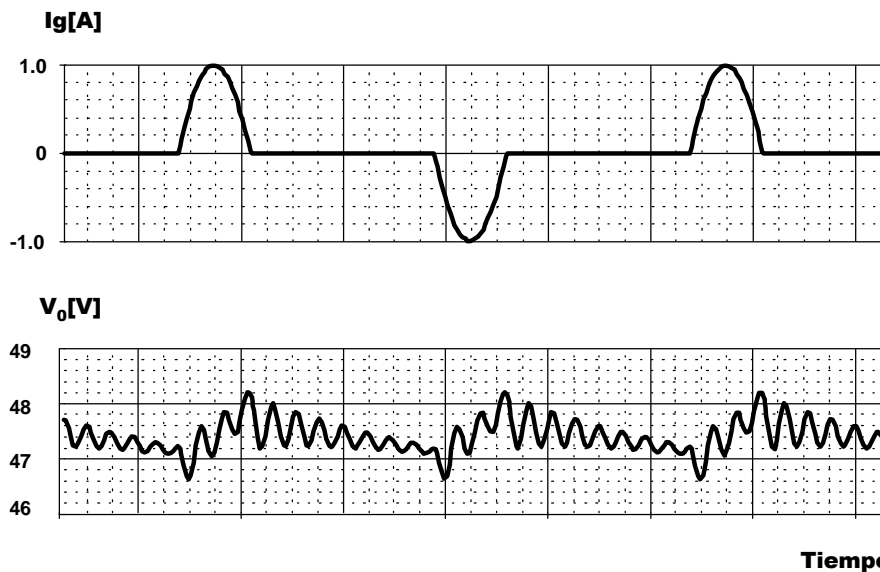


Fig. 5-3. Resultados obtenidos por simulación del modelo promediado mostrado.

La Fig. 5-3 muestra este efecto sobre un modelo promediado de un RAA basado en un convertidor de retroceso con RAI de doble onda con las características reflejadas en la Tabla 5.1 y trabajando en lazo abierto. Este efecto puede apreciarse también en los resultados mostrados en la Fig. 5-4 donde se ha simulado un circuito de las mismas características pero no promediado. En las simulaciones se ha reducido la frecuencia de red y la de conmutación para reducir el tiempo de simulación. En lugar de utilizar una frecuencia de conmutación de 100kHz se ha utilizado una de 10kHz, la frecuencia de red también ha sido dividida por 10. Como puede comprobarse, el control no sólo tendrá que corregir el rizado de la tensión en el condensador de almacenamiento, también deberá evitar las oscilaciones causadas por las variaciones de carga originadas por la RAI.

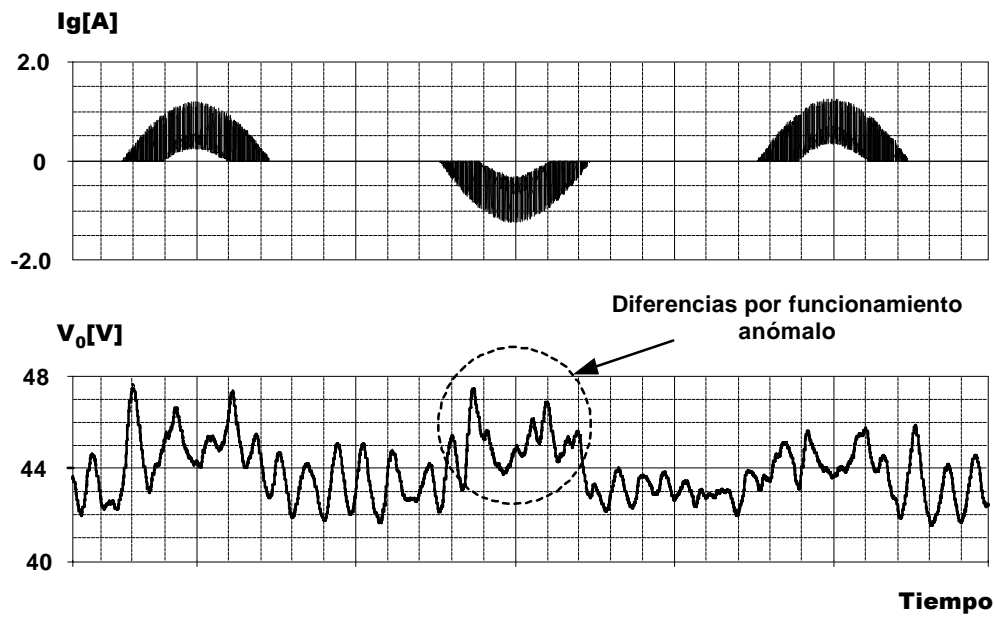


Fig. 5-4. Simulación de un RAA basado en un convertidor de retroceso con RAI de doble onda con transformador de toma media.

Las diferencias existentes entre los resultados correspondientes al circuito promediado y a la simulación del circuito completo (sin promediar) son debidas principalmente a la aparición de uno de los funcionamientos anómalos descritos en el anexo 2. El efecto que aparece en este caso es el debido al rizado de corriente en la inductancia de magnetización del transformador de retroceso.

Tabla 5.1. Datos del convertidor simulado.

PARÁMETRO	VALOR
Tensión de Salida	48V
Frecuencia de conmutación	10kHz
Frecuencia de red	5Hz
Ciclo de trabajo	0,291
V_g	220Veficaces
R	40 Ω
C_0	0,5mF
L	0,017H
N_1/N_2	3
N_1/N_3	3
V_s	$V_c \frac{N_3}{N_1} 2d$
C	2mF
R_{SP}^*	30 Ω
L_R^*	1,85mH

* Para el circuito no promediado

L_F^*	(Ninguna)
Potencia Nominal	100W
Tipo de RAI	Onda completa con transformador de toma media
V_C	Tensión en el condensador de almacenamiento, dependerá de la carga
V_{Ref}	5,1V

Mediante las simulaciones mostradas en este apartado queda patente la necesidad de utilizar un lazo de control “rápido” capaz de corregir el rizado proveniente del condensador de almacenamiento y las oscilaciones causadas por las variaciones de carga y los funcionamientos anómalos introducidos por la RAI.

Dada la dificultad para obtener un modelo promediado que refleje los funcionamientos anómalos se estudiará el rizado de la tensión de salida para diferentes condiciones de carga y diferentes estrategias de control. Las estrategias de control seleccionadas han sido:

- Control por tensión
- Control con lazo de corriente promediado.

Para no repetir continuamente el proceso de cálculo seguido, que por otra parte está bien documentado en la bibliografía [5.3] solamente se incluirán los resultados del controlador diseñado indicando el margen de fase y la frecuencia de paso por cero dB. El cálculo de los controladores utilizados tanto en las simulaciones como en los prototipos ha sido realizado mediante las hojas de cálculo incluidas en este trabajo.

5.2.1 Control mediante un solo lazo de tensión.

Como ha sido mencionado anteriormente, los efectos anómalos son difíciles de introducir en los modelos promediados. Por tanto, se ha optado por comprobar como afectan estos funcionamientos a los convertidores con controladores diseñados sobre modelos promediados donde no ha sido incluido el efecto de las redes de alta impedancia.

En este apartado se mostrarán las simulaciones y resultados experimentales obtenidos sobre un convertidor de retroceso. Las simulaciones realizadas han sido de dos tipos. Por una parte se ha simulado el circuito promediado sin incluir los funcionamientos anómalos y por otra se ha realizado una simulación completa del circuito. En la primera podrá comprobarse la adecuación del lazo de control calculado y en la segunda se podrá observar si las prestaciones aportadas por éste son suficientes para reducir el rizado en la salida del convertidor. La simulación del circuito promediado sin la inclusión del funcionamiento anómalo será utilizada para determinar la tensión en el condensador de almacenamiento utilizada como condición inicial en la simulación del circuito completo. Este parámetro será necesario ya que una simulación en Pspice de varios ciclos de trabajo puede hacerse excesivamente larga y difícil de visualizar.

5.2.1.1 Diseño del lazo de control.

La Fig. 5-5 muestra el esquema del sistema de control utilizado, donde pueden distinguirse la etapa de aislamiento y el controlador propiamente dicho. Este último estará formado por un amplificador operacional y las impedancias Z_2 y Z_4 . El valor de estas impedancias será calculado de manera que el sistema en lazo abierto tenga una frecuencia de paso por 0 dB de 600Hz y un margen de fase de 50° a plena carga (100W). Debe recordarse que se ha utilizado para las simulaciones una frecuencia de conmutación de 10kHz y una frecuencia de red de 5Hz por lo que esta frecuencia equivaldría a 6kHz en un sistema que conmute a 100kHz. Un sistema de control

con esta frecuencia de paso por 0 dB puede ser considerado como un sistema “rápido”. Los componentes que integran estas impedancias han sido denominados según muestra la Fig. 5-6 y su valor a ha sido calculado mediante los programas anexos.

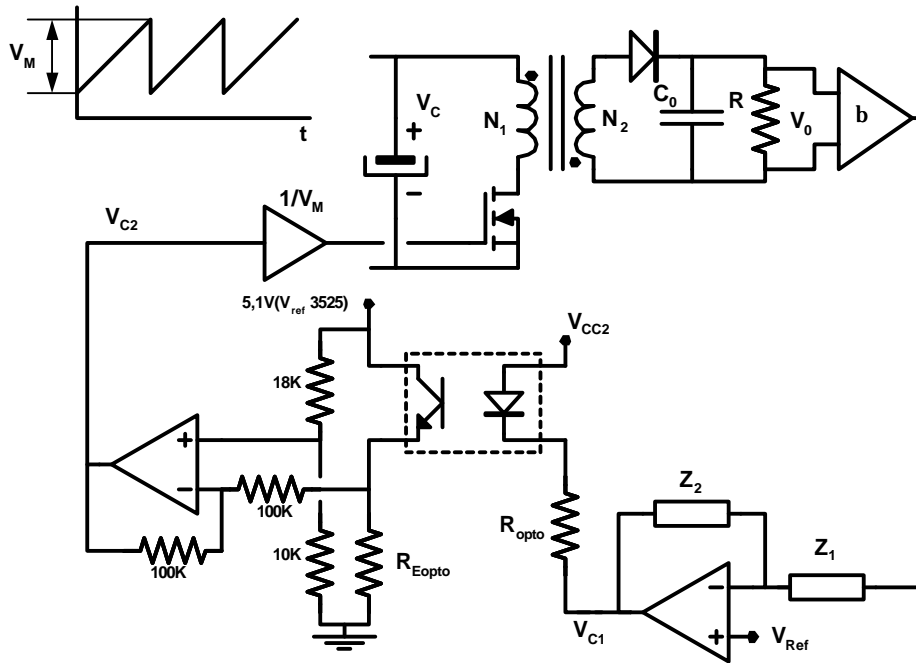


Fig. 5-5. Esquema del circuito de control utilizado.

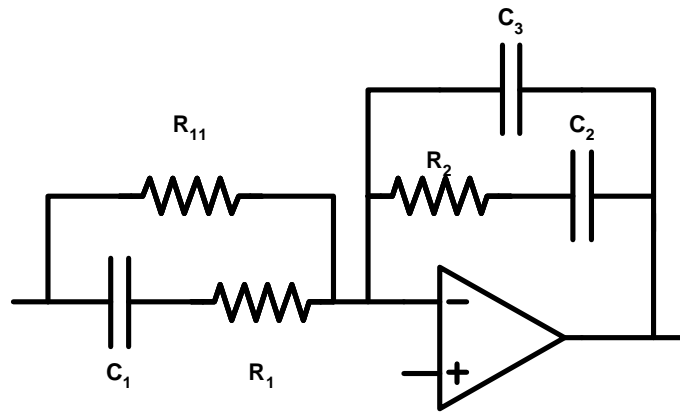


Fig. 5-6. Detalle del controlador. R_{11} , R_1 y C_1 forman la impedancia Z_1 , el resto de componentes la impedancia Z_2 .

Función de transferencia del convertidor en lazo abierto sin controlador.

Linealizando el modelo promediado mostrado en la Fig. 5-2, y no teniendo en cuenta los elementos relacionados con la RAI se ha obtenido la relación entre la tensión a la salida (V_o) y el ciclo de trabajo (d). Esta relación ha sido denominada $G_{vd}(\omega)$ y su expresión matemática es la mostrada en (5.1).

$$G_{vd}(w) = \frac{V_c D \frac{N_2}{N_1}}{(1-D)^2 R \cdot C_0} \frac{\frac{R(1-D)^2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2}{L_m \cdot D} - jw}{(jw)^2 + \frac{jw}{R \cdot C_0} + \frac{(1-D)^2}{L_m \cdot C_0} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2} \quad (5.1)$$

Si denominamos “ K_{opto} ” a la relación existente entre la corriente de emisor del transistor del optoacoplador y la corriente del fotodiodo, “ C_{ce} ” a la capacidad entre el colector y el emisor del mismo transistor, “ V_M ” al incremento de tensión de la señal triangular y β a la constante que relaciona la tensión de referencia con la tensión de salida, la función de transferencia en lazo abierto del convertidor sin control ($G_{VLAS}(w)$) mostrado en la Fig. 5-5 podrá expresarse como (5.2). La Fig. 5-7 muestra el diagrama de bode de esta función donde se han utilizado los valores indicados en la Tabla 5.1 y en la Fig. 5-5.

$$G_{VLAS}(w) = G_{vd}(w) \cdot \frac{R_{Eopto}}{R_{opto}} \cdot \frac{1}{R_{Eopto} \cdot C_{ce} \cdot jw + 1} \cdot K_{opto} \cdot \frac{b}{V_M} \quad (5.2)$$

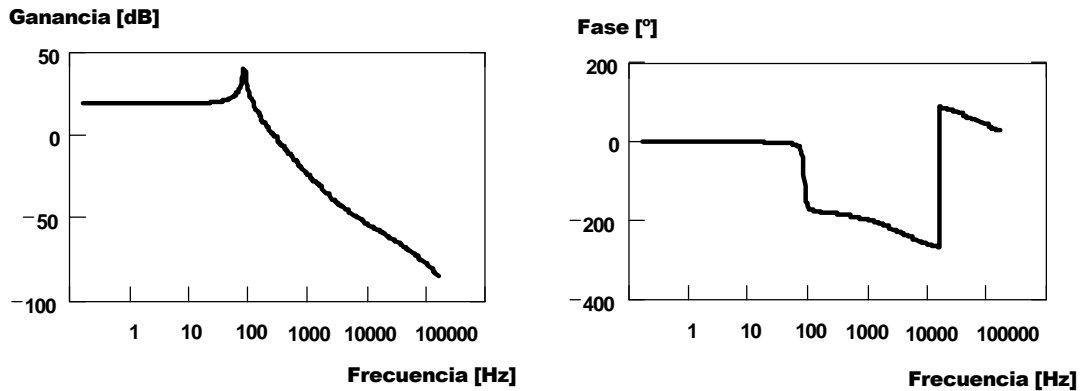


Fig. 5-7. Diagramas de Bode (Ganancia y fase) de la función de transferencia en lazo abierto ($G_{ias}(w)$) sin control

Función de transferencia del convertidor en lazo abierto con controlador. Diseño del controlador.

Como puede apreciarse en la Fig. 5-7 se hace necesario el uso de un controlador, ya que ni la frecuencia de paso por cero ni el margen de fase son los deseados. Como ya se ha mencionado el controlador utilizado ha sido un PID. No se incluyen en este apartado los pasos para diseño del mismo, aunque pueden consultarse en los programas de MathCad adjuntos. El diagrama de Bode del convertidor en lazo abierto incluyendo el circuito de control es el mostrado en la Fig. 5-8 donde como puede comprobarse se obtiene la frecuencia de paso por 0 dB y el margen de fase deseados (600Hz y 50° respectivamente). La función de transferencia del controlador es la mostrada en la expresión (5.3) donde los valores de los polos, ceros y ganancia son los mostrados en la Tabla 5.2.

$$G_{PID}(w) = K_{PID} \left(\frac{1 + \frac{2 \cdot p \cdot f_{z_{pi}}}{jw}}{1 + \frac{jw}{2 \cdot p \cdot f_{p_{pi}}}} \right) \cdot \left(\frac{1 + \frac{jw}{2 \cdot p \cdot f_{p_{pd}}}}{1 + \frac{jw}{2 \cdot p \cdot f_{p_{pd}}}} \right) \quad (5.3)$$

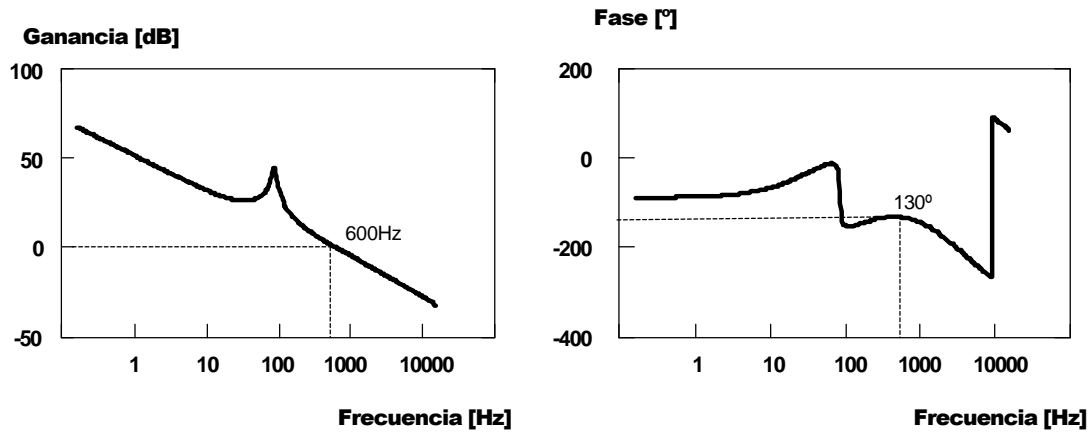


Fig. 5-8. Diagramas de Bode (Ganancia y fase) de la función de transferencia en lazo abierto con control

Tabla 5.2. Datos del controlador

PARÁMETRO	VALOR	UND.
$f_{z_{pi}}$	28	Hz
$f_{p_{pi}}$	10000	Hz
$f_{z_{pd}}$	158	Hz
$f_{p_{pd}}$	2327	Hz
K_{PID}	1,5	---

A continuación se representará la tensión a la salida y la corriente de entrada a diferentes potencias. En ellas se podrá apreciar como el sistema de control no es capaz de corregir las fluctuaciones en la salida ocasionadas por la influencia de la RAI sobre el convertidor principal.

En la Fig. 5-9 se muestra una simulación al 50% de la carga nominal (50W). En ella puede apreciarse como en las zonas donde la corriente es máxima (momento en el cual aparecerán los funcionamientos anómalos) aparece un rizado a la salida de un valor pico a pico de 246mV. Este valor representa un 0,5% de la tensión de salida. Este valor de rizado, que puede ser tolerable en algunas aplicaciones, no es el máximo que aparecerá. Como puede apreciarse en la Fig. 5-10, donde se han representado los resultados de una simulación para un 25% de la carga, el rizado aumentará al descargarse el convertidor llegando a alcanzar casi el 2% de la tensión de entrada.

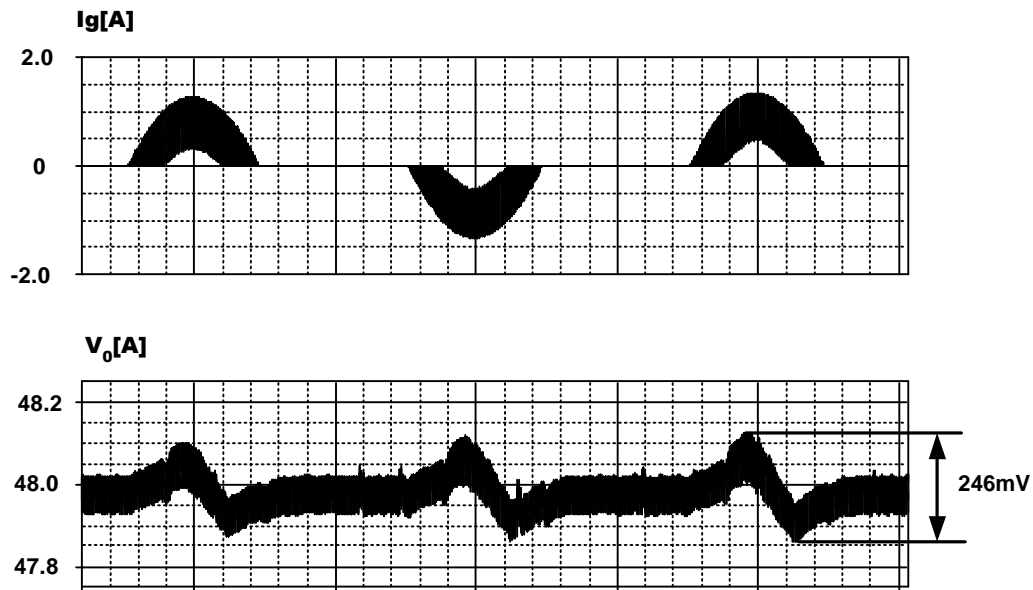


Fig. 5-9. Corriente de entrada al convertidor (I_g) y tensión de salida (V_o) para una carga de 50%. Convertidor de retroceso y RAI con transformador de toma media. El rizado es del 0,5%.

Como puede comprobarse en las simulaciones mostradas (Fig. 5-9 y Fig. 5-10) al “descargar” el convertidor el funcionamiento anómalo descrito en el anexo 2 no puede ser corregido por el lazo de control. Este hecho puede ser atribuido a un diseño deficiente del mismo. Sin embargo, el lazo diseñado sería más que suficiente para un convertidor sin RAI. De aquí se deduce que un control con un lazo de tensión simple no es suficiente para controlar un convertidor con RAI si aparece alguno de los funcionamientos anómalos descritos con anterioridad.



Fig. 5-10. Corriente de entrada al convertidor (I_g) y tensión de salida (V_o) para una carga de 25%. Convertidor de retroceso y RAI con transformador de toma media. El rizado es del 1,9%.

Por otra parte, debe mencionarse que este efecto sólo aparece al descargar el convertidor, por lo que a plena carga la corriente de entrada no se ve afectada apreciablemente. *Este hecho permite que los cálculos realizados para el cumplimiento de la Norma no sufran ninguna modificación.*

5.2.2 Control utilizando un lazo de corriente promediada.

En el apartado anterior se ha podido comprobar que un lazo de tensión es insuficiente para corregir los efectos anómalos en este tipo de topología (convertidor de retroceso con RAI con transformador de toma media). El origen de la perturbación (ya que así se considerarán los efectos ocasionados por la RAI) es modificar la forma de corriente en el diodo de salida del convertidor de retroceso llevándolo a un funcionamiento similar al MCD. Por tanto, si se realiza un control de la corriente media en el diodo de salida el sistema de control podrá “anticiparse” y evitar que esta perturbación alcance la salida.

El uso de un control en modo corriente de pico ha sido desestimado por las variaciones que ocasiona la RAI sobre la corriente en el diodo. Este hecho alejaría el funcionamiento real del modelo promediado dificultando el diseño del controlador.

La utilización de un lazo de control para la corriente tiene una ventaja añadida: la frecuencia de paso por 0dB puede ser más elevada que la de los controladores de tensión, añadiendo a la anticipación ya mencionada unas prestaciones de velocidad que ayudarán a eliminar el rizado a la salida. El esquema del control es el mostrado en la Fig. 5-11.

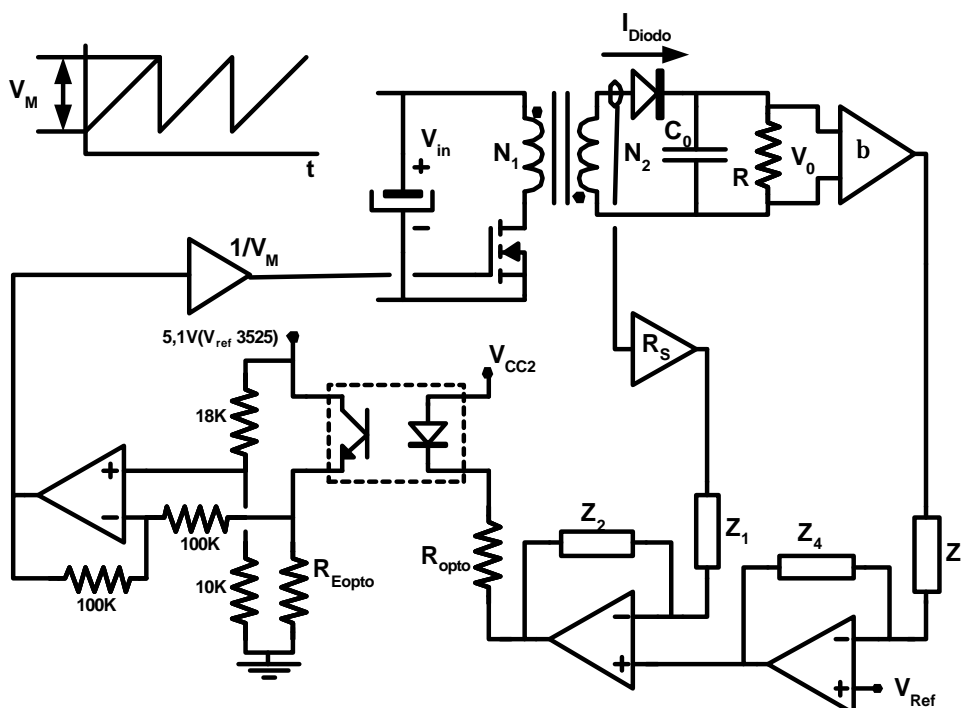


Fig. 5-11. Esquema del circuito de control en modo corriente promediada.

Función de transferencia del lazo de corriente sin incluir el controlador.

Utilizando un modelo promediado del convertidor de retroceso del apartado anterior puede obtenerse la relación entre la corriente media en el diodo de salida y el ciclo de trabajo ($IDd(\omega)$). Esta relación es la mostrada en la expresión (5.4) y su respuesta en frecuencia representada en la Fig. 5-12. Como puede apreciarse en dicha figura, este sistema es más fácil de controlar que el estudiado en el apartado anterior (control en modo tensión) ya que los requisitos de fase del controlador serán menores.

$$IDd(\omega) = \frac{V_0}{D(1-D)R} \cdot \frac{\left(1 - \frac{D \cdot L_m}{R \left(\frac{N_1}{N_2} (1-D) \right)^2} \cdot j\omega \right) (1 + R \cdot C_0 \cdot j\omega)}{(j\omega)^2 \cdot \frac{C \cdot L_m}{R \left(\frac{N_1}{N_2} (1-D) \right)^2} + \frac{L_m}{R \left(\frac{N_1}{N_2} (1-D) \right)^2} \cdot j\omega + 1} \quad (5.4)$$

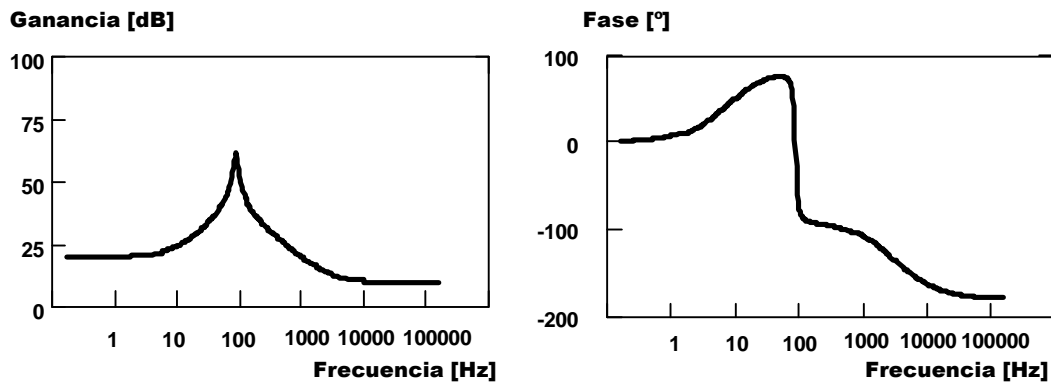


Fig. 5-12. Diagrama de Bode (Ganancia y Fase) para $IDd(\omega)$

Añadiendo a la expresión (5.4) la influencia del optoacoplador, el sensor de corriente (R_s) y la señal triangular se obtendrá la función de transferencia en lazo abierto del lazo de corriente ($G_{ILAS}(\omega)$) que puede expresarse como (5.5).

$$G_{ILAS}(\omega) = IDd(\omega) \cdot \frac{R_{Eopto}}{R_{opto}} \cdot \frac{1}{R_{Eopto} \cdot C_{ce} \cdot j\omega + 1} \cdot K_{opto} \cdot \frac{R_s}{V_M} \quad (5.5)$$

Función de transferencia del lazo de corriente incluyendo el control.

Al igual que para el control en modo tensión se utilizará un controlador PID cuya expresión general coincide con la mostrada en (5.3).

En la selección de las características del controlador deberán tenerse en cuenta algunas peculiaridades de este tipo de control. El límite de la frecuencia de paso por 0dB está fijado por la pendiente de la señal triangular. En ningún caso la velocidad de crecimiento de la señal de control deberá superar a la de la señal triangular ya que daría lugar a un mal funcionamiento del convertidor. Por otra parte la corriente medida en el diodo será pulsante por lo que deberá ser filtrada. En este diseño se ha utilizado para ello el polo “ f_{pi} ” incluido en el controlador. Este polo no es parte habitual de un controlador PID aunque suele incluirse para eliminar los efectos de la conmutación sobre el controlador. En este trabajo se ha situado 10 veces por debajo de la frecuencia de conmutación.

Las especificaciones impuestas al diseño han sido una frecuencia de paso por 0dB de 1,5kHz y un margen de fase de 50°. Los parámetros del controlador son los indicados en la Tabla 5.3 y la respuesta en frecuencia del lazo incluyendo el controlador la mostrada en la Fig. 5-13.

Tabla 5.3. Datos del controlador (lazo de corriente)

PARÁMETRO	VALOR	UND.
$f_{z_{pi}}$	84	Hz
$f_{p_{pi}}$	1000	Hz
$f_{z_{pd}}$	760	Hz
$f_{p_{pd}}$	2950	Hz
K_{PID}	0,3	---

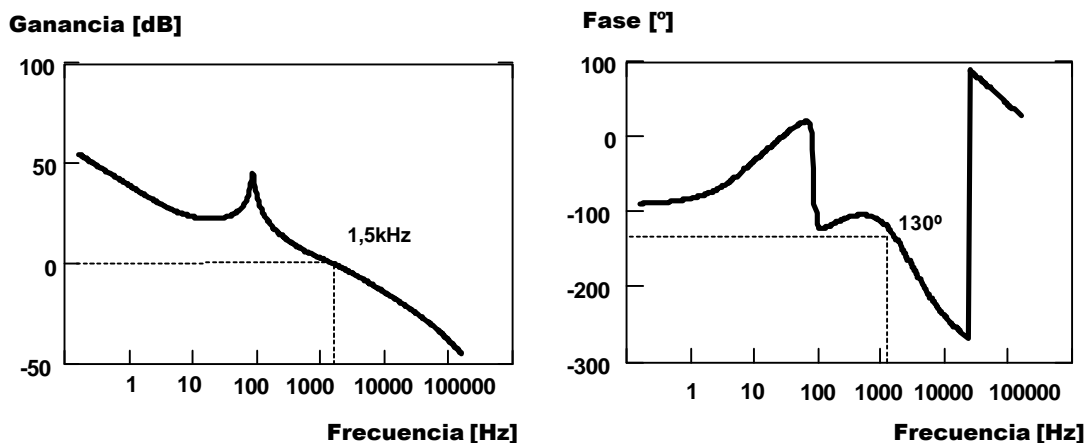


Fig. 5-13. Diagramas de Bode (Ganancia y fase) de la función de transferencia en lazo abierto con control para el lazo de corriente

Lazo de tensión.

Con el lazo anterior se controlará la corriente media que circula por el diodo, por lo que el lazo de tensión sólo tendrá que encargarse de seleccionar la corriente necesaria para mantener la tensión constante en un circuito RC paralelo. Esta circunstancia hace que el comportamiento del sistema (al menos a baja frecuencia) sea similar a uno de primer orden y por lo tanto en la mayor parte de las ocasiones un simple PI es suficiente para lograr las especificaciones necesarias en el control.

Mediante el controlador utilizado para el lazo de tensión se ha obtenido una frecuencia de paso por 0 dB de 500Hz (una tercera parte de la frecuencia de paso por 0 dB del lazo de corriente) y un margen de fase de 52°. La Fig. 5-14 muestra el diagrama de Bode del lazo de tensión incluyendo los efectos del controlador donde pueden comprobarse los resultados obtenidos. Debe recordarse que tanto la frecuencia de conmutación como la frecuencia de red han sido divididas por 10 para mejorar la convergencia de las simulaciones y acelerar la misma al minimizar los efectos introducidos por las capacidades parásitas de los componentes.

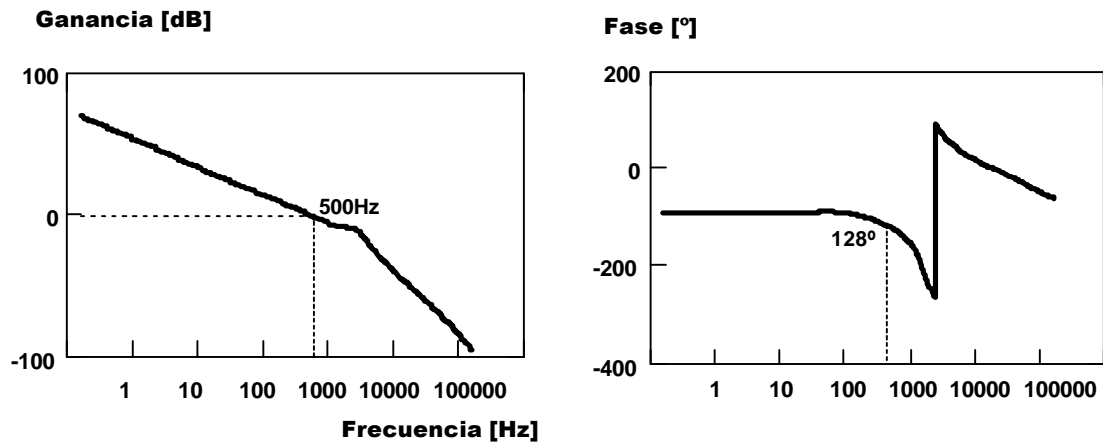


Fig. 5-14. Lazo de tensión con controlador. Frecuencia del cero del PI 8Hz, ganancia del PI 26.

A continuación se representará la tensión a la salida y la corriente de entrada a diferentes potencias. En ellas se podrá apreciar como el sistema de control ahora si es capaz de corregir las fluctuaciones en la salida ocasionadas por la influencia de la RAI sobre el convertidor principal.

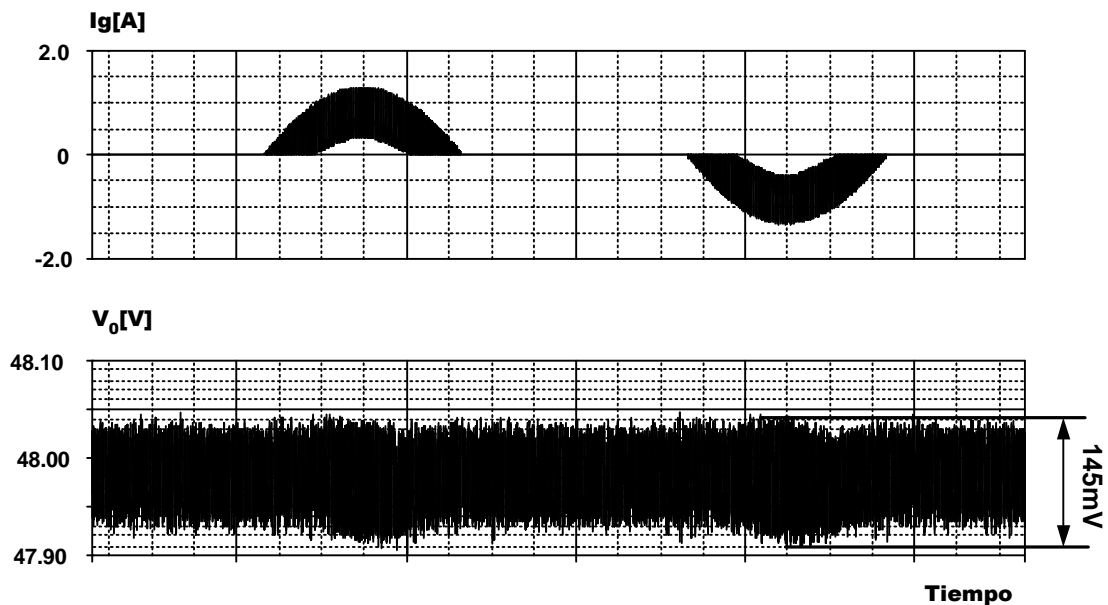


Fig. 5-15. Corriente de entrada al convertidor (I_g) y tensión de salida (V_o) para una carga de 50%. Convertidor de retroceso y RAI con transformador de toma media. El rizado es del 0,3%.

Tal y como puede comprobarse en las figuras Fig. 5-15 y Fig. 5-16 realizadas para un 50% y 25% de la carga respectivamente, el rizado a la salida del convertidor se ha mantenido por debajo del 0,5%. Si se compara el valor del rizado como consecuencia del funcionamiento anómalo del convertidor con el rizado en el condensador como consecuencia de las conmutaciones, puede comprobarse que son de un orden de magnitud similar. La Fig. 5-17 muestra un detalle del rizado en una zona apartada de la influencia de la RAI, en ella puede apreciarse un rizado inferior consecuencia de la precisión de la simulación.

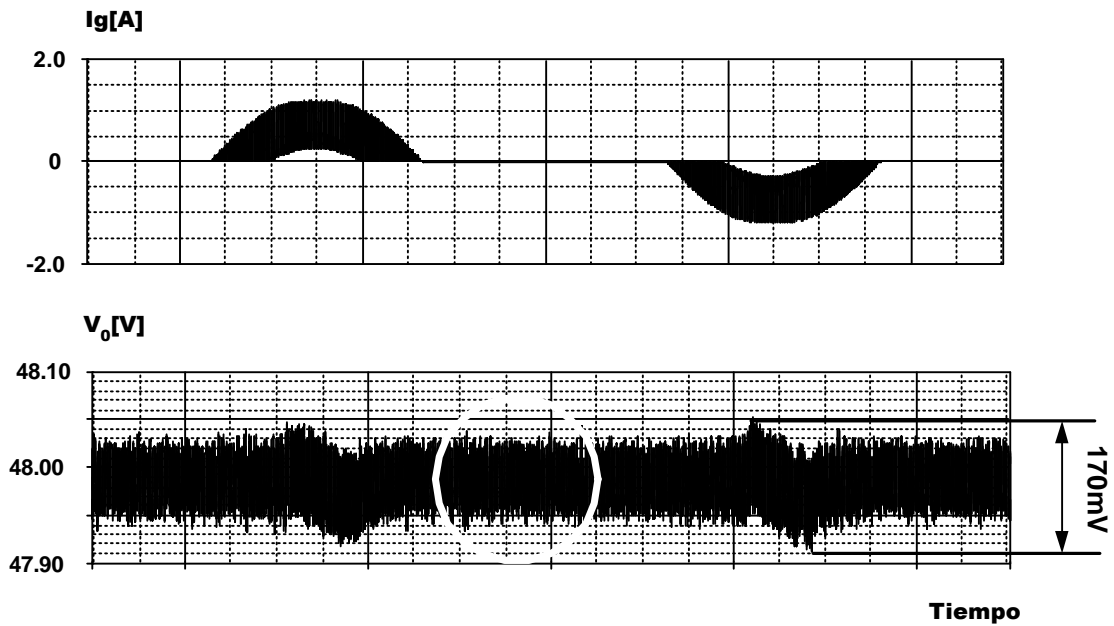


Fig. 5-16. Corriente de entrada al convertidor (I_g) y tensión de salida (V_o) para una carga de 25%. Convertidor de retroceso y RAI con transformador de toma media. El rizado es del 0,36%.

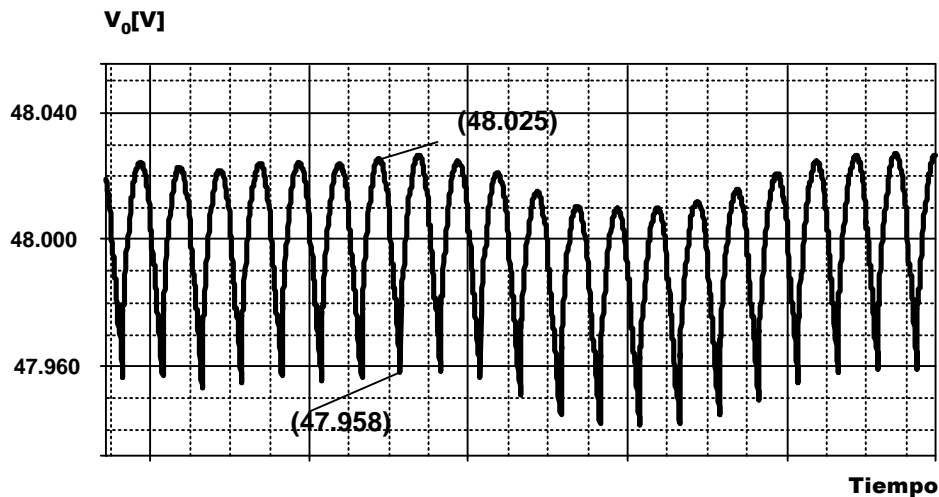


Fig. 5-17. Detalle de la tensión a la salida del convertidor marcado con un círculo en la Fig. 5-16.

5.3 Controladores para los RAA con convertidor principal en medio puente.

Al igual que sucede con el convertidor de retroceso, es difícil introducir en los modelos promediados todos los funcionamientos anómalos. La Fig. 5-1 muestra un ejemplo de integración dentro de un modelo promediado de uno de los funcionamientos anómalos. Sin embargo, este modelo no es suficiente ya que no incorpora la influencia del rizado de la corriente a la salida, ni el efecto de la corriente magnetizante del transformador que sacará de conducción a uno de los diodos del puente rectificador del convertidor en medio puente antes de lo previsto (según el modelo mostrado). A continuación se mostrarán los efectos que los funcionamientos anómalos

tienen sobre la salida del convertidor utilizando diferentes controladores. Estos controladores, al igual que en el convertidor de retroceso anteriormente estudiado, serán diseñados para los modelos promediados de los convertidores sin tener en cuenta las RAI.

Tabla 5.4. Datos del convertidor simulado (medio puente)

PARÁMETRO	VALOR
Tensión de Salida	48V
Frecuencia de conmutación	10kHz
Frecuencia de red	5Hz
Ciclo de trabajo	0,4
V_g	220Veficaces
R	23Ω (nominal)
C_0	100 μ F
L	1,2mH
N_1/N_2	2,3
N_1/N_3	1,6
V_s	$V_c \frac{N_3}{N_1} d$
2 x C	4,7mF
R_{SP}	40 Ω
L_R^*	2mH
L_F^*	(Ninguna)
Potencia Nominal	100W
Tipo de RAI	Onda completa con transformador de toma media
V_C	Tensión en el condensador de almacenamiento, dependerá de la carga
V_{Ref}	5,1V

5.3.1 Control mediante un solo lazo de tensión.

La Fig. 5-18 muestra la topología seleccionada para el control del convertidor. Este tipo de convertidores permitirá lazos de control más rápidos que los convertidores de retroceso, por lo que existe la posibilidad de que un lazo de tensión sea suficiente para corregir el rizado en la salida del convertidor. Sin embargo, debe añadirse que el efecto que produce la RAI sobre este tipo de convertidores es más significativo que en los convertidores de retroceso de ahí que no pueda aventurarse una respuesta a priori.

La función de transferencia de la etapa de potencia sin incluir la ganancia de la realimentación (β) ni el valor de la señal triangular (V_M) es la mostrada en la ecuación (5.6). Añadiendo la influencia de los parámetros anteriormente mencionados así como el efecto del circuito de aislamiento se obtendrá la función de transferencia en lazo abierto sin controlador. Esta función puede expresarse según (5.7) y su representación en diagrama de Bode es la mostrada en la Fig. 5-19.

$$G_{vd}(w) = V_c \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{(jw)^2 C \cdot L_0 + (jw) \frac{L_0}{R} + 1} \quad (5.6)$$

$$G_{VLAS}(w) = G_{vd}(w) \cdot \frac{R_{Eopto}}{R_{opto}} \frac{1}{R_{Eopto} \cdot C_{ce} \cdot jw + 1} \cdot K_{opto} \cdot \frac{b}{V_M} \quad (5.7)$$

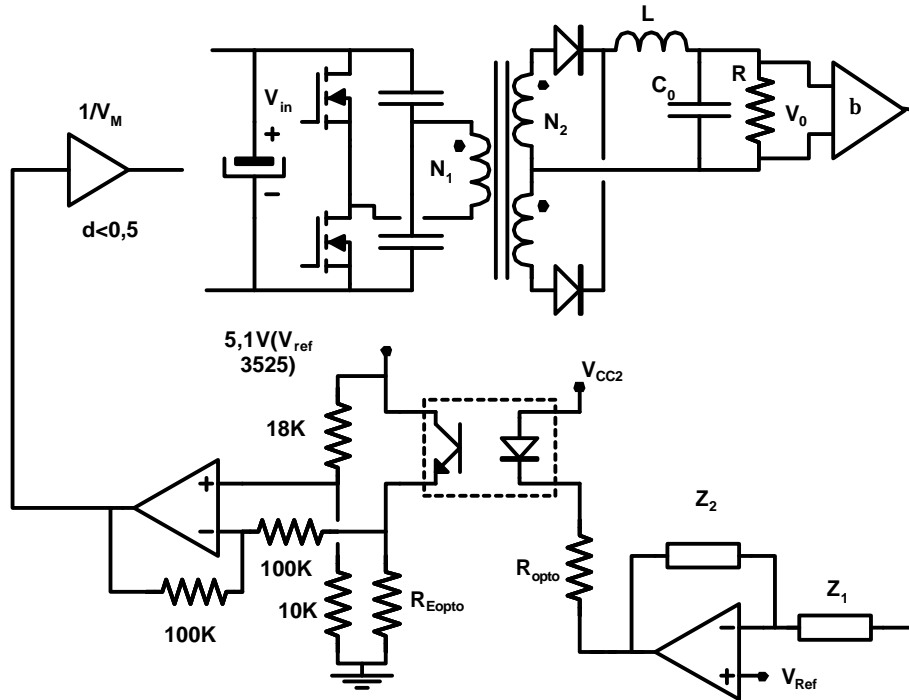


Fig. 5-18. Circuito para el control en modo tensión del convertidor en medio puente.

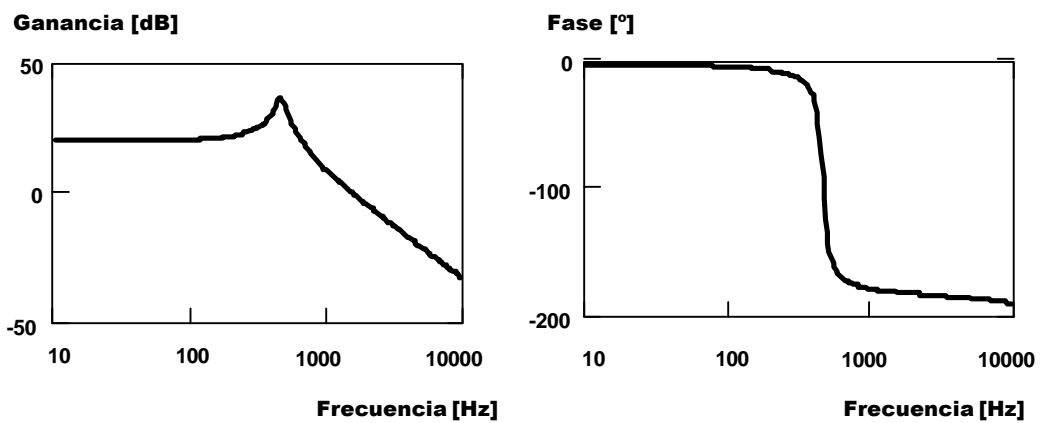


Fig. 5-19. Diagramas de Bode (Ganancia y Fase) del convertidor en medio puente en lazo abierto y sin control.

Función de transferencia del convertidor en lazo abierto con controlador. Diseño del controlador.

Al igual que para el convertidor de retroceso controlado por tensión, el controlador utilizado ha sido un PID. La frecuencia de paso por 0 dB impuesta será de 1500Hz y el margen de fase de 45°. Se trata de un sistema realmente rápido (recordando que la frecuencia de conmutación son 10kHz). Los parámetros del controlador son los mostrados en la Tabla 5.5 y la respuesta en frecuencia del lazo incluyendo el controlador es la mostrada en la Fig. 5-20.

Tabla 5.5. Datos del controlador para el convertidor en medio puente (modo tensión)

PARÁMETRO	VALOR	UND.
$f_{z_{pi}}$	300	Hz
$f_{p_{pi}}$	10000	Hz
$f_{z_{pd}}$	360	Hz
$f_{p_{pd}}$	6250	Hz
K_{PID}	0,23	---

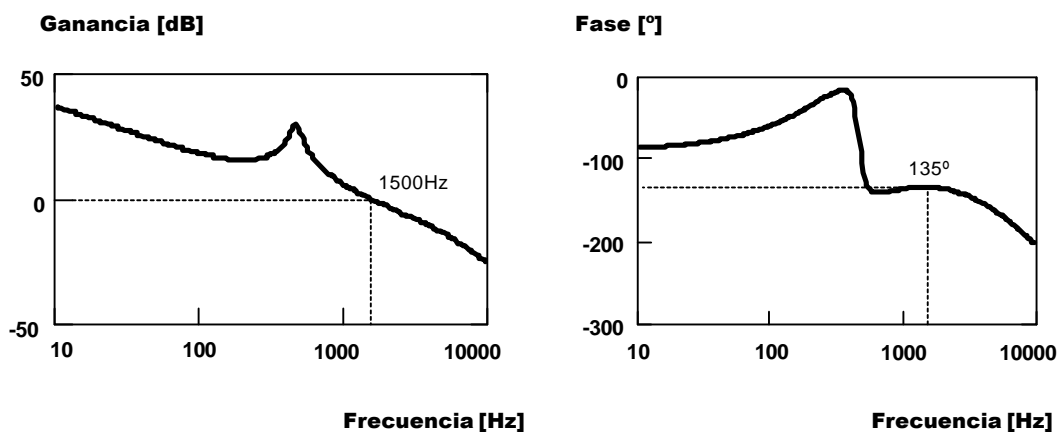


Fig. 5-20. Diagramas de Bode (Ganancia y Fase) del convertidor en medio puente en lazo abierto y con control.

Al igual que en casos anteriores se mostrarán a continuación algunos resultados obtenidos mediante simulación. Las variables seleccionadas han sido la tensión de salida, la corriente de entrada y la señal de control. Esta última ha sido incluida para mostrar el gran “esfuerzo” que debe realizar el controlador para corregir los efectos del funcionamiento anómalo.

En la Fig. 5-21 puede apreciarse cómo al tener un ángulo de conducción elevado, el funcionamiento anómalo aparece incluso a plena carga. En estas condiciones, caso más favorable, el rizado es de un 0,77%, lo que proporciona una visión del efecto tan acusado de este funcionamiento en este tipo de topología. Aunque, la señal de control tiene que ser modificada para corregir el efecto, su variación es similar a la que debe producirse para corregir el rizado en el condensador de almacenamiento. Por tanto, la corriente de entrada no es deformada aparentemente, por lo que los cálculos para el contenido armónico seguirán siendo válidos.

Los efectos del funcionamiento anómalo provocan que con un 50% de la carga el rizado sea de un 1,5%. Estos efectos pueden comprobarse en la Fig. 5-22, donde ahora puede apreciarse que la señal de control debe modificarse apreciablemente.

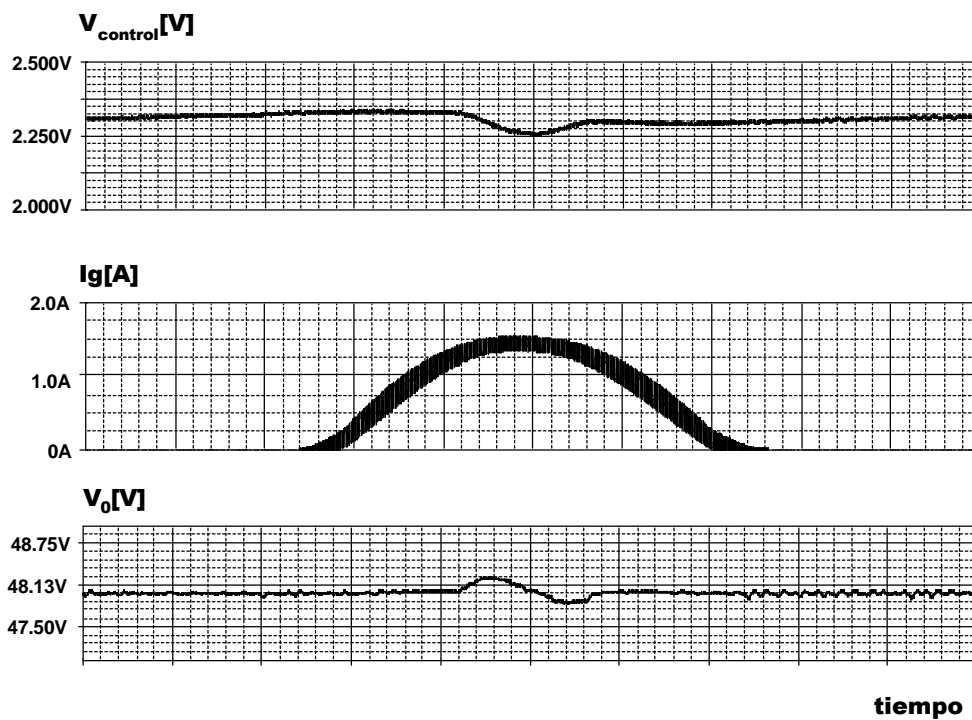


Fig. 5-21. Tensión de control, corriente de entrada y tensión a la salida, del medio puente con una carga de 100W (100%). El rizado es de 370mV pico a pico (0,77%).

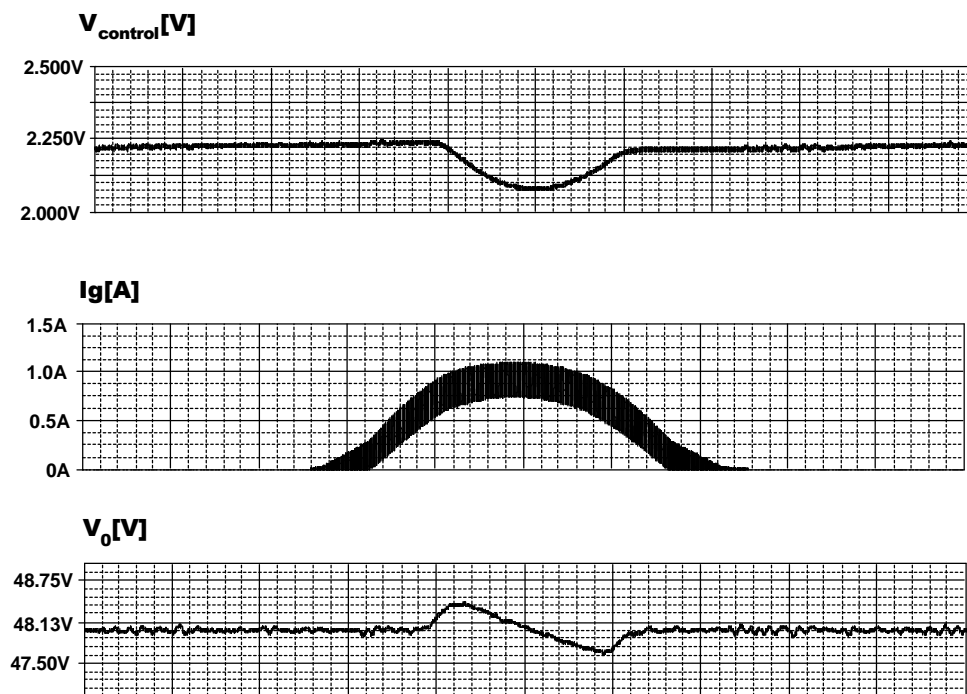


Fig. 5-22. Tensión de control, corriente de entrada y tensión a la salida, del medio puente con una carga de 50W (50%). El rizado es de 750mV pico a pico (1,5%).

Una vez más, un simple lazo de control resulta insuficiente para corregir el rizado que aparece en la salida como consecuencia del funcionamiento anómalo del convertidor originado por la RAI.

5.3.2 Control utilizando un lazo de corriente promediada.

Como consecuencia de la corriente que circula por la RAI los diodos del convertidor principal salen de conducción antes de tiempo. Este hecho modificará la tensión aplicada a la salida y con ella la corriente que circula por la bobina de filtro.

Al igual que para el convertidor de retroceso, una forma de anticipación al efecto producido por esta perturbación será controlar la corriente que circula por la bobina, siendo el control por corriente promediada el método seleccionado para intentar corregir el rizado a la salida.

Debe mencionarse que el ángulo de conducción seleccionado es de 90° , por lo que el efecto del funcionamiento anómalo es muy acusado.

El circuito utilizado para realizar el control es el mostrado en la Fig. 5-23.

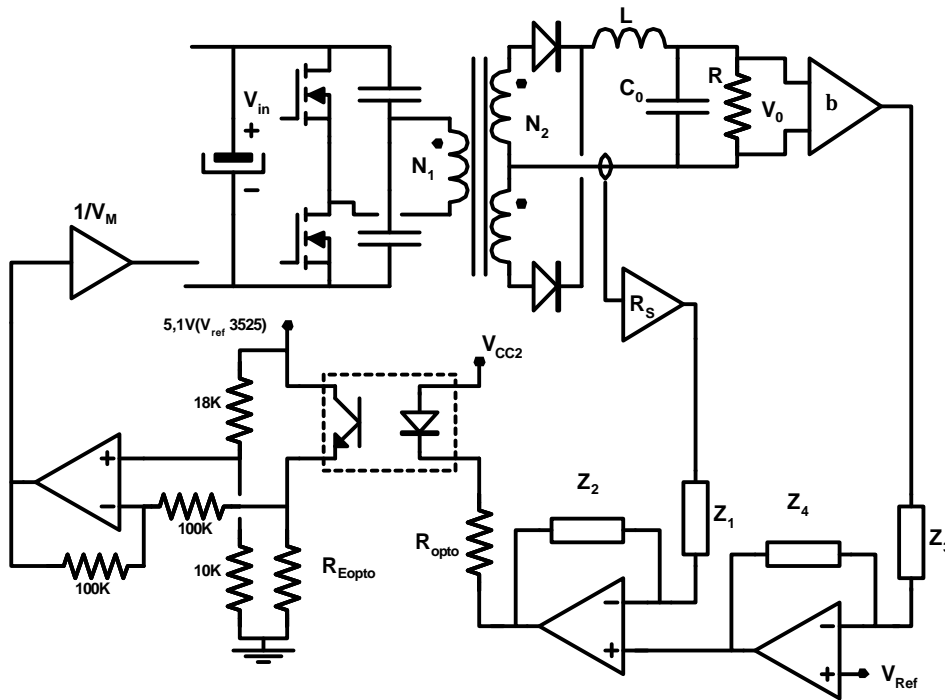


Fig. 5-23. Convertidor en medio puente con control por corriente promediada.

De forma similar a los apartados anteriores se ha obtenido para el modelo promediado del convertidor en medio puente la función de transferencia que relaciona la corriente en la bobina de filtro del convertidor (I_L) con el ciclo de trabajo (d). Esta relación es la expresada en (5.8)

$$I_L d(w) = \frac{V_C}{R} \frac{N_2}{N_1} \frac{R \cdot C_0 \cdot jw + 1}{L \cdot C_0 (jw)^2 + \frac{L}{R} (jw) + 1} \quad (5.8)$$

Incluyendo el efecto del sensor de corriente (R_s), el optoacoplador y la señal triangular (V_M) se obtendrá la función de transferencia en lazo abierto sin control del lazo de control. Esta

función puede expresarse según la ecuación (5.9). Su respuesta en frecuencia será la mostrada en la Fig. 5-24.

$$G_{ILAS}(w) = ILd(w) \cdot \frac{R_{Eopto}}{R_{opto}} \cdot \frac{1}{R_{Eopto} \cdot C_{ce} \cdot jw + 1} \cdot K_{opto} \cdot \frac{R_S}{V_M} \quad (5.9)$$

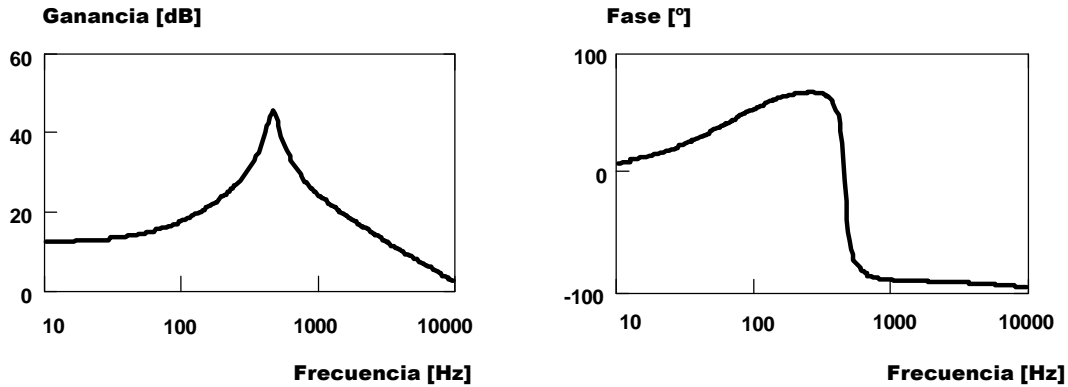


Fig. 5-24. Diagrama de Bode (Ganancia y Fase) para $G_{ILAS}(w)$

Aunque la frecuencia de conmutación es de 10kHz, después de ser rectificada para el cálculo del controlador puede asumirse una frecuencia de conmutación de 20kHz. Este hecho hace posible seleccionar una frecuencia de paso por 0dB para el lazo de corriente de 5kHz. Para esta topología sería suficiente utilizar un controlador PI, sin embargo se ha utilizado un PID para mejorar las prestaciones del lazo de control. Así, el margen de fase deseado para este lazo de control será de 70°.

Utilizando la función de transferencia ya mostrada en otros apartados con los parámetros incluidos en la Tabla 5.6 se obtienen los resultados mostrados en la Fig. 5-25.

Tabla 5.6. Datos del controlador para el convertidor en medio puente (modo corriente)

PARÁMETRO	VALOR	UND.
$f_{Z_{pi}}$	690	Hz
$f_{P_{pi}}$	20000	Hz
$f_{Z_{pd}}$	4500	Hz
$f_{P_{pd}}$	5500	Hz
K_{PID}	0,368	---

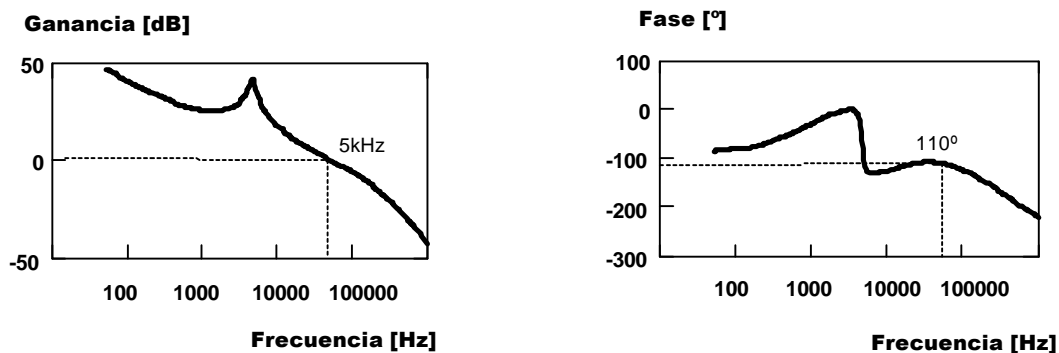


Fig. 5-25. Diagramas de Bode (Ganancia y fase) de la función de transferencia en lazo abierto con control para el lazo de corriente

Con el lazo anterior se controlará la corriente media que circula por la bobina, por lo que el lazo de tensión sólo tendrá que encargarse de seleccionar la corriente necesaria para mantener la tensión constante en un circuito RC. Al igual que en el caso del convertidor de retroceso, en la mayor parte de las ocasiones un simple PI es suficiente para lograr las especificaciones necesarias en el control.

Mediante el controlador utilizado se ha obtenido una frecuencia de paso por 0 dB para la tensión de 1,25kHz (una cuarta parte de la frecuencia de paso por 0 dB del lazo de corriente) con un margen de fase de 66°. La Fig. 5-28 muestra el diagrama de Bode del lazo de tensión incluyendo el controlador donde pueden comprobarse los resultados mencionados.

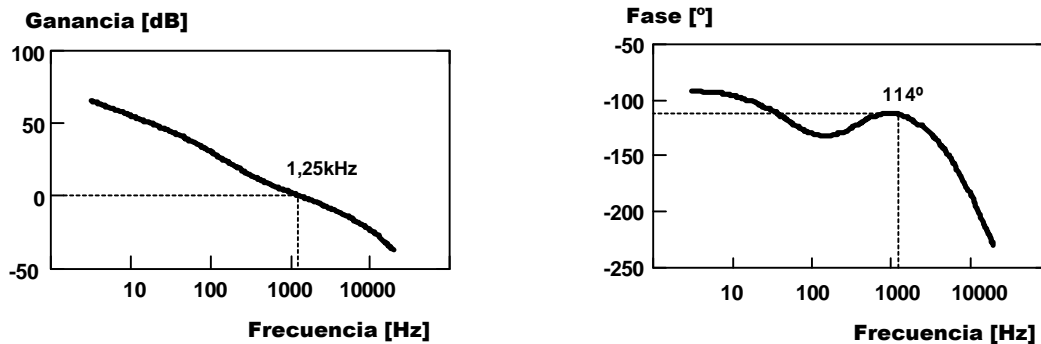


Fig. 5-26. Diagrama de Bode (Ganancia y Fase) para el lazo de tensión incluyendo el controlador.

A continuación se presentarán los resultados obtenidos para diferentes condiciones de carga. En las simulaciones presentadas, y más concretamente en las gráficas donde se representa la tensión de control) podrá comprobarse el esfuerzo que debe realizar el controlador para corregir el exceso de tensión originado por el funcionamiento anómalo de la RAI.

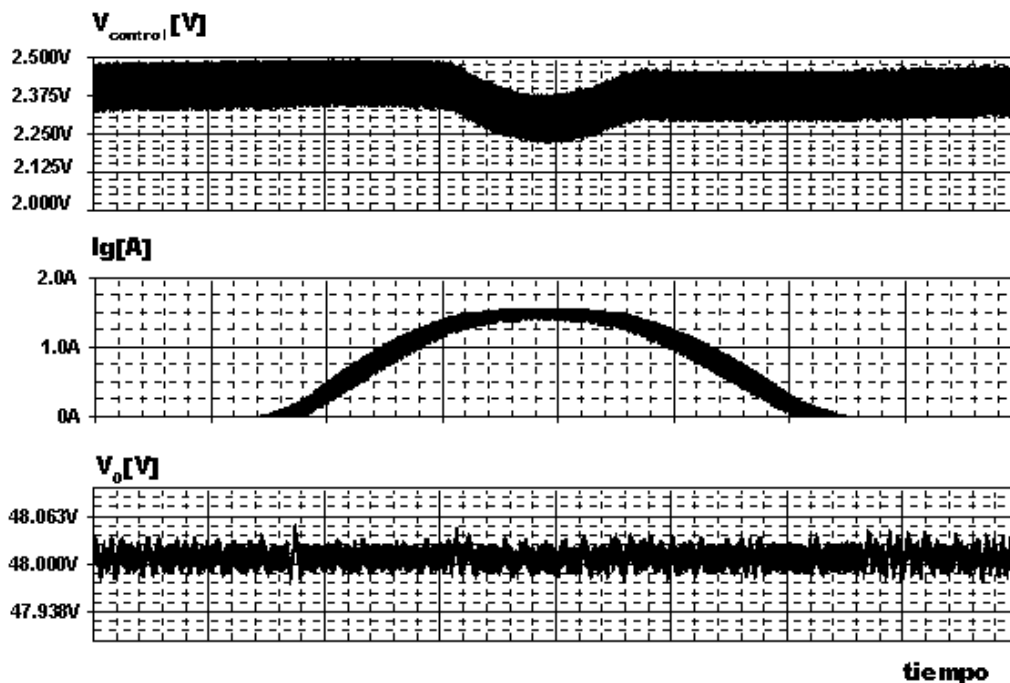


Fig. 5-27. Tensión de control, corriente de entrada y tensión a la salida, del medio puente con una carga de 100W (100%). El rizado es de 100mV pico a pico (0,2%).

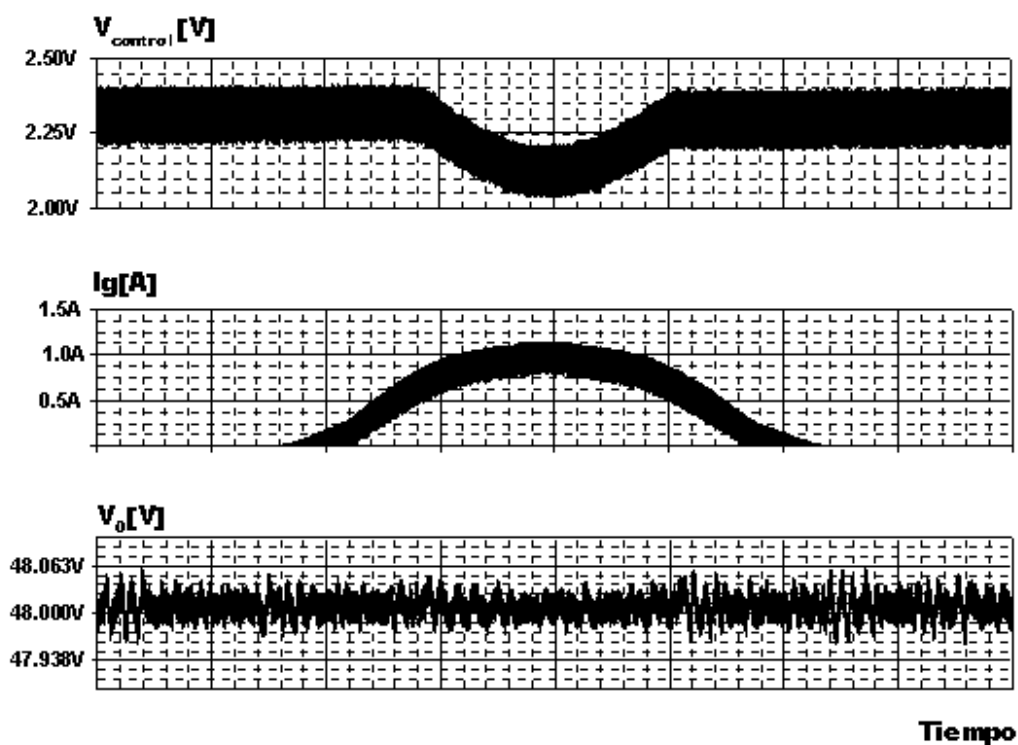


Fig. 5-28. Tensión de control, corriente de entrada y tensión a la salida, del medio puente con una carga de 50W (50%). El rizado es de 100mV pico a pico (0,2%).

El control en modo corriente promediada es capaz de corregir el rizado originado por el funcionamiento anómalo. El rizado que aparece en las simulaciones (Fig. 5-27 y Fig. 5-28) es más consecuencia de la precisión de la simulación que del funcionamiento del propio convertidor.

5.4 Conclusiones.

Si se desea obtener bajo rizado en la tensión de salida en un RAA con RAI de onda completa, deberá utilizarse un control en modo corriente promediada. Si se trata de un convertidor de retroceso deberá controlarse la corriente en el diodo de salida. En los convertidores de la familia reductora se realizará el control de la forma habitual, es decir, controlando la corriente en la bobina de filtro.

Utilizando el control en modo corriente promediada puede obtenerse un rizado pico a pico inferior al 0,3%. Este resultado permite la utilización de este tipo de convertidores en la mayor parte de aplicaciones existentes.

Bibliografía

- [5.1] L. Huber y M. M. Jovanovic, "Single-Stage, Singel-Switch, Isolated Power Supply Technique with Input-Current Shaping and Fast Output-Voltage Regulation for Universal Input-Voltage-Range Applications", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pág. 272-280. 1997
- [5.2] J. Sebastián, A. Fernández, P. Villegas, M. M. Hernando y M. J. Prieto, "New Topologies of Active Input Current Shapers to Allow AC-to-DC Converters to Comply with the IEC- 1000-3-2". IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2000. También, IEEE Transactions on Industry Applications, March/April 2001.
- [5.3] R. W. Erickson y D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics". Kluwer Academic Publishers. II parte, capítulos: 7-12.