

4

MODELADO DINÁMICO DE CONVERTIDORES CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

En este Capítulo se va a proceder a realizar el estudio dinámico de convertidores con Reductor Activo de Armónicos. En concreto, estudiaremos el convertidor en Medio Puente y el convertidor de Retroceso, con lo que quedará cubierto el estudio de las dos familias de convertidores más importantes. El objetivo que se pretende alcanzar es el de obtener el modelo de pequeña señal de estos dos tipos de convertidores para poder así obtener su función de transferencia y posteriormente, diseñar el lazo de regulación del convertidor. El modelado de convertidores con RA² no resulta sencillo, pues la salida retrasada realimenta una cierta cantidad de energía hacia la entrada y además, en esta salida conviven simultáneamente el mundo de la alta frecuencia (la salida retrasada es una salida más del convertidor y trabaja, o bien a la frecuencia de conmutación de éste, o bien al doble de dicha frecuencia) y el mundo de la baja frecuencia (la corriente de entrada sigue parcialmente una ley senoidal y su frecuencia es de 50 Hz). Las funciones de transferencia que se obtienen son bastante complejas, por lo que se intentará simplificarlas en la medida de lo posible para poder trabajar con expresiones más manejables. Por último, se validarán experimentalmente todos los resultados teóricos obtenidos.

4.1 INTRODUCCIÓN

En los Capítulos anteriores hemos estudiado el comportamiento estático del Reductor Activo de Armónicos y hemos podido comprobar cómo mediante el uso de una salida auxiliar retrasada podíamos reducir el contenido armónico de la corriente de entrada. Además, el RA² trabaja en alta frecuencia y para su funcionamiento no necesita utilizar ninguna referencia que necesite un

filtrado de baja frecuencia. Por tanto, en principio no parece que haya ninguna limitación para poder implementar un lazo de regulación rápido en este tipo de convertidores. Esto significa que va a ser posible minimizar en gran medida el rizado de 100Hz de la tensión de salida sin necesidad de dimensionar los condensadores de salida para esta frecuencia. Por otra parte, el convertidor va a ser capaz de responder rápidamente ante cambios bruscos de tensión de entrada o de carga. Esto significa que no va a ser necesario conectar una segunda etapa en cascada para tener una regulación rápida a la salida (como ocurre en los emuladores de resistencia) y que por tanto, es posible conseguir reducir el contenido armónico de la corriente de entrada y obtener una respuesta dinámica rápida en una sola etapa, o más bien, en una falsa única etapa ya que en el fondo, una pequeña parte de la energía es procesada dos veces.

Sin embargo, para conseguir esa respuesta dinámica rápida es necesario implementar un lazo de regulación adecuado, y para ello debemos conocer la función de transferencia del convertidor. Intuitivamente podemos suponer que ésta no debe ser muy distinta de la función de transferencia del convertidor principal, ya que el condensador de almacenamiento va a hacer en cierto modo las funciones de filtro pasabajos y en consecuencia, el convertidor principal va a estar “aislado” de la etapa de entrada. Por tanto, en la medida en que el condensador de almacenamiento sea suficientemente grande, el comportamiento del convertidor principal será el de un convertidor CC/CC convencional.

Sin embargo, si analizamos algo más la topología, esto no parece tan evidente ya que la salida retrasada está realimentando una cierta cantidad de energía hacia la entrada y por tanto, va a influir en la tensión del condensador de almacenamiento. De hecho, en el Capítulo anterior hemos comprobado que en los convertidores con RA², la tensión V_C era en general mayor que el valor de pico de la tensión de entrada.

Por tanto, está claro que para poder cerrar el lazo de regulación con una cierta garantía y conseguir que el convertidor tenga una buena respuesta dinámica, parece indispensable obtener la función de transferencia. Por ello, en el presente Capítulo se va a proceder a estudiar el modelado dinámico de convertidores con Reductor Activo de Armónicos utilizando las técnicas clásicas para obtener el modelo dinámico de pequeña señal [116-119]. Esto no va a ser una tarea sencilla ya que el convertidor tiene un comportamiento bastante complejo. El sistema está compuesto por un convertidor CC/CC convencional al que se le ha conectado una salida auxiliar

retrasada. Esta salida se conecta entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento y por tanto, influye en el comportamiento de la etapa de entrada. Además, esta influencia es algo más compleja de lo que puede parecer. Nótese que aparte de modificar el balance energético del condensador en alta frecuencia, también modifica el comportamiento de la etapa de entrada en baja frecuencia ya que consigue obtener la forma de onda de corriente típica del RA². En cuanto al convertidor principal, tendremos que tener en cuenta que la salida retrasada también modifica las demandas energéticas en el transformador y por tanto, la función de transferencia también se verá afectada por el Reductor Activo de Armónicos.

4.2 MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Resulta bastante complejo modelar un convertidor con RA² dado el gran número de modificaciones a que da lugar la implementación de la salida auxiliar retrasada, tanto en alta, como en baja frecuencia. Por tanto, comenzaremos por modelar el convertidor básico del que partimos, en este caso, un convertidor en Medio Puente, para luego ir viendo las modificaciones a que da lugar el Reductor Activo de Armónicos.

4.2.1 MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE CON RA² ALIMENTADO DESDE UNA TENSIÓN DE ENTRADA CONTINUA

Comenzaremos por modelar el convertidor suponiendo que la tensión de entrada no es alterna, es decir, supondremos que tenemos una tensión constante a la entrada (Fig. 4.1a). A pesar de que este tipo de convertidores funcionará normalmente con una tensión de entrada alterna, es interesante estudiar su comportamiento con tensiones de entrada continuas ya que en determinadas aplicaciones es posible que el convertidor tenga que funcionar con tensiones de entrada de este tipo [95]. Si esta topología es usada en un sistema de alimentación distribuida que implemente un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI) que en caso de fallo proporciona una tensión de entrada continua y no alterna (Fig. 4.1b), el convertidor tendrá que seguir funcionando con la tensión que le proporcione el SAI. Por tanto, es importante estudiar también el comportamiento del convertidor en estas condiciones de funcionamiento.

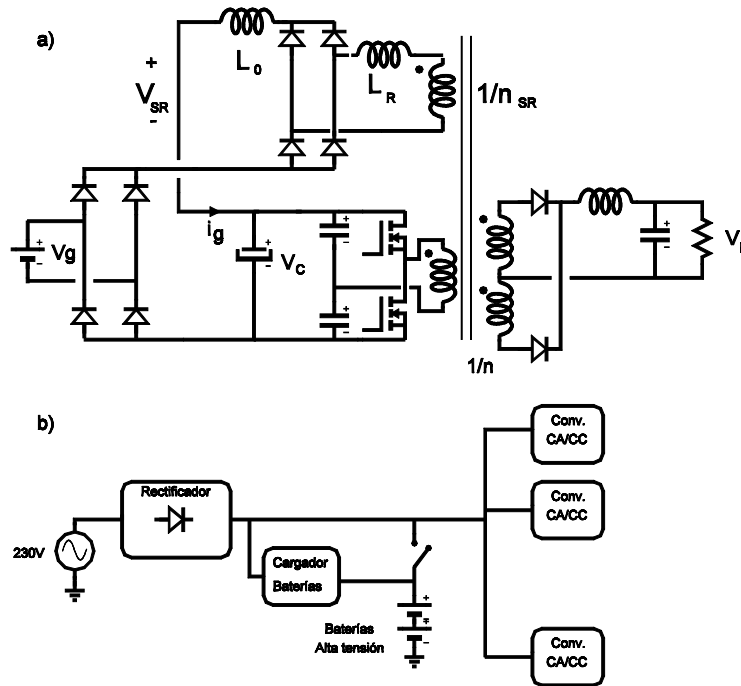


Fig. 4.1: a) convertidor en Medio Puente con RA² alimentado desde una tensión de entrada continua, b) esquema de distribución energética en alterna en una central telefónica.

Para comprobar los resultados teóricos que se vayan obteniendo, utilizaremos un prototipo de un convertidor en Medio Puente con RA² de doble onda basado en un puente completo de diodos con las siguientes características:

- Tensión de entrada: 190 V- 265 V
- Tensión de salida: 50 V
- Potencia máxima: 100 W
- Relación de transformación de la salida principal (n): 32/15
- Relación de transformación de la salida retrasada (n_{SR}): 32/20
- Valores del filtro de la salida principal:

$$L_P = 110 \mu H$$

$$C_P = 1 \mu F$$

- Valores de las bobinas de la salida retrasada:

$$L_R = 116 \mu H$$

$$L_0 = 500 \mu H$$

- Condensador de almacenamiento: 110 μF

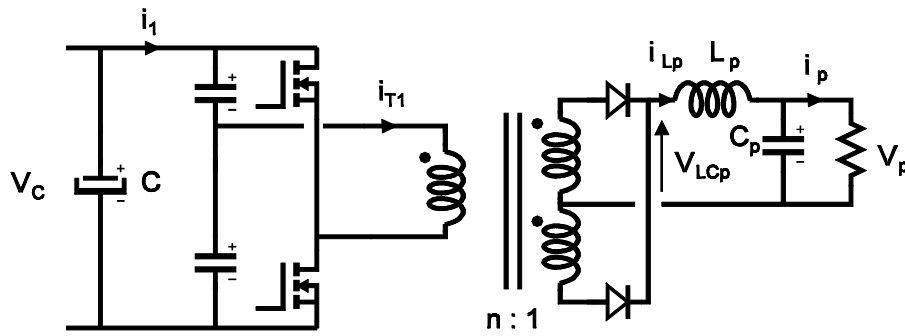


Fig. 4.2: convertidor en Medio Puente convencional.

Supongamos pues, que tenemos un convertidor en Medio Puente convencional cuya tensión de entrada es V_C (Fig. 4.2). Utilizaremos el subíndice “p” para denominar a los elementos de la salida principal, tanto a los componentes del filtro (L_p , C_p) como a la tensión de salida (V_p). Denominaremos R_L a la carga de la salida principal.

Las principales formas de onda se muestran en la figura 4.3 (en la figura se ha despreciado el rizado de corriente). A la vista de las formas de onda, podemos promediar la tensión que “ve” el filtro LC de salida:

$$V_{LCp} = \frac{V_C}{n} \cdot D \quad (4.1)$$

donde D es el valor estático del ciclo de trabajo.

También podemos promediar la corriente extraída del condensador de almacenamiento:

$$I_l = \frac{I_{Lp}}{n} \cdot D \quad (4.2)$$

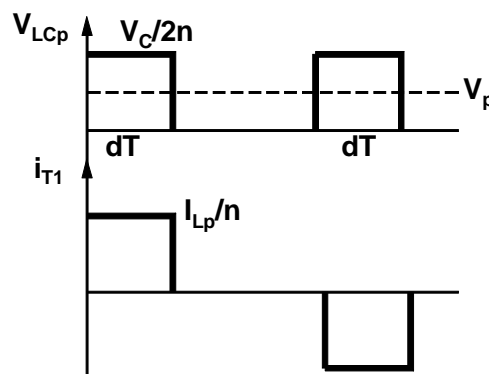


Fig. 4.3: principales formas de onda del convertidor en Medio Puente.

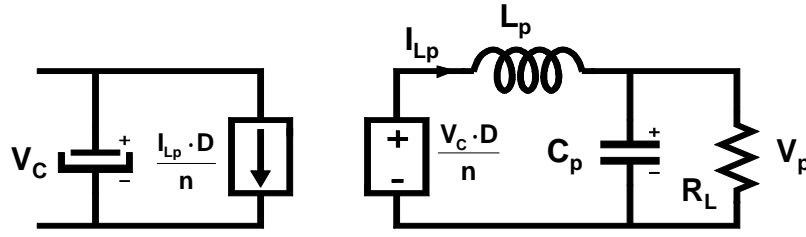


Fig. 4.4: modelo promediado del convertidor en Medio Puente.

Supondremos que no es posible tener desequilibrios en los dos condensadores del Medio Puente y por tanto, únicamente tendremos en cuenta el condensador principal C.

Una vez promediadas estas dos formas de onda, podemos dibujar el circuito de la figura 4.4. Si ahora linealizamos y perturbamos estas dos fuentes dependientes, obtenemos:

$$\hat{v}_{LCp} = \frac{V_C}{n} \cdot \hat{d} + \frac{D}{n} \cdot \hat{v}_C \quad (4.3)$$

$$\hat{i}_l = \frac{I_{Lp}}{n} \cdot \hat{d} + \frac{D}{n} \cdot \hat{i}_{Lp} \quad (4.4)$$

donde las magnitudes con circunflejo corresponden a las perturbaciones de pequeña señal de los correspondientes valores estáticos. Trasladando el resultado al circuito de la figura 4.4, obtenemos el circuito de la figura 4.5. Finalmente, si modelamos las dos fuentes dependientes de parámetros internos del circuito (\hat{v}_C, \hat{i}_{Lp}) como un transformador de continua, obtenemos el circuito de la figura 4.6. Este circuito es el clásico modelo de pequeña señal de un convertidor en Medio Puente. Por tanto, a partir de él podemos obtener la función de transferencia entre el ciclo de trabajo (d) y la tensión de salida (V_p):

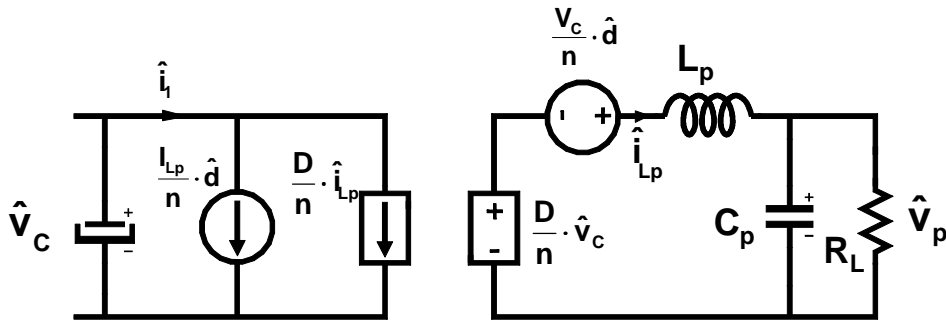


Fig. 4.5: modelo dinámico de pequeña señal del convertidor en Medio Puente

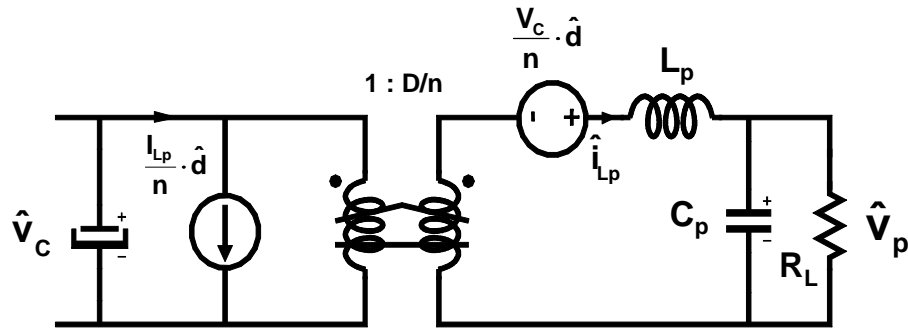


Fig. 4.6: modelo dinámico de pequeña señal del convertidor en Medio Puente.

$$G_{dP}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_C}{n}}{1 + \frac{L_p}{R_L} \cdot s + L_p \cdot C_p \cdot s^2} \quad (4.5)$$

Además, también podemos obtener la función de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada, que en este caso es la tensión V_C del condensador de almacenamiento:

$$G_{vP}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_C} = \frac{\frac{D}{n}}{1 + \frac{L_p}{R_L} \cdot s + L_p \cdot C_p \cdot s^2} \quad (4.6)$$

Los diagramas de Bode de las dos funciones de transferencia ($G_{dP}(s)$ y $G_{vP}(s)$) se representan en la figura 4.7 y 4.8 respectivamente. En este caso, hemos tomado como tensión de entrada $V_C = 250$ V y un ciclo de trabajo $D = 0,4$. Como podemos observar, las dos representaciones son muy similares, aunque la ganancia de la función $G_{dP}(s)$ es mucho mayor que la ganancia de $G_{vP}(s)$.

Una vez modelado el convertidor principal sin Reductor Activo de Armónicos, podemos comenzar a modelar el RA² en sí, e ir añadiendo las modificaciones pertinentes al bloque principal. Es importante recordar que estamos considerando que la tensión de entrada es continua y no alterna.

Comenzaremos por estudiar el modelado de la etapa de entrada, es decir, los elementos que aparecen entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento. En el fondo, esto es equivalente a estudiar la etapa de salida del convertidor retrasado. Si promediamos la tensión que le llega a la bobina L_0 (Fig. 4.9), tenemos:

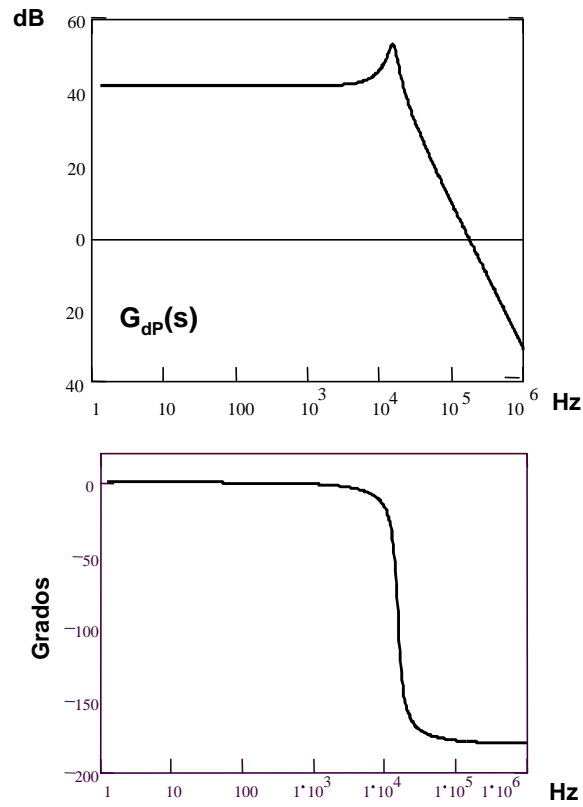


Fig. 4.7: diagrama de Bode de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida (convertidor en Medio Puente).

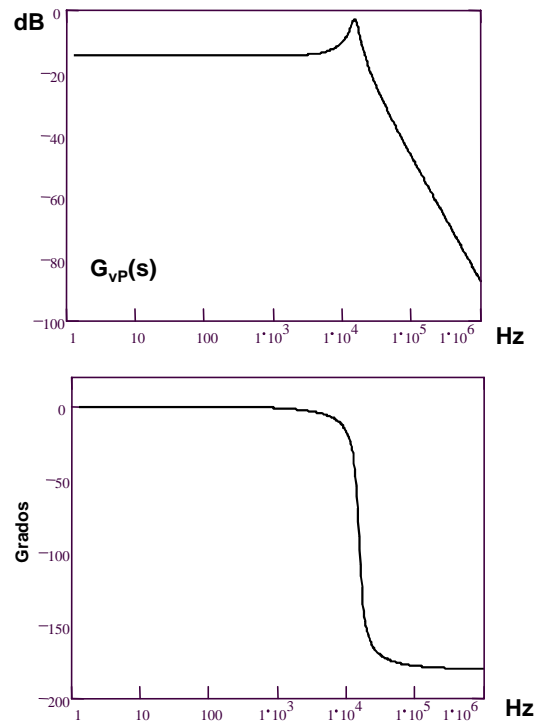


Fig. 4.8: diagrama de Bode de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida (convertidor en Medio Puente).

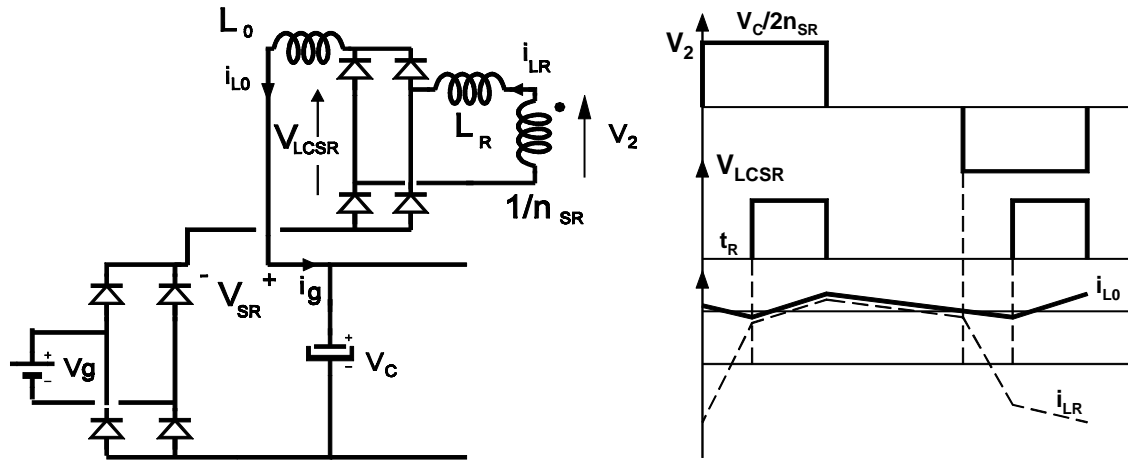


Fig. 4.9: esquema de la conexión de la salida retrasada y sus principales formas de onda.

$$V_{LCSR} = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \left(D - \frac{t_R}{T} \right) \quad (4.7)$$

donde t_R es el retraso que introduce L_R en la forma de onda que viene del primario y T el periodo de conmutación. Despreciando el rizado de la corriente que circula por L_0 (i_{L0}), obtenemos la siguiente expresión para t_R :

$$t_R = 4 \cdot L_R \cdot \frac{n_{SR}}{V_C} \cdot I_{L0} \quad (4.8)$$

Sustituyendo (4.8) en (4.7), obtenemos:

$$V_{LCSR} = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot D - 4 \cdot L_R \cdot f \cdot I_{L0} \quad (4.9)$$

donde f es la frecuencia de conmutación y L_R la bobina retrasadora. Como vimos en el Capítulo anterior, podemos representar la figura que forman $L_R \cdot f$ como una Resistencia Sin Pérdidas (R_{SP}), con lo que la expresión (4.9) queda:

$$V_{LCSR} = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot D - R_{SP} \cdot I_{L0} \quad (4.10)$$

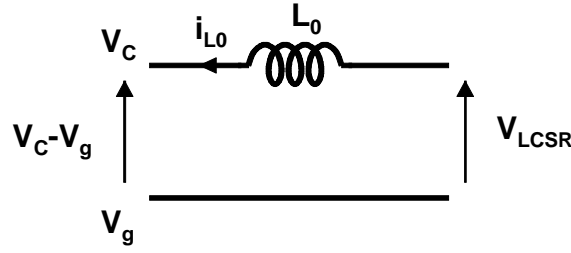


Fig. 4.10: bobina de filtro de la salida retrasada y tensiones en los bornes de la misma.

La figura 4.10 muestra la bobina de filtro de la salida retrasadora y las tensiones medias que hay en sus bornes. Si linealizamos y perturbamos las tensiones de la figura, obtenemos:

$$\hat{i}_{L0} = \frac{\hat{v}_{LCSR} - \hat{v}_C + \hat{v}_g}{L_0 \cdot s} \quad (4.11)$$

Linealizando y perturbando (4.10), llegamos a la siguiente expresión:

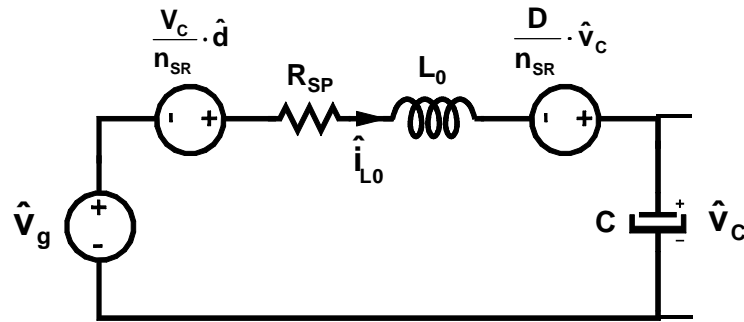
$$\hat{v}_{LCSR} = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} + \frac{D}{n_{SR}} \cdot \hat{v}_C - R_{SP} \cdot \hat{i}_{L0} \quad (4.12)$$

Sustituyendo ahora (4.12) en (4.11) y agrupando, obtenemos:

$$\hat{i}_{L0} = \frac{\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} + \frac{D}{n_{SR}} \cdot \hat{v}_C - \hat{v}_C + \hat{v}_g}{L_0 \cdot s + R_{SP}} \quad (4.13)$$

Esta expresión corresponde al circuito que se muestra en la figura 4.11. Si ahora hacemos una serie de transformaciones sobre él, obtenemos el circuito de la figura 4.12. Este circuito representa la etapa de entrada de un convertidor al que se le ha conectado un Reductor Activo de Armónicos. En él se puede distinguir perfectamente la presencia de la fuente de tensión V_S del modelo estático y la Resistencia Sin Pérdidas. Además, también aparece la bobina de filtro de la salida retrasada L_0 .

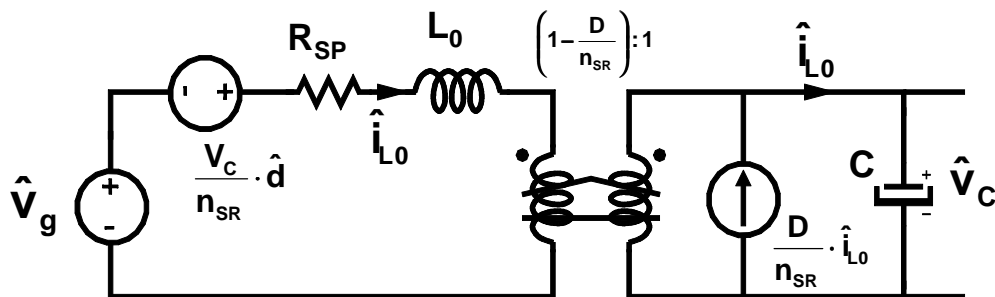
Si al circuito de la figura 4.12 le conectamos en cascada el modelo de pequeña señal del convertidor en Medio Puente convencional (Fig. 4.6), ya tenemos el modelo casi completo del convertidor. Sin embargo, la salida retrasada también afecta al primario del transformador del


 Fig. 4.11: modelo dinámico de la etapa de entrada del convertidor en Medio Puente con RA².

Medio Puente y por tanto, también modificará la etapa de entrada del modelo de pequeña señal. En la figura 4.6 sólo aparece una fuente de corriente que depende de la corriente de salida I_{Lp} . Sin embargo, al conectar el RA² el transformador también debe manejar la energía que es transferida hacia la salida retrasada y por tanto, el modelo no está completo.

La figura 4.13 muestra la forma de onda de la corriente que circula por la bobina retrasadora (i_{LR}). En esta figura se ha despreciado el rizado que presenta esta corriente. Analizando con detalle i_{LR} , podemos distinguir cuatro tramos durante un periodo de conmutación:

Entre t_0 y $t_R/2$, tenemos tensión positiva en el secundario de la salida retrasada pero la corriente i_{LR} es negativa. Esto significa que la energía de la bobina retrasadora se está transfiriendo hacia el primario y en concreto, hacia el condensador de almacenamiento. En $t_R/2$ la corriente se anula y desde este momento, la corriente i_{LR} crece hasta alcanzar el valor I_{L0} , que es el valor de la corriente que circula por la bobina de filtro L_0 . Por tanto, durante este intervalo es el condensador de almacenamiento el que está transfiriendo energía hacia la salida retrasada. Este intervalo es perfectamente simétrico respecto al anterior y por tanto, ambos se compensan, es decir, hasta ahora no ha habido un flujo neto de energía hacia ninguna parte.


 Fig. 4.12: modelo dinámico de la etapa de entrada del convertidor en Medio Puente con RA².

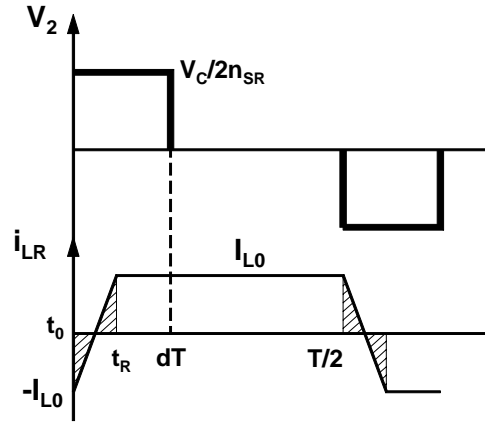


Fig. 4.13: tensión en el secundario de la salida retrasada y corriente por la bobina L_R .

El siguiente intervalo es el comprendido entre los instantes t_R y dT . Durante este periodo de tiempo, uno de los interruptores del Medio Puente está cerrado y la tensión del condensador de almacenamiento ($V_C/2$ en realidad) se está reflejando en el secundario de la salida retrasada. Además, el sentido de la circulación de corriente es positivo, con lo que estamos transfiriendo energía hacia esta salida.

Por último, entre los instantes dT y $T/2$ los dos interruptores del Medio Puente están abiertos por lo que la energía de la bobina retrasadora no puede ser transferida hacia el primario. Además, debido a la presencia de la bobina L_P del filtro de la salida principal, tampoco puede haber una inyección de corriente en el secundario.

Por tanto, el único periodo durante el que hay un flujo neto de energía desde el primario es el tercero, es decir, entre t_R y dT . Si promediamos el valor de la corriente extraída de cada uno de los dos condensadores del Medio Puente, obtenemos:

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot \left(D - \frac{t_R}{T} \right) \quad (4.14)$$

La corriente global extraída será justamente el doble de esta cantidad. Sin embargo, si solamente representamos en el circuito el condensador de almacenamiento (C), tenemos que la corriente extraída del primario durante un periodo de conmutación por la salida retrasada es:

$$I_{ISR} = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot \left(D - \frac{t_R}{T} \right) \quad (4.15)$$

ya que la corriente extraída de C es la mitad de la extraída de cada uno de los condensadores del puente (su tensión es justamente el doble). Si sustituimos ahora en (4.15) la expresión (4.8), obtenemos:

$$I_{ISR} = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot D - R_{SP} \cdot \frac{I_{L0}^2}{V_C} \quad (4.16)$$

Linealizando y perturbando, tenemos ahora:

$$\hat{i}_{ISR} = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot \hat{d} + \left(\frac{D}{n_{SR}} - \frac{2 \cdot R_{SP} \cdot I_{L0}}{V_C} \right) \cdot \hat{i}_{L0} + \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}^2}{V_C^2} \cdot \hat{v}_C \quad (4.17)$$

Por tanto, en el primario aparecerán tres fuentes de corriente debidas al funcionamiento de la salida retrasada (Fig. 4.14). Como se puede observar en la figura, la fuente que depende de \hat{v}_C se ha representado en realidad como una resistencia.

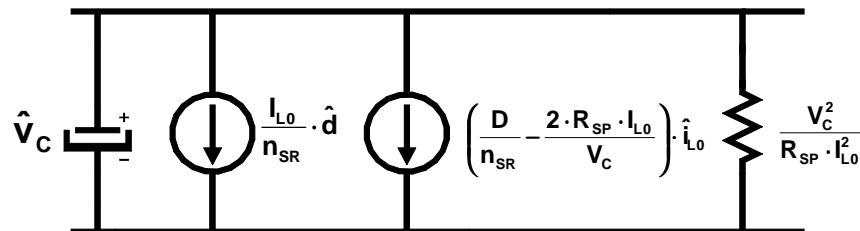
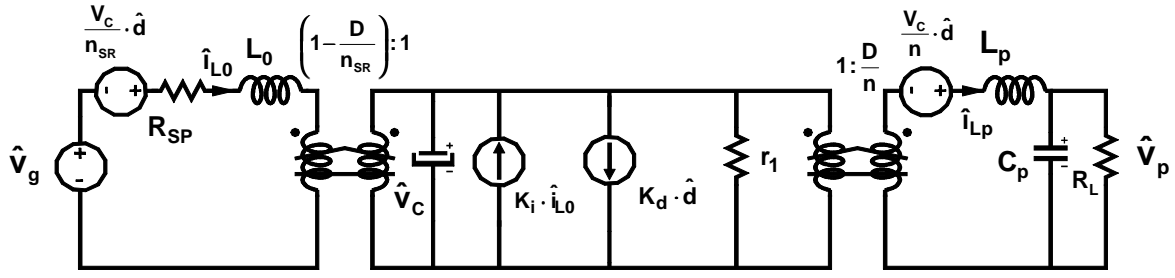


Fig. 4.14: fuentes de corriente que aparecen en el modelo dinámico del convertidor debidas al funcionamiento de la salida retrasada.

Una vez obtenida la influencia de la salida retrasada en el primario del convertidor, ya tenemos modelado el conjunto del sistema con el RA² incluido. La figura 4.15 muestra el modelo dinámico completo del convertidor en Medio Puente con Reductor Activo de Armónicos. En la figura se han agrupado las fuentes que dependen de \hat{i}_{L0} y de \hat{d} . Además, las constantes K_i , K_d y r_1 tienen los siguientes valores:


 Fig. 4.15: modelo dinámico de pequeña señal del convertidor en Medio Puente con RA² alimentado desde tensión continua.

$$K_i = \frac{2 \cdot R_{SP} \cdot I_{L0}}{V_C} \quad (4.18)$$

$$K_d = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} + \frac{I_{Lp}}{n} \quad (4.19)$$

$$r_1 = \frac{V_C^2}{R_{SP} \cdot I_{L0}^2} \quad (4.20)$$

Este modelo es únicamente válido cuando el convertidor trabaja con una tensión continua a la entrada.

A partir del modelo dinámico de pequeña señal podemos deducir las funciones de transferencia entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo o la tensión de entrada. Para ello, iremos planteando la resolución de las distintas mallas que componen el circuito para intentar obtener finalmente las relaciones entre los parámetros deseados. Las expresiones resultantes son bastante complejas debido a la gran cantidad de fuentes que aparecen en el circuito, por lo que no resultará sencillo obtener conclusiones a primera vista.

En primer lugar, obtendremos la función de transferencia entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo. Para ello, anularemos únicamente la fuente \hat{v}_g puesto que la tensión en el condensador de almacenamiento es una variable interna del circuito. Por tanto, a partir del circuito resultante podemos escribir:

$$\hat{v}_p = \left(\frac{V_C}{n} \cdot \hat{d} + \frac{D}{n} \cdot \hat{v}_C \right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{L_p}{R_L} \cdot s + L_p \cdot C_p \cdot s^2} \quad (4.21)$$

Esta expresión también podemos escribirla de la siguiente forma:

$$\hat{v}_p = G_{dp}(s) \cdot \hat{d} + G_{vp}(s) \cdot \hat{v}_C \quad (4.22)$$

De esta forma, dejamos la expresión en función de las funciones de transferencia del convertidor en Medio Puente convencional.

Resolviendo el circuito, podemos plantear las siguientes ecuaciones:

$$\frac{D}{n} \cdot \hat{i}_{Lp} = \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \hat{i}_{L0} - \left(C \cdot s + \frac{1}{r_l} \right) \cdot \hat{v}_C - K_d \cdot \hat{d} \quad (4.23)$$

$$\hat{i}_{L0} = \frac{\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \hat{v}_C}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \quad (4.24)$$

$$\hat{i}_{Lp} = \frac{1 + R_L \cdot C_p \cdot s}{R_L} \cdot \hat{v}_p \quad (4.25)$$

Sustituyendo (4.24) y (4.25) en (4.23), obtenemos:

$$\hat{v}_C = G_1(s) \cdot \hat{d} - G_2(s) \cdot \hat{v}_p \quad (4.26)$$

donde $G_1(s)$ es:

$$G_1(s) = \frac{r_l \cdot \left(\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) - K_d \cdot R_{SP} \right) - r_l \cdot K_d \cdot L_0 \cdot s}{\left(r_l \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SP} \right) + (L_0 + r_l \cdot R_{SP} \cdot C) \cdot s + r_l \cdot C \cdot L_0 \cdot s^2} \quad (4.27)$$

y $G_2(s)$ tiene la siguiente expresión:

$$G_2(s) = \frac{r_l \cdot D}{R_L \cdot n} \cdot \frac{R_{SP} + (L_0 + R_{SP} \cdot C_p \cdot R_L) \cdot s + R_L \cdot C_p \cdot L_0 \cdot s^2}{\left(r_l \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SP} \right) + (L_0 + r_l \cdot R_{SP} \cdot C) \cdot s + r_l \cdot C \cdot L_0 \cdot s^2} \quad (4.28)$$

Combinando ahora (4.22) y (4.26), obtenemos la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida del convertidor con RA²:

$$G_{dRA}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{G_{dP}(s) + G_{vP}(s) \cdot G_1(s)}{1 + G_{vP}(s) \cdot G_2(s)} \quad (4.29)$$

La figura 4.16a muestra el diagrama de Bode de esta función y la figura 4.16b muestra conjuntamente los diagramas de Bode de las funciones de transferencia del convertidor en Medio Puente con y sin RA², en ambos casos utilizando los valores correspondientes al ejemplo descrito al comienzo del capítulo. Como podemos comprobar, apenas se pueden apreciar diferencias entre las dos funciones. Únicamente a baja frecuencia vemos que hay una ligera discrepancia. En concreto, hay una diferencia máxima de 1dB hasta frecuencias del orden de 10 Hz y a partir de 100 Hz, no es posible apreciar ninguna diferencia.

Por tanto, vemos que el Reductor Activo de Armónicos no introduce modificaciones significativas en la función de transferencia del convertidor base (en este caso, un convertidor en Medio Puente) cuando particularizamos los valores de los parámetros a un caso real de diseño y cuando alimentamos el convertidor desde una tensión de entrada continua, por lo que podremos utilizar su función de transferencia para estudiar el comportamiento del convertidor con RA².

Esta afirmación es cierta siempre y cuando el convertidor se diseñe con los criterios habituales mostrados en los capítulos anteriores y las especificaciones del convertidor correspondan a la de una aplicación más o menos real. Si utilizamos valores de bobinas enormemente grandes o condensadores muy pequeños, esta afirmación puede no ser cierta. En el ejemplo que nos ocupa habría que utilizar una bobina del orden de 250mH para poder apreciar algún efecto resonante con el condensador de almacenamiento. Evidentemente, el rango de valores que podemos utilizar en una aplicación real no llegará nunca hasta valores tan elevados, manteniéndose siempre en

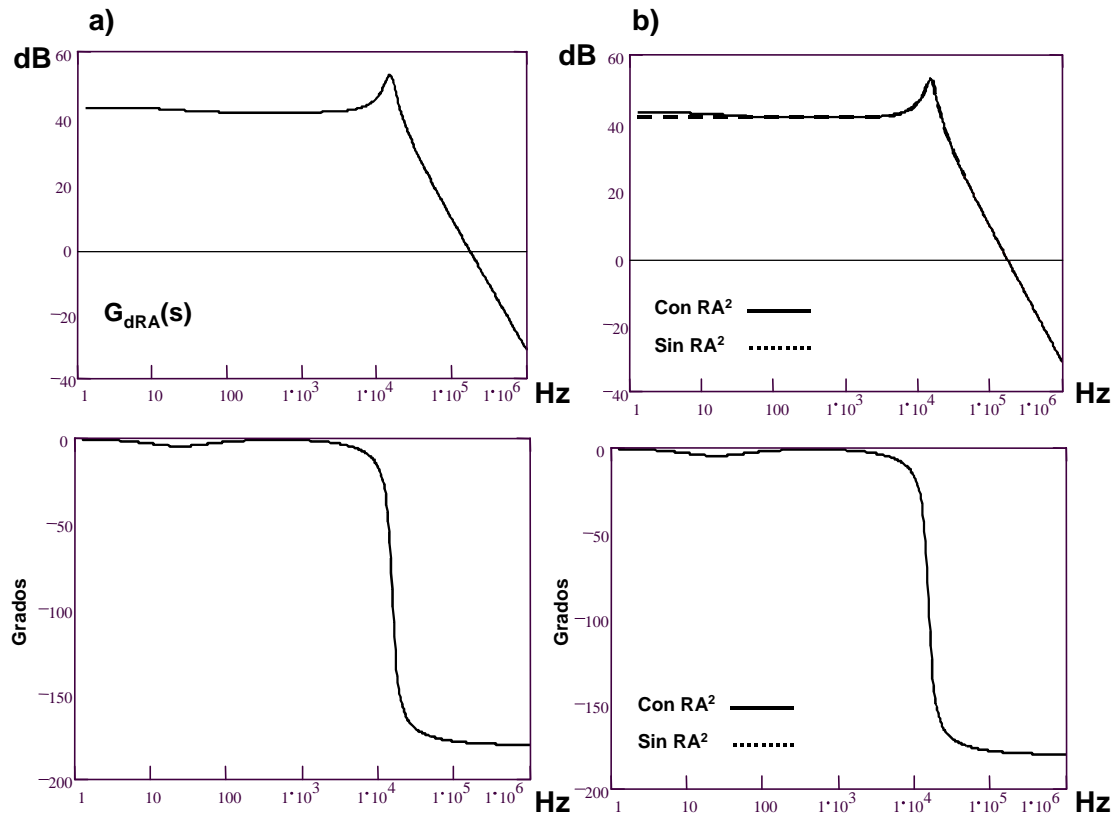


Fig. 4.16: a) diagrama de Bode de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida del convertidor en Medio Puente con RA^2 , b) comparación de los diagramas de Bode de ésta misma función correspondientes al convertidor con y sin RA^2 .

estas aplicaciones por debajo de unos 20mH como máximo. En cuanto al condensador de almacenamiento, si disminuimos mucho su valor lo único que ocurre es que la diferencia señalada de 1dB entre los diagramas de Bode de las dos funciones de transferencia (con y sin RA^2) se mantiene hasta frecuencias más elevadas. En el ejemplo que nos ocupa habría que utilizar condensadores menores de 10 μ F para que esa diferencia se mantuviese hasta frecuencias cercanas a la de resonancia del filtro de salida. Por supuesto, en una aplicación real el condensador tendría siempre valores más elevados dada la potencia que estamos manejando. Los valores de los parámetros utilizados en este desarrollo teórico corresponden a un ejemplo de diseño real de un convertidor para una aplicación concreta y por tanto, podemos considerar como válida la afirmación realizada.

Para profundizar un poco más en el estudio de esta función de transferencia, analizaremos con algo más de detalle la expresión (4.29). En ella aparecen explícitamente las funciones $G_1(s)$, $G_2(s)$, además de las funciones de transferencia del convertidor en Medio Puente convencional ($G_{dP}(s)$ y $G_{VP}(s)$).

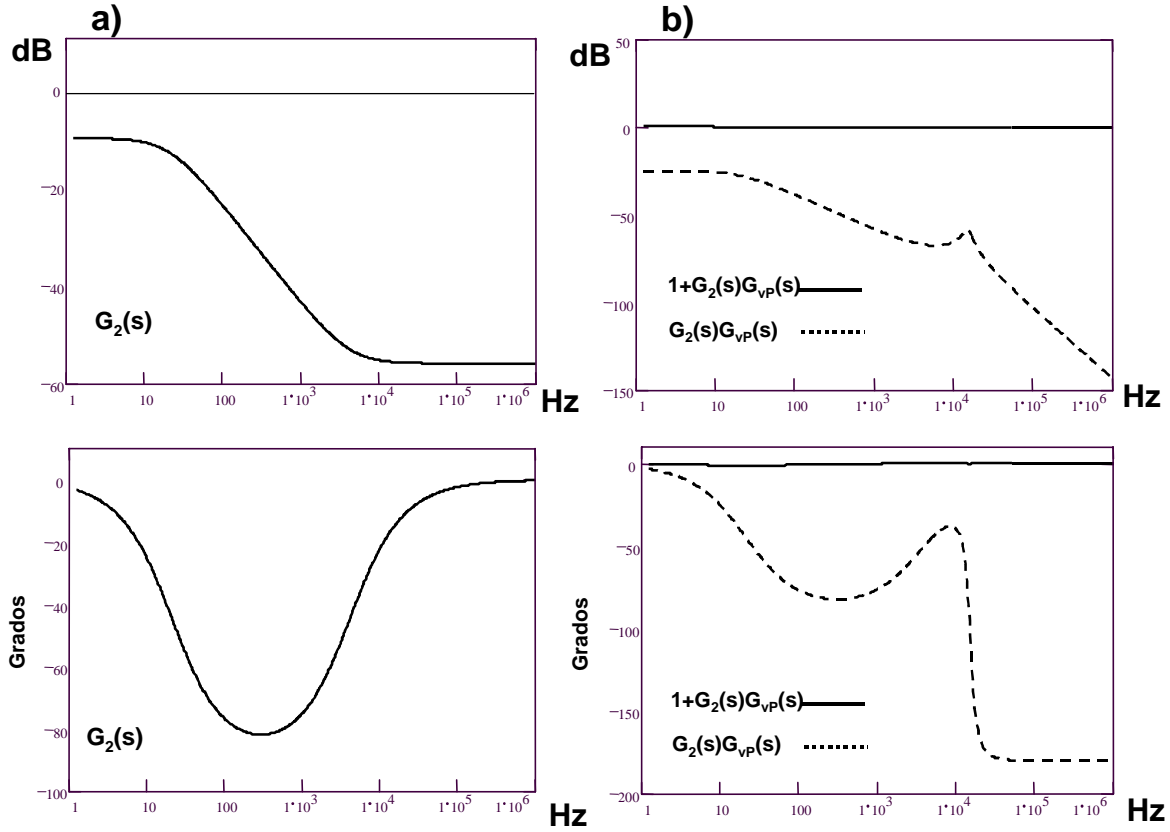


Fig. 4.17: a) diagrama de Bode de la función $G_2(s)$, b) diagramas de Bode de algunas componentes de la función $G_{dRA}(s)$.

Comenzaremos por estudiar el denominador de (4.29). La figura 4.17a muestra el diagrama de Bode de la función $G_2(s)$. Como podemos apreciar, la ganancia de esta función es muy baja (siempre por debajo de -10dB) y además, en el denominador de (4.29) está multiplicada por $G_{vp}(s)$, que como ya vimos, también tiene una ganancia muy baja (Fig. 4.8). Por tanto, el producto de las dos da lugar a una función con una ganancia que es en todo momento inferior a -30dB (Fig. 4.17b). En consecuencia, al estar este producto sumado a la unidad en el denominador de (4.29), el diagrama de Bode del denominador queda completamente anulado y no es más que una línea de 0dB. Por tanto, podríamos simplificar la expresión (4.29) y no tener en cuenta para nada el denominador. La función $G_{dRA}(s)$ quedaría de la siguiente forma:

$$G_{dRA\text{sim}}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = G_{dp}(s) + G_{vp}(s) \cdot G_1(s) \quad (4.30)$$

Analicemos ahora la función $G_1(s)$. La figura 4.18a muestra el diagrama de Bode de esta función. Como podemos observar, a pesar de tratarse de un sistema de segundo orden, el comportamiento es asimilable a una función de primer orden, con lo que podemos deducir que se

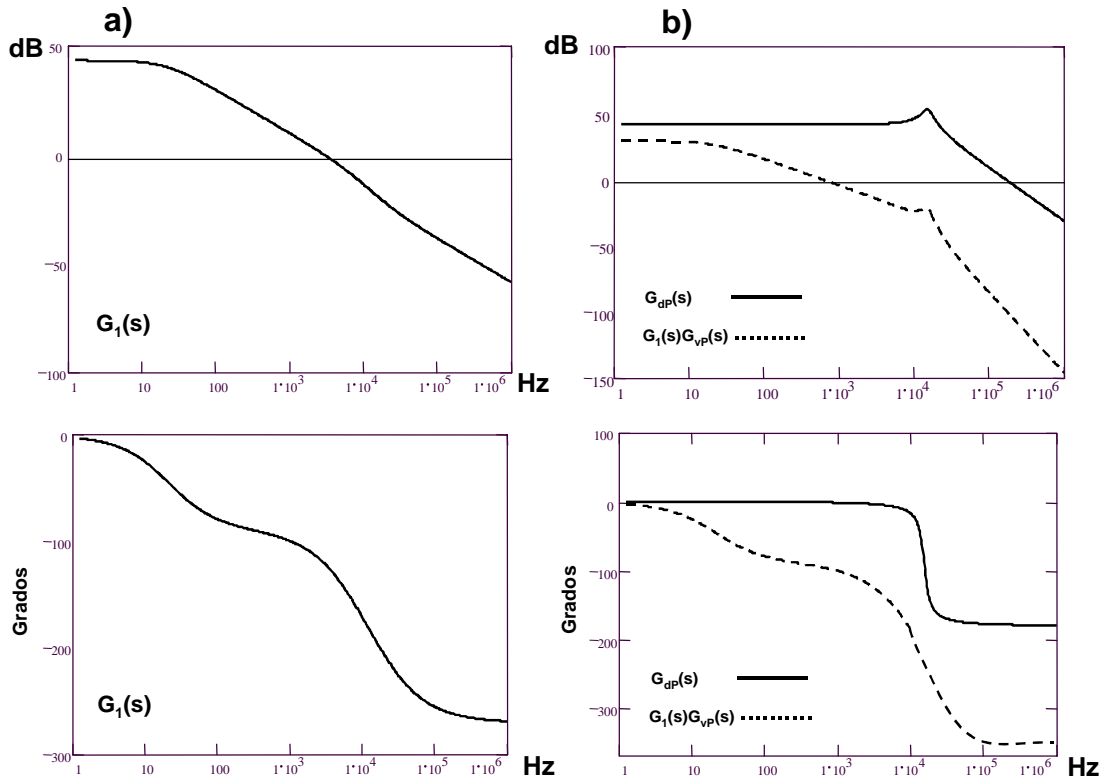


Fig. 4.18: a) diagrama de Bode de la función $G_1(s)$, b) diagramas de Bode de algunas componentes de la función $G_{dRA}(s)$.

trata de una función con dos polos reales bastante separados. De esta forma, el polo situado a más baja frecuencia será el que marque el comportamiento de la función. Para obtener las raíces exactas del denominador de (4.27) tendríamos que resolver su ecuación de segundo orden de forma simbólica. Sin embargo, dada la complejidad de los coeficientes, es difícil extraer conclusiones directamente. Asumiendo una serie de simplificaciones, podemos calcular de forma bastante aproximada la situación de las dos raíces.

El polo situado a más alta frecuencia está situado en:

$$\omega_{poloi} = \frac{R_{SP}}{L_0} \quad (4.31)$$

En este caso, la aproximación es muy buena. El resultado real sitúa este polo a una frecuencia de 7,29 kHz y la aproximación lo sitúa en 7,32 kHz. El polo dominante tiene una expresión algo más compleja:

$$\omega_{\text{polo2}} = \frac{\left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{R_{SP} \cdot C} \quad (4.32)$$

De todas formas, el resultado también es bastante bueno. El resultado real sitúa esta raíz en una frecuencia de 21,2Hz y con la aproximación, el resultado obtenido es 20,89 Hz. Recordemos de nuevo que este resultado se ha particularizado para las especificaciones descritas al comienzo del capítulo. Analizando la expresión (4.32) podemos extraer alguna conclusión interesante, pues vemos que el polo dominante lo fijan básicamente el condensador de almacenamiento y la R_{SP} .

Este polo es sin duda el más importante puesto que es el que da lugar a la discrepancia observada entre los Bodes de la figura 4.16b. Nótese que $G_1(s)$ está multiplicada por $G_{VP}(s)$, que al tener muy poca ganancia, hace que en la expresión (4.30) siga siendo $G_{dP}(s)$ la función dominante. Además, el producto $G_1(s) \cdot G_{VP}(s)$ está sumando en (4.30) y por eso, apenas se nota la influencia de $G_1(s)$. De todas formas, la conclusión más importante es que podemos aproximar la función de transferencia entre ciclo de trabajo y tensión de salida de un convertidor en Medio Puente con Reductor Activo de Armónicos por la correspondiente función de transferencia del convertidor base sin RA², en este caso, un convertidor en Medio Puente ya que las diferencias entre ambas son mínimas. Esto simplifica enormemente el estudio ya que la función de transferencia del convertidor base es de sobra conocida y resulta sencilla de analizar. Recordemos de nuevo que estamos estudiando las funciones de transferencia cuando la tensión de entrada es continua, no alterna.

Obtenida la función de transferencia $G_{dRA}(s)$, podemos utilizar un programa matemático para calcular la transformada inversa de Laplace y obtener la respuesta del convertidor ante un escalón de ciclo de trabajo. Supongamos las siguientes condiciones de trabajo:

- Tensión en el condensador: $V_C=250$ V
- Tensión de salida: $V_p= 46$ V
- Corriente de salida: $I_p= 1,2$ A
- Ciclo de trabajo: $D=0,4$
- Convertidor trabajando en bucle abierto

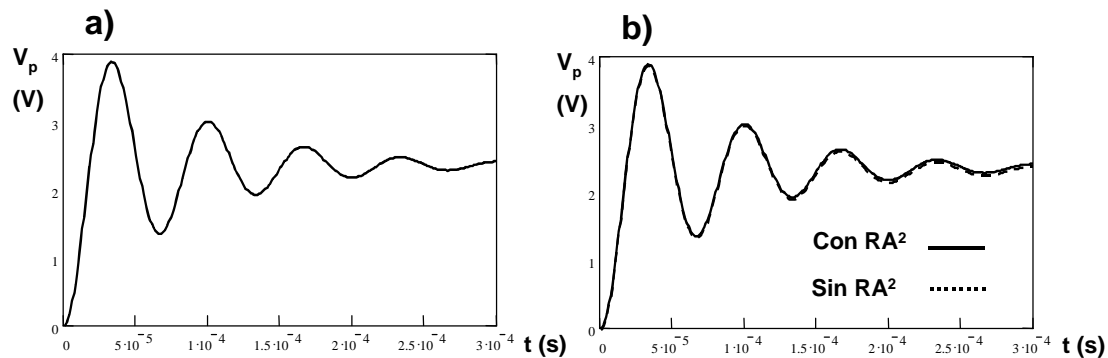


Fig. 4.19: a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo (convertidor con RA²), b) comparación de las respuestas de la tensión de salida ante el mismo escalón de ciclo de trabajo en los convertidores con y sin RA².

En la figura 4.19a se muestra la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo de 0,02. Además, en la figura 4.19b se comparan las respuestas del convertidor con y sin RA² ante el mismo escalón de ciclo de trabajo. Como se puede observar, la respuesta es prácticamente idéntica, lo cual era de esperar dada la similitud de los diagramas de Bode de los dos convertidores.

A pesar de que la conclusión obtenida es muy importante, debemos estudiar el comportamiento de algún parámetro singular de la topología para validar completamente el modelo. Nótese que podríamos haber deducido infinitos modelos falsos en los que la respuesta de la tensión de salida del convertidor con Reductor Activo de Armónicos fuese idéntica a la del convertidor sin RA².

Uno de esos parámetros puede ser la tensión en el condensador de almacenamiento, ya que ésta tiene un comportamiento estático distinto cuando conectamos el RA². En un convertidor convencional, la tensión V_C no está en absoluto relacionada con el ciclo de trabajo ya que no hay ningún tipo de realimentación energética hacia el condensador. De hecho, éste estará cargado al valor de pico de la tensión de entrada y presentará un cierto rizado al tener un valor de capacidad finito. La única influencia que podría verse en la tensión de este condensador ante un escalón de ciclo de trabajo, sería que al aumentar la tensión de salida y por tanto, aumentar también la potencia demandada, aumentaría ligeramente el rizado en la tensión del condensador.

Sin embargo, en un convertidor con RA² estamos realimentando una cierta cantidad de energía a través de la salida retrasada y por tanto, un escalón de ciclo de trabajo también debe verse reflejado en el valor de esta tensión. Por consiguiente, obtendremos la función de transferencia

entre la tensión V_C y el ciclo de trabajo para intentar validar completamente el modelo. Partiendo de nuevo de (4.22) y de (4.26), obtenemos:

$$G_{vcRA}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{G_1(s) - G_{dP}(s) \cdot G_2(s)}{1 + G_{vP}(s) \cdot G_2(s)} \quad (4.33)$$

El diagrama de Bode de esta función para el ejemplo que nos ocupa se muestra en la figura 4.20a. Al igual que ocurría en el caso de $G_{dRA}(s)$, el denominador de esta función puede asimilarse a una función unitaria y por tanto, podemos simplificar la expresión (4.33) de la siguiente forma:

$$G_{vcRASim}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = G_1(s) - G_{dP}(s) \cdot G_2(s) \quad (4.34)$$

En la figura 4.20b se muestran los diagramas de Bode de los dos sumandos de (4.34). Como podemos observar, a baja frecuencia predomina la función $G_1(s)$ y en alta frecuencia, la forma del diagrama la marca la función $G_2(s)$.

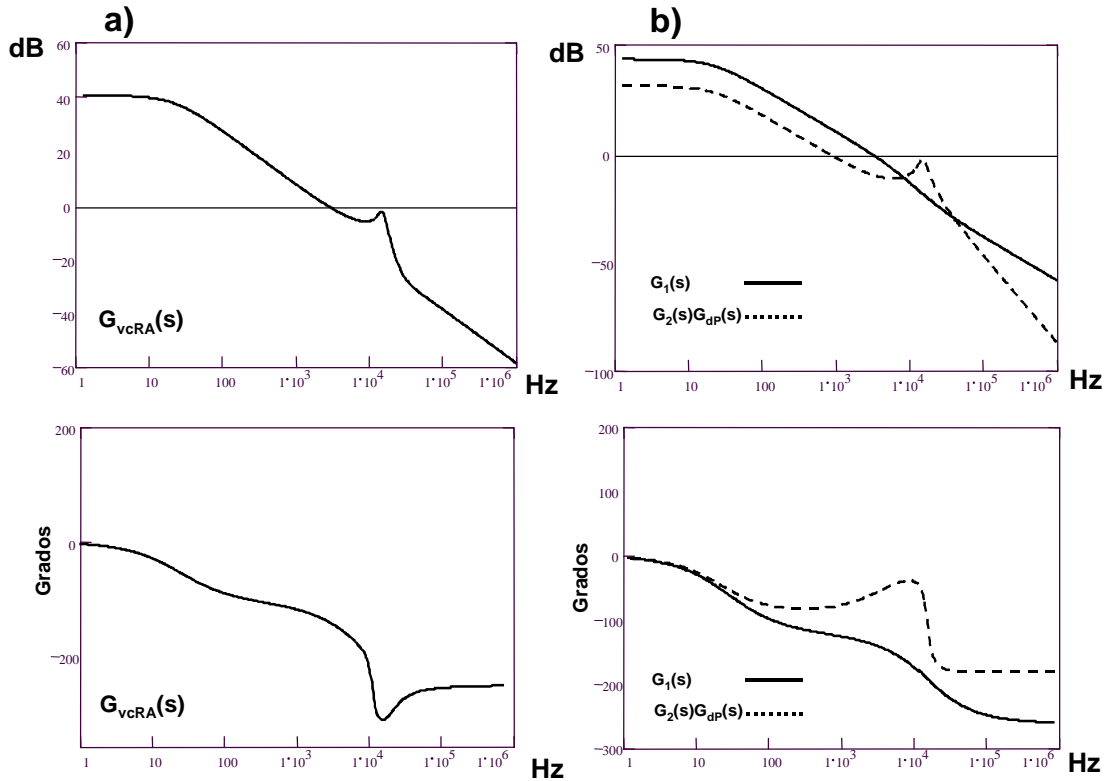


Fig. 4.20: a) diagrama de Bode de la función $G_{vcRA}(s)$ (ciclo de trabajo - tensión en el condensador de almacenamiento), b) diagramas de Bode de algunos componentes de la función $G_{vcRA}(s)$.

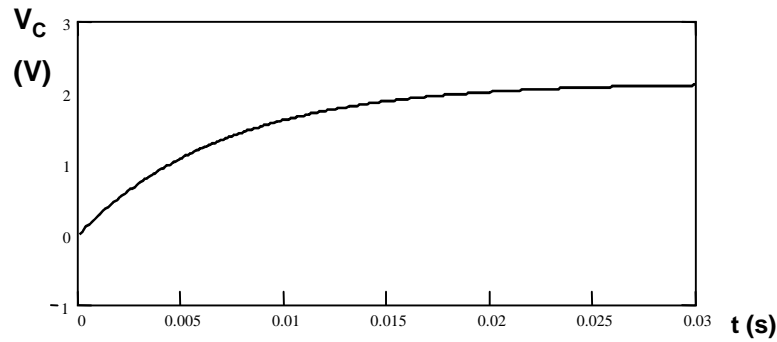


Fig. 4.21: respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante un escalón de ciclo de trabajo.

Por tanto, la respuesta al escalón de la tensión en el condensador va a estar condicionada principalmente por la función $G_1(s)$. Por ello, la respuesta corresponderá previsiblemente a la de un sistema de primer orden con un polo dominante a baja frecuencia (4.32). Esto parece bastante lógico, ya que el condensador de almacenamiento, al tener una capacidad bastante elevada, no va a ser capaz de tener una respuesta demasiado rápida.

La figura 4.21 muestra precisamente la respuesta de la tensión V_C ante un escalón de ciclo de trabajo de 0,02. Como podemos observar, la respuesta es claramente de primer orden y además, es una respuesta muy lenta.

También es interesante obtener las funciones de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada. Para ello, anularemos las fuentes que dependen del ciclo de trabajo \hat{d} , con lo que el modelo de pequeña señal queda tal y como se muestra en la figura 4.22.

Resolviendo el circuito, obtenemos las siguientes expresiones:

$$\hat{v}_p = \frac{\frac{D}{n}}{1 + \frac{L_p}{R_L} \cdot s + L_p \cdot C_p \cdot s^2} \cdot \hat{v}_C = G_{vp}(s) \cdot \hat{v}_C \quad (4.35)$$

$$\hat{i}_{Lp} \cdot \frac{D}{n} = \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \hat{i}_{L0} - \left(C \cdot s + \frac{1}{r_l} \right) \cdot \hat{v}_C \quad (4.36)$$

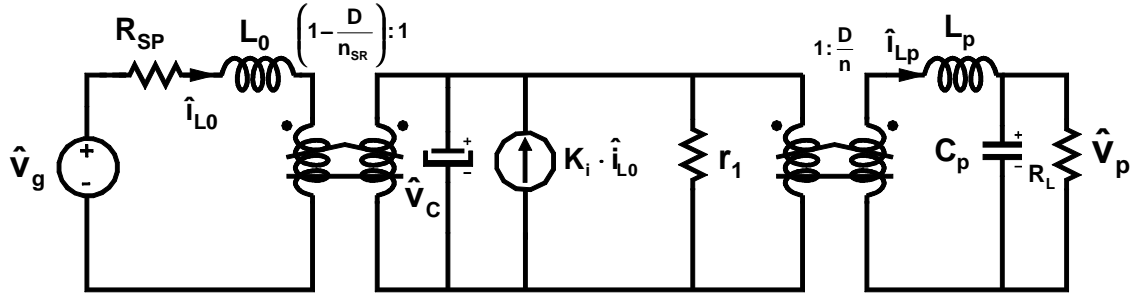


Fig. 4.22: modelo dinámico de pequeña señal del convertidor en Medio Puesto con RA² alimentado desde tensión continua (se han eliminado las fuentes que dependen de la perturbación de pequeña señal del ciclo de trabajo).

$$\hat{i}_{L0} = \frac{\hat{v}_g - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \quad (4.37)$$

$$\hat{i}_{Lp} = \frac{1 + R_L \cdot C_p \cdot s}{R_L} \cdot \hat{v}_p \quad (4.38)$$

Sustituyendo (4.37) y (4.38) en (4.36) y agrupando adecuadamente, obtenemos:

$$\hat{v}_C = G_3(s) \cdot \hat{v}_g - G_2(s) \cdot \hat{v}_p \quad (4.39)$$

donde $G_2(s)$ es la expresión (4.28) y $G_3(s)$ es la siguiente expresión:

$$G_3(s) = \frac{r_1 \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{\left(r_1 \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SP}\right) + (L_0 + r_1 \cdot R_{SP} \cdot C) \cdot s + r_1 \cdot C \cdot L_0 \cdot s^2} \quad (4.40)$$

Por último, combinando (4.35) y (4.40), obtenemos la expresión de la función de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada:

$$G_{vgvp} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{G_3(s) \cdot G_{vp}(s)}{1 + G_2(s) \cdot G_{vp}(s)} \quad (4.41)$$

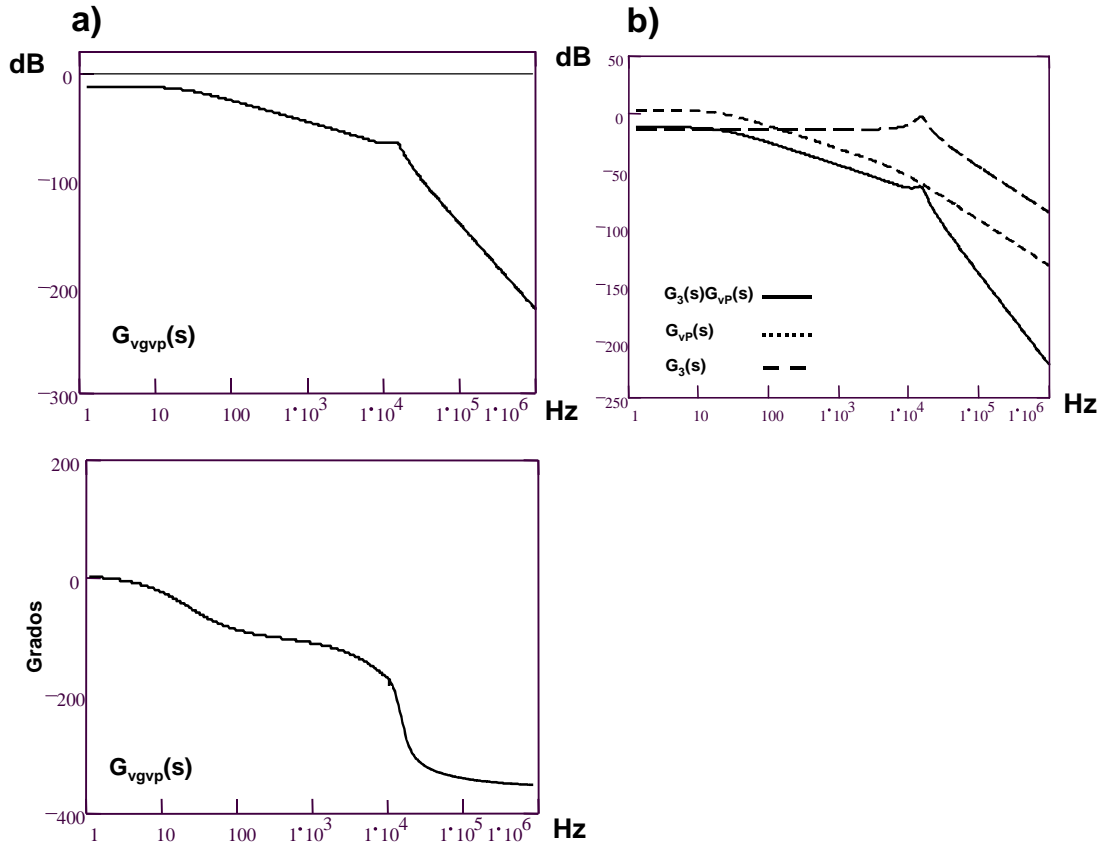


Fig. 4.23: a) diagrama de Bode de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida del convertidor en Medio Puente con RA² alimentado desde tensión continua, b) módulos de algunos componentes de la función $G_{vgvp}(s)$.

El diagrama de Bode de esta función se representa en la figura 4.23a. Al igual que ocurría en los casos anteriores, podemos simplificar la expresión (4.41), ya que el denominador no influye en absoluto en el comportamiento de la misma:

$$G_{vgvpsim} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = G_3(s) \cdot G_{vp}(s) \quad (4.42)$$

Como podemos observar, en esta función de transferencia sólo influyen $G_3(s)$ y $G_{vp}(s)$. En la figura 4.23b se representan los diagramas de Bode de ambas expresiones, así como el producto de ambas. A bajas frecuencias es la función $G_3(s)$ la que predomina, y únicamente a partir de la frecuencia de resonancia del filtro de la salida principal se nota la influencia de $G_{vp}(s)$. Por tanto, será $G_3(s)$ la que marque el comportamiento de la respuesta de la tensión de salida frente a variaciones de la tensión de entrada. Esta función es básicamente la misma que $G_1(s)$, aunque

con otra ganancia. De hecho, el denominador es el mismo y por tanto, la posición de sus polos también será la misma como se aprecia en (4.31) y (4.32).

A partir de (4.35) y (4.40) también podemos obtener la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador de almacenamiento:

$$G_{vgvc} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{G_3(s)}{1 + G_2(s) \cdot G_{vp}(s)} \quad (4.43)$$

Como podemos observar, el comportamiento de esta función depende exclusivamente de $G_3(s)$ ya que el denominador tiene básicamente una ganancia de 0dB. El diagrama de Bode de $G_{vgvc}(s)$ se representa en la figura 4.24.

Para obtener la respuesta temporal de la tensión de salida y de la tensión en el condensador de almacenamiento frente a escalones de tensión de entrada, tendremos que calcular la transformada inversa de Laplace. La figura 4.25a muestra la respuesta de la tensión de salida frente a un escalón de 20 V de tensión a la entrada. Además, la figura 4.25b muestra la respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento frente al mismo escalón.

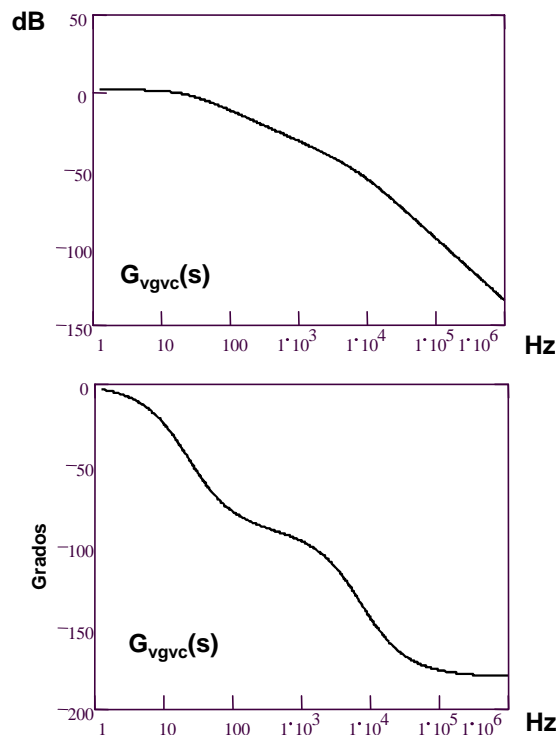


Fig. 4.24: diagrama de Bode de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador de almacenamiento del convertidor en Medio Puente con RA² alimentado desde tensión continua.

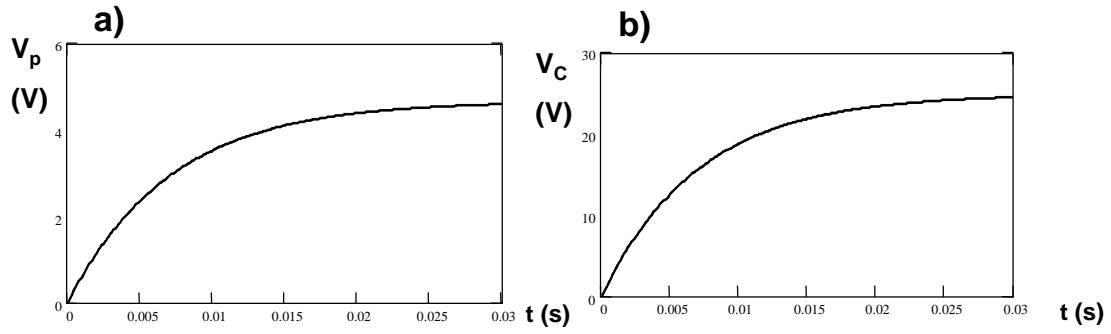


Fig. 4.25: a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de tensión de entrada, b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante un escalón de tensión de entrada.

Como podemos observar, la respuesta corresponde a un sistema de primer orden. La influencia del condensador de almacenamiento en la respuesta es claramente visible, dada la lentitud con la que evolucionan tanto V_C como V_p .

Una vez vistas estas respuestas temporales, podemos concluir que el condensador de almacenamiento condiciona las respuestas de todas las señales que pasan a través de él. Por tanto, en algunos casos podríamos eliminar del modelo de pequeña señal todos los componentes reactivos de alta frecuencia para estudiar la respuesta temporal de las señales. La única excepción es la respuesta de la tensión de salida frente a un escalón de ciclo de trabajo, ya que en este caso es precisamente el filtro LC de salida el que marca la evolución de la tensión V_p . De esta forma, simplificaríamos enormemente el estudio del comportamiento de la mayoría de los parámetros.

La figura 4.26 muestra el modelo de pequeña señal del convertidor, pero en este caso, sin el filtro LC de la salida principal y sin la bobina de filtro de la salida retrasada. Operando sobre este circuito, podemos obtener unas funciones de transferencia mucho más sencillas. La relación entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo quedaría de la siguiente forma:

$$G_{dRABF}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_C}{n} \cdot (K_{S2} + K_{S1} \cdot D + C \cdot s)}{K_{S2} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s} \quad (4.44)$$

donde las constantes K_{S1} y K_{S2} tienen las siguientes expresiones:

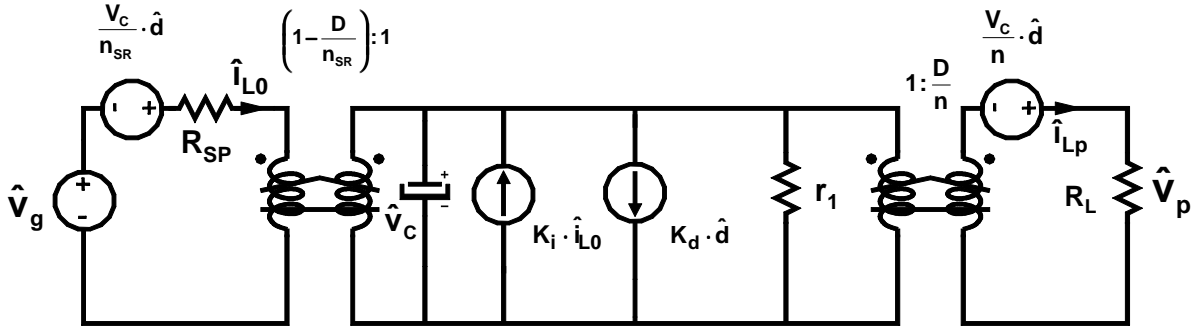


Fig. 4.26: modelo dinámico de pequeña señal del convertidor en Medio Puente con RA² alimentado desde tensión continua y sin los elementos reactivos que trabajan a frecuencia de conmutación.

$$K_{S1} = \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \frac{1}{R_{SP} \cdot n_{SR}} - \frac{K_d}{V_c} \quad (4.45)$$

$$K_{S2} = \frac{1}{r_1} + \frac{1}{R_{SP}} \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \quad (4.46)$$

Esta función no resulta especialmente útil porque la respuesta de la tensión de salida depende fundamentalmente del filtro LC de la salida principal. Nótese, que en este caso el condensador de almacenamiento no se encuentra en la cadena de transmisión de la perturbación y su influencia es marginal. En el resto de casos, la función simplificada sí va a resultar de utilidad, pues su respuesta va a ser muy parecida a la real.

La relación entre la tensión en el condensador y el ciclo de trabajo tiene la siguiente expresión:

$$G_{vcRABF}(s) = \frac{\hat{V}_c}{\hat{d}} = \frac{V_c \cdot \left(K_{S1} - \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} \right)}{K_{S2} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s} \quad (4.47)$$

En el caso de la función de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada, la expresión resultante es la siguiente:

$$G_{vgvpBF}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{D}{n \cdot R_{SP}} \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{K_{S2} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s} \quad (4.48)$$

Por último, entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador de almacenamiento, la relación existente es la siguiente:

$$G_{vgvcBF}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{1}{R_{SP}} \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{K_{S2} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s} \quad (4.49)$$

En el ejemplo que nos ocupa, el polo de estas funciones se encuentra situado a una frecuencia de 20,88 Hz, que es un resultado prácticamente idéntico al obtenido con la expresión (4.32). Esto es debido a que el término $\frac{D^2}{R_L \cdot n^2}$ tiene un valor despreciable frente al resto de componentes del denominador. Por tanto, si eliminamos este término, la expresión de la frecuencia de corte del polo es exactamente la misma que la obtenida en (4.32). De esta forma, podríamos incluso eliminarlo de las expresiones (4.44), (4.47), (4.48) y (4.49) para simplificarlas aún más.

En la figura 4.27 se muestran las respuestas temporales obtenidas con las funciones simplificadas de baja frecuencia y con las funciones reales y como podemos comprobar, la aproximación realizada es bastante buena. Por tanto, no sería necesario trabajar con las funciones reales para estudiar el comportamiento del convertidor, puesto que la respuesta de las señales se puede aproximar razonablemente bien con estas funciones simplificadas.

4.2.2 MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE CON RA² ALIMENTADO DESDE UNA TENSIÓN DE ENTRADA ALTERNA

El modelo dinámico que hemos estudiado es válido cuando la tensión de entrada es continua. Sin embargo, la familia de convertidores que estamos analizando tiene una tensión de entrada alterna. Por tanto, el siguiente paso es estudiar la validez del modelo para este tipo de tensiones de entrada. En principio, parece que no tendría que haber ninguna razón para que esto no fuese

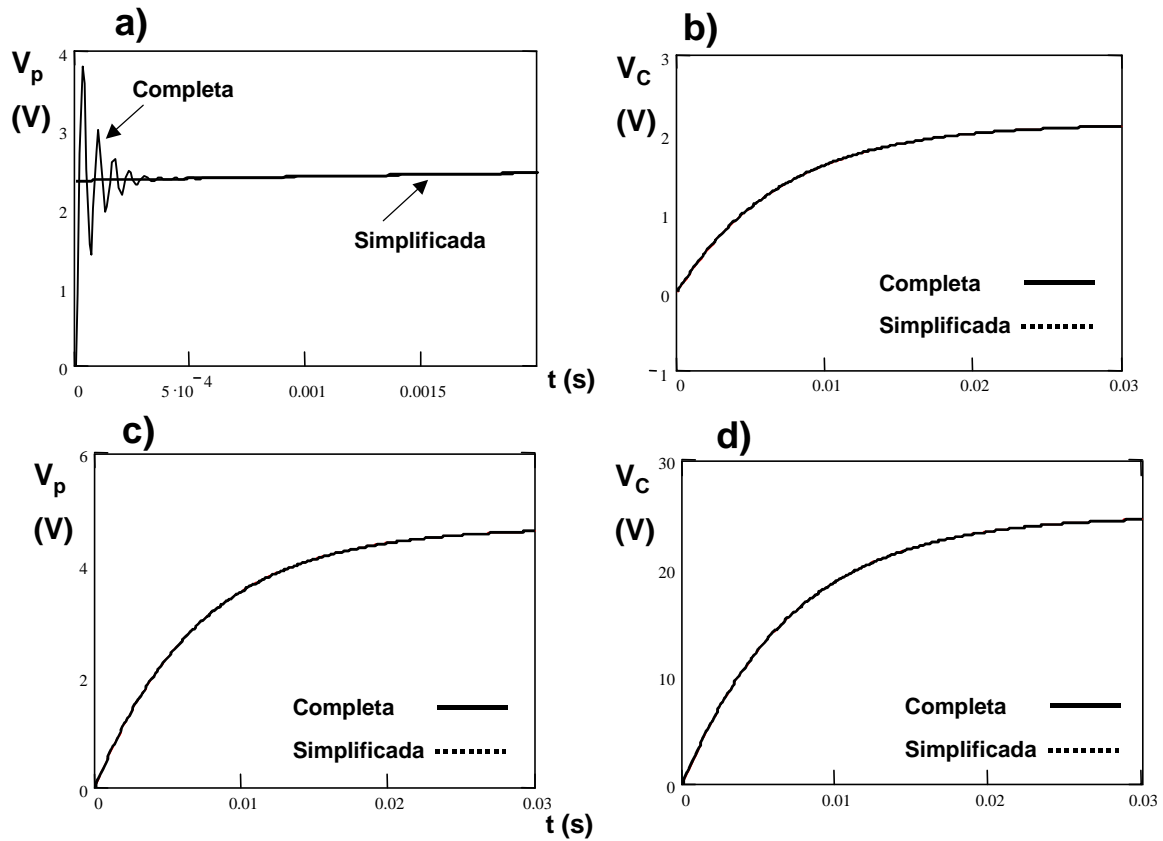


Fig. 4.27: comparación de las respuestas de las señales V_p y V_c obtenidas con las funciones de transferencia completas y simplificadas. a) respuesta de la tensión de salida frente a un escalón de ciclo de trabajo, b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento frente a un escalón de ciclo de trabajo, c) respuesta de la tensión de salida frente a un escalón de tensión de entrada, d) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento frente a un escalón tensión de entrada (en las figuras b), c) y d) apenas se pueden distinguir ambas respuestas ya que lo coincidencia es muy buena).

así. Simplemente habría que hacer dos puntualizaciones: por una lado, para deducir la expresión (4.11) hemos supuesto que la tensión V_g era constante. Esto no supone realmente un problema ya que podemos asumir perfectamente que la tensión de entrada permanece constante durante un periodo de conmutación. Nótese que la frecuencia de red es mucho menor que la de conmutación. Además, el valor de V_g no aparece en ninguno de los parámetros del modelo de pequeña señal por lo que en principio no parece que vaya a tener demasiada importancia.

Por otra parte, las constantes K_i , K_d y r_l ((4.18), (4.19) y (4.20)) dependen de la corriente I_{L0} , que en realidad coincide con la corriente de entrada del convertidor. Como ya sabemos, la corriente $i_g(t)$ tiene una forma de onda compuesta por trozos de senoide. Por tanto, el parámetro I_{L0} estaría variando durante un periodo de red. Sin embargo, la influencia de este valor es muy pequeña.

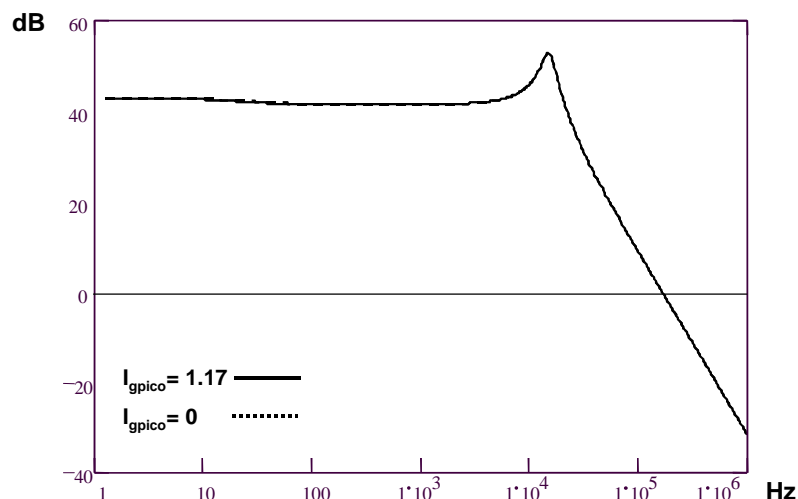


Fig. 4.28: diagrama de Bode (módulo) de la función $G_{dRA}(s)$ para diferentes valores de I_{gpico} . Los diagramas son prácticamente coincidentes.

La figura 4.28 muestra los diagramas de Bode de la función $G_{dRA}(s)$ para un valor de corriente de entrada nulo y para el valor de pico de dicha corriente, es decir, los dos valores extremos que puede tomar dicho parámetro. Como se puede observar, las diferencias entre ambos diagramas son mínimas. Por tanto, a la vista de este resultado podría parecer que el modelo de pequeña señal obtenido podría ser válido también cuando la tensión de entrada es alterna.

Sin embargo, esto no es cierto. En primer lugar, no hay una fuente de tensión a la entrada durante todo el periodo de red. Cuando no hay circulación de corriente por la entrada, los diodos del puente rectificador hacen que la entrada quede en circuito abierto.

Además, el hecho de que la tensión de entrada sea alterna influye decisivamente sobre el comportamiento del convertidor. Esto se puede comprender mejor si estudiamos el comportamiento estático de esta topología cuando la tensión de entrada es continua y lo comparamos con los resultados que se obtienen con una tensión de entrada alterna. La clave está en el comportamiento de la corriente de entrada. Cuando la tensión de entrada es continua, la corriente de entrada también lo es y por tanto, el valor de esta corriente será mucho más pequeño que el valor de pico que tendría la corriente de entrada si la tensión fuese alterna cuando comparamos ambos casos trabajando en idénticas condiciones de potencia y tensión de salida. La figura 4.29a muestra la evolución del valor de pico de esta corriente en ambos casos. Para hacer la comparación se ha supuesto que la tensión continua es igual al valor de pico de la tensión alterna. Como se puede observar, cuando la tensión de entrada es alterna el valor de pico de la

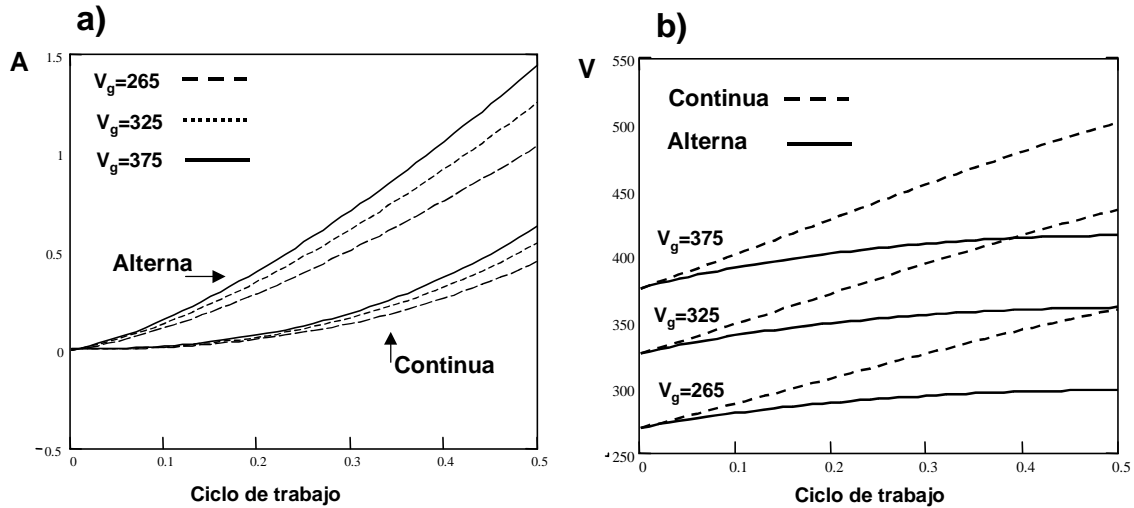


Fig. 4.29: a) diferencias en el valor de pico de la corriente de entrada cuando el convertidor en Medio Puente con RA² trabaja con tensiones de entrada alternas o continuas, b) diferencias en la tensión en el condensador de almacenamiento.

corriente de entrada es mucho mayor que el valor de corriente manejado por el convertidor en continua. La consecuencia inmediata de esto, es que la tensión en el condensador de almacenamiento tiene comportamientos distintos en alterna y en continua (Fig. 4.29b). Como se puede observar, la tensión V_C toma valores más elevados cuando la tensión de entrada es continua (al manejar corrientes de entrada más suaves, cae menos tensión en la Resistencia Sin Pérdidas). Además, la pendiente con la que varía la tensión V_C también es distinta en ambos casos.

Por tanto, está claro que si para el mismo incremento de ciclo de trabajo, los valores finales que debe alcanzar la tensión en el condensador de almacenamiento son distintos según la tensión de entrada sea alterna o continua, independientemente del comportamiento dinámico, los modelos deben ser distintos. Puesto que la tensión a la salida del rectificador de entrada no está siempre definida en cada periodo de red y dado que en cambio sí lo está la corriente, vamos a usar un modelo basado en la corriente de entrada. De esta forma, el modelo dinámico será también válido con tensiones de entrada alternas.

Para ello, calcularemos el valor medio de dicha corriente. Integrando durante un semiperiodo de red el valor instantáneo de la corriente, obtenemos:

$$I_g = \frac{V_g}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(2 \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right) - \phi_C \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \right) \quad (4.50)$$

Linealizando y perturbando esta expresión, tenemos:

$$\hat{i}_g = \frac{1}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(2 \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right) - \phi_C \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \right) \cdot \hat{v}_g + \frac{V_g}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(\frac{\phi_C}{2} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \right) \cdot \hat{\phi}_C \quad (4.51)$$

Como podemos observar, en esta expresión aparece una fuente de corriente que depende de las variaciones del ángulo de conducción $\hat{\phi}_C$. Éste es un parámetro interno de funcionamiento sobre el que no tenemos control y por tanto, tenemos que intentar ponerlo en función de otras variables. Para ello, podemos utilizar la expresión que liga la tensión de entrada con la tensión en el condensador de almacenamiento:

$$V_C - V_S = V_g \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (4.52)$$

Linealizando y perturbando esta expresión, podemos despejar el parámetro $\hat{\phi}_C$:

$$\hat{\phi}_C = \frac{2 \cdot \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{V_g \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)} \cdot \hat{v}_g + \frac{2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}}}{V_g \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)} \cdot \hat{d} - \frac{2 \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{V_g \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)} \cdot \hat{v}_C \quad (4.53)$$

Combinando (4.51) y (4.53), obtenemos:

$$\hat{i}_g = \frac{2}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot \hat{v}_g + \frac{\phi_C}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} - \frac{\phi_C}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C \quad (4.54)$$

Esta expresión representa el modelo de pequeña señal de la corriente de entrada y por tanto, podremos sustituir la fuente de tensión \hat{v}_g del modelo de la figura 4.15 por una fuente de corriente, tal y como se muestra en la figura 4.30a. En realidad, la fuente \hat{i}_g está compuesta por otras tres fuentes de corriente (4.54), con lo que el modelo quedaría como el de la figura 4.30b.

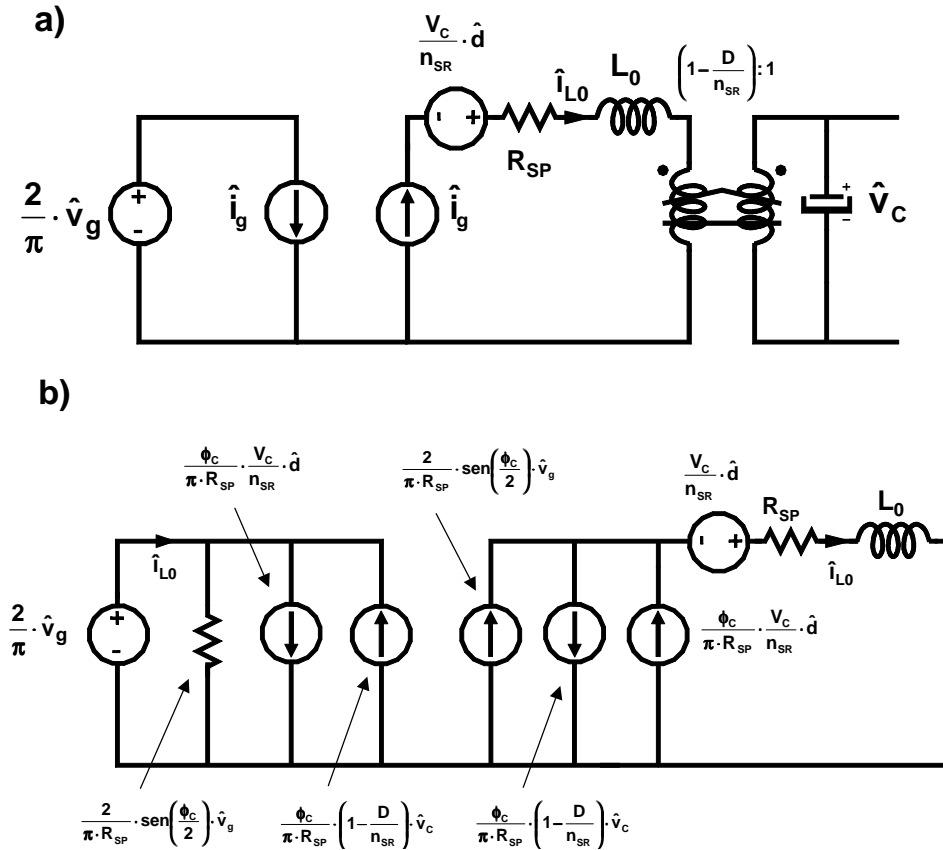


Fig. 4.30: a) modelo dinámico de pequeña señal de la etapa de entrada del convertidor en Medio Puesto con RA² cuando trabaja con tensión de entrada alterna. La corriente de entrada se ha promediado en un ciclo de red, b) modelado de la etapa de entrada del convertidor con las distintas componentes de la corriente de entrada mostradas por separado.

Como se puede observar en la figura, una de las fuentes de corriente que aparecen en (4.54) se puede representar como una resistencia en paralelo con la fuente de tensión de entrada. Por supuesto, en el modelo de alterna también debe aparecer promediada esta tensión. Nótese que en el modelo de continua el valor estático (V_g) coincide con el valor de pico de la tensión y además, el nombre del valor perturbado (\hat{v}_g) tiene una notación similar. Sin embargo, en alterna debemos hacer una serie de aclaraciones: el valor de pico de la tensión de entrada alterna tiene un valor V_g y por tanto, su valor perturbado será \hat{v}_g . Si promediamos la tensión de entrada (una vez rectificadora), el valor promedio es $\frac{2}{\pi} \cdot V_g$ y por tanto, si perturbamos dicho valor tenemos

$\frac{2}{\pi} \cdot \hat{v}_g$. Con esta notación, utilizamos en ambos casos el valor de pico de la tensión de entrada V_g , ya que el valor promediado lo hemos dejado en función del propio valor de pico, pero los

significados de ambas señales son distintos. Por tanto, en el modelo de la figura 4.31, el valor de la fuente de tensión de entrada será $\frac{2}{\pi} \cdot \hat{v}_g$.

El hecho de que la tensión de entrada sea alterna también va a influir sobre otros parámetros del modelo de pequeña señal. Cuando la tensión de entrada era continua, la corriente de entrada también lo era. De esta forma, cuando en el modelo aparecen constantes cuyo valor depende de I_{L0} , está claro que este valor es el que corresponde al punto de trabajo que estamos estudiando. Sin embargo, cuando la tensión de entrada es alterna la corriente de entrada tiene la forma típica que ya conocemos y por tanto, en cada instante de un periodo de red, el valor instantáneo de I_{L0} será distinto. Por supuesto, esto implica que, dependiendo del instante en el que nos encontremos, la corriente que demanda del primario la salida retrasada es distinta. Esto se puede comprender fácilmente observando la expresión (4.16): según cambie I_{L0} , también cambiará I_{ISR} . Así, podemos escribir (4.16) de esta otra forma:

$$i_{ISR}(t) = \frac{i_{L0}(t)}{n_{SR}} \cdot D - R_{SP} \cdot \frac{i_{L0}^2(t)}{V_C} \quad (4.55)$$

Por tanto, para obtener el valor promedio de la corriente que demanda del primario la salida retrasada durante un periodo de red, simplemente tendremos que promediar la expresión (4.55) en un periodo de red:

$$I_{ISRCA} = \frac{I_g}{n_{SR}} \cdot D - R_{SP} \cdot \frac{I_{gef}^2}{V_C} \quad (4.56)$$

donde I_g es el valor medio de la corriente de red e I_{gef} el valor eficaz de dicha corriente.

La expresión es muy similar a (4.16) y por tanto, al linealizar y perturbar (4.56) el resultado va a ser casi el mismo. Únicamente tendremos que tener en cuenta que en algunas de las constantes que se obtienen aparecerá el valor de la corriente media y en otras el valor de la corriente eficaz:

$$\hat{i}_{ISRCA} = \frac{I_g}{n_{SR}} \cdot \hat{d} + \left(\frac{D}{n_{SR}} - \frac{2 \cdot R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_C} \right) \cdot \hat{i}_{L0} + \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}^2}{V_C^2} \cdot \hat{v}_C \quad (4.57)$$

Por tanto, las constantes del modelo de pequeña señal obtenidas para el caso de tensión de entrada continua quedan de la siguiente forma cuando la tensión de entrada es alterna:

$$K_{iCA} = \frac{2 \cdot R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_C} \quad (4.58)$$

$$K_{dCA} = \frac{I_g}{n_{SR}} + \frac{I_{Lp}}{n} \quad (4.59)$$

$$r_{ICA} = \frac{V_C^2}{R_{SP} \cdot I_{gef}^2} \quad (4.60)$$

De esta forma, hemos obtenido el modelo dinámico completo del convertidor en Medio Puente con RA², modelando además el comportamiento del convertidor tanto para tensiones de entrada continuas, como alternas. Partiendo ahora del modelo de la figura 4.31a, podemos hacer una serie de modificaciones en el circuito obtenido e intentar simplificarlo en la medida de lo posible. Como se observa en la figura 4.31a, las tres fuentes de corriente debidas a la corriente de entrada están en serie con el conjunto formado por la R_{SP} , la bobina de filtro L_0 y una fuente de tensión y por tanto, podemos eliminar estos tres componentes sin alterar las características del circuito. Una vez hecho esto, podemos trasladar las tres fuentes de tensión al otro lado del transformador, dividiéndose por tanto su valor por la relación de transformación $(1-D/n_{SR})$. Llegados a este punto, vemos que una de las fuentes depende de la tensión en el condensador de almacenamiento \hat{v}_C por lo que en realidad se puede representar como una resistencia. Al haber en el circuito otra resistencia en paralelo (r_{ICA}), podemos representar únicamente una de ellas con el valor resultante de componer las dos resistencias en paralelo. Además, podemos separar los términos de la constante K_{dCA} , con lo que finalmente obtenemos el circuito de la figura 4.31b. De esta forma, hemos conseguido aislar completamente el modelo de pequeña señal del convertidor en Medio Puente convencional de los elementos adicionales a que da lugar el RA². Así, en la figura se pueden distinguir dos partes bien diferenciadas: la etapa de entrada, que modela el comportamiento del RA², está promediada primero en un ciclo de conmutación, y a continuación, promediada también en un ciclo de red.

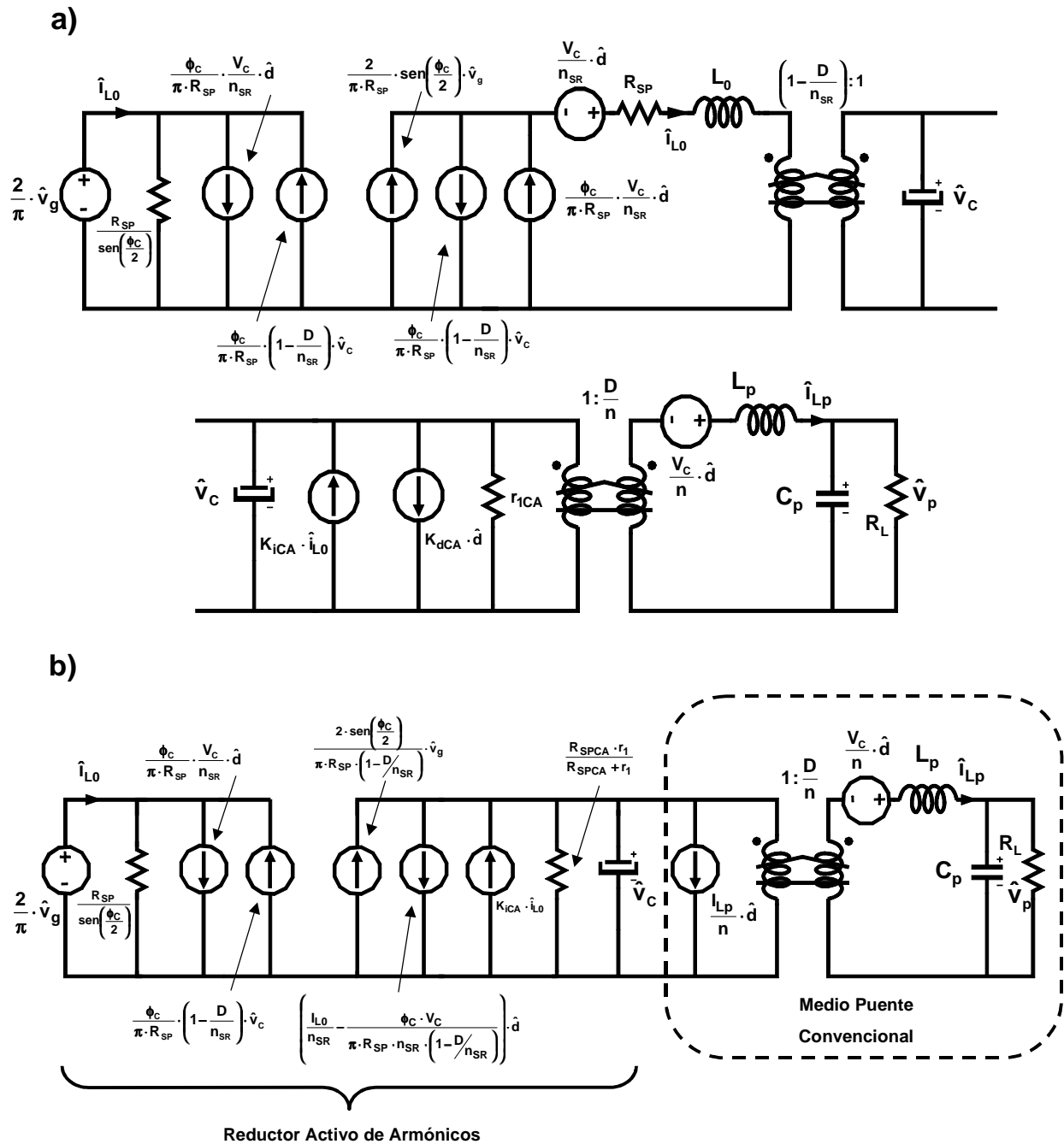


Fig. 4.31: a) modelo dinámico completo del convertidor en Medio Puesto con RA² alimentado desde una tensión de entrada alterna, b) circuito simplificado del modelo dinámico completo de dicho convertidor

Sin embargo, la segunda etapa, la que corresponde al convertidor en Medio Puesto convencional, está únicamente promediada en un periodo de conmutación.

Una vez obtenido el modelo completo, podemos obtener también las funciones de transferencia que anteriormente habíamos calculado con el modelo de continua. Comenzaremos por la relación

entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo ($G_{dRA}(s)$). En realidad, las expresiones son prácticamente idénticas, aunque podemos observar dos diferencias respecto al modelo de continua, debidas a las diferencias existentes en las corrientes de entrada de ambos modelos. En el caso del modelo de alterna, la corriente \hat{i}_g toma la siguiente expresión tras anular la fuente dependiente de la tensión de entrada:

$$\hat{i}_g = \frac{\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C}{\frac{\pi \cdot R_{SP}}{\phi_C}} \quad (4.61)$$

Si comparamos esta expresión con (4.37) vemos que la bobina de filtro de la salida retrasada desaparece. Esto es lógico ya que la influencia de L_0 en la respuesta dinámica del convertidor debe ser muy pequeña. Nótese que esta bobina trabaja a alta frecuencia y sin embargo, está situada en la parte de baja frecuencia del convertidor. Teniendo en cuenta que la tensión de entrada varía a una frecuencia de 50 Hz, intuitivamente parece lógico pensar que la presencia de esta bobina apenas va a influir en el comportamiento dinámico del convertidor.

Por otra parte, la Resistencia Sin Pérdidas aparece multiplicada por un factor $\frac{\pi}{\phi_C}$, lo que en el fondo supone una especie de promediado de dicho parámetro.

Llamaremos Resistencia sin Pérdidas de Alterna a la siguiente expresión:

$$R_{SPCA} = \frac{\pi}{\phi_C} \cdot R_{SP} \quad (4.62)$$

Por tanto, las expresiones de $G_1(s)$ y de $G_2(2)$ quedan de la siguiente forma:

$$G_{ICA}(s) = \frac{r_{ICA} \cdot \left(\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \left(K_{ICA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) - K_{dCA} \cdot R_{SPCA} \right)}{\left(r_{ICA} \cdot \left(K_{ICA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SPCA} \right) + (r_{ICA} \cdot R_{SPCA} \cdot C) \cdot s} \quad (4.63)$$

$$G_{2CA}(s) = \frac{\frac{r_{ICA} \cdot D}{R_L \cdot n} \cdot R_{SPCA} \cdot (1 + C_p \cdot R_L \cdot s)}{\left(r_{ICA} \cdot \left(K_{ICA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SPCA} \right) + (r_{ICA} \cdot R_{SPCA} \cdot C) \cdot s} \quad (4.64)$$

Como podemos comprobar, las funciones son de primer orden al no influir en absoluto la bobina de filtro de la salida retrasada. En el fondo, esto no es especialmente significativo ya que las expresiones obtenidas para el caso de tensión de entrada continua ya mostraban un comportamiento básicamente de primer orden, a pesar de que las funciones en sí eran de segundo orden.

Sí es importante reseñar que la frecuencia de corte del polo de baja frecuencia es aún más baja en el caso de alterna que en el de continua. Si calculamos esta frecuencia en las expresiones (4.63) y (4.64), obtendremos un valor de 11,6 Hz (utilizando los valores del ejemplo detallado al comienzo del capítulo). En el caso de la respuesta dinámica de la tensión de salida, esto no es importante ya que es el filtro de la salida principal el que condiciona principalmente la respuesta. La función de transferencia entre tensión de salida y ciclo de trabajo tiene una expresión similar a la obtenida anteriormente:

$$G_{dRACA}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{G_{dP}(s) + G_{vP}(s) \cdot G_{ICA}(s)}{1 + G_{vP}(s) \cdot G_{2CA}(s)} \quad (4.65)$$

Sin embargo, el desplazamiento de esta frecuencia de corte sí es importante para el comportamiento de la tensión en el condensador de almacenamiento. En este caso, la función de transferencia es la siguiente:

$$G_{vRACA}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{G_{ICA}(s) - G_{dP}(s) \cdot G_{2CA}(s)}{1 + G_{vP}(s) \cdot G_{2CA}(s)} \quad (4.66)$$

Como vimos anteriormente, esta función se comporta básicamente como la función $G_{ICA}(s)$ y por tanto, el hecho de que esa frecuencia de corte se haya desplazado implica que la respuesta dinámica de la tensión V_C será más lenta cuando la tensión de entrada sea alterna.

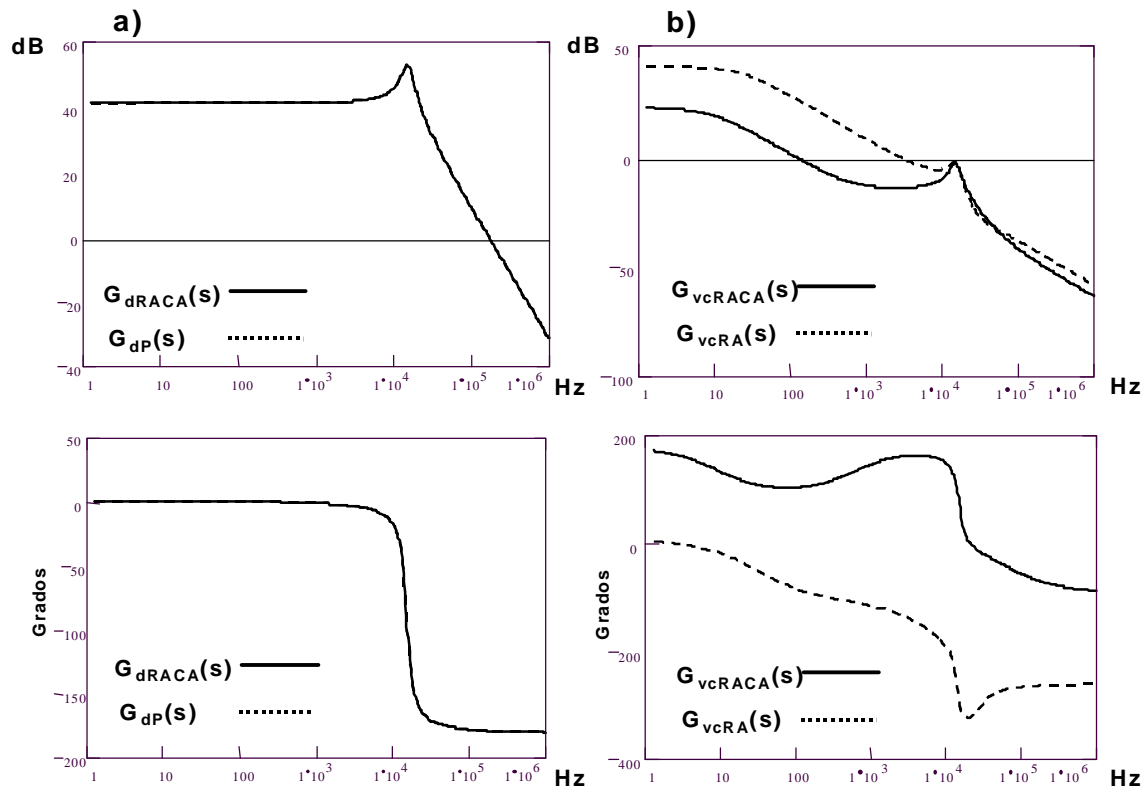


Fig. 4.32: a) diagramas de Bode de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida del convertidor con RA² trabajando con tensión de entrada alterna y del convertidor sin RA², b) diagramas de Bode de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión en el condensador de almacenamiento del convertidor con RA² trabajando con tensión de entrada alterna y del convertidor sin RA²

La figura 4.32a muestra el diagrama de Bode de la función $G_{dRACA}(s)$. Como podemos comprobar, el diagrama es muy similar al del convertidor en Medio Puente convencional. Tan solo es posible apreciar una ligera diferencia a bajas frecuencias, al igual que en el caso de continua, y esta diferencia es del orden de 1dB hasta frecuencias cercanas a 100Hz. A partir de este punto, las diferencias son inapreciables. La conclusión que podemos extraer tiene una enorme importancia ya que este resultado implica que podemos utilizar la función de transferencia de un convertidor en Medio Puente convencional para estudiar el comportamiento del convertidor en Medio Puente con RA². Además, esto significa también que podemos controlar los dos convertidores con el mismo regulador, con lo que no hay que hacer ningún esfuerzo de diseño adicional para controlar un convertidor con RA² si partimos del convertidor convencional sin RA² con el regulador ya diseñado. Por tanto, los cambios a realizar para transformar un convertidor CC/CC convencional en un convertidor CA/CC, que además cumpla la norma IEC 1000-3-2, son muy pequeños.

La figura 4.32b muestra el diagrama de Bode de la función $G_{vcRACA}(s)$ y como se puede observar, la frecuencia de corte del polo dominante es algo más baja. Además, la fase de los diagramas está desplazada 180° debido a que el comportamiento en continua es distinto del comportamiento en alterna, a pesar de estar en el mismo punto de funcionamiento estático.

La figura 4.33a muestra la respuesta de la tensión de la salida principal frente a un escalón de ciclo de trabajo ($\Delta d=0,02$). Como vemos, la respuesta es la misma que la obtenida con tensión continua a la entrada. Por otra parte, la figura 4.33b muestra la respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento frente al mismo escalón. La respuesta es de primer orden y algo más lenta que la de la figura 4.21. Como podemos comprobar, las señales evolucionan con sentidos contrarios debido a la diferencia observada en la fase del diagrama de Bode.

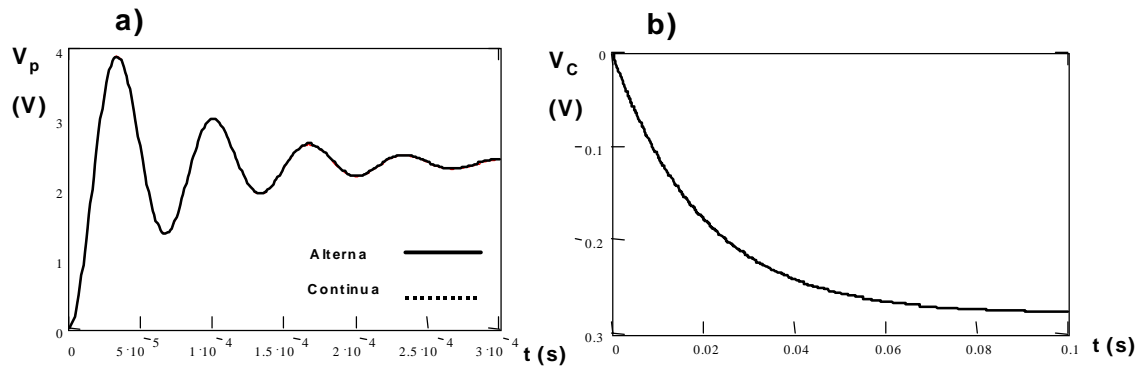


Fig. 4.33: a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo (comparación del modelo de alterna y del modelo de continua. No es posible distinguir ninguna diferencia), b) respuesta de la tensión V_C ante el mismo tipo de perturbación.

En cuanto a la función de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada, de nuevo obtenemos expresiones muy similares. Únicamente cambia la ecuación de la corriente de entrada. La expresión (4.37) pasa a tener la siguiente forma:

$$\hat{i}_{L0} = \frac{\frac{2}{\phi_C} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot \hat{v}_g - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C}{\frac{\pi \cdot R_{SP}}{\phi_C}} \quad (4.67)$$

De nuevo vemos que desaparece la bobina de filtro de la salida retrasada y que la R_{SP} aparece modificada. Además, la tensión de entrada también aparece multiplicada por un factor $\left(\frac{2}{\phi_C} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)\right)$. Por tanto, la expresión de $G_3(s)$ queda de la siguiente forma:

$$G_{3CA}(s) = \frac{r_1 \cdot \left(K_{ICA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{\left(r_{ICA} \cdot \left(K_{ICA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SPCA} \right) + (r_1 \cdot R_{SPCA} \cdot C) \cdot s} \quad (4.68)$$

Al igual que en el caso de $G_{1CA}(s)$ y $G_{2CA}(s)$, la función también es de primer orden y el polo está situado también en el mismo punto. La función de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada queda de la siguiente forma:

$$G_{vgvpCA} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{G_{3CA}(s) \cdot G_{vP}(s)}{1 + G_{2CA}(s) \cdot G_{vP}(s)} \quad (4.69)$$

Del mismo modo, la función de transferencia entre la tensión en el condensador de almacenamiento y la tensión de entrada tiene la siguiente expresión:

$$G_{vgvcCA} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{G_{3CA}(s)}{1 + G_{2CA}(s) \cdot G_{vP}(s)} \quad (4.70)$$

Como ya vimos en el caso de tensión de entrada continua, el comportamiento de estas funciones está determinado fundamentalmente por $G_{3CA}(s)$. Los diagramas de Bode de $G_{vgvpCA}(s)$ y de $G_{vgvcCA}(s)$ se muestran en las figuras 4.34a y 4.34b respectivamente.

También podemos obtener la respuesta de la tensión de salida y de la tensión en el condensador de almacenamiento frente a escalones de tensión de entrada. La figura 4.35a muestra la reacción de v_p ante un escalón de 10 voltios de entrada y la figura 4.35b muestra la reacción de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación.

Como podemos observar, las respuestas corresponden a un sistema de primer orden y además, son más lentas que las respuestas obtenidas con tensión continua a la entrada.

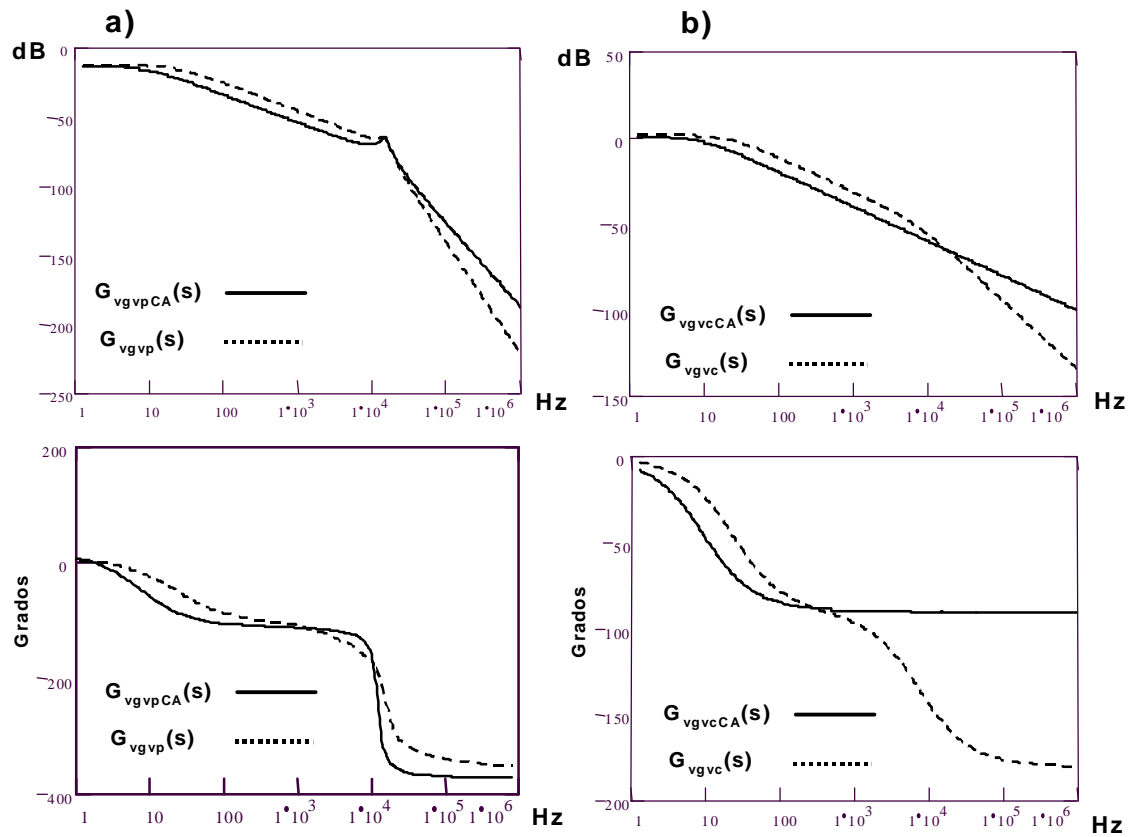


Fig. 4.34: a) diagrama de Bode de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida. Comparación entre el modelo de alterna y el modelo de continua, b) diagrama de Bode de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador de almacenamiento. Comparación entre el modelo de alterna y el modelo de continua.

En este caso también podemos simplificar el estudio eliminando los componentes reactivos que trabajan a alta frecuencia, tal como hicimos anteriormente con la tensión de entrada continua. El circuito simplificado quedaría tal y como se muestra en la figura 4.36. Las funciones de transferencia obtenidas con este circuito son muy similares a las obtenidas en el otro caso estudiado. Únicamente se producirán unas pequeñas modificaciones derivadas del promediado de la corriente alterna de entrada. Además, estas modificaciones son exactamente iguales a las estudiadas en la función sin simplificar. Por tanto, la relación entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo quedaría de la siguiente forma:

$$G_{dRACABF}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_C}{n} \cdot (K_{S2CA} + K_{S1CA} \cdot D + C \cdot s)}{K_{S2CA} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s} \quad (4.71)$$

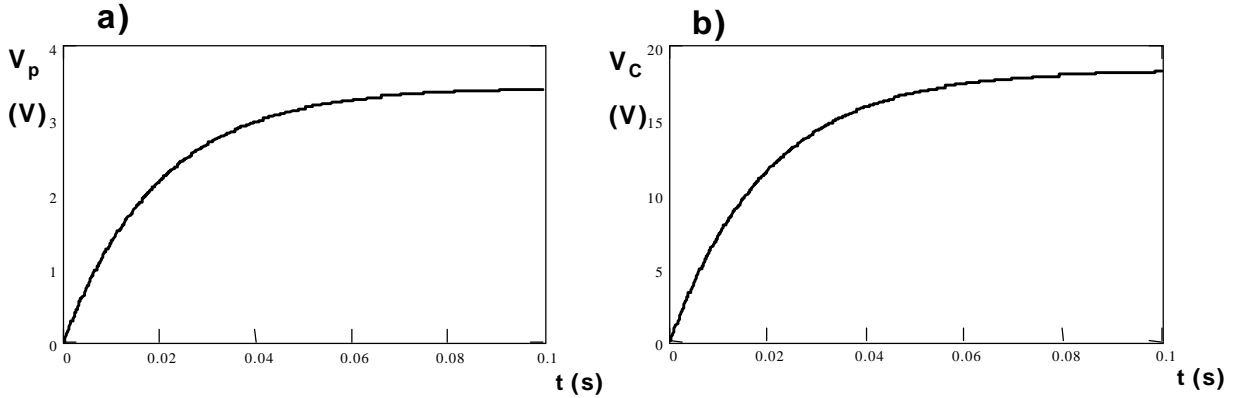


Fig. 4.35: a) variación de la tensión de salida sobre su valor estático ante un escalón de tensión de entrada, b) variación de la tensión en el condensador de almacenamiento sobre su valor estático ante un escalón de tensión de entrada.

donde las constantes K_{S1CA} y K_{S2CA} tienen las siguientes expresiones:

$$K_{S1CA} = \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \frac{1}{R_{SPCA} \cdot n_{SR}} - \frac{K_{dCA}}{V_C} \quad (4.72)$$

$$K_{S2CA} = \frac{1}{i_{ICA}} + \frac{1}{R_{SPCA}} \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \quad (4.73)$$

Como ya comentamos en el caso anterior, esta función no es nada relevante ya que la respuesta dinámica de la tensión de salida depende precisamente de los elementos que hemos eliminado, es decir, del filtro LC de la salida principal.

La relación entre la tensión en el condensador y el ciclo de trabajo tiene la siguiente expresión:

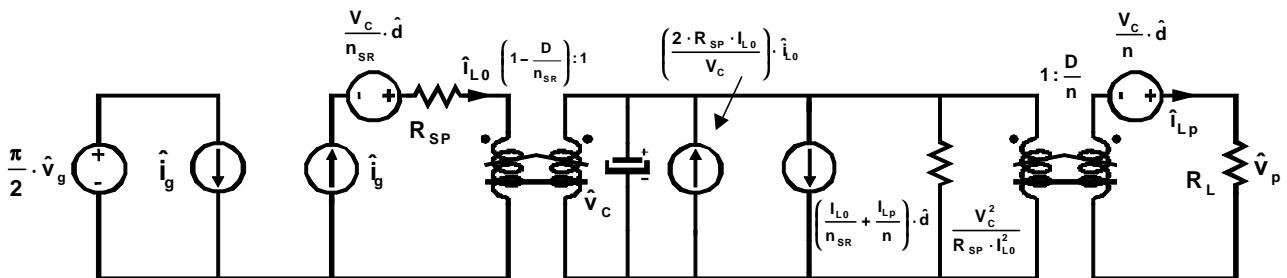


Fig. 4.36: modelo dinámico de pequeña señal del convertidor en Medio Puesto con RA² alimentado desde una tensión de entrada alterna. En este modelo se han eliminado todos los elementos reactivos que trabajan a frecuencia de conmutación.

$$G_{vcRACABF}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{V_C \cdot \left(K_{S1CA} - \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} \right)}{K_{S2CA} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s} \quad (4.74)$$

En el caso de la función de transferencia entre la tensión de salida y la tensión de entrada, las modificaciones también son las mismas que en el caso de la tensión continua. La expresión resultante es la siguiente:

$$G_{vgvpCABF}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{D}{n \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot 2 \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{K_{S2CA} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s} \quad (4.75)$$

Por último, entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador de almacenamiento, la relación existente es la siguiente:

$$G_{vgvcCABF}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{1}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot 2 \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{K_{S2CA} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s} \quad (4.76)$$

La figura 4.37 muestra los diagramas de Bode obtenidos con estas funciones, así como los diagramas de Bode de las funciones de transferencia sin simplificar. Como podemos observar, la simplificación realizada aproxima bastante bien el comportamiento real de estas variables y por tanto, podremos utilizarlas para obtener resultados de una forma mucho más cómoda que con las funciones completas.

La figura 4.38 muestra la respuesta dinámica de la tensión de salida ante variaciones de tensión de entrada, así como la respuesta de la tensión V_C ante variaciones de ciclo de trabajo y de tensión de entrada. En la figura también se ha representado la respuesta obtenida con la función completa y, como se puede observar, ambas son muy similares.

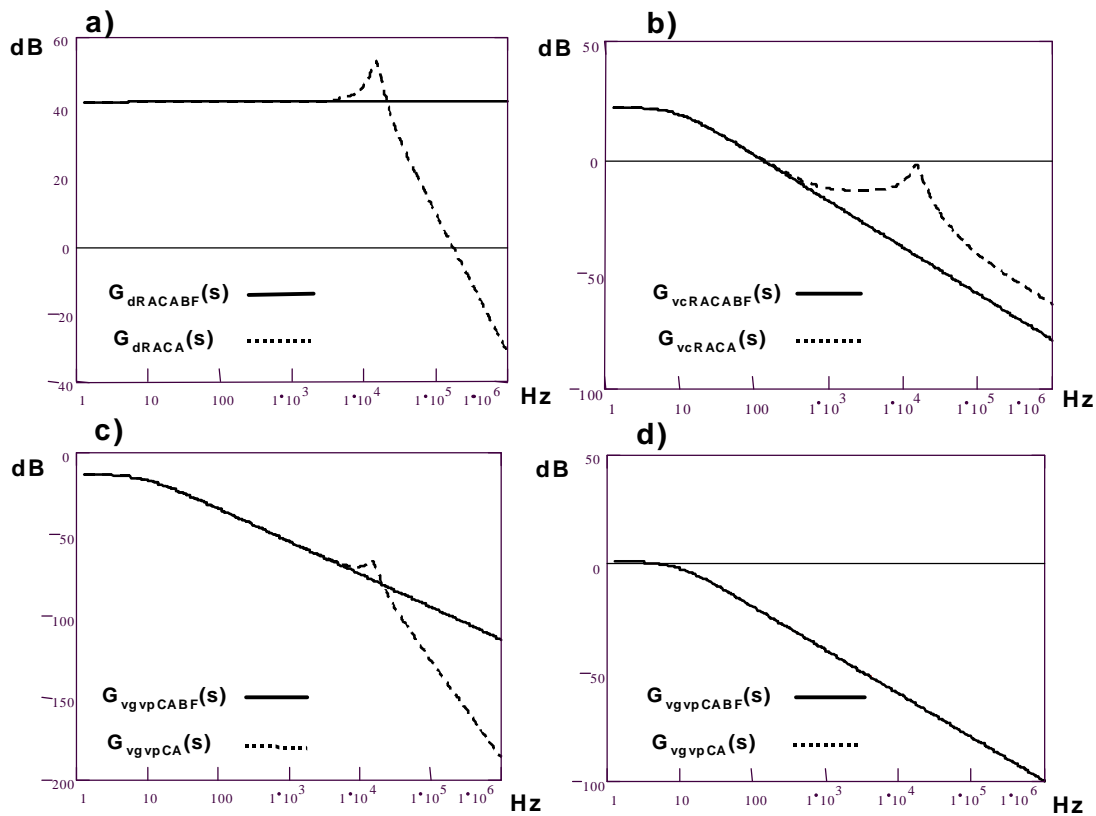


Fig. 4.37: comparación de los diagramas de Bode (módulos) de las funciones de transferencia simplificadas de baja frecuencia con las funciones completas. a) función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida, b) función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión en el condensador de almacenamiento, c) función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida, d) función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador de almacenamiento.

4.2.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este apartado se va a tratar de verificar la validez del modelo dinámico obtenido. Para ello se ha construido un prototipo del convertidor con las características que se han detallado anteriormente. Además, se ha montado un banco de ensayos para poder realizar todas las medidas necesarias con más comodidad (Fig. 4.39). Para verificar el modelo compararemos los resultados de las diferentes respuestas dinámicas obtenidas teóricamente con los resultados obtenidos experimentalmente.

Por otra parte, implementaremos también en PSpice un modelo promediado del convertidor, obtenido en base al desarrollo teórico realizado para obtener el modelo de pequeña señal. De esta forma, tendremos también un modelo de gran señal y podremos simular el comportamiento del

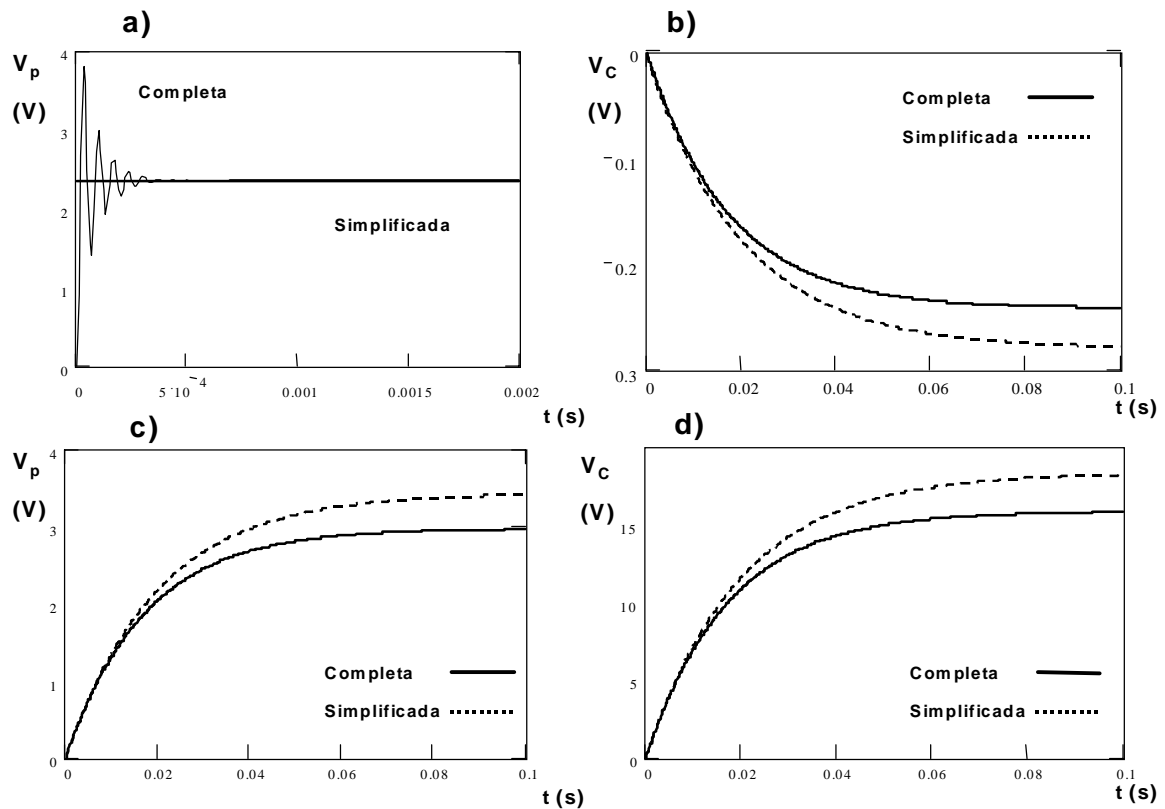


Fig. 4.38: respuesta de las tensiones V_C y V_p (variaciones sobre el valor estático) obtenidas con las funciones de transferencia simplificadas de baja frecuencia. Comparación de los resultados con los correspondientes a las funciones completas. a) respuesta de la tensión de salida ante a un escalón de ciclo de trabajo, b) respuesta de la tensión V_C ante esa misma perturbación, c) respuesta de la tensión de salida ante variaciones de la tensión de entrada, d) respuesta de la tensión V_C ante un escalón de tensión de entrada.

convertidor, con lo que tendremos una herramienta más para validar el modelo obtenido. Así, a partir del desarrollo realizado en el apartado anterior, podemos obtener el modelo promediado que se muestra en la figura 4.40. En él aparecen la fuente de tensión V_S y la Resistencia Sin Pérdidas (4.10), la bobina de filtro de la salida retrasada, la corriente media que demanda la salida retrasada en el primario (4.16) y el modelo promediado del convertidor en Medio Puente convencional. Como se puede observar, en vez de implementar una fuente con la corriente media de entrada se ha utilizado un puente rectificador para que el propio modelo demande la corriente que sea necesaria. Nótese que en el modelo aparece un diodo entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento. Este diodo impide que la tensión realimentada por la salida retrasada se invierta. Debemos tener en cuenta que se trata de una salida derivada de un convertidor CC/CC en la que la tensión de salida nunca puede llegar a invertirse (los diodos rectificadores de esta salida lo impiden).

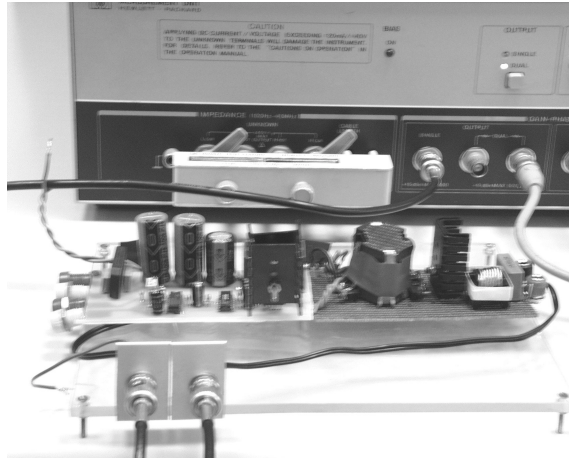


Fig. 4.39: fotografía del banco de ensayos utilizado para la obtención de resultados experimentales con el convertidor en Medio Puente con RA².

4.2.3.1 ENSAYOS CON TENSIÓN DE ENTRADA CONTINUA

Para validar experimentalmente el modelo, se hizo trabajar al convertidor en el mismo punto de funcionamiento en el que se obtuvieron los resultados teóricos. Las condiciones estáticas fueron las siguientes:

- Tensión de entrada: 210 V
- Tensión en el condensador de almacenamiento: 250 V
- Tensión de salida: 46 V
- Ciclo de trabajo: 0,4
- Corriente de salida: 1,2 A
- Convertidor trabajando en bucle abierto

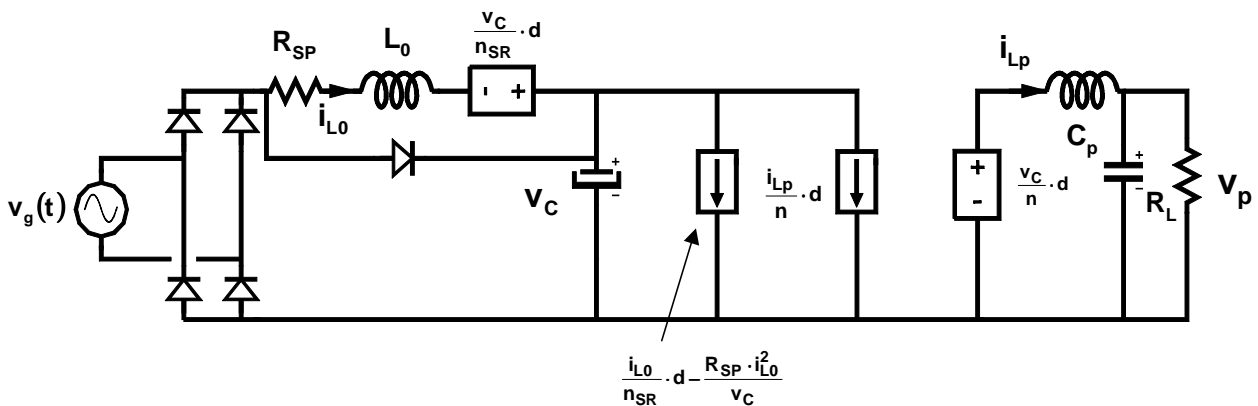


Fig. 4.40: modelo promediado del convertidor en Medio Puente con RA² alimentado desde una tensión de entrada alterna.

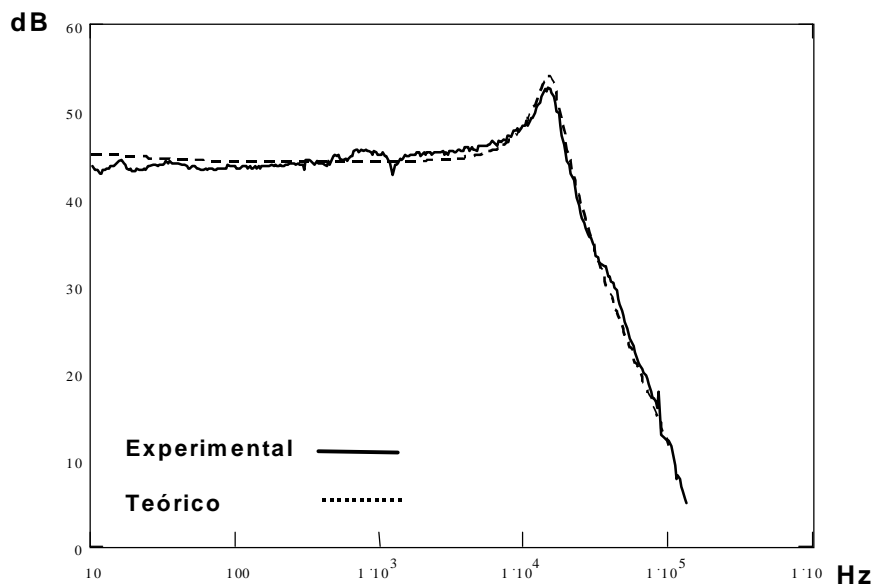


Fig. 4.41: diagrama de Bode del convertidor en Medio Puente con RA² alimentado desde una tensión de entrada continua obtenido experimentalmente. Comparación con el resultado teórico.

En estas condiciones, se obtuvo el diagrama de Bode del convertidor utilizando un analizador de impedancias. El resultado se muestra en la figura 4.41 junto con el resultado teórico. Como podemos observar, el resultado obtenido experimentalmente se ajusta muy bien al resultado teórico. Nótese que prácticamente no es posible apreciar ninguna diferencia importante respecto al diagrama de Bode de un convertidor en Medio Puente convencional.

También se obtuvieron resultados de las respuestas dinámicas de la tensión de salida y de la tensión en el condensador de almacenamiento. Para ello, se introdujo una perturbación en la señal que controla el ciclo de trabajo para conseguir un escalón en dicho parámetro. En concreto, el incremento introducido fue de 0,02, es decir, se hizo variar al ciclo de trabajo entre 0,4 y 0,42. En la figura 4.42a se muestra la respuesta de la tensión de salida y en la figura 4.42b se muestra la respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento. En ambas se ha superpuesto la forma de onda obtenida teóricamente. Como se puede observar, las diferencias entre las formas de onda teóricas y las experimentales son mínimas.

También se realizaron medidas de la respuesta dinámica ante perturbaciones de la tensión de entrada. Para ello se introdujeron escalones de tensión a la entrada del convertidor de 20 V de amplitud. La figura 4.43a muestra la respuesta de la tensión de salida y la figura 4.43b muestra la respuesta de la tensión en el condensador. De nuevo los resultados experimentales concuerdan

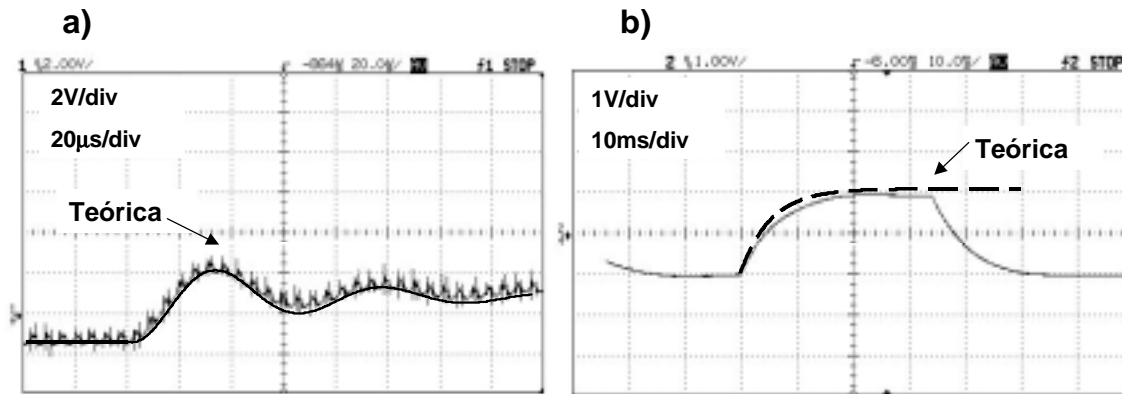


Fig. 4.42: a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo (modelo de continua). b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante un escalón de ciclo de trabajo (modelo de continua). Comparación de resultados experimentales y resultados teóricos.

muy bien con los previstos teóricamente. Nótese que ambas respuestas son de primer orden y además, bastante lentas. Éste era precisamente el resultado esperado dada la gran influencia que tiene el condensador de almacenamiento cuando la propagación de la perturbación debe pasar a través de él.

Estos resultados validan completamente el modelo de pequeña señal obtenido, sobre todo una vez comprobada la gran similitud de la respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento con la obtenida teóricamente.

4.2.3.2 ENSAYOS CON TENSIÓN DE ENTRADA ALTERNA

Los resultados obtenidos validan sin lugar a dudas el modelo de continua. Sin embargo, los

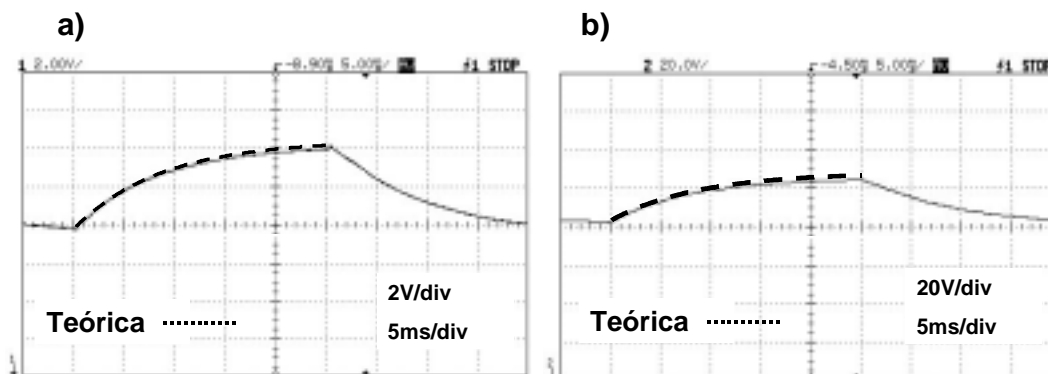


Fig. 4.43: Comparación entre los resultados experimentales y los resultados teóricos. (Modelo de continua). a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de tensión de entrada, b) respuesta de la tensión V_C ante un escalón de tensión de entrada.

resultados más interesantes son los obtenidos con tensión de entrada alterna. Nótese que el convertidor operará normalmente con una tensión de este tipo puesto que su fin es precisamente el de reducir el contenido armónico de la corriente de entrada cuando el convertidor se conecta a la red de baja tensión. En el fondo, el interés práctico del modelo es el de obtener la información necesaria para poder implementar un lazo de control en el convertidor y obtener una buena respuesta dinámica.

Por tanto, se repitieron todas las medias realizadas en el apartado anterior, pero esta vez, con una tensión alterna de entrada de 160 V. De esta forma, la tensión en el condensador era de 250 V, la misma tensión con la que se realizaron las medidas en continua. Por supuesto, la tensión de salida y la corriente de salida eran las mismas. Por tanto, las condiciones estáticas del convertidor son las mismas que en el apartado anterior.

A modo de curiosidad, se obtuvo el diagrama de Bode del convertidor operando con tensión de entrada alterna. Aclaremos que esta medida no tiene demasiada validez, ya que en realidad, el convertidor no está operando siempre en el mismo punto. Nótese que la corriente de entrada está variando con una frecuencia de 50 Hz y además, también tendremos un cierto rizado en la tensión del condensador. Para darle una validez total a esta medida, tendríamos que haber medido en el mismo punto la ganancia a todas las frecuencias. Sin embargo, en el estudio teórico se observó que el diagrama de Bode no se veía casi afectado por los cambios en el valor instantáneo de la corriente de entrada (Fig. 4.28). Por ello, a pesar de no hacer todas las medidas en el mismo punto, el analizador haría una especie de promedio en las distintas frecuencias y el resultado parecía intuitivamente que tendría que ser similar al obtenido en continua y de hecho, así fue. La figura 4.44 muestra el diagrama de Bode obtenido con tensión alterna a la entrada y como se puede observar, el resultado es muy similar al obtenido en continua. En la figura se observa alguna distorsión en las frecuencias cercanas a 100 Hz, lo cual es lógico puesto que en realidad hay señales variando a esa frecuencia.

También se realizaron mediadas de la respuesta dinámica de la tensión de salida y por supuesto, de la tensión en el condensador de almacenamiento. La figura 4.45a muestra la evolución de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo de 0,02 (el mismo escalón que el utilizado anteriormente). El resultado obtenido es idéntico al obtenido con tensión continua a la entrada y

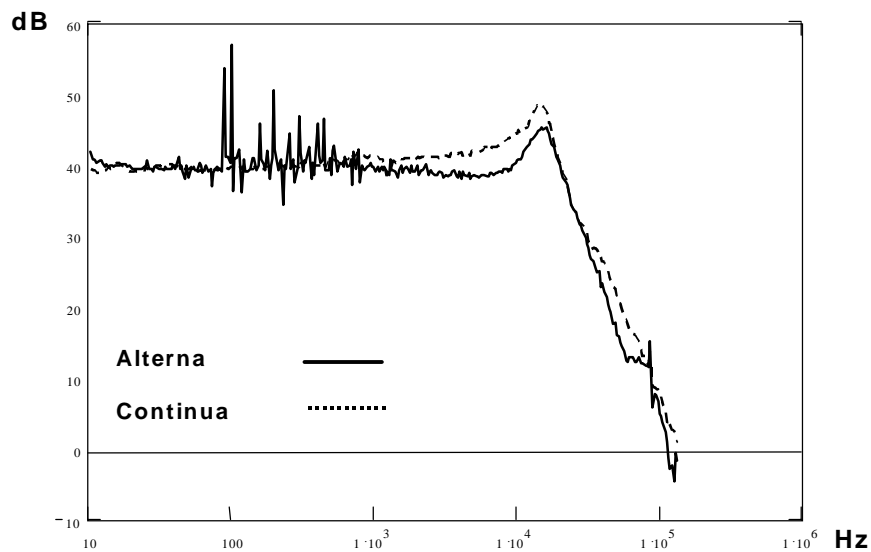


Fig. 4.44: diagrama de Bode (módulo) del convertidor en Medio Punte con RA² alimentado desde una tensión de entrada alterna obtenido experimentalmente. Comparación con el diagrama experimental obtenido con tensión de entrada continua.

además, también concuerda muy bien con el resultado teórico. La figura 4.45b muestra la evolución de la tensión en el condensador ante la misma variación del ciclo de trabajo. Como se puede observar, no es posible apreciar ningún cambio en esta tensión. La explicación a esto es sencilla de hacer. En realidad, si calculamos los valores estáticos de tensión que debe tener el condensador con un ciclo de trabajo de 0,4 y un ciclo de trabajo de 0,42, veremos que la diferencia es de sólo 0,2 V en cadena abierta. Esto, unido al rizado de tensión que presenta esta tensión hace que sea casi inapreciable la variación producida. Por otra parte, esto concuerda perfectamente con el resultado teórico mostrado en la figura 4.33b.

Por último, también se realizaron medidas de la evolución de v_p y v_c ante variaciones de tensión de entrada. Para ello se utilizó una fuente de tensión programable y se introdujo a la entrada del

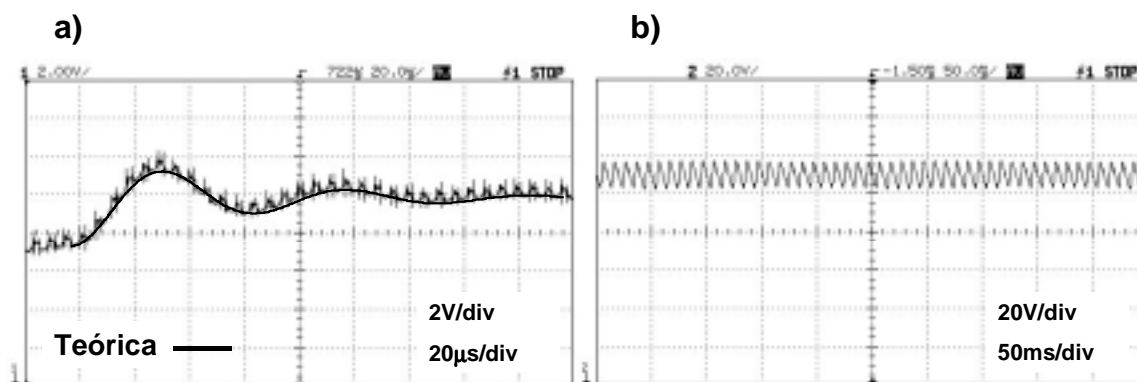


Fig. 4.45: Modelo de alterna. Comparación de resultados teóricos y experimentales. a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo, b) respuesta de la tensión en el condensador ante la misma perturbación.

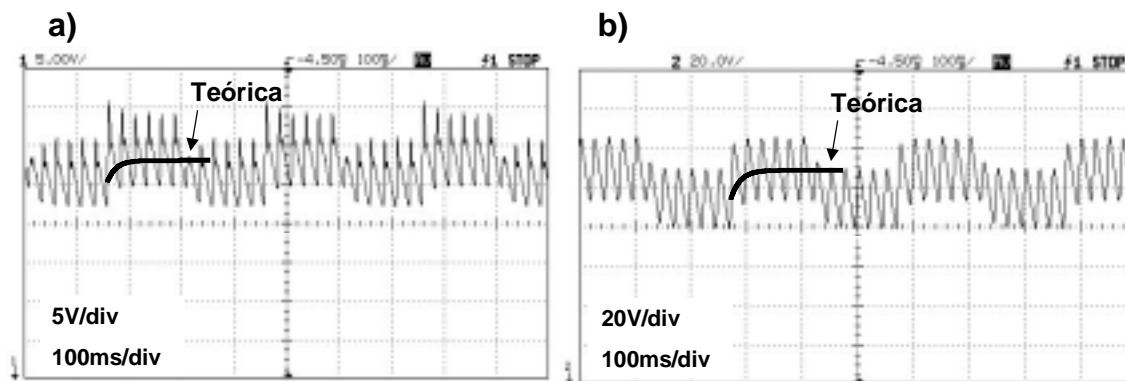


Fig. 4.46: Modelo de alterna. Comparación de resultados teóricos y experimentales. a) variación de la tensión de salida ante perturbaciones del ciclo de trabajo, b) variaciones de la tensión V_C ante esas mismas perturbaciones.

convertidor una forma de onda cuya amplitud pasaba periódicamente de 160 V a 170 V (valores eficaces). La figura 4.46a muestra la evolución de la tensión de salida ante dicha perturbación. Como se puede observar, el valor promediado obtenido con el modelo de pequeña señal aproxima razonablemente bien el resultado experimental. Nótese que la constante de tiempo de la señal que se obtiene a la salida es del mismo orden que la frecuencia de red y por tanto, es difícil obtener una forma de onda que pueda resultar más clara.

La figura 4.46b muestra la evolución de la tensión en el condensador ante la misma perturbación y como podemos observar, también en este caso los resultados experimentales concuerdan muy bien con los resultados teóricos.

En general, los resultados experimentales obtenidos se ajustan muy bien a los resultados que se obtienen con el modelo de pequeña señal que hemos utilizado, tanto con tensión de entrada alterna como con tensión de entrada continua y por tanto, podemos dar por válido dicho modelo. La conclusión más importante que podemos extraer del estudio realizado es que el Reductor Activo de Armónicos no introduce variaciones significativas en el modelo dinámico con respecto al modelo del convertidor base, que en este caso era un convertidor en Medio Puente. La importancia del resultado a nivel práctico es enorme, ya que implica que podemos utilizar la función de transferencia del convertidor CC/CC convencional para diseñar el lazo de regulación. Además, podemos utilizar exactamente el mismo lazo de control para el convertidor con RA^2 que el que utilizamos para el convertidor sin el Reductor Activo de Armónicos. Por tanto, en este aspecto no habría ningún coste adicional de rediseño si quisiésemos implementar un RA^2 en un convertidor convencional CA/CC.

4.2.3.3 RESULTADOS OBTENIDOS MEDIANTE SIMULACIÓN

Para tener una mayor certeza sobre la validez del modelo, también se compararon los resultados obtenidos de forma experimental con los resultados de la simulación en gran señal del modelo promediado. Como ya hemos comentado, no se ha modelado la etapa de entrada del convertidor para poder colocar en su lugar una fuente de tensión real y dejar que sea el propio modelo el que demande la corriente que sea necesaria. Por tanto, podremos utilizar el modelo de la figura 4.40 tanto con tensión de entrada continua como con tensión de entrada alterna. Comprobaremos tan sólo el comportamiento en alterna por ser el más significativo.

La figura 4.47a muestra la evolución de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo de 0,02 y la figura 4.47b muestra la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación. Como se puede observar, también los resultados de simulación son muy similares a los resultados experimentales. Nótese que apenas es perceptible ninguna distorsión en la tensión del condensador de almacenamiento. En la figura 4.47b se ha desplazado el nivel de referencia de ambas señales para poder observar ambas con facilidad, ya que de no hacerlo así, la figura sería prácticamente ininteligible.

La figura 4.48a muestra la evolución de la tensión de salida ante una perturbación de 10 V en la tensión de entrada. Asimismo, la figura 4.48b muestra la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación. Al igual que en el caso anterior, los resultados concuerdan muy bien con los resultados experimentales. También en este caso se ha desplazado el nivel de referencia de las señales por las mismas razones que en el caso anterior.

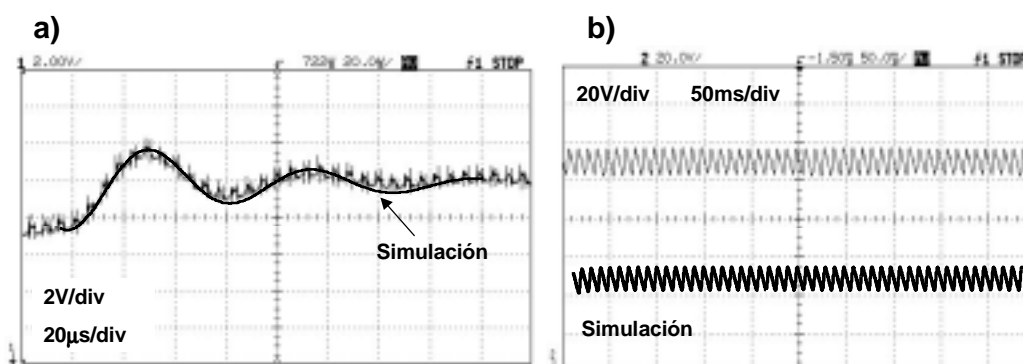


Fig. 4.47: Resultados obtenidos mediante simulación. Comparación con los resultados experimentales. a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo, b) respuesta de la tensión V_C ante la misma perturbación.

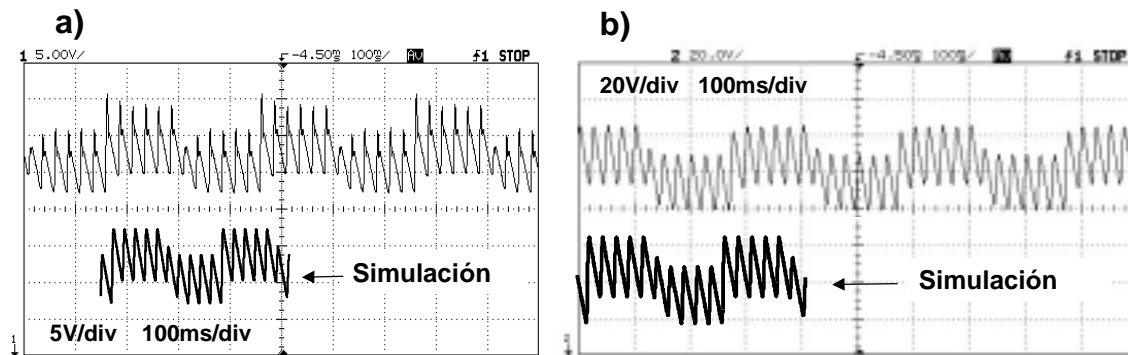


Fig. 4.48: Resultados obtenidos mediante simulación. Comparación con los resultados experimentales. a) variación de la tensión de salida ante perturbaciones del ciclo de trabajo, b) variaciones de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación.

El hecho de validar el modelo de gran señal obtenido es muy importante, ya que esto lo convierte en una herramienta de diseño de gran potencia. Al ser un modelo promediado, el tiempo de simulación es bastante corto y por tanto, nos permite probar diversas modificaciones con mucha facilidad. Además, esta herramienta resultará muy útil para cerrar el lazo de control y prever el comportamiento dinámico del convertidor en bucle cerrado.

Aparte de todo esto, hay otro parámetro especialmente interesante que podemos estudiar mediante la simulación. Este parámetro es el tamaño del condensador de almacenamiento. En principio, la mayoría de los convertidores CA/CC deben cumplir unas especificaciones de un tiempo mínimo de mantenimiento de la tensión de salida (*hold-up time*) cuando ocurren pequeños cortes en la red. Típicamente, este tiempo de mantenimiento es del orden de unos 10 ms. Esta especificación es la que condiciona en general el tamaño del condensador de almacenamiento, ya que en realidad éste se podría diseñar para soportar un mayor rizado de tensión y por tanto sería el lazo de control el que se encargaría de eliminarlo de la tensión de salida.

Por regla general, el tamaño del condensador necesario para cumplir las especificaciones del tiempo de mantenimiento hace que el rizado de tensión que debe soportar no sea muy grande. Por tanto, podemos considerar la tensión V_C como prácticamente constante.

Sin embargo, si el rizado de tensión en este condensador fuese muy grande, ya no sería válida la suposición realizada inicialmente para estudiar el convertidor en condiciones estáticas de que la

tensión V_C era constante. La principal consecuencia de esto sería la posible deformación que pudiese tener la forma de onda de la corriente de entrada.

Cuando estudiamos en el Capítulo 2 esta forma de onda, supusimos que la tensión V_C era constante y por tanto, la corriente de entrada estaba compuesta por trozos de senoide. Sin embargo, si esta tensión no es constante la forma de onda tiene forzosamente que deformarse. La herramienta más sencilla para estudiar esta deformación es claramente la simulación.

Si calculamos el condensador necesario para que el convertidor del ejemplo pueda mantener la regulación de la tensión de salida durante 10 ms sin presencia de la red y en condiciones nominales de funcionamiento, el valor obtenido es de unos 80 μF (con las condiciones de diseño del convertidor que estamos estudiando). Simulando el funcionamiento del convertidor con un condensador como este, se obtienen los resultados que se muestran en la figura 4.49a. Como se puede observar, la corriente de entrada no tiene ninguna deformación apreciable y por tanto, podemos considerar como bueno el diseño realizado. Sin embargo, si utilizamos un condensador de tan sólo 10 μF , las distorsiones se hacen claramente notables. La figura 4.49b muestra los resultados obtenidos. Como se puede apreciar, el desfase entre la tensión y la corriente de entrada es ostensible y además, la corriente aparece claramente deformada. Por supuesto, el contenido armónico de esta forma de onda será distinto al estudiado teóricamente y por tanto, las conclusiones obtenidas en el Capítulo 2 no serían aplicables a este tipo de forma de onda. Sin embargo, a priori no parece difícil que se pueda cumplir la norma con una corriente como ésta, ya que hay convertidores que la cumplen con formas de onda similares. Esta prueba se ha realizado en cadena abierta y por tanto, al variar la tensión en el condensador de almacenamiento

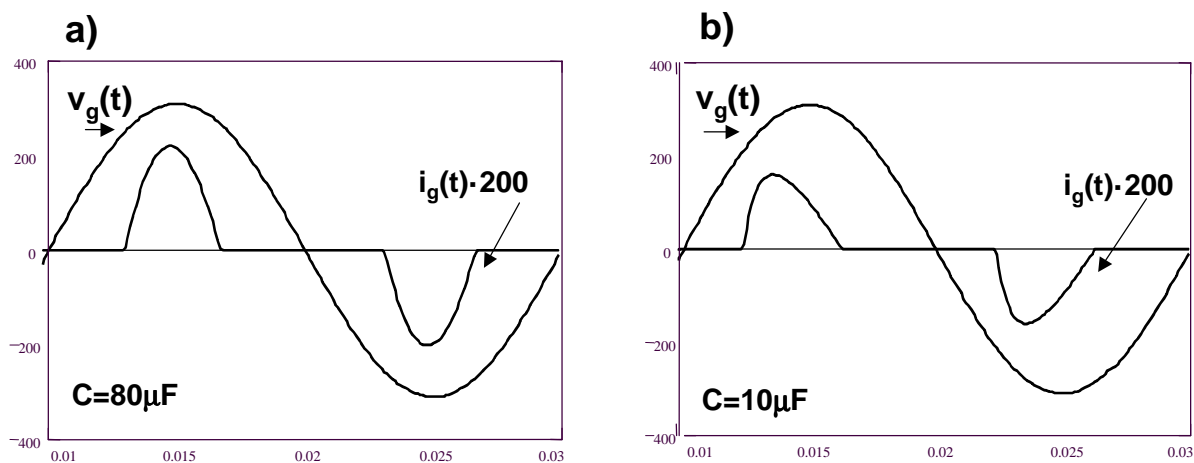


Fig. 4.49: formas de onda de la corriente de entrada obtenidas mediante simulación. a) $C = 80 \mu\text{F}$, b) $C = 10 \mu\text{F}$.

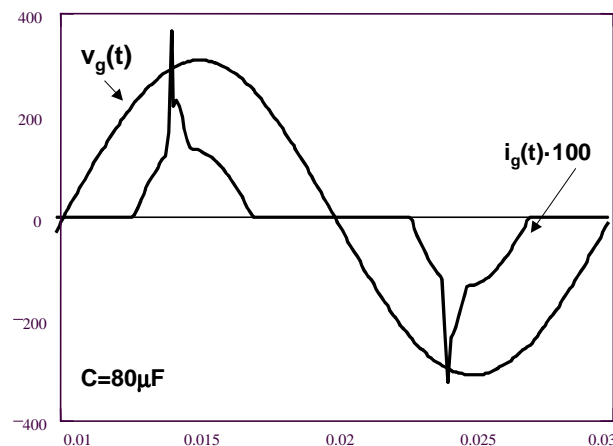


Fig. 4.50: forma de onda de la corriente de entrada obtenida mediante simulación. Funcionamiento anómalo del RA².

también varía la tensión V_S . Por esta razón no aparece el modo de funcionamiento anómalo que hemos explicado anteriormente. Si la tensión de salida estuviese regulada, la tensión V_S sería constante y por tanto, no se compensarían las variaciones debidas al rizado de tensión en el condensador.

No debemos olvidar que si la tensión de entrada supera el valor de la tensión en el condensador de almacenamiento, el Reductor Activo de Armónicos tiene un funcionamiento anómalo y da lugar a un fuerte pico en la corriente de entrada que sí influye notablemente en el contenido armónico. Si en la simulación aumentamos la carga a la salida, obtenemos la forma de onda que se muestra en la figura 4.50. En ella se observa claramente lo que ocurre cuando la tensión de entrada supera el valor de tensión que hay en el condensador. La obtención de esta forma de onda es posible gracias a la inclusión del diodo entre el puente rectificador y el condensador de almacenamiento.

Por tanto, el diseño del condensador de almacenamiento estará limitado por el rizado de tensión que tenga en condiciones nominales y debe ser tal, que la tensión V_C se mantenga siempre por encima del valor de pico de la tensión de entrada. En el caso del convertidor que estamos estudiando, el valor mínimo del condensador de almacenamiento que cumple esta condición es de 60 μF , es decir, algo menor que el necesario para cumplir las especificaciones de tiempo de mantenimiento (*hold-up time*).

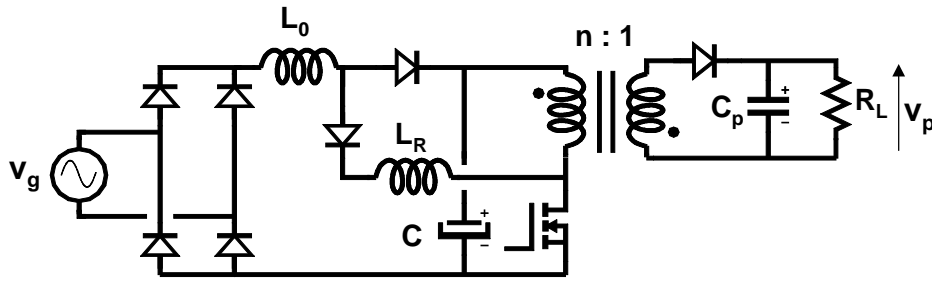
4.3 MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR DE RETROCESO CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Para completar el estudio dinámico de convertidores con RA², obtendremos el modelo dinámico correspondiente a un convertidor de Retroceso. De esta forma, quedan estudiadas las dos grandes familias de convertidores analizadas en el Capítulo 3. En este apartado seguiremos el mismo proceso que en el anterior: fijaremos las especificaciones de un prototipo y estudiaremos el comportamiento del convertidor con y sin Reductor Activo de Armónicos. De esta forma podremos estudiar las modificaciones a que da lugar el uso del RA². Posteriormente, intentaremos validar los resultados con un prototipo experimental con las mismas características que el teórico. Finalmente, se obtendrá un modelo promediado de gran señal y se validarán los resultados también mediante simulación.

4.3.1 MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR DE RETROCESO CON RA² ALIMENTADO DESDE UNA TENSIÓN DE ENTRADA CONTINUA

El prototipo a estudiar es un convertidor de Retroceso con RA² basado en un rectificador de media onda. Además, la salida retrasada estará conectada al propio devanado del primario del convertidor (Fig. 4.51). Las características del prototipo son las siguientes:

- Tensión de entrada: 190 V- 265 V
- Tensión de salida: 12 V
- Potencia máxima: 100 W
- Relación de transformación de la salida principal (n): 50/5
- Relación de transformación de la salida retrasada (n_{SR}): 1
- Valores del filtro de la salida principal:
 - $L_{m2} = 11,5\mu\text{H}$ (inductancia magnetizante del transformador vista desde el secundario)
 - $C_P = 440\ \mu\text{F}$
- Valores de las bobinas de la salida retrasada:
 - $L_R = 790\ \mu\text{H}$
 - $L_0 = 3\ \text{mH}$
- Condensador de almacenamiento: 94 μF


 Fig. 4.51: esquema de la etapa de potencia de un convertidor de Retroceso con RA².

Para modelar este convertidor obtendremos primero, al igual que en el apartado anterior, el modelo dinámico de un convertidor de Retroceso convencional. De esta forma, luego podremos comparar los resultados con los del convertidor con RA² y estudiar las diferencias.

Las principales formas de onda del convertidor sin RA² se muestran en la figura 4.52. Vista desde el secundario, la forma de onda que tenemos en la inductancia magnetizante es la que se muestra en la figura. Desde el primario se le aplica una tensión media de valor:

$$V_{Lmp} = \frac{V_C}{n} \cdot D \quad (4.77)$$

Nótese que hemos considerado que la tensión de entrada de este convertidor es la que tenemos en el condensador de entrada (V_C). De esta forma, los resultados obtenidos se pueden usar con la misma terminología en el convertidor con RA². A su vez, la corriente media vista por el primario es la siguiente:

$$I_{prim} = \frac{I_{Lm2}}{n} \cdot D \quad (4.78)$$

donde I_{Lm2} es la corriente media que circula por la inductancia magnetizante vista desde el secundario.

Por otra parte, cuando se abre el interruptor principal se aplica sobre la bobina la tensión de salida y por tanto, el valor medio de la tensión aplicada durante este intervalo de tiempo será la siguiente:

$$V_{Lms} = V_p \cdot (1 - D) \quad (4.79)$$

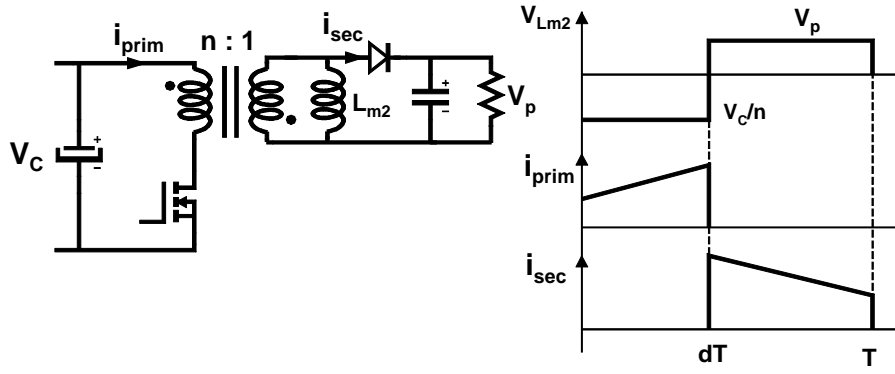


Fig. 4.52: convertidor de Retroceso convencional y sus principales formas de onda.

Además, el valor medio de la corriente que le llega al secundario tiene el siguiente valor:

$$I_{\text{sec}} = I_{Lm2} \cdot (1 - D) \quad (4.80)$$

A partir de estas formas de onda podemos obtener el modelo promediado de la figura 4.53. Si ahora linealizamos y perturbamos estas expresiones, obtenemos:

$$\hat{v}_{Lmp} = \frac{V_C}{n} \cdot \hat{d} + \frac{D}{n} \hat{v}_C \quad (4.81)$$

$$\hat{i}_{\text{prim}} = \frac{I_{Lm2}}{n} \cdot \hat{d} + \frac{D}{n} \cdot \hat{i}_{Lm2} \quad (4.82)$$

$$\hat{v}_{Lms} = (1 - D) \cdot \hat{v}_p - V_p \cdot \hat{d} \quad (4.83)$$

$$\hat{i}_{\text{sec}} = (1 - D) \cdot \hat{i}_{Lm2} - I_{Lm2} \cdot \hat{d} \quad (4.84)$$

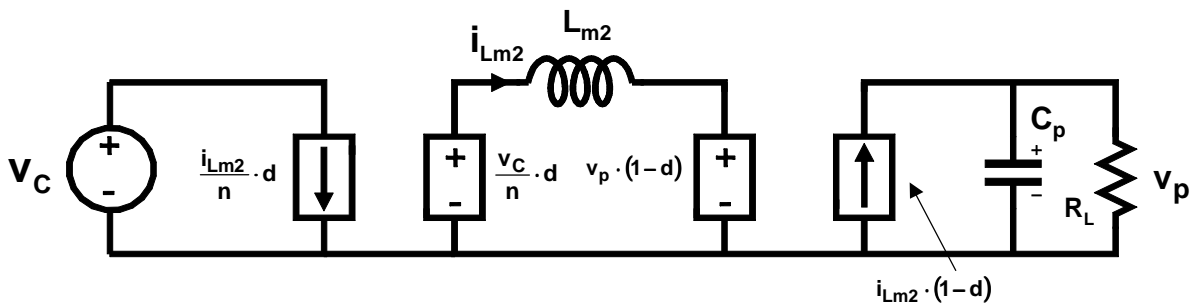


Fig. 4.53: modelo promediado del convertidor de Retroceso.

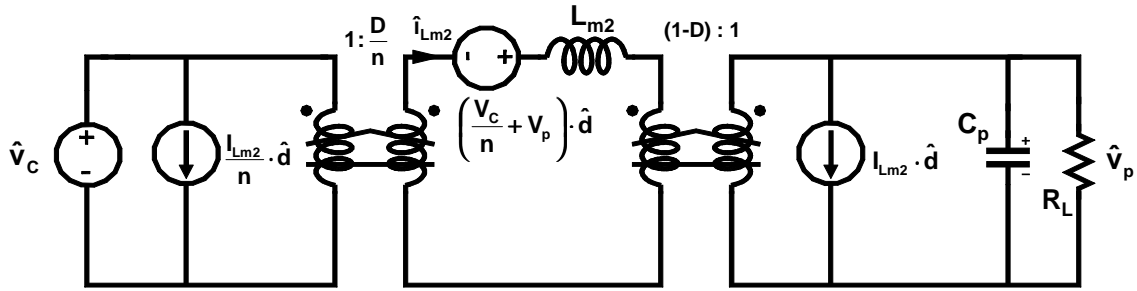


Fig. 4.54: modelo dinámico de pequeña señal del convertidor de Retroceso.

Si sustituimos ahora las fuentes dependientes del modelo promediado por las correspondientes a las expresiones (4.81 – 4.84), obtenemos el modelo de pequeña señal que se muestra en la figura 4.54. A partir de él podemos obtener las funciones de transferencia entre ciclo de trabajo y tensión de salida y entre tensión de entrada y tensión de salida:

$$G_{dP}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{\frac{\frac{V_C}{n} + V_p}{1-D} - \frac{I_{Lm2} \cdot L_{m2}}{(1-D)^2} \cdot s}{1 + \frac{L_{m2}}{R_L \cdot (1-D)^2} \cdot s + \frac{L_{m2} \cdot C_p}{(1-D)^2} \cdot s^2} \quad (4.85)$$

$$G_{vP}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_C} = \frac{\frac{D}{n \cdot (1-D)}}{1 + \frac{L_{m2}}{R_L \cdot (1-D)^2} \cdot s + \frac{L_{m2} \cdot C_p}{(1-D)^2} \cdot s^2} \quad (4.86)$$

Los diagramas de Bode de estas funciones, para el ejemplo de partida, se muestran en la figura 4.55. Como se puede observar, al tener el mismo denominador, ambos diagramas tienen una forma similar. Sin embargo, la ganancia de $G_{dP}(s)$ es mucho mayor que la de $G_{vP}(s)$, al igual que ocurría en el convertidor en Medio Puente.

Para llegar al modelo completo del convertidor con RA², utilizaremos el mismo método que en el apartado anterior. Partiremos del modelo del convertidor base que acabamos de obtener (Fig. 4.54), e iremos añadiendo los distintos elementos que incorpora el Reductor Activo de Armónicos. Además, inicialmente obtendremos el modelo del convertidor cuando éste opera con una tensión continua a la entrada y posteriormente veremos que ocurre en alterna.

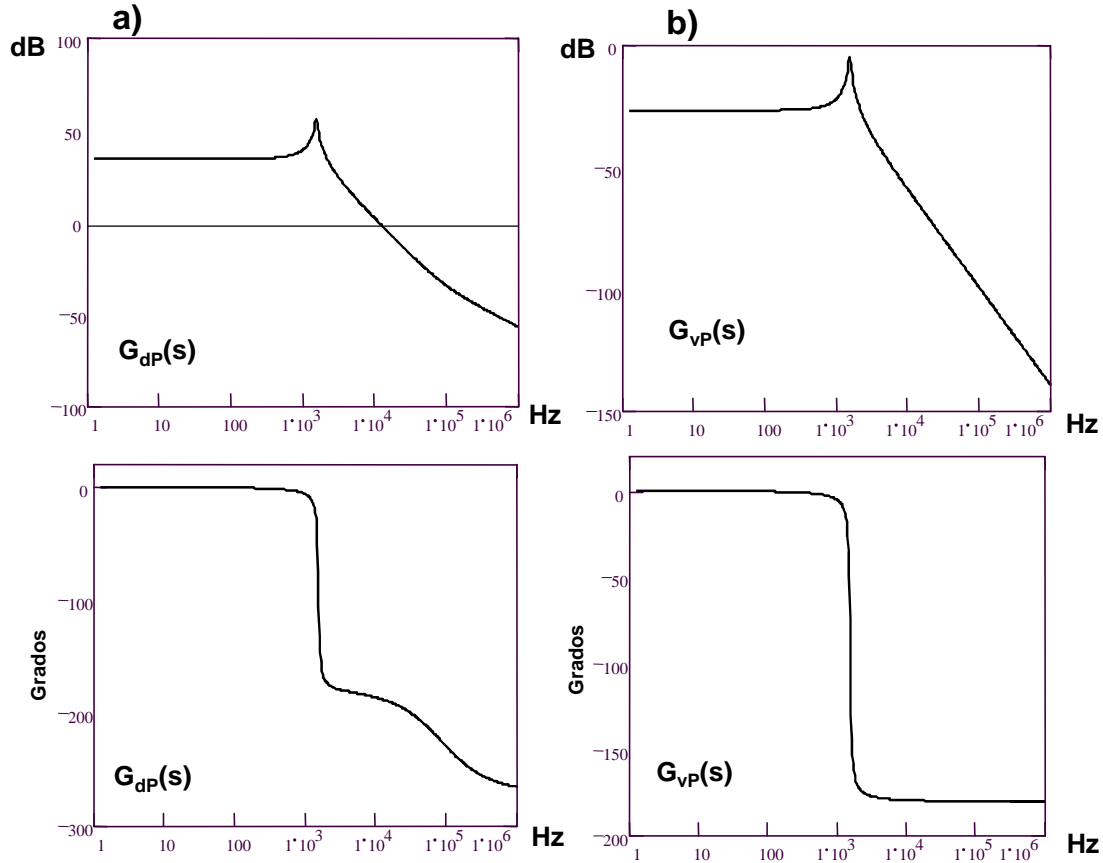


Fig. 4.55: convertidor de Retroceso. a) diagrama de Bode de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida, b) diagrama de Bode de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida.

Comenzaremos por modelar la etapa de entrada del convertidor. En la figura 4.56 podemos observar que entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento, únicamente aparece la bobina de filtro de la salida retrasada y la tensión que le llega a dicha bobina desde el propio condensador de almacenamiento tras pasar a través del transformador y de la bobina retrasadora (V_{LCSR}). El valor medio de esta tensión fue obtenido en el Capítulo 3 y su expresión es la siguiente:

$$V_{LCSR} = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot D - R_{SP} \cdot I_{L0} \quad (4.87)$$

En este caso, al tratarse de una salida retrasada con rectificador de media onda, el valor de R_{SP} es simplemente:

$$R_{SP} = L_R \cdot f \quad (4.88)$$

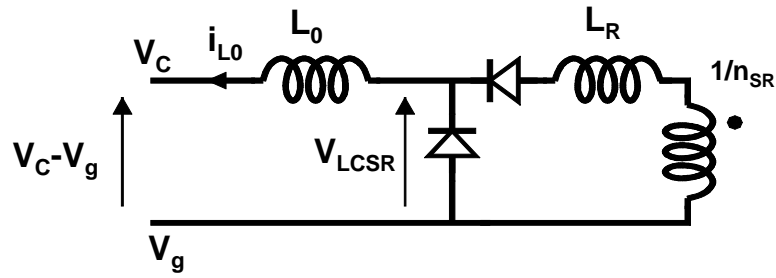


Fig. 4.56: esquema de la salida retrasada con las tensiones que aparecen en bornes de la bobina de filtro.

Además, la tensión V_C es constante en un ciclo de conmutación y en este caso, V_g también lo es ya que estamos considerando que la entrada es una fuente de tensión continua. Por tanto, a partir de estas expresiones podríamos obtener el modelo promediado de la etapa de entrada. Si ahora linealizamos y perturbamos la expresión (4.87), obtenemos:

$$\hat{v}_{LCSR} = \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} + \frac{D}{n} \cdot \hat{v}_C - R_{SP} \cdot \hat{i}_{L0} \quad (4.89)$$

Además, a partir de la figura 4.56 también podemos obtener la siguiente expresión:

$$\hat{v}_{LCSR} = \hat{v}_C - \hat{v}_g + L_0 \cdot s \cdot \hat{i}_{L0} \quad (4.90)$$

Combinando (4.89) y (4.90), obtenemos:

$$\hat{i}_{L0} = \frac{\hat{v}_g + \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \quad (4.91)$$

La expresión de esta corriente corresponde al circuito que se muestra en la figura 4.57. Por otra parte, si hacemos una sencilla transformación en este circuito, obtenemos el circuito de la figura 4.58, eliminado así la fuente que depende de \hat{v}_C , que al fin y al cabo es un parámetro interno del circuito. Como podemos observar, la etapa de entrada es idéntica a la que se obtuvo en el convertidor en Medio Puente. En el caso que nos ocupa, la salida retrasada tiene un rectificador de media onda. Si hubiese tenido un rectificador de doble onda, el circuito habría sido prácticamente idéntico. Simplemente cambiarían los valores de la fuente dependiente del ciclo de trabajo y el valor de la Resistencia Sin Pérdidas. Con un rectificador de doble onda basado en un

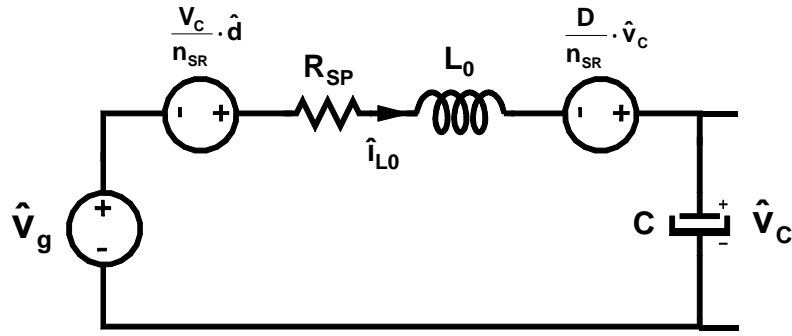


Fig. 4.57: modelo dinámico de la etapa de entrada de un convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde una tensión de entrada continua.

puente completo de diodos, los valores de estos dos parámetros habrían sido los siguientes:

$2 \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d}$ en el caso de la fuente de tensión, es decir, el doble que en el caso de un rectificador de media onda, y $4 \cdot L_R \cdot f$ en el caso de la R_{SP} . Por lo demás, el modelo es exactamente el mismo.

Con esto hemos modelado la etapa de entrada de un convertidor con RA². El siguiente paso consiste en obtener el valor medio de corriente que demanda la salida retrasada en el primario del convertidor.

La figura 4.59 muestra la forma de onda de la corriente que circula por la bobina retrasadora (no se ha representado el rizado de la corriente i_{L0}). Como se puede observar, mientras el interruptor principal está cerrado, la energía que recibe la salida retrasada es suministrada por el primario del convertidor. En otras palabras, la energía es obtenida del condensador de almacenamiento. Por tanto, el valor medio de la corriente demandada del primario es el siguiente:

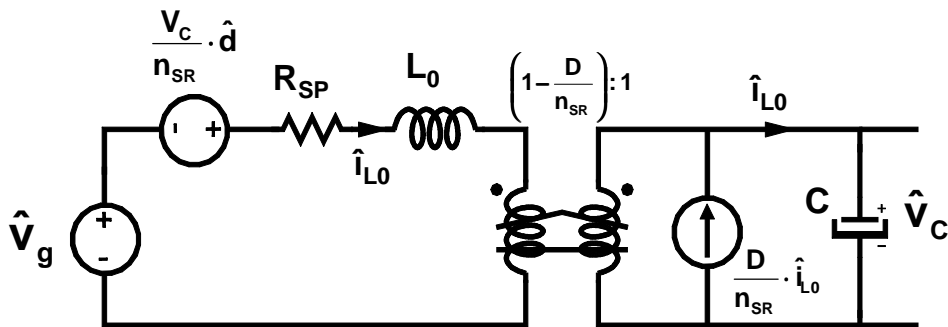


Fig. 4.58: modelo dinámico de pequeña señal de la etapa de entrada de un convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde una tensión de entrada continua.

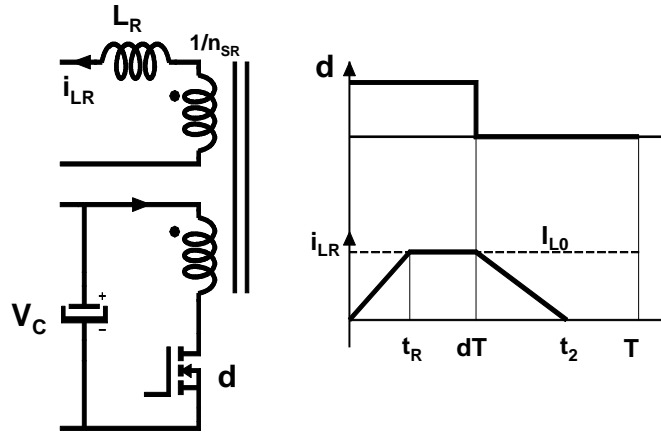


Fig. 4.59: esquema del acoplamiento del devanado de la salida retrasada con el primario del transformador del convertidor de Retroceso y formas de onda de las corrientes que circulan por dicha salida retrasada.

$$I_{ISR} = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot \left(D - \frac{t_R}{2 \cdot T} \right) \quad (4.92)$$

donde el tiempo de retraso t_R tiene la siguiente expresión:

$$t_R = \frac{n_{SR}}{V_C} \cdot L_R \cdot I_{L0} \quad (4.93)$$

Combinando (4.88), (4.92) y (4.93), obtenemos:

$$I_{ISR} = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot D - \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}^2}{2 \cdot V_C} \quad (4.94)$$

Si linealizamos y perturbamos esta expresión, obtenemos:

$$\hat{i}_{ISR} = \left(\frac{D}{n_{SR}} - \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}}{V_C} \right) \cdot \hat{i}_{L0} + \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot \hat{d} + \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}^2}{2 \cdot V_C^2} \cdot \hat{v}_C \quad (4.95)$$

Por tanto, estas fuentes de corriente representan la corriente que es extraída del condensador de almacenamiento para ser enviada hacia la salida retrasada.

En el convertidor en Medio Puente, el funcionamiento de la salida retrasada no daba lugar a mas modificaciones en el modelo de pequeña señal. Sin embargo, en el convertidor de Retroceso tenemos que tener en cuenta un cambio más. En esta topología, cuando se abre el interruptor principal la energía almacenada en la bobina retrasadora es enviada hacia la salida a través del transformador. Por tanto, habrá una inyección de corriente adicional en el condensador de la salida principal, lo cual afectará también al modelo de pequeña señal. Observando la figura 4.59, podemos obtener el valor medio de la corriente inyectada en la salida principal:

$$I_{2SR} = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_2}{T} \cdot I_{L0} \cdot \frac{n}{n_{SR}} \quad (4.96)$$

donde la expresión de t_2 es la siguiente:

$$t_2 = \frac{L_R \cdot I_{L0}}{V_p} \cdot \frac{n_{SR}}{n} \quad (4.97)$$

Combinando (4.88), (4.96) y (4.97), obtenemos:

$$I_{2SR} = \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}^2}{2 \cdot V_p} \quad (4.98)$$

Linealizando y perturbando esta expresión, obtenemos:

$$\hat{i}_{2SR} = \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}}{V_p} \cdot \hat{i}_{L0} - \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}^2}{2 \cdot V_p^2} \cdot \hat{v}_p \quad (4.99)$$

Esta relación modela la influencia de la salida retrasada en la salida principal y dará lugar a la aparición de dos fuentes de corriente adicionales en el modelo del convertidor base.

Por tanto, si al modelo del convertidor base (el convertidor de Retroceso convencional) le añadimos el modelo de la etapa de entrada (Fig. 4.58) y añadimos también las fuentes de corriente a que dan lugar las expresiones (4.95) y (4.99), obtenemos el modelo dinámico de pequeña señal completo de un convertidor de Retroceso con RA² (Fig. 4.60).

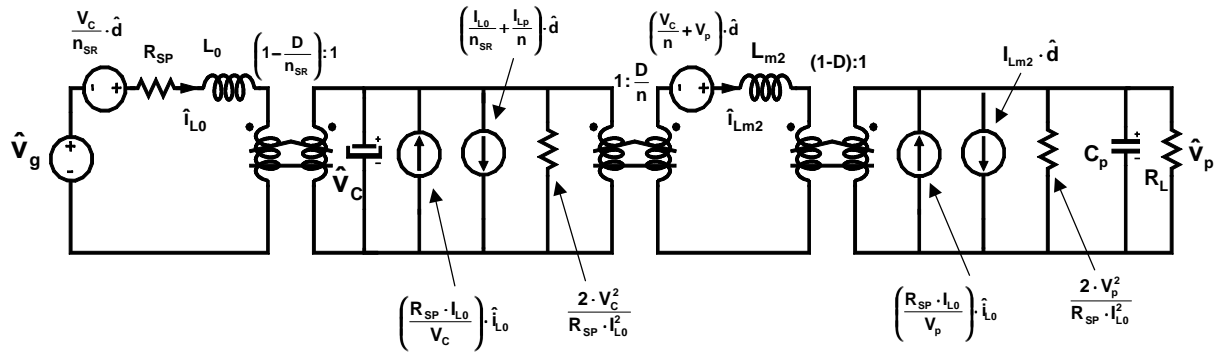


Fig. 4.60: modelo dinámico de pequeña señal completo de un convertidor de Retroceso con RA² (rectificador de media onda) alimentado desde una tensión de entrada continua.

Al igual que hicimos con la etapa de entrada, también podemos ver cual es el resultado si en vez de una salida retrasada con rectificador de media onda hubiésemos utilizado una salida basada en un rectificador de doble onda. La figura 4.61 muestra la forma de onda de la corriente que circula a través de la bobina retrasadora. En este caso, ocurre algo similar a lo que ocurría en el caso del convertidor en Medio Puente. En el instante en que se cierra el interruptor principal, la bobina retrasadora comienza a desmagnetizarse y su energía es transferida hacia el primario. Sin embargo, cuando la corriente i_{LR} llega a cero, en vez de anularse sigue creciendo, aunque esta vez con un sentido de circulación contrario al que tenía hasta ese momento. Por tanto, lo que está sucediendo es que el primario está cediendo energía hacia la salida retrasada. Si despreciamos el rizado de corriente, podemos ver claramente que hasta el instante t_R , la energía neta transferida es nula. Es a partir de este instante cuando empieza a haber un flujo neto de energía.

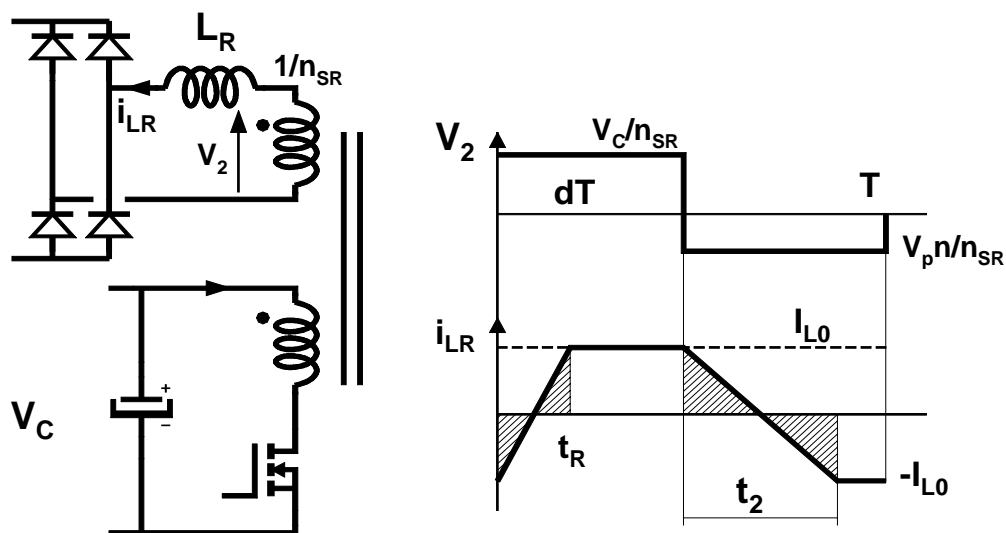


Fig. 4.61: esquema de la conexión de una salida retrasada basada en un rectificador de doble onda al primario del transformador de un convertidor de Retroceso y formas de onda de la corriente que circula por dicha salida.

Por tanto, el valor medio de la corriente cedida por el primario a la salida retrasada es:

$$I_{ISR} = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot \left(D - \frac{t_R}{T} \right) \quad (4.100)$$

En este caso, el valor del tiempo de retraso es el siguiente:

$$t_R = 2 \cdot \frac{L_R \cdot I_{L0} \cdot n_{SR}}{V_C} \quad (4.101)$$

Nótese que en este caso, al tratarse de una salida retrasada basada en un puente completo de diodos, el valor de la Resistencia Sin Pérdidas es $4 \cdot L_R \cdot f$. Teniendo esto en cuenta y combinando (4.100) y (4.101), obtenemos:

$$I_{ISR} = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} \cdot D - \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}^2}{2 \cdot V_C} \quad (4.102)$$

Como podemos comprobar, la expresión es idéntica a la obtenida con un rectificador de media onda (4.94). La única diferencia es que el valor de R_{SP} tiene una expresión diferente, aunque el valor en sí es el mismo.

Las diferencias importantes se dan a partir del momento en que se abre el interruptor principal. Con el rectificador de media onda, la energía almacenada en ese momento en la bobina retrasadora era transferida íntegramente hacia el secundario. Sin embargo, con el rectificador de doble onda la situación es bien distinta. Inicialmente, la bobina retrasadora se desmagnetiza y transfiere su energía hacia el secundario. Sin embargo, cuando la corriente i_{LR} llega a cero, se invierte y crece hasta alcanzar el valor de corriente que en ese momento circula por la bobina de filtro (I_{L0}). Por tanto, es una etapa simétrica a la anterior y globalmente la energía transferida es nula. A partir de este instante, sí hay un flujo neto de energía, pero el sentido de este flujo es precisamente el inverso al del caso con el rectificador de media onda, es decir, es la salida principal la que cede energía hacia la salida retrasada. El valor medio de esta corriente es el siguiente:

$$I_{2SR} = \frac{I_{L0} \cdot n}{n_{SR}} \cdot \left(1 - D - \frac{t_2}{T} \right) \quad (4.103)$$

En este caso, el valor de t_2 es el siguiente:

$$t_2 = 2 \cdot \frac{L_R \cdot I_{L0} \cdot n_{SR}}{n} \quad (4.104)$$

Por tanto, combinando (4.103) y (4.104), obtenemos:

$$I_{2SR} = \frac{I_{L0} \cdot n}{n_{SR}} \cdot (1 - D) - \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}^2}{2 \cdot V_p} \quad (4.105)$$

A pesar de que el segundo término de esta expresión coincide con el del caso del rectificador de media onda, el primero es ligeramente distinto y por tanto, el modelo dinámico tendrá alguna variación. Si linealizamos y perturbamos (4.105), obtenemos:

$$\hat{i}_{2SR} = \left(\frac{n \cdot (1 - D)}{n_{SR}} - \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}}{V_p} \right) \cdot \hat{i}_{L0} - \frac{I_{L0} \cdot n}{n_{SR}} \cdot \hat{d} + \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}^2}{2 \cdot V_p^2} \quad (4.106)$$

Por tanto, el modelo dinámico de pequeña señal del convertidor de Retroceso con RA² basado en una salida retrasada con un puente completo de diodos es el que se muestra en la figura 4.62.

Como hemos podido comprobar, ambos modelos son bastante similares y únicamente podemos apreciar alguna diferencia en la influencia del RA² en la etapa de salida.

Podemos pues continuar estudiando el modelo de la figura 4.60 y obtener ahora las funciones de transferencia de este convertidor. Para simplificar el estudio, utilizaremos una serie de constantes para evitar complicar aún más las ecuaciones:

$$K_{il} = \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}}{V_C} \quad (4.107)$$

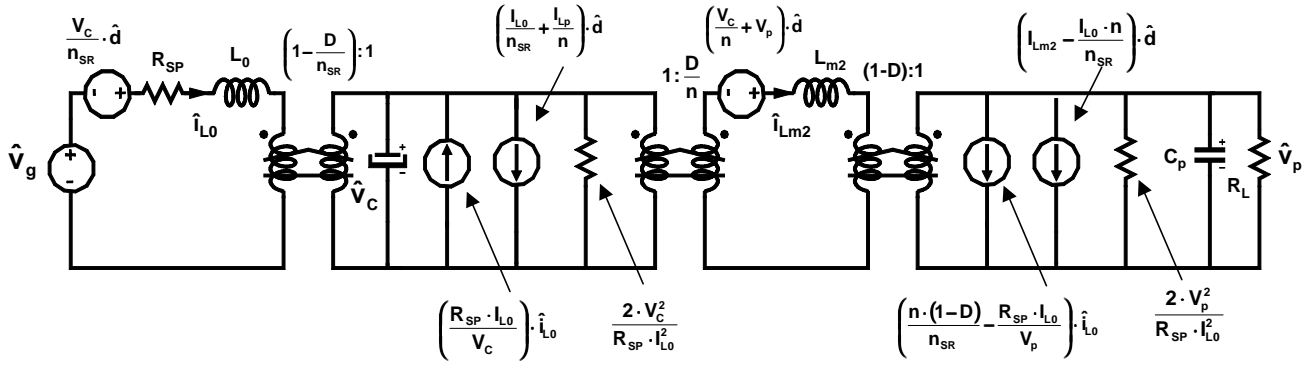


Fig. 4.62: modelo dinámico de pequeña señal de un convertidor de Retroceso con RA² (rectificador de doble onda) alimentado desde una tensión de entrada continua.

$$K_d = \frac{I_{L0}}{n_{SR}} + \frac{I_{Lm2}}{n} \quad (4.108)$$

$$r_1 = \frac{2 \cdot V_C^2}{R_{SP} \cdot I_{L0}^2} \quad (4.109)$$

$$K_{i2} = \frac{R_{SP} \cdot I_{L0}}{V_p} \quad (4.110)$$

$$r_2 = \frac{2 \cdot V_p^2}{R_{SP} \cdot I_{L0}^2} \quad (4.111)$$

De esta forma, el modelo de pequeña señal queda como se muestra en la figura 4.63. Ahora podemos intentar obtener las funciones de transferencia de este convertidor. Al igual que hicimos con el convertidor en Medio Puente, intentaremos obtenerlas de forma que en sus expresiones aparezcan las funciones de transferencia del convertidor base (en este caso, del convertidor de Retroceso convencional) para poder ver así las diferencias entre ambas. En el caso del convertidor que nos ocupa, esto va a resultar algo más complicado ya que la tensión de salida depende de la corriente inyectada en el conjunto formado por el condensador de filtro y la carga, lo cual complica bastante las expresiones.

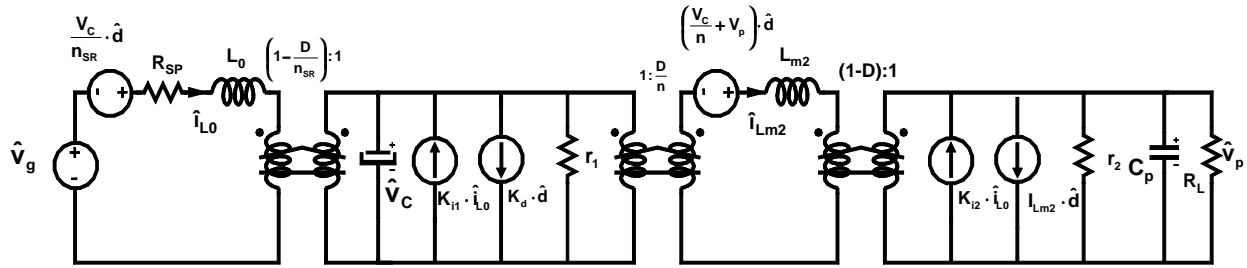


Fig. 4.63: modelo dinámico de pequeña señal de un convertidor de Retroceso con RA² (rectificador de media onda) alimentado desde una tensión de entrada continua. En la figura se han sustituido las expresiones completas de las distintas fuentes por las correspondientes constantes.

Comenzaremos obteniendo la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida. Para ello, anularemos las fuentes dependientes de la tensión de entrada, que en este caso es únicamente la fuente de entrada ($\hat{v}_g = 0$).

Por tanto, podemos escribir la siguiente ecuación:

$$\hat{v}_p = \frac{D}{1-D} \cdot \hat{v}_C + \frac{\frac{V_C}{n} + V_p}{1-D} \cdot \hat{d} - \frac{L_{m2} \cdot s}{1-D} \cdot \hat{i}_{Lm2} \quad (4.112)$$

Además, podemos expresar el valor de la corriente que circula por la bobina del convertidor de Retroceso de la siguiente forma:

$$\hat{i}_{Lm2} = \frac{1}{z_p(s) \cdot (1-D)} \cdot \hat{v}_p + \frac{I_{Lm2}}{1-D} \cdot \hat{d} + \frac{1}{r_2 \cdot (1-D)} \cdot \hat{v}_p - \frac{K_{i2}}{1-D} \cdot \hat{i}_{L0} \quad (4.113)$$

donde $z_p(s)$ es la impedancia del conjunto formado por el condensador de salida y la carga:

$$z_p(s) = \frac{R_L}{1 + R_L \cdot C_p \cdot s} \quad (4.114)$$

Sustituyendo (4.113) en (4.112) y agrupando de forma conveniente, obtenemos:

$$\hat{v}_p = G_{dp}(s) \cdot \hat{d} + G_{vp}(s) \cdot \hat{v}_C - G_A(s) \cdot \hat{v}_p + G_B(s) \cdot \hat{i}_{L0} \quad (4.115)$$

donde $G_{dP}(s)$ y $G_{vP}(s)$ son las funciones de transferencia del convertidor de Retroceso convencional (4.85) y (4.86). Por otra parte, las funciones $G_A(s)$ y $G_B(s)$ tienen las siguientes expresiones:

$$G_A(s) = \frac{\frac{L_{m2}}{r_2 \cdot (1-D)^2} \cdot s}{1 + \frac{L_{m2}}{R_L \cdot (1-D)^2} \cdot s + \frac{L_{m2} \cdot C_p}{(1-D)^2} \cdot s^2} \quad (4.116)$$

$$G_B(s) = \frac{\frac{K_{i2} \cdot L_{m2}}{(1-D)^2} \cdot s}{1 + \frac{L_{m2}}{R_L \cdot (1-D)^2} \cdot s + \frac{L_{m2} \cdot C_p}{(1-D)^2} \cdot s^2} \quad (4.117)$$

De esta forma, las expresiones de $G_{dP}(s)$ y $G_{vP}(s)$ aparecerán explícitamente en las funciones de transferencia.

En cuanto a la corriente de entrada, podemos escribir:

$$\hat{i}_g = \hat{i}_{L0} = \frac{\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \quad (4.118)$$

Además, resolviendo el circuito también obtenemos:

$$K_{Dn} \cdot \hat{i}_{L0} - \left(\frac{1}{r_l} + C \cdot s\right) \cdot \hat{v}_C = z_{par}(s) \cdot \hat{v}_p + \left(\frac{\frac{D}{n} \cdot I_{Lm2}}{1-D} + K_d\right) \cdot \hat{d} \quad (4.119)$$

donde K_{Dn} tiene la siguiente expresión:

$$K_{Dn} = K_{il} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} + \frac{\frac{D}{n} \cdot K_{i2}}{1-D} \quad (4.120)$$

y $z_{\text{par}}(s)$:

$$z_{\text{par}}(s) = \frac{D}{n \cdot (1-D)} \cdot \left(\frac{1}{z_p(s)} + \frac{1}{r_2} \right) \quad (4.121)$$

Sustituyendo ahora (4.118) en (4.119), obtenemos:

$$G_i(s) \cdot \hat{v}_C = G_x(s) \cdot \hat{d} - z_{\text{par}}(s) \cdot \hat{v}_p \quad (4.122)$$

donde $G_i(s)$ tiene la siguiente expresión:

$$G_i(s) = \frac{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{\text{SR}}} \right)}{R_{\text{SP}} + L_0 \cdot s} + \frac{1}{r_1} + C \cdot s \quad (4.123)$$

y $G_x(s)$ tiene la siguiente expresión:

$$G_x(s) = \frac{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{\text{SR}}} \right)}{R_{\text{SP}} + L_0 \cdot s} - \frac{\frac{D}{n} \cdot I_{\text{Lm2}}}{1-D} - K_d \quad (4.124)$$

Por otra parte, sustituyendo (4.118) en (4.115), obtenemos:

$$(1 + G_A(s)) \cdot \hat{v}_p = \left(G_{\text{vp}}(s) - \frac{G_B(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{\text{SR}}} \right)}{R_{\text{SP}} + L_0 \cdot s} \right) \cdot \hat{v}_C + \left(G_{\text{dp}}(s) + \frac{G_B(s) \cdot \frac{V_C}{n_{\text{SR}}}}{R_{\text{SP}} + L_0 \cdot s} \right) \quad (4.125)$$

Combinando ahora (4.122) y (4.125), podemos obtener la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida:

$$G_{dRA}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{G_{dP}(s) + \frac{G_B(s) \cdot \frac{V_C}{n_{SR}}}{R_{SP} + L_0 \cdot s} + \frac{G_x(s)}{G_i(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_B(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \right)}{1 + G_A(s) + \frac{z_{par}(s)}{G_i(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_B(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \right)} \quad (4.126)$$

Como podemos comprobar, la expresión resultante es realmente compleja y es difícil deducir nada a simple vista. Sin embargo, analizando esta función por partes podemos llegar a obtener alguna conclusión.

Comenzaremos por representar el diagrama de Bode de esta expresión y compararlo con el diagrama de Bode del convertidor de Retroceso convencional (Fig. 4.64). Como podemos observar, a pesar de la complejidad de la expresión (4.126), ambas funciones son prácticamente idénticas, al igual que ocurría en el convertidor en Medio Puente. Únicamente a bajas frecuencias podemos distinguir alguna diferencia entre ambas, aunque muy pequeña. De hecho, la diferencia es de sólo 1dB y únicamente es apreciable con frecuencias inferiores a 50 Hz.

Por tanto, la primera conclusión es similar a la que se obtuvo en el caso del convertidor en Medio Puente cuando la tensión de entrada es continua: el RA² apenas influye en la dinámica del convertidor principal y por tanto, podremos utilizar la función de transferencia del convertidor CC/CC convencional para diseñar el lazo de regulación.

Una vez obtenido este resultado y a la vista de la expresión (4.126), podemos concluir que de toda esa expresión, el factor predominante es sin duda $G_{dP}(s)$ y por tanto, el resto de factores tendrá una ganancia bastante inferior a la de la función de transferencia del convertidor principal.

En efecto, el denominador de (4.126) tiene una ganancia aproximadamente igual a 0dB y por tanto, podemos eliminarlo sin cometer un error especialmente significativo. Así, la función quedaría simplificada considerablemente:

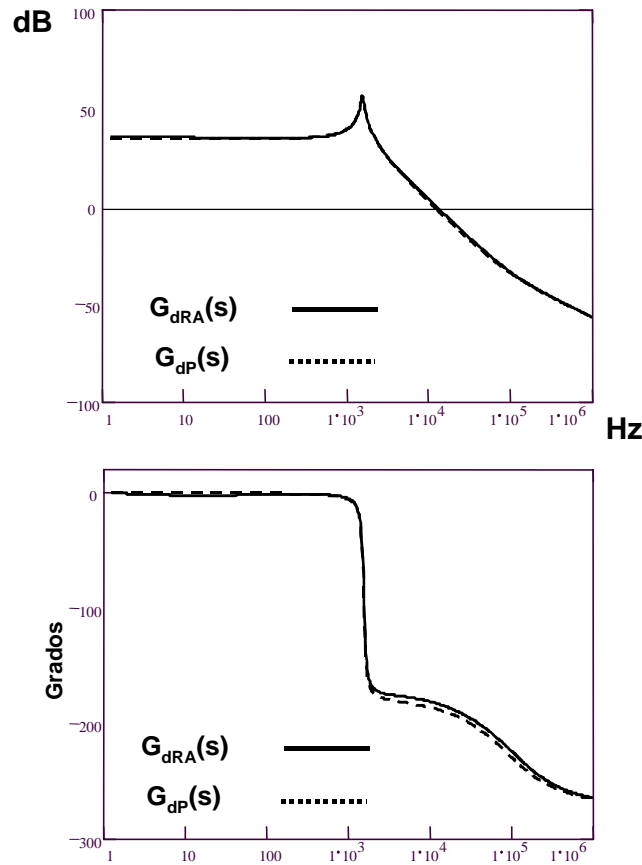


Fig. 4.64: diagrama de Bode de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida del convertidor de Retroceso con RA². Comparación con el correspondiente diagrama de Bode del convertidor de Retroceso convencional.

$$G_{dRA\text{sim}}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = G_{dP}(s) + \frac{G_B(s) \cdot \frac{V_C}{n_{SR}}}{R_{SP} + L_0 \cdot s} + \frac{G_x(s)}{G_i(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_B(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \right) \quad (4.127)$$

La función queda por tanto reducida a tres términos, de los cuales, el segundo tiene una ganancia muy baja y no es apenas significativo, con lo que la función quedaría de la siguiente forma:

$$G_{dRA\text{sim}}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = G_{dP}(s) + \frac{G_x(s)}{G_i(s)} \cdot (G_{vP}(s)) \quad (4.128)$$

Nótese que en el tercer término también hemos eliminado una parte, pues en el fondo, ésta era muy similar al segundo término y en realidad apenas influye en el resultado final.

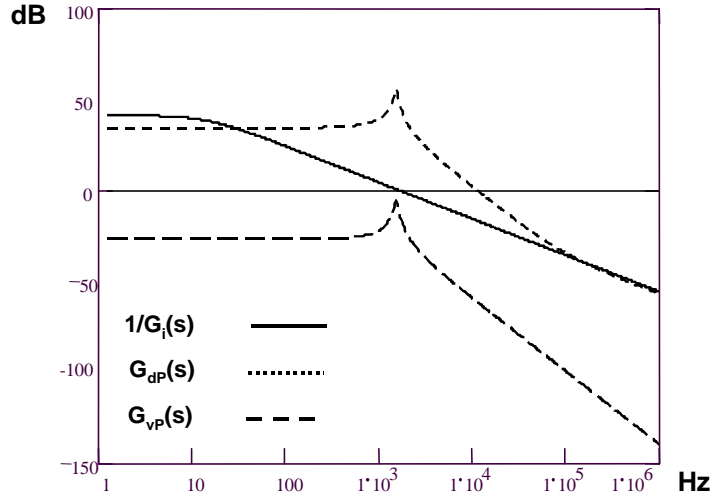


Fig. 4.65: diagrama de Bode (módulos) de los componentes de la función $G_{dRA}(s)$ del convertidor de Retroceso con RA².

Por último, también podemos eliminar al función $G_x(s)$, ya que tampoco aporta prácticamente nada. La función simplificada queda por tanto reducida a una expresión bastante sencilla:

$$G_{dRA\text{sim}}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = G_{dp}(s) + \frac{G_{vp}(s)}{G_i(s)} \quad (4.129)$$

En esta expresión, $G_{dp}(s)$ es la función que predomina fundamentalmente. Además, $1/G_i(s)$ es la que aporta las diferencias a bajas frecuencias respecto de la función de transferencia del convertidor convencional y $G_{vp}(s)$ simplemente se encarga de disminuir un poco la ganancia de $1/G_i(s)$. La figura 4.65 muestra los diagramas de Bode de estas tres componentes y la figura 4.66 muestra la función de transferencia completa (4.126) junto con la simplificada (4.129). Como se puede observar, ambas son prácticamente iguales, lo que valida la simplificación realizada.

Está claro que el comportamiento a bajas frecuencias estará influenciado por la función $1/G_i(s)$. Por tanto, merece la pena detenerse brevemente para estudiar esta función. Operando la expresión (4.123), obtenemos:

$$\frac{1}{G_i(s)} = \frac{r_l \cdot (R_{SP} + L_0 \cdot s)}{\left(r_l \cdot K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SP} \right) + (L_0 + r_l \cdot R_{SP} \cdot C) \cdot s + r_l \cdot C \cdot L_0 \cdot s^2} \quad (4.130)$$

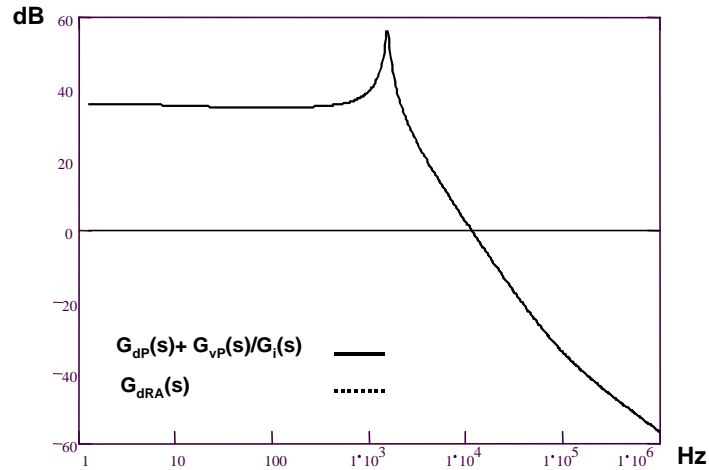


Fig. 4.66: diagrama de Bode (módulo) de la función de transferencia $G_{dRA}(s)$ del convertidor de Retroceso con RA² y diagrama de Bode de la simplificación de dicha función. En la figura apenas se puede distinguir una función de la otra debido a la casi total coincidencia entre ambas.

Esta función es muy similar a la función $G_1(s)$ (4.27) obtenida en el convertidor en Medio Puente. La única diferencia del denominador radica en la constante K_{Dn} que en el caso del convertidor de Retroceso añade un término más. Al igual que ocurría con $G_1(s)$, la expresión (4.130) tiene un comportamiento básicamente de primer orden, a pesar de ser en realidad de segundo orden. Esto se debe a que esta función tiene dos polos reales bastante separados. Al estar uno de ellos situado a una frecuencia muy inferior a la del otro, la función se comporta como si fuese de primer orden y está dominada por el polo de más baja frecuencia.

Si estudiamos las raíces del denominador de (4.130), los resultados que obtenemos son muy parecidos a los obtenidos con el denominador de (4.27).

En el caso de la raíz situada a más alta frecuencia, el resultado es el mismo:

$$\omega_{polo1} = \frac{R_{SP}}{L_0} \quad (4.131)$$

Resolviendo la ecuación completa, este polo aparece situado a una frecuencia de 6,618 kHz y con la aproximación, el polo aparece a una frecuencia de 6,631 kHz, con lo que el error cometido es mínimo. De todas formas, este polo apenas tiene influencia en la función de transferencia.

En cuanto a la otra raíz, podemos aproximar el resultado por la siguiente expresión:

$$\omega_{\text{polo2}} = \frac{K_{\text{Dn}} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{\text{SR}}}\right)}{R_{\text{SP}} \cdot C} \quad (4.132)$$

De esta forma, la situación real de la raíz está en 14,56 Hz y con la aproximación (4.132), la raíz aparece situada a una frecuencia de 13,92 Hz. En este caso, la aproximación también es suficientemente buena.

En cuanto a la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión en el condensador de almacenamiento, también podemos obtenerla partiendo de (4.122) y (4.129):

$$G_{\text{vcRA}}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{\frac{G_x(s) \cdot (1 + G_A(s))}{G_i(s)} - \frac{z_{\text{par}}(s)}{G_i(s)} \cdot \left(G_{\text{dP}}(s) + \frac{G_B(s) \cdot \frac{V_C}{n_{\text{SR}}}}{R_{\text{SP}} + L_0 \cdot s} \right)}{1 + G_A(s) + \frac{z_{\text{par}}(s)}{G_i(s)} \cdot \left(G_{\text{vP}}(s) - \frac{G_B(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{\text{SR}}}\right)}{R_{\text{SP}} + L_0 \cdot s} \right)} \quad (4.133)$$

Como podemos observar, también en este caso la función obtenida es bastante compleja, por lo que será interesante estudiar qué partes son las que realmente influyen en el resultado final. El diagrama de Bode de la función total (4.133) se muestra en la figura 4.67. Al igual que en el caso anterior, la ganancia del denominador es aproximadamente igual a 0dB. Por tanto, podemos eliminarlo con lo que la función de transferencia queda de la siguiente forma:

$$G_{\text{vcRASim}}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{G_x(s) \cdot (1 + G_A(s))}{G_i(s)} - \frac{z_{\text{par}}(s)}{G_i(s)} \cdot \left(G_{\text{dP}}(s) + \frac{G_B(s) \cdot \frac{V_C}{n_{\text{SR}}}}{R_{\text{SP}} + L_0 \cdot s} \right) \quad (4.134)$$

Teniendo en cuenta las simplificaciones ya realizadas en la función de transferencia de la tensión de salida, la función (4.134) queda de la siguiente forma:

$$G_{\text{vcRASim}}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{z_{\text{par}}(s) \cdot G_{\text{dP}}(s)}{G_i(s)} \quad (4.135)$$

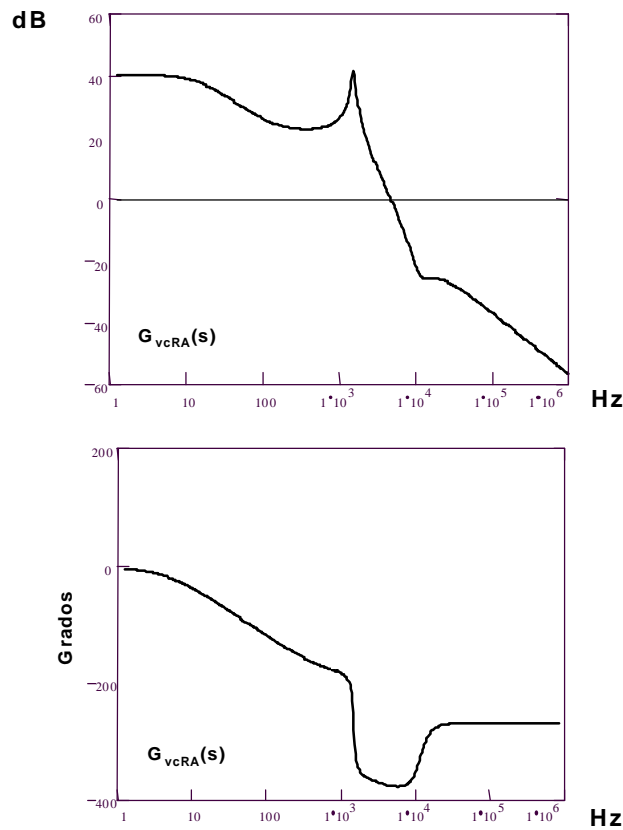


Fig. 4.67: diagrama de Bode de la función de transferencia entre ciclo de trabajo y tensión en el condensador de almacenamiento correspondiente a un convertidor de Retroceso con RA^2 .

En este caso, es la función $1/G_i(s)$ la que predomina fundamentalmente, aunque la influencia de $G_{dp}(s)$ se observa con claridad a alta frecuencia. La figura 4.68 muestra el diagrama de Bode de la función total (4.133) y el de la función simplificada (4.135). El resultado es bastante bueno, aunque la ganancia de la función simplificada es algo mayor que la ganancia de la función real. En realidad, a baja frecuencia la función que mejor aproxima el comportamiento de la tensión en el condensador es simplemente $1/G_i(s)$.

Una vez obtenidas estas relaciones, podemos obtener también la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida y la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador.

Para ello, anularemos esta vez en el modelo de pequeña señal las fuentes que dependen del ciclo de trabajo \hat{d} . Con esto, el circuito queda tal y como se muestra en la figura 4.69.

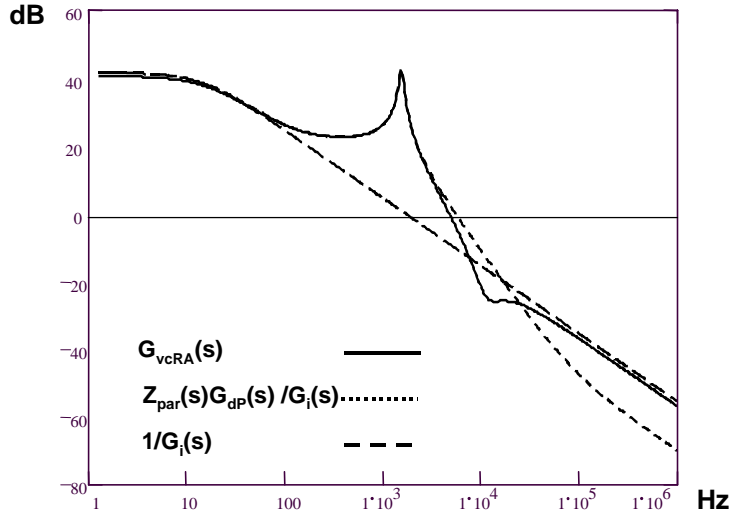


Fig. 4.68: diagramas de Bode (módulos) de las componentes de la función $G_{vcRA}(s)$ correspondiente a un convertidor de Retroceso con RA².

Operando en el circuito, podemos obtener la siguiente expresión para la tensión de salida:

$$\hat{v}_p = G_{vp}(s) \cdot \hat{v}_C - G_A(s) \cdot \hat{v}_p + G_B(s) \cdot \hat{i}_{L0} \quad (4.136)$$

Por otra parte, la corriente de entrada toma la siguiente forma:

$$\hat{i}_g = \hat{i}_{L0} = \frac{\hat{v}_g - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \quad (4.137)$$

Por último, teniendo en cuenta el conjunto de fuentes de corriente de la malla central, obtenemos:

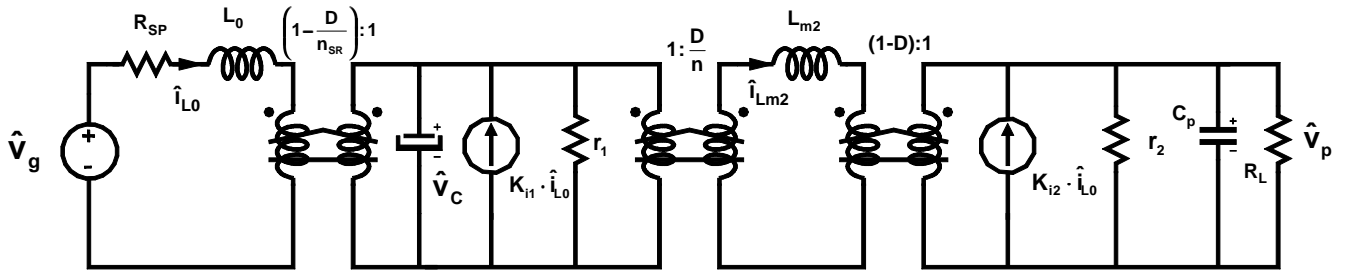


Fig. 4.69: modelo dinámico de un convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde tensión continua. En la figura se han eliminado las fuentes que dependen del ciclo de trabajo para obtener la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida (o la tensión en el condensador de almacenamiento).

$$K_{Dn} \cdot \hat{i}_{L0} - \left(\frac{1}{r_l} + C \cdot s \right) \cdot \hat{v}_C = z_{par}(s) \cdot \hat{v}_p \quad (4.138)$$

Si combinamos estas tres expresiones ((4.136), (4.137) y (4.138)), podemos obtener la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida:

$$G_{vgvp}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{G_B(s)}{R_{SP} + L_0 \cdot s} + \frac{K_{Dn}}{G_i(s) \cdot (R_{SP} + L_0 \cdot s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_B(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \right)}{1 + G_A(s) + \frac{z_{par}(s)}{G_i(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_B(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \right)} \quad (4.139)$$

El diagrama de Bode de esta función se muestra en la figura 4.70. De todas formas, al igual que en los casos anteriores, podemos simplificar bastante esta función:

$$G_{vgvp\sim}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{K_{Dn}}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \cdot \left(G_B(s) + \frac{G_{vP}(s)}{G_i(s)} \right) \quad (4.140)$$

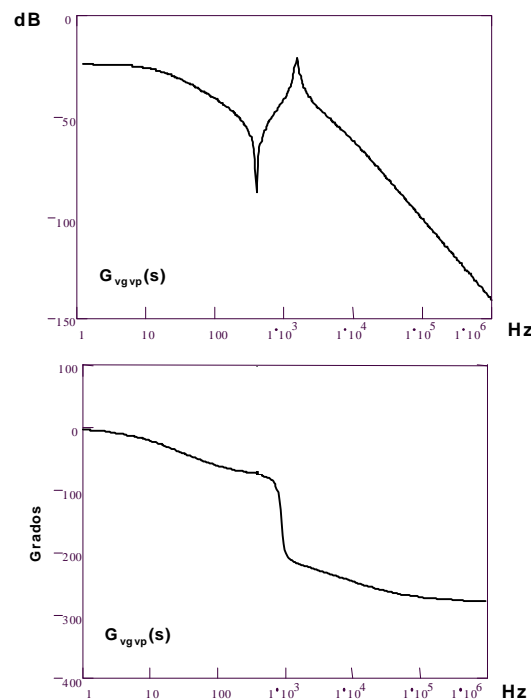


Fig. 4.70: diagrama de Bode de la función de transferencia entre tensión de entrada y tensión de salida correspondiente a un convertidor de Retroceso con RA².

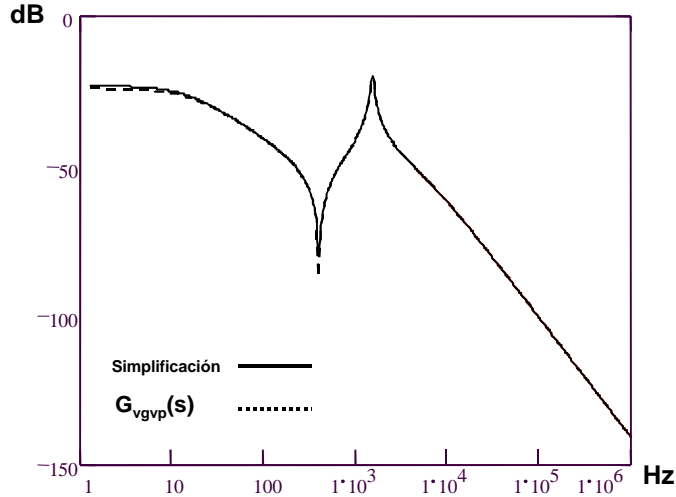


Fig. 4.71: diagrama de Bode (módulo) de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida (convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde tensión continua). Se muestran simultáneamente los diagramas obtenidos a partir del modelo completo y a partir del modelo simplificado.

La figura 4.71 muestra el diagrama de Bode de la función real y el de la función simplificada y como se puede observar, ambos son muy similares.

Del mismo modo, también podemos obtener la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión en el condensador de almacenamiento:

$$G_{vgvc}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{K_{Dn} \cdot (1 + G_A(s))}{G_i(s) \cdot (R_{SP} + L_0 \cdot s)} - \frac{G_B(s) \cdot z_{par}(s)}{(R_{SP} + L_0 \cdot s) \cdot G_i(s)}}{1 + G_A(s) + \frac{z_{par}(s)}{G_i(s)} \cdot \left(G_{vp}(s) - \frac{G_B(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{R_{SP} + L_0 \cdot s} \right)} \quad (4.141)$$

El diagrama de Bode de esta función se muestra en la figura 4.72. Simplificando la función (4.141), obtenemos:

$$G_{vgvcsim}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{K_{Dn}}{G_i(s) \cdot (R_{SP} + L_0 \cdot s)} \quad (4.142)$$

La figura 4.73 muestra la comparación entre la función real y la simplificada y como podemos observar, la aproximación es bastante buena.

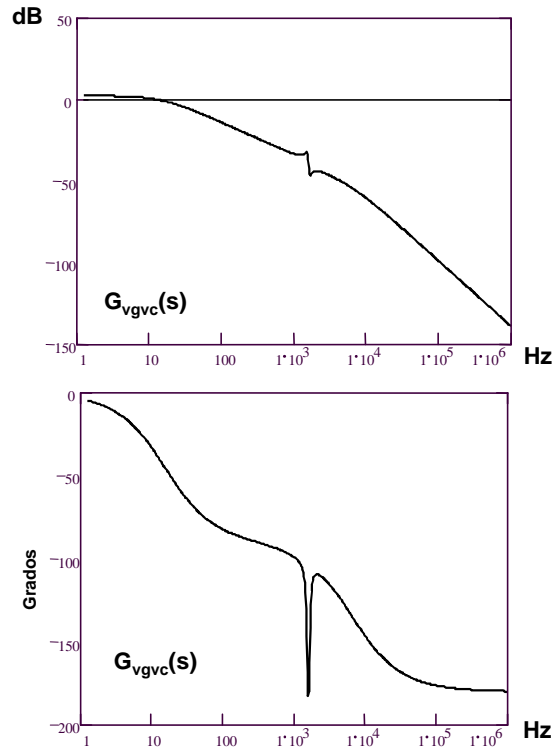


Fig. 4.72: diagrama de Bode de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión V_C (convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde una tensión de entrada continua).

Con esto hemos obtenido las principales funciones de transferencia del convertidor con RA² alimentado desde tensión continua y dada la complejidad de las mismas, también hemos estudiado las posibles simplificaciones eliminando los factores menos significativos. De esta forma hemos obtenido funciones algo más sencillas y con las que podemos obtener conclusiones algo más inmediatas.

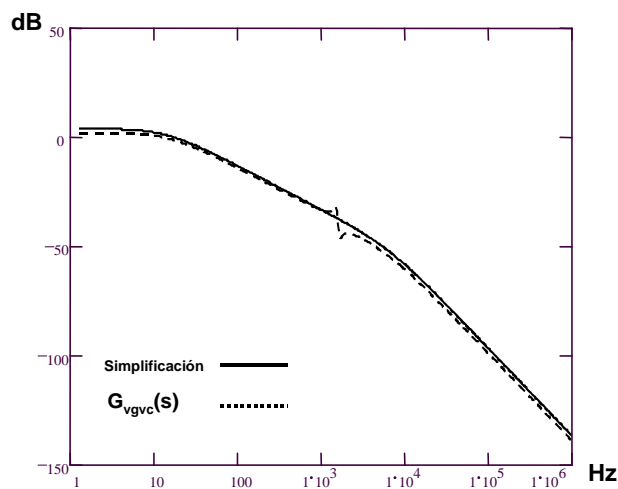


Fig. 4.73: diagrama de Bode (módulo) de la función de transferencia entre la tensión de entrada y la tensión V_C (convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde tensión continua). Se muestran simultáneamente los diagramas obtenidos a partir del modelo completo y a partir del modelo simplificado.

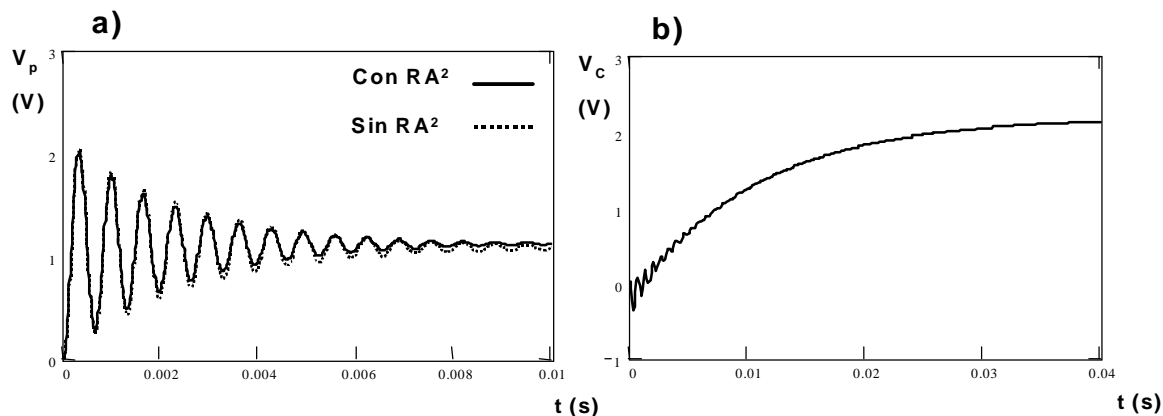


Fig. 4.74: a) respuesta de la tensión de salida (variación sobre el valor estático) ante un escalón de ciclo de trabajo, obtenida con el modelo del convertidor de Retroceso con y sin RA^2 , b) respuesta de la tensión V_C (variación sobre el valor estático) ante un escalón de ciclo de trabajo, obtenida con el modelo del convertidor de Retroceso con RA^2 . (modelo de continua).

Si calculamos ahora la transformada inversa de Laplace de las funciones obtenidas, podemos obtener la respuesta temporal de la tensión de salida y de la tensión en el condensador de almacenamiento ante perturbaciones en el ciclo de trabajo o en la tensión de entrada. Dada la complejidad de las funciones, no podemos obtener expresiones explícitas de la transformada inversa, por lo que recurriremos a un programa matemático para resolver numéricamente las ecuaciones.

La figura 4.74a muestra la evolución de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo de 0,02. Como podemos observar, la respuesta es idéntica a la respuesta dinámica del convertidor de Retroceso convencional. Esto es lógico dada la similitud de sus diagramas de Bode. La figura 4.74b muestra la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación. En este caso vemos que la respuesta es muy lenta y que básicamente responde a un sistema de primer orden. Aún así, es posible apreciar inicialmente unas pequeñas oscilaciones de una frecuencia más elevada. Esto es debido a que en el diagrama de Bode la presencia de $G_{dp}(s)$ es bastante notable. De todas formas, estas oscilaciones no son en absoluto significativas y prácticamente podemos considerar únicamente la función predominante a baja frecuencia.

La figura 4.75a muestra la evolución de la tensión de salida ante una escalón de tensión de 20 V en la entrada. Esta respuesta es muy similar a la anterior y aunque en líneas generales la podemos considerar de primer orden, también podemos observar inicialmente unas pequeñas oscilaciones.

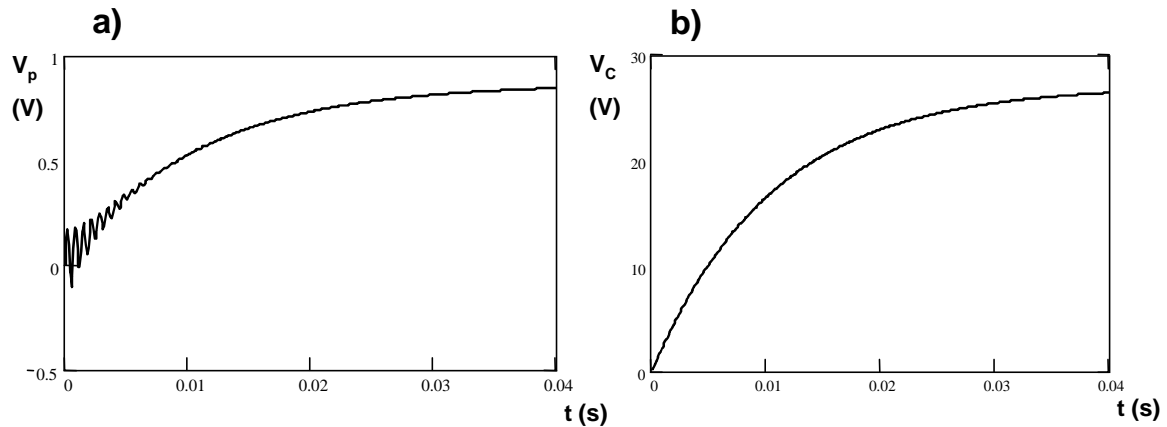
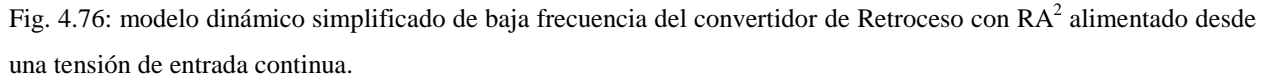


Fig. 4.75: a) respuesta de la tensión de salida (variación sobre el valor estático) ante un escalón de tensión de entrada, obtenida con el modelo del convertidor de Retroceso con RA^2 alimentado desde tensión continua, b) respuesta de la tensión V_C (variación sobre el valor estático) ante un escalón de tensión de entrada, obtenida con el modelo del convertidor de Retroceso con RA^2 alimentado desde tensión continua.

El motivo es el mismo que en caso anterior, ya que en el diagrama de Bode de la función (4.139) también vemos que la función $G_{VP}(s)$ influye considerablemente a alta frecuencia (Fig. 4.70). La figura 4.75b muestra la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación. En este caso, la respuesta es claramente de primer orden.

Por tanto, vemos que salvo la respuesta de la tensión de salida frente a escalones de ciclo de trabajo, el resto de casos muestran un comportamiento básicamente de primer orden, al igual que ocurría en el convertidor en Medio Puente. La causa de este comportamiento es la misma que en dicho caso. Si perturbamos el ciclo de trabajo, la propagación de la perturbación no tiene que pasar a través del condensador de almacenamiento para llegar hasta la tensión de salida y por tanto, en este caso su influencia es muy pequeña. Sin embargo, en el resto de casos la perturbación tiene que pasar a través de dicho condensador y al tener éste una capacidad considerable, hace las funciones de filtro pasa-bajos con una frecuencia de corte muy baja, con lo que la respuesta dinámica es muy lenta.

Por tanto, dada la lentitud de las respuestas, parece posible eliminar los elementos reactivos que trabajan a alta frecuencia para obtener la respuesta de estas señales. El modelo de pequeña señal quedaría tal y como se muestra en la figura 4.76. Si ahora anulamos L_0 , L_{m2} y C_p en las funciones simplificadas que acabamos de obtener, las expresiones serán aún más sencillas. Nótese que por ejemplo, las funciones $G_A(s)$ y $G_B(s)$ desaparecen completamente al tener a L_{m2} multiplicando en


$$G_{\text{vgvcBF}}(s) = \frac{K_{\text{Dn}}}{K_{\text{Dn}} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{\text{SR}}}\right) + R_{\text{SP}} \cdot C \cdot s} \quad (4.146)$$

388

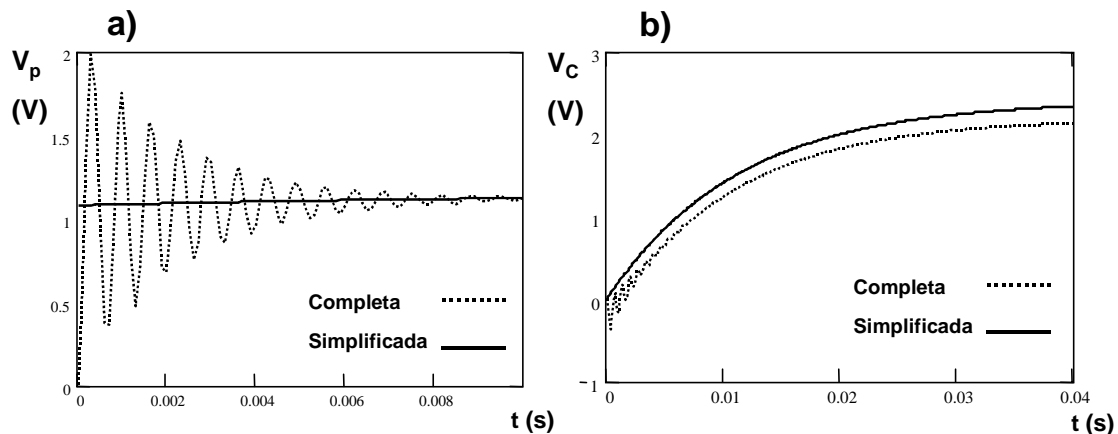


Fig. 4.77: respuesta de las señales V_p (a) y V_c (b) (variaciones sobre el valor estático) ante perturbaciones del ciclo de trabajo. Respuestas obtenidas con el modelo simplificado de baja frecuencia y comparadas con las respuestas obtenidas a partir del modelo completo.

trabajo. Al haber eliminado esos elementos, es imposible que la respuesta obtenida con la función simplificada sea similar a la obtenida con la función completa.

La figura 4.77a muestra la respuesta dinámica de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo de 0,02. Como podemos observar, las oscilaciones de alta frecuencia han desaparecido aunque el promedio de la respuesta sí es similar al que se obtiene con la función simplificada.

La figura 4.77b muestra la respuesta de la tensión en el condensador ante la misma perturbación. Como se puede observar, la respuesta que se obtiene en este caso con la función simplificada se ajusta muy bien a la respuesta real. Por supuesto, las pequeñas oscilaciones que se observan en los momentos iniciales han desaparecido y además, la ganancia resulta ser algo mayor con la función simplificada.

La figura 4.78a muestra la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de 20V en la tensión de entrada. De nuevo en este caso vemos que la respuesta real y la simplificada son prácticamente idénticas. Lo mismo sucede con la respuesta de la tensión en el condensador ante el mismo escalón de tensión de entrada (Fig. 4.78b).

Como vemos, hemos conseguido obtener unas funciones muy sencillas con las que obtener de forma aproximada la respuesta dinámica de las principales señales del convertidor. Las funciones reales son extremadamente complejas y en ellas es imposible discernir los elementos que

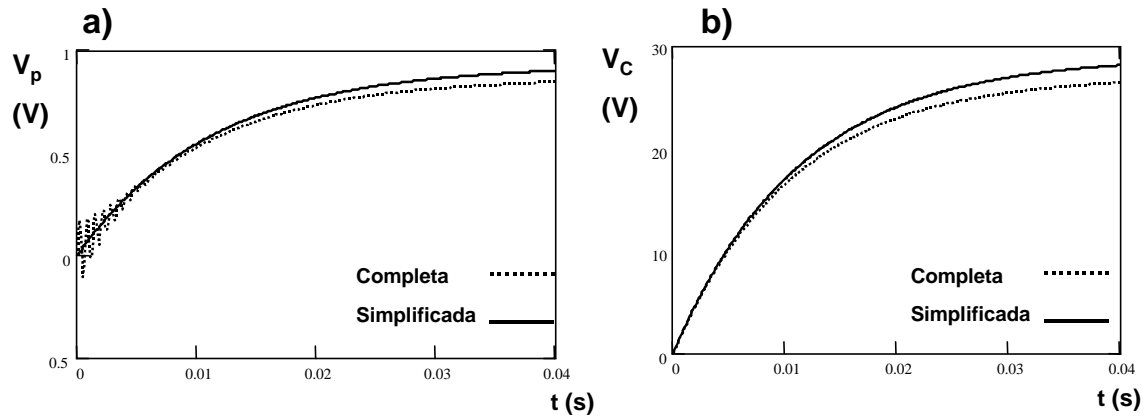


Fig. 4.78: respuesta de las señales V_p (a) y V_c (b) (variaciones sobre el valor estático) ante perturbaciones de la tensión de entrada. Respuestas obtenidas con el modelo simplificado de baja frecuencia y comparadas con las respuestas obtenidas a partir del modelo completo.

realmente influyen en el comportamiento del convertidor. Sin embargo, gran parte de la información que contienen es superflua, y en realidad, complican las funciones de forma innecesaria. Con las funciones obtenidas podemos ver a simple vista los elementos que condicionan realmente la respuesta de la tensión de salida y de la tensión en el condensador.

A la vista del denominador de las funciones simplificadas, podemos concluir que son la R_{SP} y el condensador de almacenamiento los elementos más influyentes en el comportamiento del convertidor. Por supuesto, en la frecuencia de corte del polo de baja frecuencia también influyen los parámetros que determinan el punto de funcionamiento en el que está trabajando el convertidor, es decir, V_C , V_p , D y la corriente I_{L0} . De hecho, si únicamente tuviésemos en cuenta R_{SP} y C , la frecuencia que obtendríamos sería la siguiente:

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP} \cdot C} = 22,5\text{Hz} \quad (4.147)$$

Como vimos anteriormente, la frecuencia de corte real es del orden de 13 Hz, pero esta operación tan sencilla nos da una aproximación suficientemente buena como para comprender la importancia que tienen estos dos elementos en el comportamiento del convertidor.

4.3.2 MODELADO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR DE RETROCESO CON RA² ALIMENTADO DESDE UNA TENSIÓN DE ENTRADA ALTERNA

Las funciones deducidas hasta este momento son válidas si la tensión de entrada es continua. En caso de ser alterna, que por otra parte será lo habitual en este convertidor, el modelo no es completamente válido. Podemos considerar que la mayor parte del modelo de la figura 4.60 se ajusta al comportamiento del convertidor cuando la tensión de entrada es alterna. Sin embargo, la corriente de entrada tiene unas características especiales que afectan al comportamiento de esta topología.

Por tanto, tenemos que modelar de nuevo la etapa de entrada de forma que la corriente que demande el modelo se corresponda realmente con la corriente de entrada del convertidor. Para ello, tenemos que obtener el valor medio de la corriente de entrada y posteriormente linealizar y perturbar la expresión obtenida.

Todo este proceso es idéntico al que se llevó a cabo con el convertidor en Medio Puente. De hecho, la forma de onda de la corriente de entrada es la misma en cualquier convertidor con RA² y no depende en absoluto de la topología principal empleada. Por tanto, la etapa de entrada del convertidor con tensión de entrada alterna es exactamente la misma para todos los convertidores con Reductor Activo de Armónicos.

Por tanto, para completar el modelo del convertidor de Retroceso con RA² cuando éste opera con tensión de entrada alterna, simplemente tendremos que utilizar la expresión (4.54):

$$\hat{i}_g = \frac{2}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot \hat{v}_g + \frac{\phi_C}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} - \frac{\phi_C}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C \quad (4.148)$$

Como vimos anteriormente, esta expresión implica colocar tres fuentes de corriente en paralelo en la etapa de entrada del convertidor (Fig. 4.31).

Además, al igual que hicimos en el convertidor en Medio Puente, también tenemos que promediar los valores de corriente que demanda la salida retrasada a lo largo de un periodo de red. Por tanto, podemos escribir las expresiones (4.94) y (4.98) de la siguiente forma:

$$I_{ISR}(t) = \frac{i_{L0}(t)}{n_{SR}} \cdot D - \frac{R_{SP} \cdot i_{L0}^2(t)}{2 \cdot V_C} \quad (4.149)$$

$$I_{2SR}(t) = \frac{R_{SP} \cdot i_{L0}^2(t)}{2 \cdot V_p} \quad (4.150)$$

Integrando estas dos expresiones durante un periodo de red, obtenemos:

$$I_{ISRCA} = \frac{I_g}{n_{SR}} \cdot D - \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}^2}{2 \cdot V_C} \quad (4.151)$$

$$I_{2SRCA} = \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}^2}{2 \cdot V_p} \quad (4.152)$$

Por tanto, linealizando y perturbando, obtenemos:

$$\hat{i}_{ISRCA} = \left(\frac{D}{n_{SR}} - \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_C} \right) \cdot \hat{i}_{L0} + \frac{I_g}{n_{SR}} \cdot \hat{d} + \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}^2}{2 \cdot V_C^2} \cdot \hat{v}_C \quad (4.153)$$

$$\hat{i}_{2SRCA} = \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_p} \cdot \hat{i}_{L0} - \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}^2}{2 \cdot V_p^2} \cdot \hat{v}_p \quad (4.154)$$

Las expresiones son prácticamente iguales a las obtenidas con tensión de entrada continua. Simplemente tendremos que tener en cuenta que en las expresiones aparece en algunas ocasiones el valor medio de la corriente de entrada y en otras el valor eficaz:

$$K_{iICA} = \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_C} \quad (4.155)$$

$$K_{dCA} = \frac{I_g}{n_{SR}} + \frac{I_{Lm2}}{n} \quad (4.156)$$

$$r_{1CA} = \frac{2 \cdot V_C^2}{R_{SP} \cdot I_{gef}^2} \quad (4.157)$$

$$K_{i2CA} = \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_p} \quad (4.158)$$

$$r_{2CA} = \frac{2 \cdot V_p^2}{R_{SP} \cdot I_{gef}^2} \quad (4.159)$$

El modelo completo del convertidor de Retroceso con RA² alimentado con tensión de entrada alterna es el que se muestra en la figura 4.79a. Al igual que hicimos en el caso del convertidor en Medio Puente, podemos hacer una serie de transformaciones en el circuito con el fin de simplificarlo. De hecho, las transformaciones a realizar son exactamente las mismas que en dicho convertidor. De esta forma, podemos separar en cierto modo el modelo dinámico del convertidor de Retroceso convencional y las modificaciones a que da lugar el RA². En este caso, además de la etapa de entrada, también se modifica ligeramente la etapa de salida del convertidor de Retroceso ya que también aparecen una fuente de corriente y una resistencia en paralelo con la carga. Es importante hacer hincapié en que la etapa de entrada está promediada en primer lugar en un ciclo de conmutación y a continuación en un ciclo de red. Sin embargo, el modelo del convertidor de Retroceso está únicamente promediado a la frecuencia de conmutación. Por esta razón, en toda la parte del modelo en la que está implicada la salida retrasada, desaparecen los elementos reactivos que trabajan a la frecuencia de conmutación, como por ejemplo, la bobina L_0 . Una vez realizadas las transformaciones pertinentes, el modelo dinámico de pequeña señal del convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde una tensión de entrada alterna queda tal y como se muestra en la figura 4.79b.

Si obtenemos ahora con este modelo las funciones de transferencia, vemos que las modificaciones con respecto al modelo del convertidor en continua son muy pequeñas. Para empezar, en todas ellas tendremos que sustituir las constantes K_{i1} , K_d , r_1 , K_{i2} , r_2 por los correspondientes valores de alterna (K_{i1CA} , K_{dCA} , r_{1CA} , K_{i2CA} , r_{2CA}). En el caso de las funciones de transferencia que tienen que ver con el ciclo de trabajo, las únicas modificaciones que se producen son debidas a la expresión de la corriente de entrada. Anulando la fuente de corriente que depende de la tensión de entrada, tenemos:

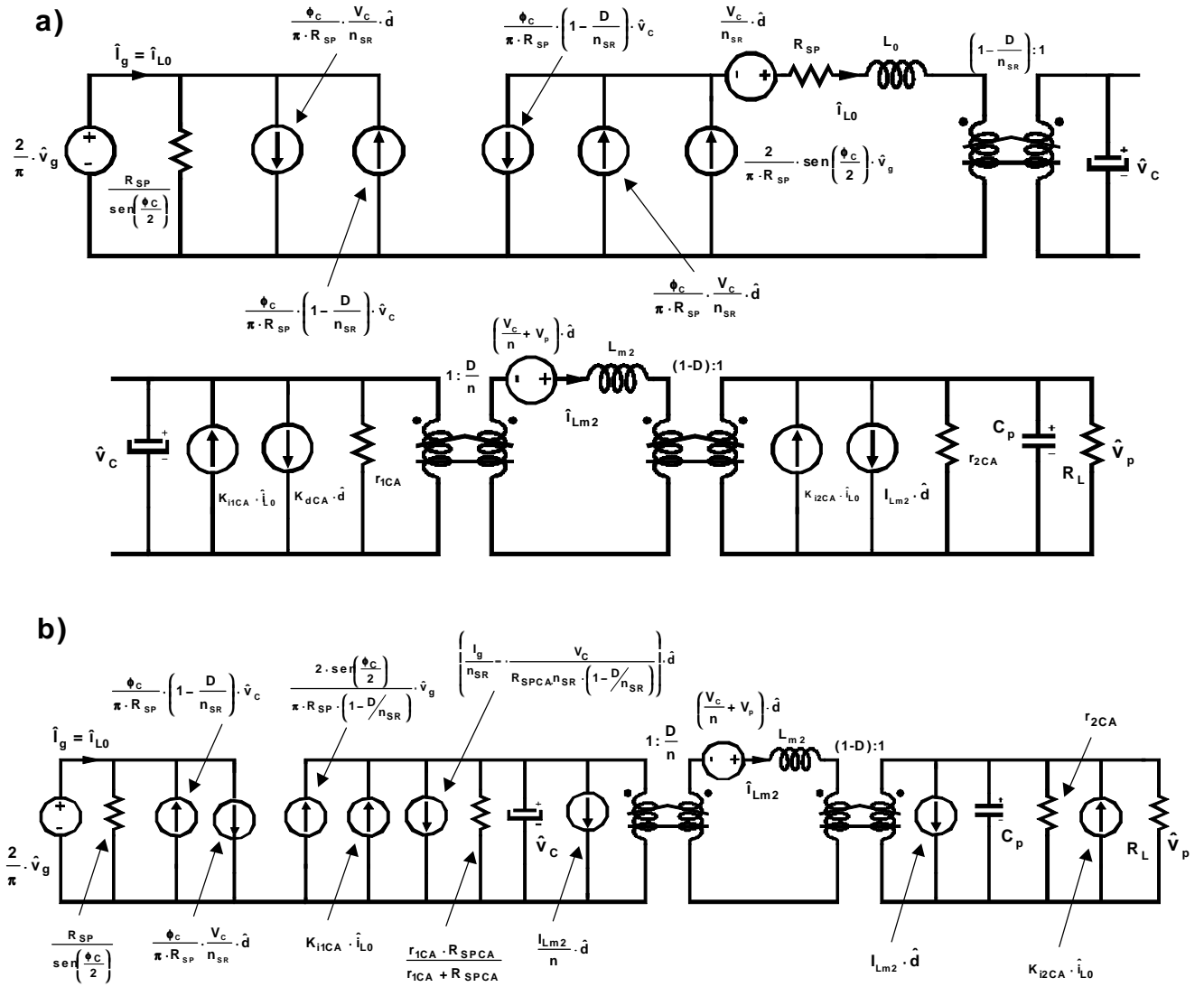


Fig. 4.79: a) modelo dinámico de pequeña señal completo del convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde una tensión de entrada alterna, b) modelo dinámico de pequeña señal transformado del convertidor de Retroceso con RA² alimentado desde una tensión de entrada alterna

$$\hat{i}_g = \frac{\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \hat{d} - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C}{\frac{\pi \cdot R_{SP}}{\phi_C}} \quad (4.160)$$

Si la comparamos con la expresión (4.118), vemos que las diferencias son dos: por un lado, no aparece la bobina de filtro de la salida retrasada (lo cual es lógico ya que el modelo de alterna está promediado entre la red y el condensador de almacenamiento en un periodo de red y el

modelo de continua está sólo promediado en un ciclo de conmutación) y además, la R_{SP} aparece afectada por una constante de valor π/ϕ_C . Esto en el fondo es una especie de promediado de dicha resistencia. Como ya hicimos anteriormente, llamaremos Resistencia Sin Pérdidas de Alterna a la siguiente expresión:

$$R_{SPCA} = R_{SP} \cdot \frac{\pi}{\phi_C} \quad (4.161)$$

Por tanto, para obtener las funciones de transferencia del convertidor en alterna, lo único que tenemos que hacer es tomar las expresiones obtenidas para una tensión de entrada continua, eliminar de las mismas la bobina de filtro de la salida retrasada L_0 y sustituir el valor de la Resistencia Sin Pérdidas por R_{SPCA} . Por supuesto, también tendremos que sustituir los valores de las constantes utilizadas en el modelo de continua por las correspondientes al modelo de alterna. Haciendo esto, tenemos las expresiones que se muestran a continuación:

$$G_{ACA}(s) = \frac{\frac{L_{m2}}{r_{2CA} \cdot (1-D)^2} \cdot s}{1 + \frac{L_{m2}}{R_L \cdot (1-D)^2} \cdot s + \frac{L_{m2} \cdot C_p}{(1-D)^2} \cdot s^2} \quad (4.162)$$

$$G_{BCA}(s) = \frac{\frac{K_{i2CA} \cdot L_{m2}}{(1-D)^2} \cdot s}{1 + \frac{L_{m2}}{R_L \cdot (1-D)^2} \cdot s + \frac{L_{m2} \cdot C_p}{(1-D)^2} \cdot s^2} \quad (4.163)$$

$$K_{DnCA} = K_{ilCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} + \frac{\frac{D}{n} \cdot K_{i2CA}}{1-D} \quad (4.164)$$

$$z_{parCA}(s) = \frac{D}{n \cdot (1-D)} \cdot \left(\frac{1}{z_p(s)} + \frac{1}{r_{2CA}} \right) \quad (4.165)$$

$$G_{iCA}(s) = \frac{K_{DnCA} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} + \frac{1}{f_{ICA}} + C \cdot s \quad (4.166)$$

$$G_{xCA}(s) = \frac{K_{DnCA} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} - \frac{\frac{D}{n} \cdot I_{Lm2}}{1-D} - K_{dCA} \quad (4.167)$$

$$G_{dRACA}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{G_{dP}(s) + \frac{G_{BCA}(s) \cdot \frac{V_C}{n_{SR}}}{R_{SPCA}} + \frac{G_{xCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)}{1 + G_{ACA}(s) + \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)} \quad (4.168)$$

$$G_{vRACA}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{\frac{G_{xCA}(s) \cdot (1 + G_{ACA}(s))}{G_{ICA}(s)} - \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{dP}(s) + \frac{G_{BCA}(s) \cdot \frac{V_C}{n_{SR}}}{R_{SPCA}} \right)}{1 + G_{ACA}(s) + \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)} \quad (4.169)$$

Los diagramas de Bode que se obtienen una vez realizados estos cambios se muestran en la figura 4.80. Como se puede observar, en el caso de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida, las diferencias son prácticamente inapreciables. Sin embargo, en el caso de la función que relaciona el ciclo de trabajo y la tensión en el condensador de almacenamiento, se puede observar una diferencia algo más notable: la frecuencia de corte de la función es más baja cuando el convertidor trabaja en alterna. Esto es debido la modificación que afecta a la R_{SP} , puesto que al ser mayor R_{SPCA} que R_{SP} , la frecuencia de corte será lógicamente más baja. Así todo, las mayores diferencias se observan en las fases ya que al no comportarse igual el convertidor en alterna y en continua, las evoluciones de las tensiones pueden tener sentidos contrarios en ambos casos. De hecho, en la figura se observa un desfase de 180° entre

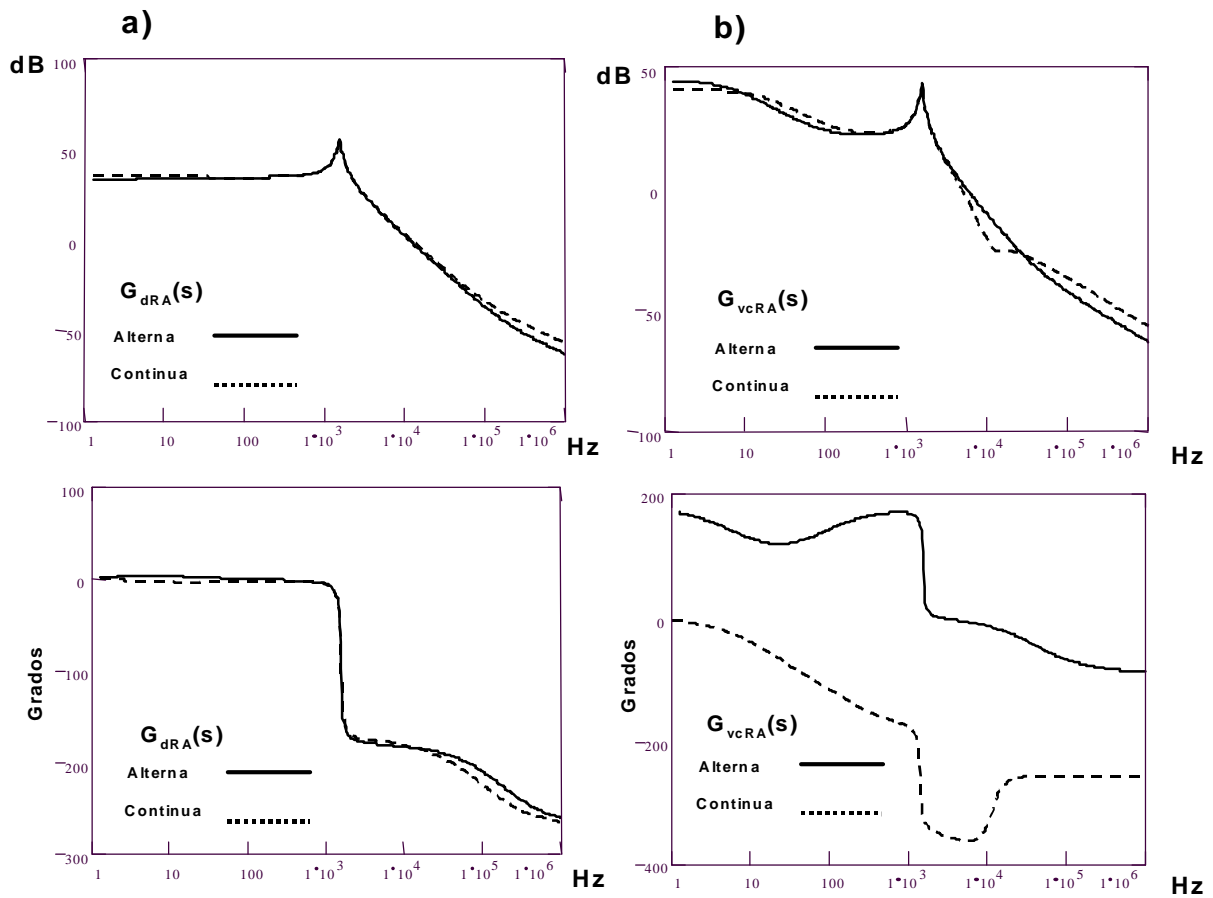


Fig. 4.80: diagramas de Bode de las funciones de transferencia entre el ciclo de trabajo y las tensiones V_p (a) y V_c (b) obtenidas con los modelos de continua y de alterna.

los dos modelos, aunque como hemos comentado, esto ocurre con los valores utilizados en este ejemplo. No tendría por que ser así en otro punto de funcionamiento distinto.

En lo que se refiere a las funciones de transferencia que tienen que ver con la tensión de entrada, las modificaciones a que da lugar la operación en alterna también son muy leves. Al anular las fuentes que dependen del ciclo de trabajo, la expresión de la corriente de entrada pasa a tener la siguiente expresión:

$$\hat{i}_{L0} = \frac{\frac{2}{\phi_C} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot \hat{v}_g - \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) \cdot \hat{v}_C}{\frac{\pi \cdot R_{SP}}{\phi_C}} \quad (4.170)$$

En este caso, las diferencias con respecto a la relación obtenida en el caso de continua (4.30) son tres: desaparece L_0 , el valor de R_{SP} también cambia y por último, la fuente que depende de \hat{v}_g aparece multiplicada por una constante de valor $\frac{2}{\phi_C} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)$. Por tanto, para obtener las funciones de transferencia que relacionan la tensión de entrada con la tensión de salida y con la tensión en el condensador, simplemente tendremos que eliminar L_0 de las expresiones de continua, cambiar R_{SP} por R_{SPCA} y multiplicar toda la función por $\frac{2}{\phi_C} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)$. Las expresiones que se obtienen son las siguientes:

$$G_{vgvpCA}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{G_{BCA}(s)}{R_{SPCA}} + \frac{K_{DnCA}}{G_{ICA}(s) \cdot R_{SPCA}} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)}{1 + G_{ACA}(s) + \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)} \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \quad (4.171)$$

$$G_{vgvcCA}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{\left(\frac{K_{DnCA} \cdot (1 + G_{ACA}(s))}{G_{ICA}(s) \cdot R_{SPCA}} - \frac{G_{BCA}(s) \cdot z_{parCA}(s)}{R_{SPCA} \cdot G_{ICA}(s)} \right) \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{1 + G_{ACA}(s) + \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{vP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)} \quad (4.172)$$

Los diagramas de Bode obtenidos tras hacer estos cambios se muestran en la figura 4.81. Como se puede observar, las diferencias entre los diagramas obtenidos con las funciones de continua y las de alterna son muy pequeñas. La más notable es que la frecuencia de corte del polo dominante es más baja que en continua, debido a la constante que afecta al valor de la Resistencia Sin Pérdidas.

Si obtenemos la transformada inversa de Laplace de estas funciones de transferencia, podemos ver la respuesta dinámica de la tensión de salida y de la tensión en el condensador ante perturbaciones del ciclo de trabajo y de la tensión de entrada.

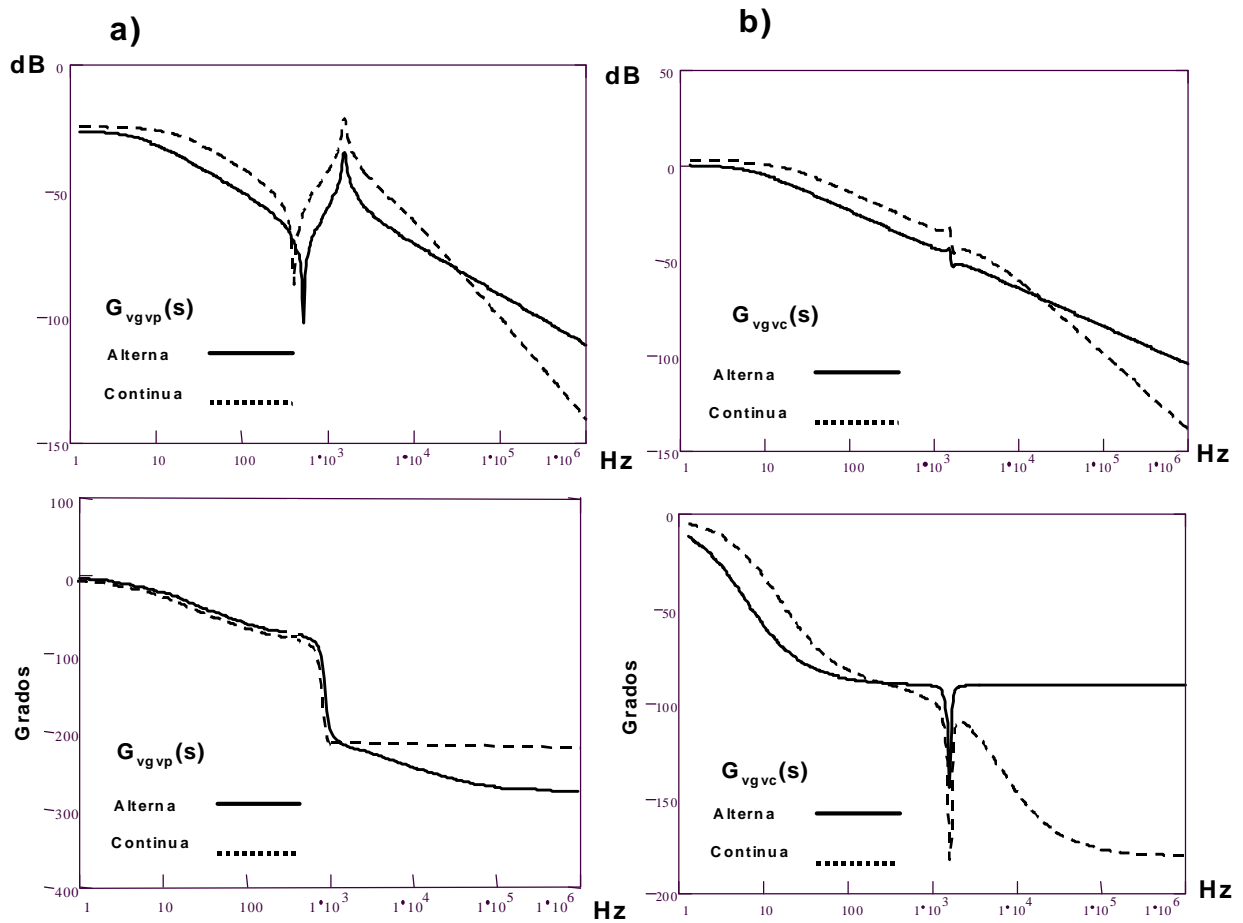


Fig. 4.81: diagramas de Bode de las funciones de transferencia entre la tensión de entrada y las tensiones V_p (a) y V_C (b) obtenidas con los modelos de continua y de alterna.

La figura 4.82a muestra la respuesta de la tensión de salida ante una variación del ciclo de trabajo de 0,02. Como se puede observar, apenas se pueden apreciar diferencias entre la respuesta del convertidor en continua y en alterna. La figura 4.82b muestra la respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación. En este caso podemos ver que la respuesta es más lenta que cuando el convertidor trabaja en continua y además, la tensión evoluciona en sentido contrario (en este punto de funcionamiento en concreto).

Ocurre lo mismo con las respuestas de las señales ante perturbaciones de la tensión de entrada. La figura 4.83a muestra precisamente la evolución de la tensión de salida cuando hay un incremento de 10V en la tensión de entrada. La figura 4.83b muestra la respuesta de la tensión en el condensador ante la misma perturbación. En ambos casos, la respuesta es claramente de primer orden y un poco más lenta que en continua. El factor determinante de estas diferencias es sin duda el cambio que afecta a la R_{SP} . La influencia de la constante $\left(\frac{2}{\phi_c} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_c}{2}\right)\right)$ por la que

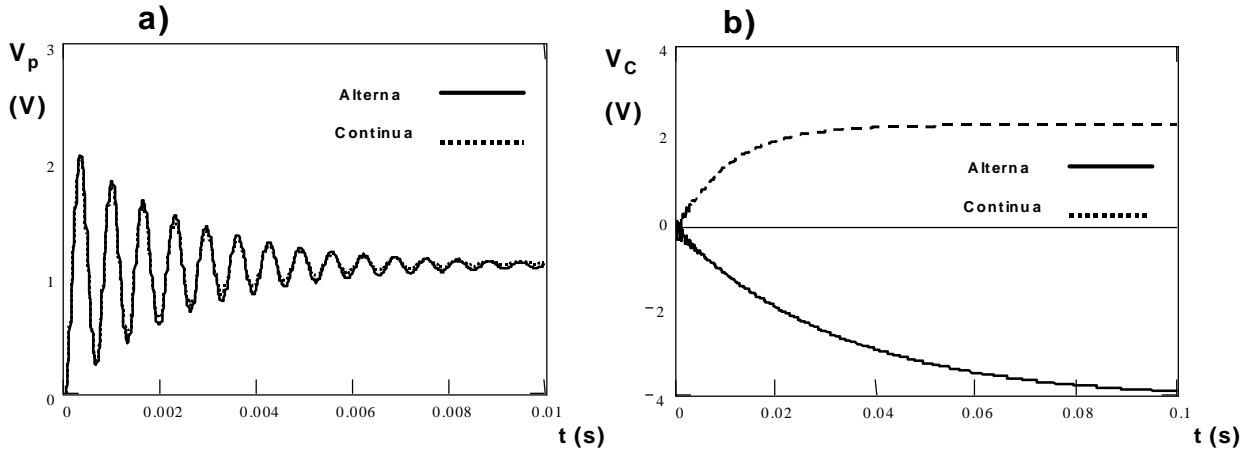


Fig. 4.82: a) respuesta de la tensión de salida (variación sobre el valor estático) ante perturbaciones del ciclo de trabajo obtenida con el modelo dinámico de alterna y comparada con la obtenida con el modelo de continua, b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación.

aparecen multiplicadas las funciones de transferencia relacionadas con la tensión de entrada, no es relevante en absoluto puesto que su valor está muy próximo a la unidad. También podemos observar que los valores finales son distintos según la tensión de entrada sea alterna o continua.

Por supuesto, al igual que hicimos en el caso de continua, también podemos simplificar notablemente las funciones de transferencia finales que se obtienen con tensión de entrada alterna. Partiendo de las expresiones (4.129), (4.135), (4.140) y (4.142) y haciendo estas mismas modificaciones, obtenemos las siguientes expresiones:

$$G_{dRACAsim}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = G_{dP}(s) + \frac{G_{vP}(s)}{G_{iCA}(s)} \quad (4.173)$$

$$G_{vcRACAsim}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{z_{parCA}(s) \cdot G_{dP}(s)}{G_{iCA}(s)} \quad (4.174)$$

$$G_{vgvpCAsim}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{K_{DnCA}}{R_{SPCA}} \cdot \left(G_{BCA}(s) + \frac{G_{vP}(s)}{G_{iCA}(s)} \right) \quad (4.175)$$

$$G_{vgvcCAsim}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{K_{DnCA}}{G_{iCA}(s) \cdot R_{SPCA}} \quad (4.176)$$

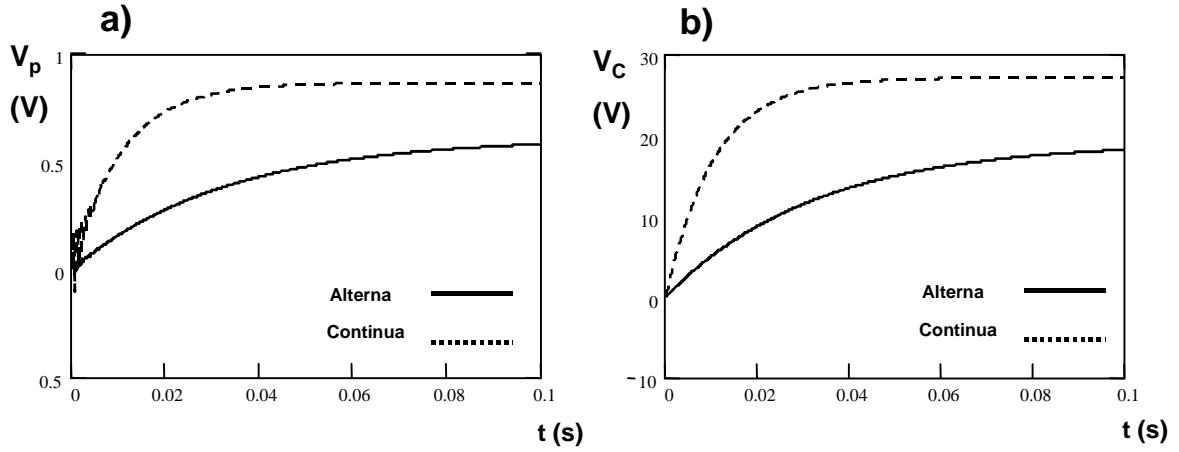


Fig. 4.83: a) respuesta de la tensión de salida (variación sobre el valor estático) ante perturbaciones de la tensión de entrada, obtenida con el modelo dinámico de alterna y comparada con la obtenida con el modelo de continua, b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación.

Como hemos podido comprobar, la mayoría de las respuestas son muy lentas y por tanto, los elementos reactivos diseñados para trabajar en alta frecuencia apenas tienen influencia en dichas respuestas. Así, también podremos eliminar estos elementos y simplificar aún más las expresiones. Basándonos en las funciones simplificadas de baja frecuencia obtenidas anteriormente (4.143-4.146), resulta muy sencillo obtener las expresiones de estas funciones de transferencia para el caso de alterna. Simplemente tendremos que realizar los cambios que acabamos de comentar: sustituir R_{SP} por R_{SPCA} , cambiar las constantes K_{i1} , K_d , r_1 , K_{i2} , r_2 por los correspondientes valores de alterna (K_{i1CA} , K_{dCA} , r_{1CA} , K_{i2CA} , r_{2CA}) y en el caso de las funciones de transferencia relacionadas con la tensión de entrada, multiplicarlas por $\frac{2}{\phi_C} \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)$. Con esto, las expresiones (4.143-4.146) quedan de la siguiente forma:

$$G_{dRACABF}(s) = \frac{\frac{V_C}{n} + V_p}{1-D} + \frac{\frac{D \cdot R_{SPCA}}{n \cdot (1-D)}}{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SPCA} \cdot C \cdot s} \quad (4.177)$$

$$G_{vRACABF}(s) = \frac{\frac{D \cdot R_{SPCA}}{n \cdot (1-D)^2} \cdot \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_2}\right) \cdot \left(\frac{V_C}{n} + V_p\right)}{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SPCA} \cdot C \cdot s} \quad (4.178)$$

$$G_{vgvpCABF}(s) = \frac{\frac{D \cdot K_{Dn}}{n \cdot (1-D)} \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SPCA} \cdot C \cdot s} \quad (4.179)$$

$$G_{vgvcCABF}(s) = \frac{K_{Dn} \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SPCA} \cdot C \cdot s} \quad (4.180)$$

Al igual que ocurría en el caso de continua, las respuestas que se obtienen con estas funciones son muy similares a las que se obtienen con las funciones completas. La figura 4.84a muestra la respuesta de la tensión de salida ante una perturbación en el ciclo de trabajo de 0,02 y la figura 4.84b muestra la respuesta de la tensión V_C ante la misma perturbación. La figura 4.85 muestra las evoluciones de V_p y V_C ante un escalón de 10V en la tensión de entrada. Como podemos observar, el error cometido es muy pequeño y por tanto, podremos utilizar estas funciones tan simples para estudiar el comportamiento del convertidor más fácilmente.

4.3.3 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Al igual que hicimos con el convertidor en Medio Puente, trataremos de verificar experimentalmente los resultados obtenidos en el apartado anterior. Para ello, utilizaremos un prototipo con las mismas características que el utilizado en el desarrollo teórico.

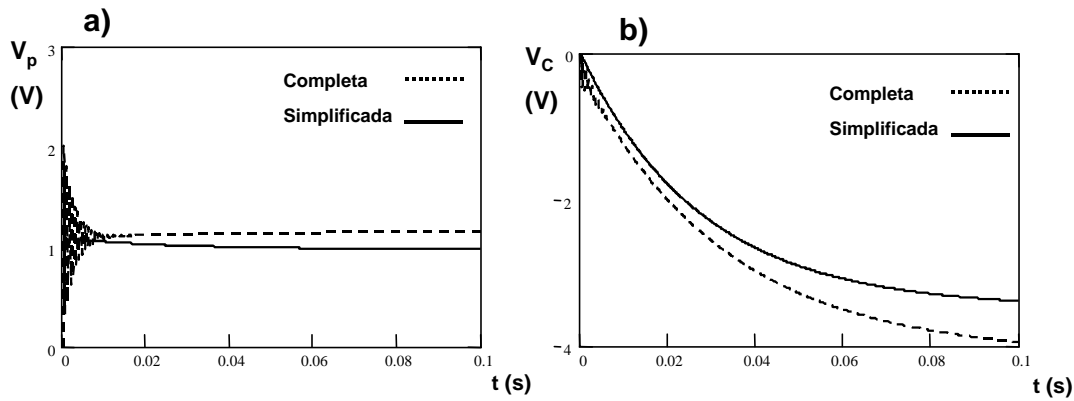


Fig. 4.84: a) respuesta de la tensión de salida (variación sobre el valor estático) ante perturbaciones del ciclo de trabajo, obtenida con la función simplificada de baja frecuencia y comparada con la respuesta obtenida mediante la función completa, b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación.

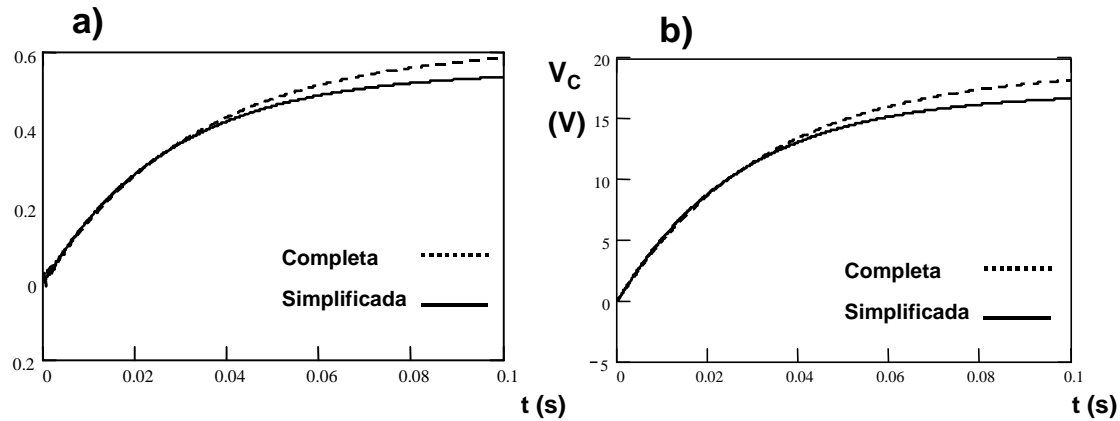


Fig. 4.85: a) respuesta de la tensión de salida (variación sobre el valor estático) ante perturbaciones de la tensión de entrada, obtenida con la función simplificada de baja frecuencia y comparada con la respuesta obtenida con la función completa, b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación.

Además, pondremos al convertidor en el mismo punto de trabajo (tanto en continua como en alterna) y lo someteremos a las mismas perturbaciones que al ejemplo teórico. El banco de ensayos utilizado para obtener los resultados experimentales se muestra en la fotografía de la figura 4.86.

4.3.3.1 ENSAYOS CON TENSIÓN DE ENTRADA CONTINUA

En primer lugar, haremos trabajar al convertidor en bucle abierto con una tensión continua a la entrada. Los parámetros del punto de funcionamiento se detallan a continuación:

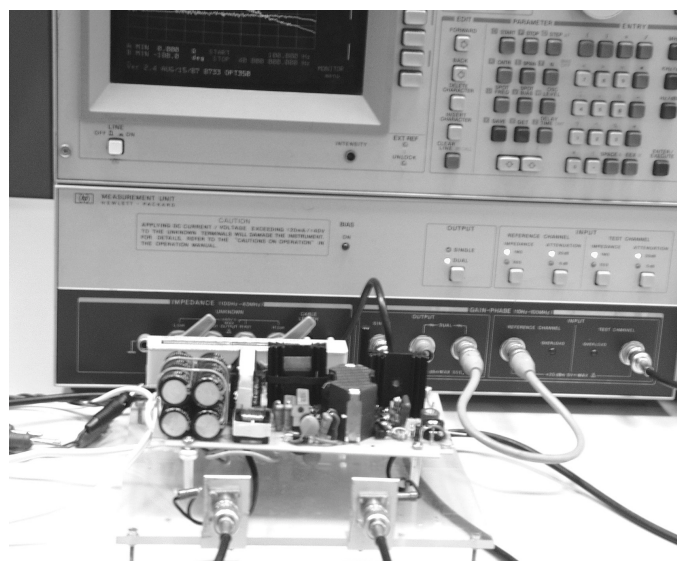


Fig. 4.86: fotografía del banco de ensayos utilizado para obtener los resultados experimentales con el convertidor de Retroceso con RA^2 .

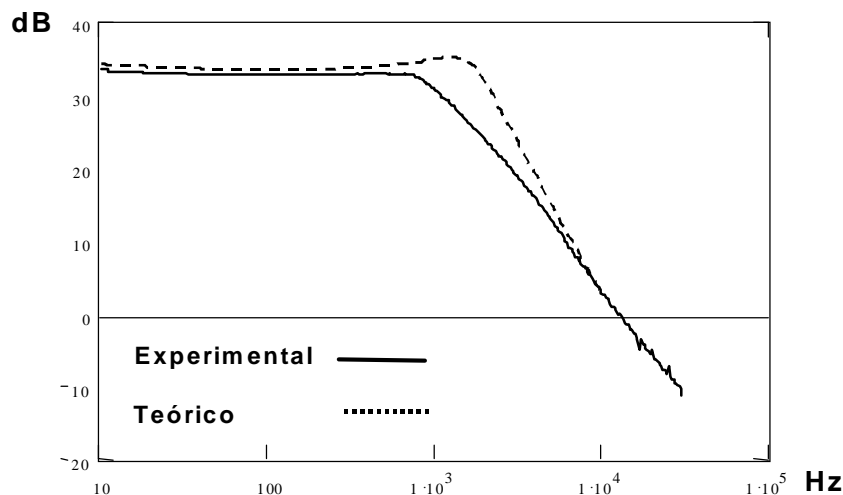


Fig. 4.87: diagrama de Bode obtenido experimentalmente de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida. Comparación con el diagrama teórico obtenido con el modelo de pequeña señal del convertidor alimentado con tensión de entrada continua (el modelo incluye una resistencia de pérdidas).

- Tensión de entrada (continua): 200V
- Tensión en el condensador de almacenamiento: 250V
- Tensión de salida: 11,3 V
- Ciclo de trabajo: 0,32
- Corriente de salida: 4 A
- Convertidor funcionando en cadena abierta

En primer lugar, utilizaremos un analizador de impedancias para obtener experimentalmente el diagrama de Bode del convertidor. La figura 4.87 muestra el resultado obtenido junto con el resultado teórico. Los resultados son semejantes, aunque debemos hacer notar una importante diferencia: en el diagrama experimental, la resonancia debida al filtro de salida aparece muy atenuada. Éste resultado es bastante lógico ya que el convertidor de Retroceso utilizado no tiene un rendimiento tan bueno como en el caso del convertidor en Medio Puente. Además, la tensión de salida es bastante más baja y esto influye negativamente en el rendimiento del convertidor. Por otra parte, esto también va a tener una influencia determinante en el comportamiento dinámico de las señales que vamos a estudiar. El hecho de tener tan atenuada la resonancia implica que las respuestas de las señales ante las distintas perturbaciones también van a resultar atenuadas.

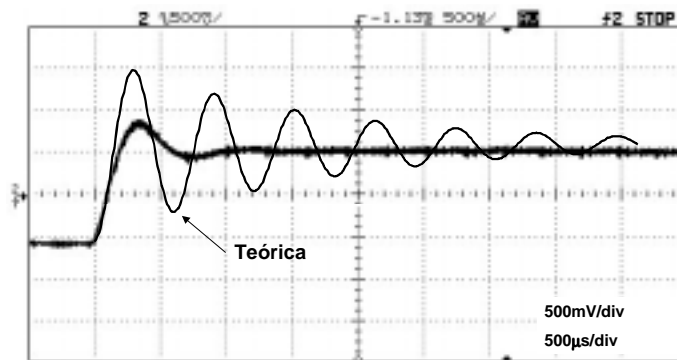


Fig. 4.88: Resultados experimentales. Respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo comparada con la respuesta obtenida mediante la función de transferencia teórica (sin resistencia de pérdidas).

La figura 4.88 muestra la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo de 0,02. Como podemos observar, la respuesta teórica es mucho más oscilatoria que la experimental. Esto era de esperar a la vista del diagrama de Bode obtenido.

Por tanto, si queremos que la respuesta teórica se asemeje un poco más a la experimental, tendremos que tener en cuenta la presencia de algún parásito que implique una merma en el rendimiento del convertidor. Dada la complejidad de las funciones que se obtienen considerando el convertidor ideal, parece conveniente simplificar en la medida de lo posible la inclusión de esta no idealidad. Para ello, simplemente añadiremos una resistencia en serie con la bobina L_{m2} del convertidor de Retroceso. Para calibrar el valor de esta resistencia se siguió el siguiente proceso: se hizo trabajar al convertidor de Retroceso sin el RA² en un punto de trabajo similar al que hemos comentado. Se introdujo una perturbación en el ciclo de trabajo y se obtuvo la respuesta de la tensión de salida. Una vez hecho esto, se buscó la resistencia que mejor aproximara el comportamiento del convertidor CC/CC convencional y después se utilizó el mismo valor en la función del convertidor con RA². En este caso, la resistencia parásita utilizada fue de 50 mΩ.

Añadido este parásito a las funciones de transferencia, el resultado cambia radicalmente. La figura 4.89 muestra de nuevo la respuesta de la tensión de salida ante la misma perturbación. Como podemos observar, el resultado obtenido de esta forma es mucho más parecido al resultado real.

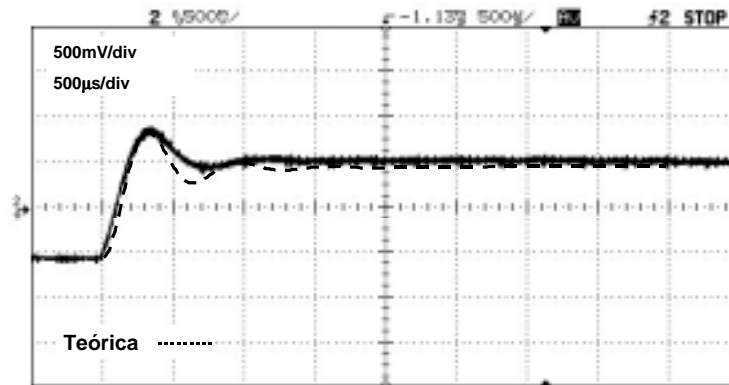


Fig. 4.89: Resultados experimentales. Respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo comparada con la respuesta obtenida mediante la función de transferencia teórica (con resistencia de pérdidas).

Por otra parte, esto va a influir únicamente en este caso ya que las respuestas del resto de señales dependen fundamentalmente de la R_{SP} y del condensador de almacenamiento y no del filtro de salida.

La figura 4.90 muestra la respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante el mismo escalón de ciclo de trabajo. En este caso resulta casi imposible medir de forma precisa la evolución de esta tensión. Si analizamos estáticamente el punto de partida y el punto de funcionamiento al que debe llegar el convertidor con un incremento de ciclo de trabajo de 0,02, vemos que ésta tensión únicamente debe variar 0,4 V. Teniendo en cuenta que esta variación se produce sobre un valor de continua de 250 V, fue imposible capturar este transitorio de forma más precisa.

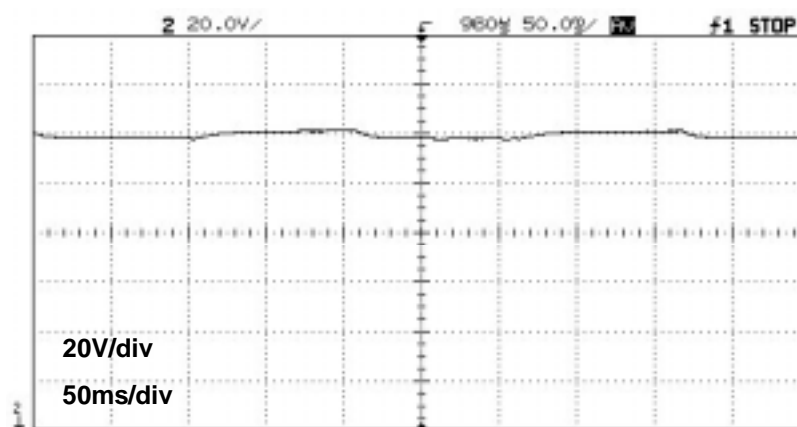


Fig. 4.90: Resultados experimentales (convertidor de Retroceso con RA² alimentado con una tensión de entrada continua). Respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante un escalón de ciclo de trabajo.

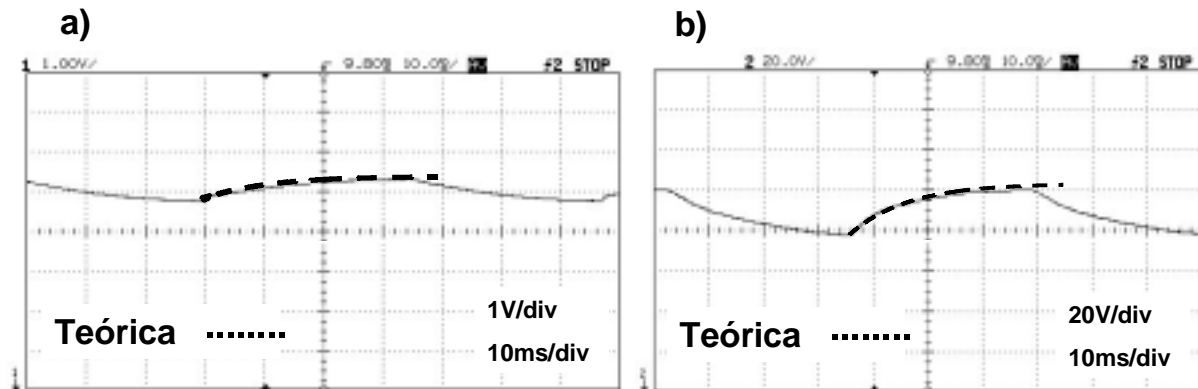


Fig. 4.91: Comparación de resultados teóricos y resultados experimentales. a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de tensión de entrada (convertidor alimentado en continua), b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante la misma perturbación.

La figura 4.91a muestra la evolución de la tensión de salida ante un escalón de 20 V en la entrada y la figura 4.91b muestra la respuesta de la tensión V_C ante la misma perturbación. También en este caso los resultados experimentales concuerdan muy bien con los resultados teóricos.

4.3.3.2 ENSAYOS CON TENSIÓN DE ENTRADA ALTERNA

El funcionamiento normal de este convertidor será por supuesto con tensión de entrada alterna y por tanto, los resultados más interesantes son sin duda los obtenidos de esta forma.

El punto de funcionamiento elegido es similar al elegido en el caso de la tensión continua de entrada. Para que los resultados fuesen comparables, se introdujo la tensión alterna necesaria para que la tensión en el condensador fuese la misma que en el caso anterior. Las condiciones de funcionamiento del convertidor durante los ensayos fueron las siguientes:

- Tensión de entrada (alterna): 160 V (eficaces)
- Tensión en el condensador de almacenamiento: 250 V
- Tensión de salida: 11,3 V
- Ciclo de trabajo: 0,32
- Corriente de salida: 4 A
- Convertidor trabajando en cadena abierta

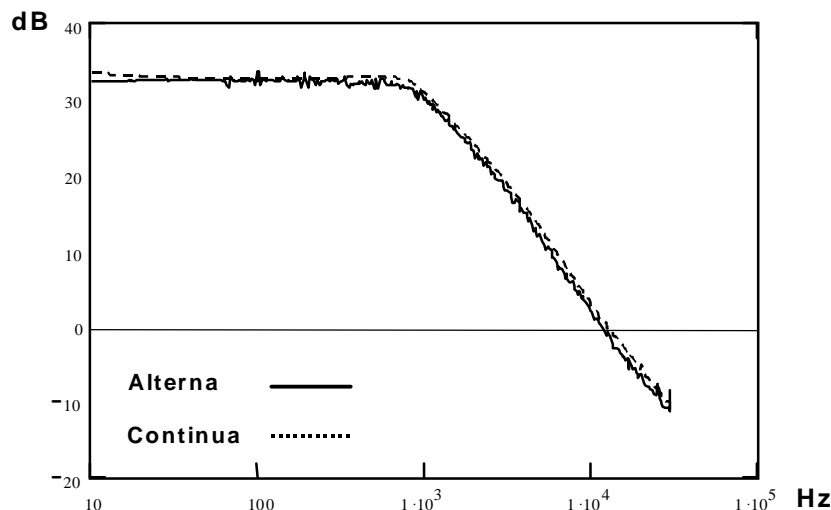


Fig. 4.92: diagramas de Bode obtenidos experimentalmente de la función de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida (convertidor de Retroceso con RA²). En la figura se compara el diagrama obtenido con tensión de entrada continua y el obtenido con tensión de entrada alterna.

Se repitieron de nuevo todos los ensayos en estas condiciones de trabajo. A modo de curiosidad, también se obtuvo en este caso el diagrama de Bode de forma experimental (Fig. 4.92). El resultado obtenido es similar al del convertidor en Medio Puente. En realidad, en el analizador obtenemos un diagrama básicamente igual al obtenido en continua. La única diferencia apreciable es la presencia de una cierta distorsión en frecuencias del orden de 100 Hz, lo cual es lógico dado que el condensador tendrá un cierto rizado de frecuencia doble de la de red.

Una de las cuestiones más interesantes desde el punto de vista dinámico era ver la respuesta del convertidor en alterna y estudiar las posibles diferencias con respecto al funcionamiento en continua e incluso con respecto al funcionamiento del convertidor de Retroceso convencional.

La figura 4.93a muestra la respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo de 0,02. En este caso se ha incluido directamente la misma resistencia parásita que en el caso anterior. Como se puede observar, la respuesta es idéntica a la obtenida con una tensión continua a la entrada y por consiguiente, a la respuesta de un convertidor de Retroceso convencional. Esta conclusión es realmente interesante pues supone que ni siquiera es necesario trabajar con las funciones de transferencia obtenidas anteriormente. Basta con utilizar la función de transferencia del convertidor convencional pues a la vista de los resultados, las diferencias entre ambas son mínimas.

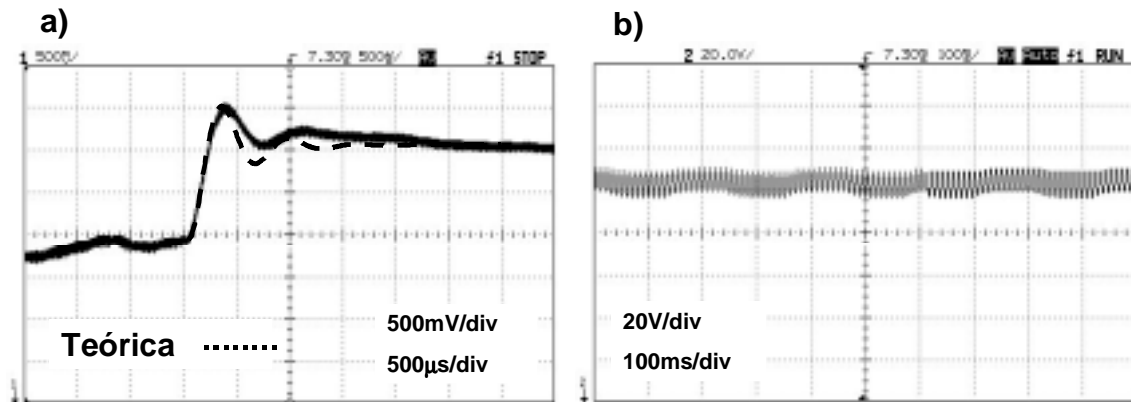


Fig. 4.93: Resultados experimentales del convertidor de Retroceso con RA² alimentado con tensión de entrada alterna. a) evolución de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo (en la figura se compara el resultado con el obtenido de forma teórica), b) respuesta de la tensión V_C ante escalones de ciclo de trabajo.

La figura 4.93b muestra la respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante el mismo escalón de ciclo de trabajo. En este caso, sí es posible capturar el transitorio con una cierta precisión y tratar posteriormente la señal obtenida. La figura 4.94a muestra un detalle de la evolución de esta tensión y el valor medio obtenido al tratar matemáticamente la señal. La comparación entre este valor medio y el resultado teórico que se obtiene con la función de transferencia deducida anteriormente se muestra en la figura 4.94b y como podemos observar, los resultados concuerdan muy bien.

La figura 4.95a muestra la evolución de la tensión de salida ante una escalón de 10V (eficaces) en la tensión de entrada y la figura 4.95b muestra la evolución de V_C ante dicha perturbación.

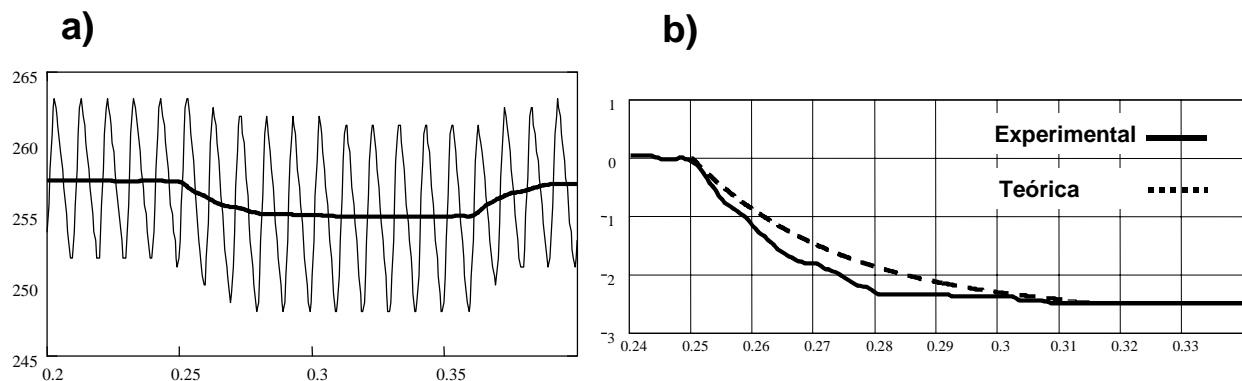


Fig. 4.94: Tratamiento matemático de los datos obtenidos experimentalmente de la respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante escalones de ciclo de trabajo. a) evolución real de la tensión en dicho condensador y valor medio de dicha señal, b) detalle del transitorio que se produce ante un escalón de ciclo de trabajo. Comparación del valor medio “experimental” obtenido en a) y de la respuesta obtenida teóricamente.

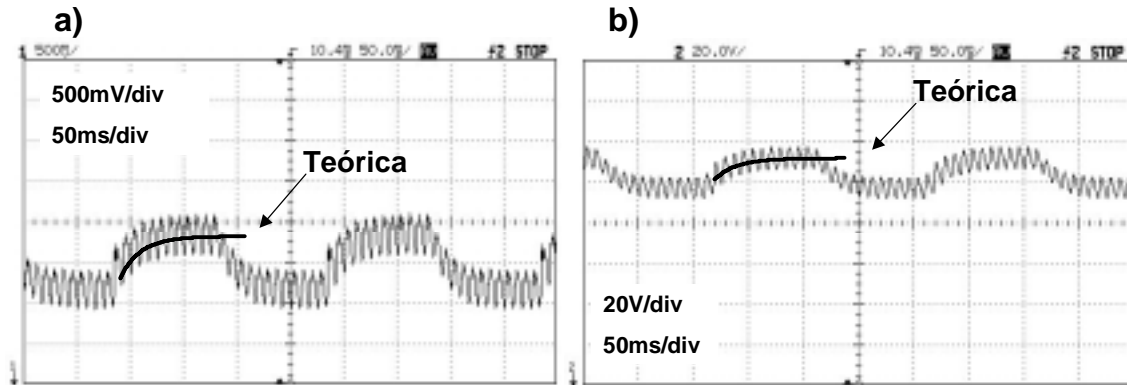


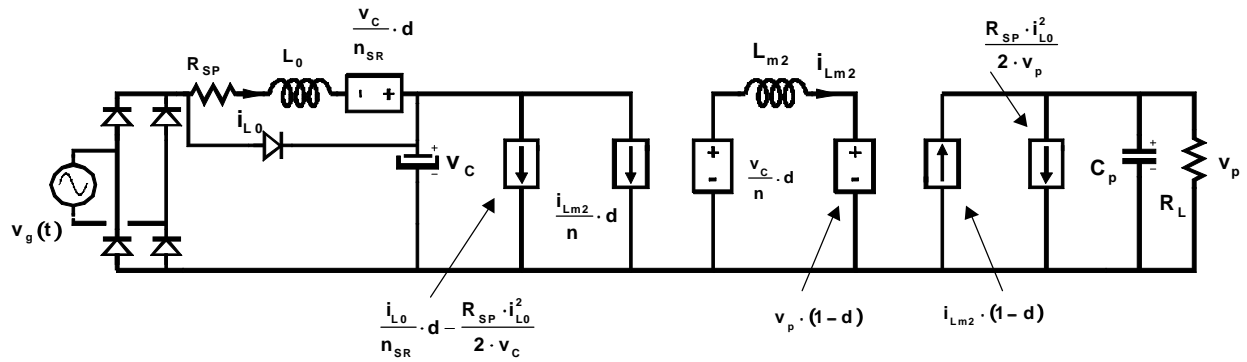
Fig. 4.95: Resultados experimentales del convertidor de Retroceso con RA² alimentado con tensión de entrada alterna. a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de tensión de entrada, b) respuesta de la tensión V_C ante un escalón de tensión de entrada. En la figura se comparan los resultados con los obtenidos mediante la función de transferencia teórica.

Como podemos ver, el promedio del resultado experimental concuerda razonablemente bien con la respuesta obtenida teóricamente. Además, con este experimento podemos confirmar que la evolución de estas señales en alterna es más lenta que en continua.

4.3.3.3 RESULTADOS OBTENIDOS MEDIANTE SIMULACIÓN

Al igual que hicimos con el convertidor en Medio Puente, también podemos hacer simulaciones con el modelo promediado de gran señal del convertidor de Retroceso. Para ello, debemos añadir al modelo promediado del convertidor base (Fig. 4.53) los valores promedio de las corrientes demandadas e inyectadas por la salida retrasada. Estos ya han sido obtenidos durante la deducción del modelo de pequeña señal del convertidor. La etapa de entrada queda modelada con la expresión (4.87), la corriente media demandada por el RA² en el primario se corresponde con la expresión (4.94) y la corriente demandada en el secundario con la expresión (4.98). Por tanto, incluyendo estos tres elementos en el modelo de la figura 4.53, obtenemos el modelo promediado del convertidor de Retroceso (Fig. 4.96). Como se puede observar, también se ha incluido un diodo entre el puente rectificador y el condensador de almacenamiento por las mismas razones que en el caso del convertidor en Medio Puente, es decir, la tensión realimentada por la salida retrasada no se puede invertir.

Obtenido el modelo de gran señal, podemos utilizarlo para hacer simulaciones con el programa Pspice y comparar los resultados con los obtenidos experimentalmente. Esta herramienta resulta


 Fig. 4.96: modelo promediado del convertidor de Retroceso con RA².

realmente útil ya que con el modelo promediado incluso podemos ver el rizado de 100 Hz que aparece en el condensador de almacenamiento y ajustar al máximo el diseño de este componente.

Para validar el modelo, se compararon los resultados obtenidos experimentalmente con los resultados de la simulación. La figura 4.97a muestra la evolución de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo y la figura 4.97b muestra la evolución de la tensión V_C ante la misma perturbación. Como podemos comprobar, los resultados son muy similares. Es de destacar que en el modelo promediado implementado en el simulador se ha incluido también una resistencia en serie con la bobina del convertidor de retroceso para amortiguar un poco la respuesta del convertidor, aunque no se ha representado en la figura. En este caso, la resistencia utilizada fue de 20 mΩ. La figura 4.98a muestra la evolución de la tensión de salida ante un escalón de tensión de entrada y la figura 4.98b muestra la evolución de la tensión en el condensador de almacenamiento ante esa misma perturbación. En ambos casos las respuestas son prácticamente idénticas a las obtenidas experimentalmente.

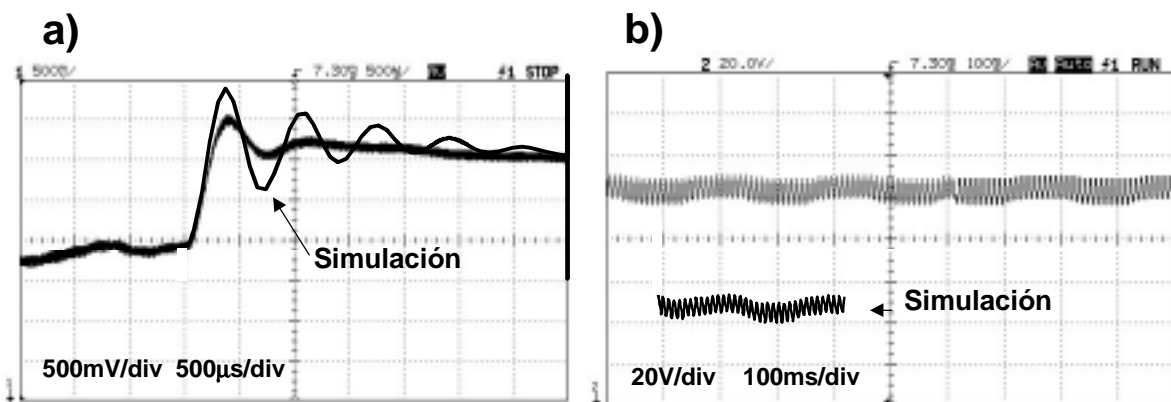


Fig. 4.97: comparación de los resultados obtenidos mediante simulación con los resultados experimentales. a) respuesta de la tensión de salida ante un escalón de ciclo de trabajo, b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante escalones de ciclo de trabajo. Se ha desplazado el nivel de continua para poder observar las formas de onda.

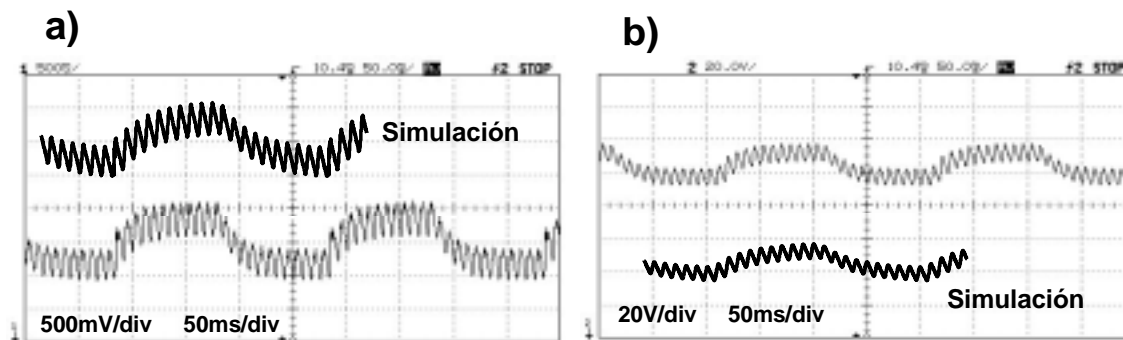


Fig. 4.98: comparación de los resultados obtenidos mediante simulación con los resultados experimentales. a) respuesta de la tensión de salida ante escalones de tensión de entrada, b) respuesta de la tensión en el condensador de almacenamiento ante escalones de tensión de entrada. Se ha desplazado el nivel de continua para poder observar las formas de onda.

4.4 ESTABILIDAD DE LOS CONVERTIDORES CON REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Una vez obtenidas las funciones de transferencia del convertidor, podemos pasar a diseñar el lazo de regulación del convertidor. Evidentemente, el primer objetivo es conseguir que el convertidor sea estable en cadena cerrada. Teniendo en cuenta que en los convertidores con RA² conectamos una salida adicional del mismo en la etapa de entrada del sistema, podríamos razonar que es un caso similar a la clásica situación en la que se conectan dos convertidores en cascada [120-124]. De hecho, la salida retrasada es básicamente un convertidor auxiliar y lo estamos conectando a la entrada del convertidor base, aunque no exactamente en cascada, puesto que en realidad lo conectamos en serie entre el rectificador y el condensador de almacenamiento. Analizando el problema desde otro punto de vista, podríamos llegar a asimilar la situación a la que se plantea cuando conectamos un filtro a la entrada de un convertidor conmutado [125, 126] ya que como hemos visto, la entrada se comporta básicamente como un filtro pasa-bajos formado por la R_{SP} y el condensador de almacenamiento.

Estas dos situaciones han sido ampliamente estudiadas por muchos autores, aunque en realidad, el enfoque de estos estudios es un tanto distinto. En ambos casos, tanto si conectamos dos convertidores en cascada como si conectamos un filtro a la entrada de un convertidor, se estudia la estabilidad del sistema partiendo de las funciones de transferencia de los distintos componentes por separado, es decir, no se entra a deducir la función de transferencia del sistema visto como un todo. Si conocemos las funciones de transferencia de cada uno de los

componentes (el filtro de entrada y los distintos convertidores), es razonable buscar criterios con los que conocer la estabilidad del sistema sin tener que entrar a obtener una nueva función de transferencia. Esto sería abordable en un sistema sencillo, pero si nos planteamos estudiar la estabilidad de un sistema de alimentación distribuida, en el que típicamente se conectan gran cantidad de convertidores a la salida de una primera etapa de entrada, el problema se hace implantable.

En esas condiciones, el método utilizado habitualmente se basa en estudiar una serie de condiciones de estabilidad a partir de las impedancias de entrada y salida de los distintos componentes de un sistema, ya sea un filtro pasivo o un convertidor.

Sin embargo, nuestra situación es distinta ya que en este Capítulo se ha abordado el modelado dinámico considerando el convertidor con RA² como un todo. Por tanto, hemos obtenido un modelo monolítico en el que se interrelacionan internamente las distintas salidas del convertidor (la salida principal y la salida retrasada). En consecuencia, nuestra situación es claramente opuesta a la que se ha planteado clásicamente con la interconexión de sistemas como acabamos de ver.

De esta forma, para estudiar la estabilidad de un convertidor con RA² a partir de las funciones de transferencia obtenidas en este Capítulo, simplemente tendremos que recurrir a las técnicas clásicas basadas en el criterio de Nyquist, que en los convertidores convencionales se puede utilizar en general de forma simplificada mediante los criterios del margen de fase y del margen de ganancia.

Por tanto, utilizando métodos convencionales para el diseño de lazos, como los que se presentan en [127-129], podemos calcular sin problemas el regulador del convertidor. De hecho, a la vista de los resultados obtenidos, el regulador puede ser el mismo que el utilizado para controlar el convertidor CC/CC convencional. Nótese que los diagramas de Bode de las funciones de transferencia entre el ciclo de trabajo y la tensión de salida del convertidor con y sin RA² son prácticamente idénticos.

4.5 CONCLUSIONES

En este Capítulo se ha obtenido el modelo dinámico de pequeña señal de dos convertidores con RA²: el convertidor en Medio Puente y el convertidor de Retroceso. En ambos casos se ha partido del modelo dinámico del convertidor CC/CC convencional y se han ido añadiendo las modificaciones a que daba lugar el RA².

Además, se ha modelado inicialmente los convertidores suponiendo que la tensión de entrada era continua, lo cual simplificaba bastante el proceso de modelado. La etapa de entrada es similar en ambos convertidores. De hecho, podemos afirmar que el modelo dinámico de la etapa de entrada es el mismo para todos los convertidores con RA². En el modelo aparecen básicamente la tensión V_S y la R_{SP} . En el caso de tensión continua también aparece la bobina de filtro de la salida retrasada. Incluso en el caso de que el RA² utilizado esté basado en tipos de rectificador distintos (media o doble onda), el modelo es similar. Para completar el modelo, debemos tener en cuenta también la corriente demandada por la salida retrasada.

Una vez obtenido el modelo y las correspondientes funciones de transferencia, la conclusión más importante que podemos extraer es que el modelo dinámico de pequeña señal de un convertidor con RA² es básicamente el mismo que el modelo dinámico del convertidor en el que se implementa el Reductor Activo de Armónicos. Esto es debido fundamentalmente a que el condensador de almacenamiento aísla en cierto modo la etapa de entrada (que trabaja a baja frecuencia) de la etapa de salida. Al final, el condensador se encarga de mantener una tensión constante y de promediar todas las señales que le llegan. Al ser un condensador bastante grande, prácticamente no se ve afectado por la alta frecuencia y por tanto, el convertidor base se comporta como un convertidor CC/CC convencional. De hecho, al estudiar la respuesta dinámica del convertidor vimos que cuando una perturbación debe pasar a través del condensador de almacenamiento, el sistema se comporta como si fuese de primer orden y además, con una respuesta muy lenta.

También se obtuvo el modelo dinámico de los convertidores cuando la tensión de entrada es alterna. En este caso, el problema se complica ligeramente ya que en el mismo convertidor conviven simultáneamente señales de alta y baja frecuencia. En el modelo de alterna, en la parte de entrada, el promediado se hace primero en un ciclo de conmutación y luego, en un ciclo red.

En el de continua, el promediado se hace únicamente en un ciclo de conmutación. El modelo de alterna se basó principalmente en el de continua y simplemente se modeló adecuadamente el comportamiento de la corriente de entrada. En este caso, las conclusiones son básicamente las mismas ya que en alterna, la función de transferencia entre ciclo de trabajo y tensión de salida también es prácticamente igual a la del convertidor base. Sin embargo, pudimos observar que en alterna las señales con un comportamiento de primer orden se hacían algo más lentas que en continua.

Además, se obtuvo un modelo promediado de gran señal y se implementó en un simulador (PSPice). De esta forma, también es posible observar el comportamiento del convertidor ante cambios más pronunciados en las variables independientes (tensión de entrada y ciclo de trabajo). De hecho, se simuló el convertidor con una tensión de entrada alterna siendo así posible estudiar de forma más precisa el comportamiento de la corriente de entrada, tensión en el condensador de almacenamiento, etc. El modelo promediado obtenido es realmente interesante ya que nos proporciona una herramienta realmente potente para el estudio de todo tipo de fenómenos en los convertidores con RA², tanto estáticos como dinámicos. Además, al ser un modelo promediado, el tiempo de simulación es muy bajo y podremos estudiar fácil y rápidamente todo tipo de cambios en los elementos del convertidor.

Finalmente, se compararon los resultados teóricos con los que se obtuvieron a partir de dos prototipos experimentales. Como hemos podido comprobar, el modelo de pequeña señal obtenido aproxima realmente bien el comportamiento del convertidor, con lo que dicho modelo ha quedado completamente validado.

En cuanto a la estabilidad del sistema, al haber obtenido las funciones de transferencia del convertidor completo, podemos estudiar la estabilidad directamente sobre los diagramas de Bode obtenidos, sin tener que recurrir a los métodos clásicos que estudian las condiciones de estabilidad de un sistema cuando se conectan varios elementos en cascada. Por tanto, si diseñamos un lazo de control para el convertidor CC/CC convencional, podríamos utilizar incluso el mismo regulador para el convertidor con RA² puesto que, como hemos visto, las funciones de transferencia en ambos casos son prácticamente iguales.

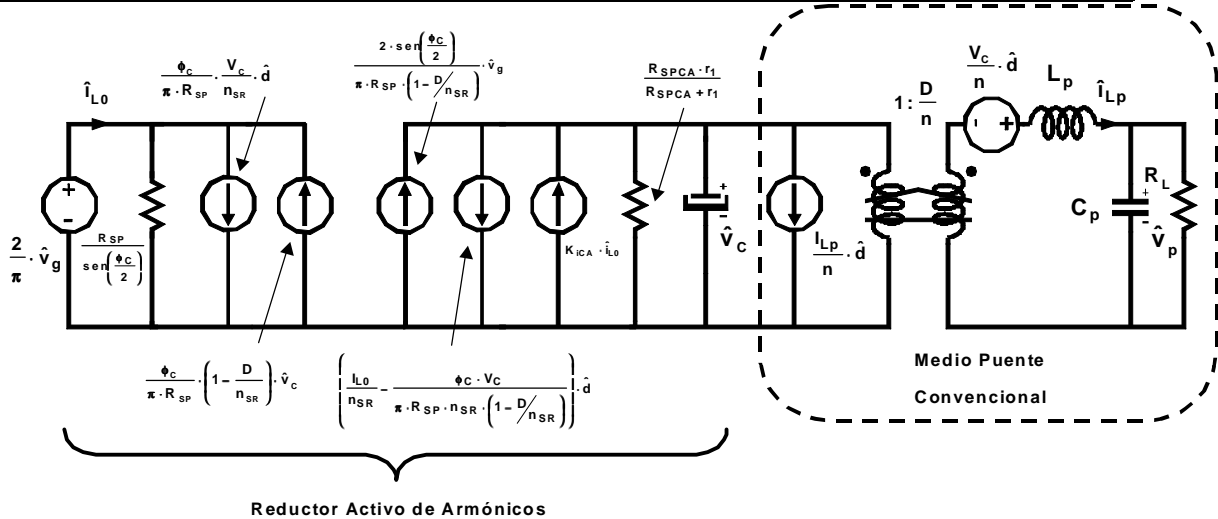
MODELO DÍNAMICO DEL CONVERTIDOR EN MEDIO PUENTE CON RA²

PARÁMETROS

$K_{iCA} = \frac{2 \cdot R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_C}$	$K_{dCA} = \frac{I_g}{n_{SR}} + \frac{I_{Lp}}{n}$	$r_{iCA} = \frac{V_C^2}{R_{SP} \cdot I_{gef}^2}$	$R_{SPCA} = \frac{\pi}{\phi_C} \cdot R_{SP}$
$K_{SICA} = \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \frac{1}{R_{SPCA} \cdot n_{SR}} - \frac{K_{dCA}}{V_C}$		$K_{S2CA} = \frac{1}{r_{iCA}} + \frac{1}{R_{SPCA}} \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)$	

FUNCIONES INTERMEDIAS

$G_{dP}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_C}{n}}{1 + \frac{L_p}{R_L} \cdot s + L_p \cdot C_p \cdot s^2}$
$G_{vP}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_C} = \frac{\frac{D}{n}}{1 + \frac{L_p}{R_L} \cdot s + L_p \cdot C_p \cdot s^2}$
$G_{ICA}(s) = \frac{r_{iCA} \cdot \left(\frac{V_C}{n_{SR}} \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) - K_{dCA} \cdot R_{SPCA} \right)}{\left(r_{iCA} \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SPCA} \right) + (r_{iCA} \cdot R_{SPCA} \cdot C) \cdot s}$
$G_{2CA}(s) = \frac{\frac{r_{iCA} \cdot D}{R_L \cdot n} \cdot R_{SPCA} \cdot (1 + C_p \cdot R_L \cdot s)}{\left(r_{iCA} \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SPCA} \right) + (r_{iCA} \cdot R_{SPCA} \cdot C) \cdot s}$
$G_{3CA}(s) = \frac{r_i \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{\left(r_{iCA} \cdot \left(K_{iCA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) + R_{SPCA} \right) + (r_i \cdot R_{SPCA} \cdot C) \cdot s}$



FUNCIONES DE TRANSFERENCIA COMPLETAS

$d - V_p$	$G_{dRACA}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{G_{dP}(s) + G_{vP}(s) \cdot G_{ICA}(s)}{1 + G_{vP}(s) \cdot G_{2CA}(s)}$
$d - V_C$	$G_{vcRACA}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{G_{ICA}(s) - G_{dP}(s) \cdot G_{2CA}(s)}{1 + G_{vP}(s) \cdot G_{2CA}(s)}$
$V_g - V_p$	$G_{vgvpCA} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{G_{3CA}(s) \cdot G_{vP}(s)}{1 + G_{2CA}(s) \cdot G_{vP}(s)}$
$V_g - V_C$	$G_{vgvcCA} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{G_{3CA}(s)}{1 + G_{2CA}(s) \cdot G_{vP}(s)}$

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA SIMPLIFICADAS (Alta frecuencia)

$d - V_p$	$G_{dRACAsim}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = G_{dP}(s) + G_{vP}(s) \cdot G_{ICA}(s)$
$d - V_C$	$G_{vcRACAsim}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = G_{ICA}(s) - G_{dP}(s) \cdot G_{2CA}(s)$
$V_g - V_p$	$G_{vgvpCAsim} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = G_{3CA}(s) \cdot G_{vP}(s)$
$V_g - V_C$	$G_{vgvcCAsim} = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = G_{3CA}(s)$

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA SIMPLIFICADAS (Baja frecuencia)

$d - V_p$	$G_{dRACABF}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_C}{n} \cdot (K_{S2CA} + K_{SICA} \cdot D + C \cdot s)}{K_{S2CA} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s}$
$d - V_C$	$G_{vcRACABF}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{V_C \cdot \left(K_{SICA} - \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} \right)}{K_{S2CA} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s}$
$V_g - V_p$	$G_{vgvpCABF}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{D}{n \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{K_{S2CA} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s}$
$V_g - V_C$	$G_{vgvcCABF}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{1}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \left(K_i + 1 - \frac{D}{n_{SR}} \right) \cdot 2 \cdot \sin\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{K_{S2CA} + \frac{D^2}{R_L \cdot n^2} + C \cdot s}$

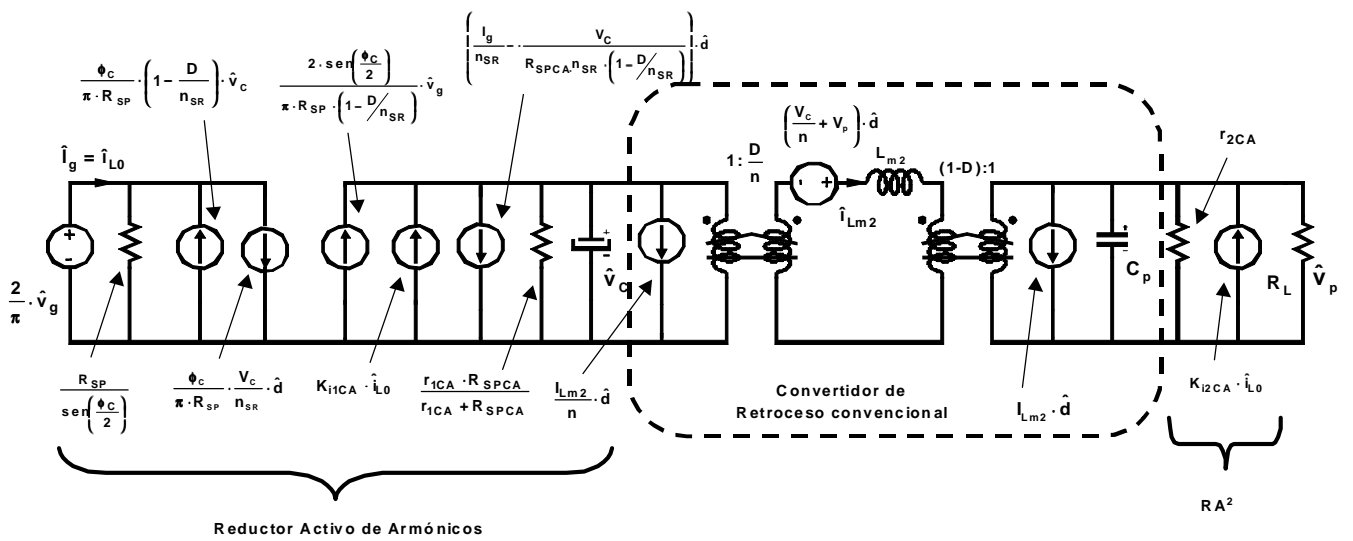
MODELO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR DE RETROCESO CON RA² (Rectificador de media onda)

PARÁMETROS

$K_{i1CA} = \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_C}$	$K_{i2CA} = \frac{R_{SP} \cdot I_{gef}}{V_p}$	$r_{2CA} = \frac{2 \cdot V_p^2}{R_{SP} \cdot I_{gef}^2}$	$r_{1CA} = \frac{2 \cdot V_C^2}{R_{SP} \cdot I_{gef}^2}$
$R_{SPCA} = R_{SP} \cdot \frac{\pi}{\phi_C}$	$K_{DnCA} = K_{i1CA} + 1 - \frac{D}{n_{SR}} + \frac{\frac{D}{n} \cdot K_{i2CA}}{1-D}$	$K_{dCA} = \frac{I_g}{n_{SR}} + \frac{I_{Lm2}}{n}$	

FUNCIONES INTERMEDIAS

$G_{ACA}(s) = \frac{\frac{L_{m2}}{r_{2CA} \cdot (1-D)^2} \cdot s}{1 + \frac{L_{m2}}{R_L \cdot (1-D)^2} \cdot s + \frac{L_{m2} \cdot C_p}{(1-D)^2} \cdot s^2}$	$G_{BCA}(s) = \frac{\frac{K_{i2CA} \cdot L_{m2}}{(1-D)^2} \cdot s}{1 + \frac{L_{m2}}{R_L \cdot (1-D)^2} \cdot s + \frac{L_{m2} \cdot C_p}{(1-D)^2} \cdot s^2}$
$z_p(s) = \frac{R_L}{1 + R_L \cdot C_p \cdot s}$	$z_{parCA}(s) = \frac{D}{n \cdot (1-D)} \cdot \left(\frac{1}{z_p(s)} + \frac{1}{r_{2CA}} \right)$
$G_{iCA}(s) = \frac{K_{DnCA} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{R_{SPCA}} + \frac{1}{r_{1CA}} + C \cdot s$	$G_{xCA}(s) = \frac{K_{DnCA} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}} \right)}{R_{SPCA}} - \frac{\frac{D}{n} \cdot I_{Lm2}}{1-D} - K_{dCA}$



FUNCIONES DE TRANSFERENCIA COMPLETAS

$d - V_p$	$G_{dRACA}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = \frac{G_{dP}(s) + \frac{G_{BCA}(s) \cdot \frac{V_C}{n_{SR}}}{R_{SPCA}} + \frac{G_{XCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{VP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)}{1 + G_{ACA}(s) + \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{VP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)}$
$d - V_C$	$G_{vcRACA}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{\frac{G_{XCA}(s) \cdot (1 + G_{ACA}(s))}{G_{ICA}(s)} - \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{dP}(s) + \frac{G_{BCA}(s) \cdot \frac{V_C}{n_{SR}}}{R_{SPCA}} \right)}{1 + G_{ACA}(s) + \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{VP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)}$
$V_g - V_p$	$G_{vgvpCA}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{\frac{G_{BCA}(s)}{R_{SPCA}} + \frac{K_{DnCA}}{G_{ICA}(s) \cdot R_{SPCA}} \cdot \left(G_{VP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)}{1 + G_{ACA}(s) + \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{VP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)} \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)$
$V_g - V_C$	$G_{vgvcCA}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{\left(\frac{K_{DnCA} \cdot (1 + G_{ACA}(s))}{G_{ICA}(s) \cdot R_{SPCA}} - \frac{G_{BCA}(s) \cdot z_{parCA}(s)}{R_{SPCA} \cdot G_{ICA}(s)} \right) \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{1 + G_{ACA}(s) + \frac{z_{parCA}(s)}{G_{ICA}(s)} \cdot \left(G_{VP}(s) - \frac{G_{BCA}(s) \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right)}{R_{SPCA}} \right)}$

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA SIMPLIFICADAS (Alta frecuencia)

$d - V_p$	$G_{dRACAsim}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{d}} = G_{dP}(s) + \frac{G_{VP}(s)}{G_{ICA}(s)}$
$d - V_C$	$G_{vcRACAsim}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{z_{parCA}(s) \cdot G_{dP}(s)}{G_{ICA}(s)}$
$V_g - V_p$	$G_{vgvpCAsim}(s) = \frac{\hat{v}_p}{\hat{v}_g} = \frac{K_{DnCA}}{R_{SPCA}} \cdot \left(G_{BCA}(s) + \frac{G_{VP}(s)}{G_{ICA}(s)} \right)$
$V_g - V_C$	$G_{vgvcCAsim}(s) = \frac{\hat{v}_C}{\hat{v}_g} = \frac{K_{DnCA}}{G_{ICA}(s) \cdot R_{SPCA}}$

FUNCIONES DE TRANSFERENCIA SIMPLIFICADAS (Baja frecuencia)

$d-V_p$	$G_{dRACABF}(s) = \frac{\frac{V_C}{n} + V_p}{1-D} + \frac{\frac{D \cdot R_{SPCA}}{n \cdot (1-D)}}{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SPCA} \cdot C \cdot s}$
$d-V_C$	$G_{vcRACABF}(s) = \frac{\frac{D \cdot R_{SPCA}}{n \cdot (1-D)^2} \cdot \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{r_2}\right) \cdot \left(\frac{V_C}{n} + V_p\right)}{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SPCA} \cdot C \cdot s}$
V_g-V_p	$G_{vgvpCABF}(s) = \frac{\frac{D \cdot K_{Dn}}{n \cdot (1-D)} \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SPCA} \cdot C \cdot s}$
V_g-V_C	$G_{vgvcCABF}(s) = \frac{K_{Dn} \cdot \frac{2}{\phi_C} \cdot \text{sen}\left(\frac{\phi_C}{2}\right)}{K_{Dn} \cdot \left(1 - \frac{D}{n_{SR}}\right) + R_{SPCA} \cdot C \cdot s}$