

Interacción entre las RAI y los convertidores CC/CC

Cuando fueron diseñados los RAA utilizando RAI se supuso que: “gracias al condensador de almacenamiento la RAI no alteraba el funcionamiento del convertidor CC/CC”. Esta suposición que es válida para algunas topologías, lo es en parte para otras e incluso errónea en algunos casos concretos. En este anexo se estudiará cómo las diferentes RAI afectan al convertidor principal y se calcularán las condiciones en las que pueden ser utilizadas en las diferentes topologías de convertidores CC/CC.

2.1 Introducción.

El estudio de la interacción existente entre el convertidor principal (CC/CC) y las redes de alta impedancia (RAI) está motivado por dos razones. En primer lugar, las características tensión-corriente calculadas en el Anexo 1 fueron deducidas suponiendo que la tensión de alimentación de la RAI conservaba una determinada forma de onda. Si como consecuencia de la interacción entre el convertidor CC/CC y la RAI esta forma de onda se modifica, las expresiones deducidas no serían válidas. En segundo lugar, la RAI intercambia potencia con el convertidor CC/CC. Este intercambio de potencia se manifestará como variaciones de carga que producirán modificaciones sobre el funcionamiento habitual del convertidor CC/CC. Para cuantificar estas modificaciones serán muy útiles los modelos promediados del RAA.

La energía que la RAI entrega al condensador de almacenamiento proviene del convertidor CC/CC. Sin embargo, las redes que presentan alta impedancia incluso en MCC, es decir, aquellas

que poseen bobina retrasadora, “devuelven” energía al convertidor principal. Cuando cambia la tensión en el devanado que alimenta la RAI, el sentido de la corriente en las bobinas retrasadoras se mantiene, por lo que el devanado que con anterioridad estaba dando energía pasa a consumirla.

En función de la topología del convertidor CC/CC existirán diferentes “camino” para la corriente que circula por las bobinas retrasadoras. Algunos de estos caminos no afectan (apreciablemente) al funcionamiento del convertidor principal como sucede con la RAI de media onda colocada en un convertidor directo. Otros, pueden considerarse como variaciones de carga en la salida como se comprobará en sus circuitos promediados. Sin embargo, otros modifican por completo el funcionamiento del convertidor principal e incluso imposibilitan su funcionamiento.

Para estudiar estos efectos se seguirán los siguientes pasos:

- Obtención de las formas de onda de corriente y tensión que determinan el funcionamiento del conjunto RAI-convertidor CC/CC, donde se prestará especial atención a los caminos seguidos por la corriente que circula por las bobinas retrasadoras.
- Obtención de los modelos promediados para evaluar los cambios que produce la RAI sobre el funcionamiento del convertidor CC/CC.

2.1.1 Obtención de las formas de onda que determinan el funcionamiento de la RAI.

Obtener las ecuaciones y formas de onda sobre el funcionamiento del circuito “real” puede ser complejo. Además, las ecuaciones obtenidas no podrán ser tratadas de forma sencilla y tendría que recurrirse a programas informáticos para evaluar los resultados.

Para facilitar la obtención de los modelos promediados así como los cálculos y la comprensión de los resultados, sobre los circuitos estudiados han sido realizadas las siguientes consideraciones:

- Todos los circuitos estudiados tienen bobina retrasadora y funcionan en MCC por lo que podrá utilizarse el modelo “resistencia sin pérdidas”.
- El convertidor CC/CC trabajará en MCC y se considerará que la corriente en su bobina es constante.
- La corriente de entrada al convertidor (I_g) también se considerará constante en un periodo de conmutación.

Cada una de las topologías estudiadas en este anexo irán acompañadas de sus formas de onda más importantes así como del esquema del circuito, indicando qué componente se encuentra en conducción en cada instante. De igual forma que en el Anexo 1, los componentes dibujados en un tono más claro indicarán su estado de “no conducción”.

2.1.2 Obtención del modelo promediado.

El estudio anterior permitirá determinar algunos comportamientos “anómalos” de los convertidores CC/CC que aparecen como consecuencia de la utilización de las RAI. Sin embargo, no todos los efectos pueden apreciarse sobre las gráficas de funcionamiento. Comparando los circuitos promediados del convertidor CC/CC con y sin RAI quedarán localizados y cuantificados los efectos que esta última ocasiona.

Los pasos seguidos para la obtención de estos circuitos son:

- Cálculo de la tensión media en un periodo de conmutación en los extremos de la RAI.
- Balance de potencias que entran y salen de la RAI. No sólo se evaluará el valor de las potencias sino también quién las aporta o recibe.
- Obtención del modelo promediado del RAA partiendo del modelo del convertidor CC/CC.

Las potencias que el convertidor aporta a la RAI serán consideradas como cargas conectadas al condensador de almacenamiento o a la salida (dependerá de quién la aporte). De igual forma, la RAI podrá devolver energía tanto al condensador de almacenamiento como a la salida.

2.2 RAI con rectificador de media onda y convertidor directo.

De entre todas las combinaciones posibles convertidor CC/CC-RAI ésta es la que menos modifica el funcionamiento del convertidor principal. El devanado de desmagnetización sirve también a la RAI para descargar la bobina retrasadora. Por tanto, la salida del convertidor directo no se ve afectada por la utilización de este tipo de circuitos.

2.2.1 Funcionamiento.

En la Fig. 2-1 se han representado las formas de corriente más interesantes para comprobar cómo la RAI puede afectar al funcionamiento habitual del convertidor directo. Como puede apreciarse, la corriente almacenada en la bobina retrasadora (I_{LR}) durante el periodo que se encuentra el transistor cerrado (t_0 - t_2) es devuelta al condensador de almacenamiento a través del diodo D_5 (t_2 - t_3).

La etapa de salida sólo podría verse afectada por la RAI si como consecuencia de la corriente en la bobina retrasadora fuera prolongado el tiempo de conducción de D_5 . Sin embargo, esta situación es imposible. Las tensiones aplicadas a la inductancia de magnetización y a la bobina retrasadora son en el peor de los casos iguales, por lo que el tiempo que tardarán las dos en descargarse será en el peor de los casos igual. Por tanto, el incremento que se produce en las corrientes que circulan por el devanado de desmagnetización (I_{D5}) y en el transistor (I_T) son las únicas modificaciones que se producen en el funcionamiento habitual de este convertidor.

Si el condensador de almacenamiento es lo suficientemente grande, el rizado que aparecerá a la salida del convertidor CC/CC no será apreciablemente “diferente” al de un convertidor que no utilice una RAI para la corrección de los armónicos de baja frecuencia.

2.2.2 Circuito promediado. Cuantificación de los efectos sobre el convertidor CC/CC.

Para obtener el circuito promediado del convertidor directo con RAI de media onda se seguirán los pasos indicados en 2.1.2 y el comportamiento descrito en la Fig. 2-1.

2.2.2.1 Tensión media V_{AB} .

Durante los instantes de tiempo en los que se encuentran conduciendo los diodos D_1 y D_2 , la tensión aplicada a la salida de la RAI es nula. Por tanto sólo se aplica tensión durante el intervalo (t_1 - t_2). De este intervalo de tiempo, “ t_2 ” es conocido ya que coincide con la apertura del transistor (T). El valor de “ t_1 ” podrá ser calculado como el tiempo empleado por la corriente de la bobina retrasadora para alcanzar el valor de la corriente de entrada aplicando a sus extremos la tensión del devanado N_3 . Así, el valor medio de la tensión buscada es el mostrado en (2.1), que expresado según el modelo “resistencia sin pérdidas” introducido en el capítulo 1 queda como (2.2).

$$V_{ABmedia} = V_C \frac{N_3}{N_1} d - I_g \cdot L_R \cdot f_s \quad (2.1)$$

$$V_{ABmedia} = V_S - I_g \cdot R_{SP} \quad (2.2)$$

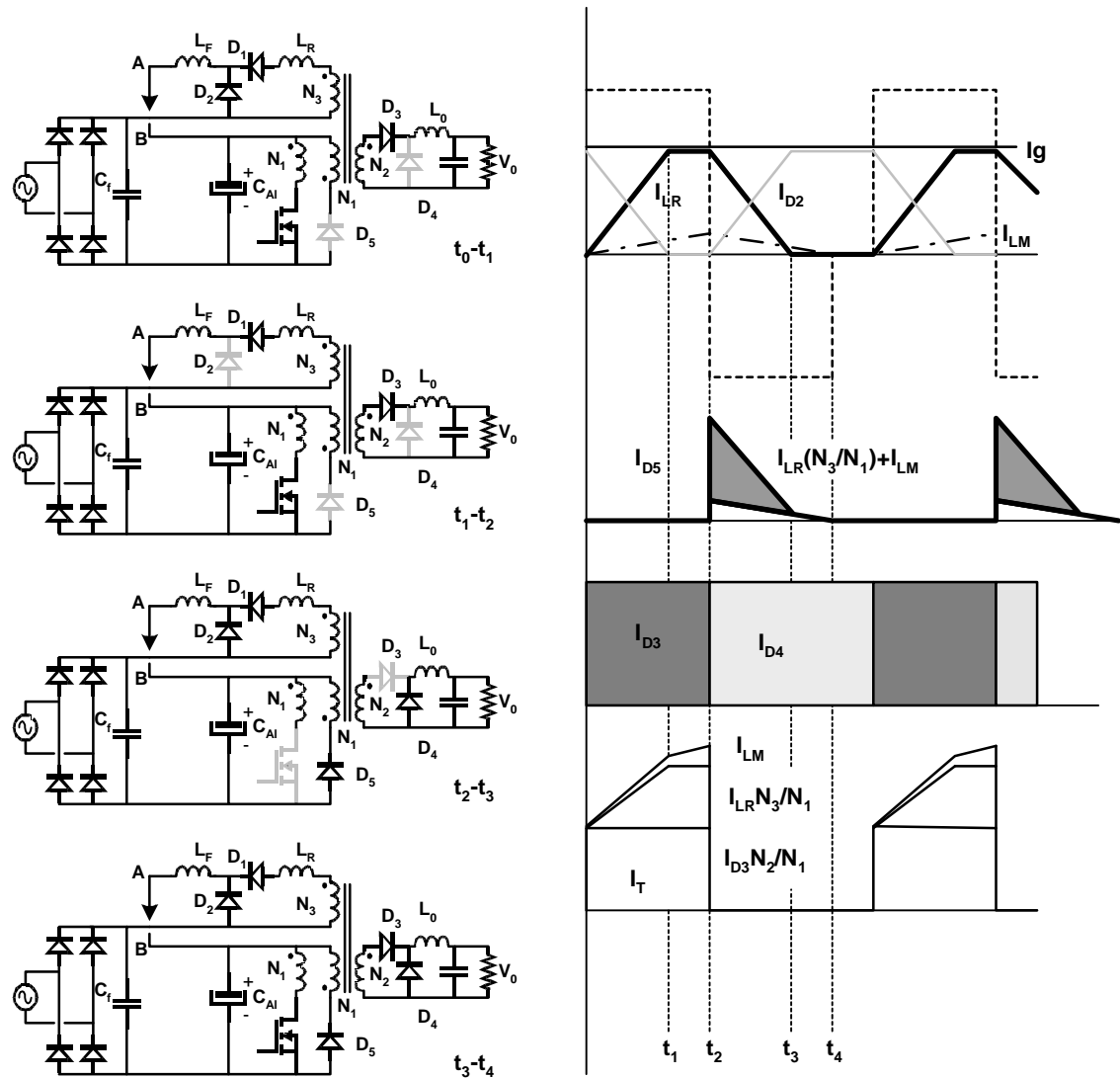


Fig. 2-1. Funcionamiento del convertidor directo con una RAI de media onda.

2.2.2.2 Balance de potencias.

La potencia que el convertidor principal da a la RAI (P_1) se calculará como el producto de la corriente media que circula por L_R y la tensión en el devanado N_3 cuando la corriente salga por el terminal correspondiente y la tensión en el mismo sea positiva. Por otra parte, la potencia que la RAI devuelve al convertidor (P_2) será el producto de estas mismas magnitudes cuando tengan signo diferente.

Potencia que el convertidor entrega a la RAI (P_1)

En un periodo de conmutación (T_s) la potencia que el convertidor principal entrega a la RAI puede ser calculada mediante la expresión (2.3).

$$P_1 = \frac{1}{T_s} \int_0^{d \cdot T_s} I_{LR}(t) \cdot V_C \frac{N_3}{N_1} dt \quad (2.3)$$

De acuerdo con el funcionamiento mostrado en la Fig. 2-1 e introduciendo los parámetros del modelo resistencia sin pérdidas (V_s y R_{SP}) se obtendrá la expresión (2.4).

$$P_1 = V_C \frac{N_3}{N_1} \left[I_g \cdot d - I_g^2 \frac{L_R \cdot f_s}{2 \cdot V_C \frac{N_3}{N_1}} \right] = V_s \cdot I_g - I_g^2 \frac{R_{SP}}{2} \quad (2.4)$$

Potencia que la RAI devuelve al convertidor (P_2)

La potencia que la RAI devuelve al convertidor principal a través de D_5 podrá calcularse mediante la expresión (2.5)

$$P_2 = \frac{1}{T_s} \int_{d \cdot T_s}^{t_3} I_{LR}(t) \cdot V_C \frac{N_3}{N_1} dt \quad (2.5)$$

De acuerdo con el funcionamiento mostrado en la Fig. 2-1 e introduciendo los parámetros de modelo resistencia sin pérdidas (V_s y R_{SP}) se obtendrá la expresión (2.6).

$$P_2 = V_C \frac{N_3}{N_1} \left[I_g^2 \frac{L_R \cdot f_s}{2 \cdot V_C \frac{N_3}{N_1}} \right] = I_g^2 \frac{R_{SP}}{2} \quad (2.6)$$

2.2.2.3 Circuito promediado.

Como puede verse en la Fig. 2-2 las potencias calculadas pueden ser representadas como fuentes de corriente que actúan como cargas (I_1) o como generadores (I_2) conectados en paralelo con el condensador de almacenamiento. Si este condensador es “grande” (lo que es práctica habitual) la tensión V_C será prácticamente constante, por lo que las modificaciones introducidas por las RAI (zona punteada) no afectarán al funcionamiento del convertidor CC/CC. Si por ejemplo, se desea diseñar un controlador para esta topología, no será necesario tomar precaución alguna por la utilización de la RAI.

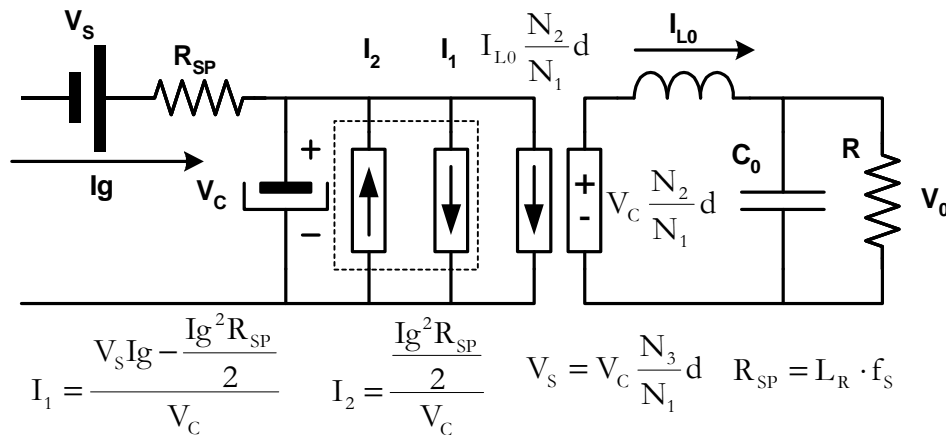


Fig. 2-2. Circuito promediado para un RAA con convertidor directo y RAI de media onda.

2.3 RAI con rectificador de media onda y convertidor de retroceso.

En este caso la RAI sí afectará al funcionamiento normal de convertidor CC/CC. La corriente que circula por la bobina retrasadora será enviada hacia la salida. Aunque la tensión de alimentación de la RAI no se modifica, sí variará la carga vista por el convertidor CC/CC.

2.3.1 Funcionamiento.

Como muestra la Fig. 2-3, la corriente almacenada en la bobina retrasadora durante el periodo que el transistor ha estado cerrado (t_0 - t_2) es devuelta a través del devanado N_3 y el diodo D_3 hacia la salida cuando este transistor está abierto (t_2 - t_3). Este aporte “adicional” de energía hacia la salida puede ser interpretado por el convertidor CC/CC como una reducción de la carga a él conectada. Como consecuencia de este comportamiento pueden aparecer dos efectos:

- Al disminuir la carga que el convertidor CC/CC “ve” puede entrar en MCD.
- Aparecerá un rizado adicional en la salida como consecuencia de la fluctuación de la carga. La frecuencia fundamental de este rizado será del doble de la frecuencia de red, ya que estará relacionado con la corriente de entrada I_g .

A continuación se mostrará detalladamente el funcionamiento en cada uno de los intervalos representados en la Fig. 2-3.

Intervalo t_0 - t_1 .

Se encuentran en conducción los dos diodos de la RAI, por lo que la tensión aplicada a la bobina retrasadora es la del condensador de almacenamiento vista a través del devanado N_3 . Durante este intervalo de tiempo la corriente en la bobina retrasadora parte desde cero hasta alcanzar la corriente de entrada. Por lo anteriormente expuesto el valor de “ t_1 ” puede calcularse mediante (2.7).

$$t_1 = I_g \cdot L_R \frac{N_1}{N_3} \frac{1}{V_C} \quad (2.7)$$

La tensión aplicada a la salida de la RAI durante este intervalo es nula y la corriente en el transistor es la suma de I_{LM} e I_{LR} reflejada en el primario.

Intervalo t_1 - t_2 .

En el momento que la corriente en la bobina retrasadora alcanza el valor de la corriente en la bobina de filtro (L_F) D_2 se abre y se aplica tensión a la salida de la RAI. Durante este intervalo de tiempo la corriente en el transistor sigue siendo la suma de las dos corrientes I_{LM} e I_{LR} reflejada en el primario.

Intervalo t_2 - t_3 .

Cuando se abre el transistor principal la corriente en la bobina retrasadora y la inductancia de magnetización son enviadas a través de N_2 a la salida del convertidor CC/CC. Este intervalo finaliza cuando la bobina retrasadora queda totalmente descargada. La tensión aplicada a los extremos de la bobina retrasadora será la de salida vista a través de N_3 . La duración de este intervalo puede obtenerse mediante (2.8).

$$t_3 - t_2 = I_g \cdot L_R \frac{N_2}{N_3} \frac{1}{V_0} \quad (2.8)$$

Intervalo t_3 - t_4 .

Continúa conduciendo el diodo D_3 hasta finalizar el periodo de conmutación (T_s).

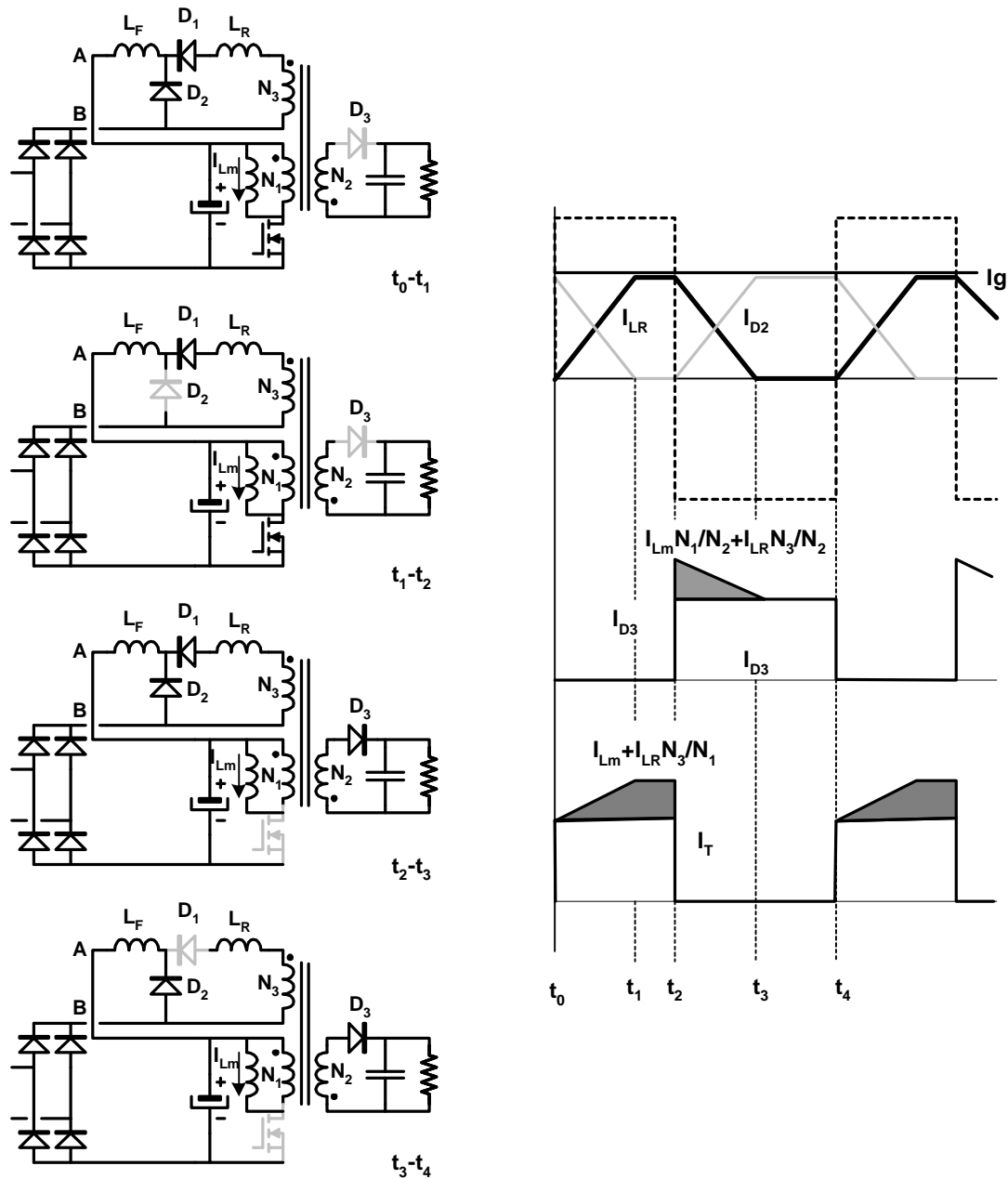


Fig. 2-3. Funcionamiento del convertidor de retroceso con RAI de media onda.

2.3.2 Circuito promediado. Cuantificación de los efectos sobre el convertidor CC/CC.

Para obtener el circuito promediado del convertidor directo con RAI de media onda se seguirán los pasos indicados en 2.1.2 y el comportamiento descrito en la Fig. 2-3.

2.3.2.1 Tensión media V_{AB} .

Durante un periodo de conmutación solo se aplica tensión a la salida de la RAI durante el intervalo (t_1-t_2) . La tensión aplicada es la del condensador de almacenamiento vista a través de N_3 , por lo que la tensión media buscada es la mostrada en la expresión (2.1) que utilizando el modelo

resistencia sin pérdidas puede expresarse como (2.2). Las expresiones coinciden con las de la topología anterior ya que durante el intervalo que se aplica tensión a la salida el funcionamiento de las dos topologías es el mismo.

2.3.2.2 Balance de potencias.

La potencia que el convertidor entrega a la RAI y la que esta devuelve tienen el mismo valor que en el apartado anterior.

2.3.2.3 Circuito promediado.

Aunque las potencias intercambiadas entre la RAI y el convertidor CC/CC son las mismas que en la topología anterior, su ubicación sobre el modelo promediado será diferente. La potencia que la RAI toma del convertidor principal será representada como una carga para el condensador de almacenamiento. Sin embargo, la potencia devuelta por la RAI será plasmada sobre el modelo de pequeña señal como una fuente de corriente que alimenta la carga del convertidor CC/CC (I_2 en la Fig. 2-4).

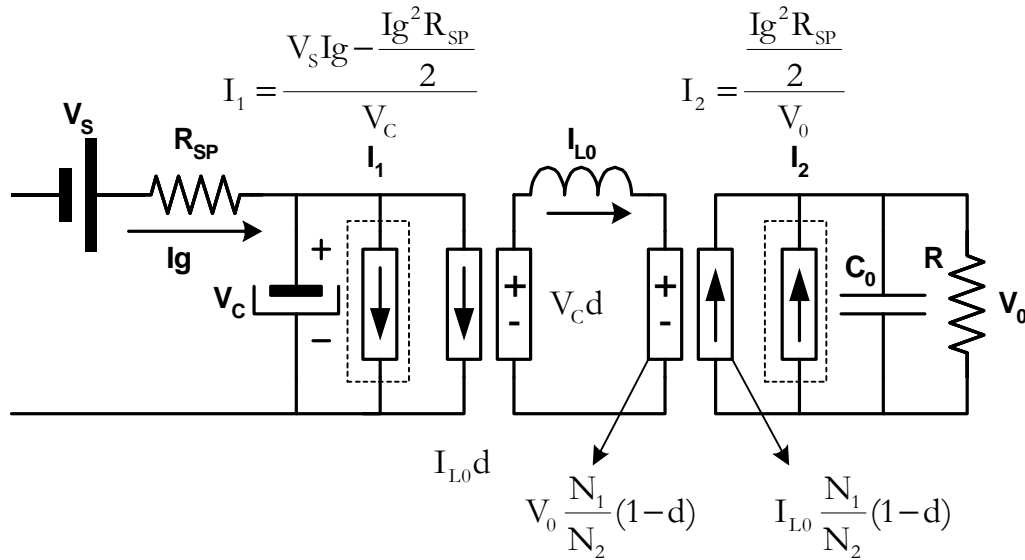


Fig. 2-4. Circuito promediado para un RAA con convertidor de retroceso y RAI de media onda.

Si el condensador de almacenamiento es lo suficientemente grande, el efecto de I_1 sobre el convertidor de retroceso es mínimo. Sin embargo, dado que el condensador C_0 está pensado para trabajar como filtro a la frecuencia de conmutación, el efecto de la potencia “desviada” hacia la salida no es despreciable. Utilizando las expresiones (2.9) y (2.10) deducidas en el capítulo 1, se ha calculado la potencia que es aportada por la RAI a la salida en función del ángulo de conducción (2.12 y (2.13) . Introduciendo en (2.13) el valor de la potencia (2.9) y dividiendo por esta, se obtendrá la variación porcentual de carga que el convertidor CC/CC “observa” a su salida en función del ángulo de conducción.

$$P = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{sp}} (\phi - \sin(\phi)) \quad (2.9)$$

$$I_g(\omega t) = \frac{V_g}{R_{sp}} \left(\sin(\omega t) - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \right) \quad (2.10)$$

$$\frac{V_s}{V_g} = \frac{V_c}{V_g} - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad (2.11)$$

$$\Delta P_{media}(\phi) = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi-\phi}{2}}^{\frac{\pi+\phi}{2}} I_g(\omega t)^2 \frac{R_{SP}}{2} d\omega t \quad (2.12)$$

$$\Delta P_{media}(\phi) = \frac{-3 \cdot \text{sen}(\phi) + 2 \cdot \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)^2 \cdot \phi + \phi}{(\phi - \text{sen}(\phi))} \frac{V_g^2}{4 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \quad (2.13)$$

$$\frac{\Delta P_{media}(\phi)}{P} = \frac{-3 \cdot \text{sen}(\phi) + 2 \cdot \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)^2 \cdot \phi + \phi}{2(\phi - \text{sen}(\phi))} \quad (2.14)$$

Sin embargo, dado que la dinámica del convertidor CC/CC debe ser más rápida que las variaciones de corriente en la entrada, las fluctuaciones de carga producidas por la RAI deberán ser estudiados de forma estática (criterio de cuasiestatismo). En estas condiciones deberá trabajarse con valores de potencia instantáneos siendo el caso más desfavorable la potencia de pico (2.15).

$$\frac{\Delta P_{pico}(f)}{P} = \frac{\left(1 - \cos\left(\frac{f}{2}\right)\right)^2}{(f - \text{sen}(f))} P \quad (2.15)$$

La Fig. 2-5 muestra los resultados obtenidos para diferentes ángulos de conducción. Como puede comprobarse, para ángulos de conducción grandes (mayores de 80°) la variación de carga es muy importante. Por tanto, si se pretende obtener un convertidor con un valor de tensión con poco rizado de 100Hz a la salida, será necesario un lazo de control capaz de corregir el rizado que aparecerá como consecuencia de estas variaciones de carga.

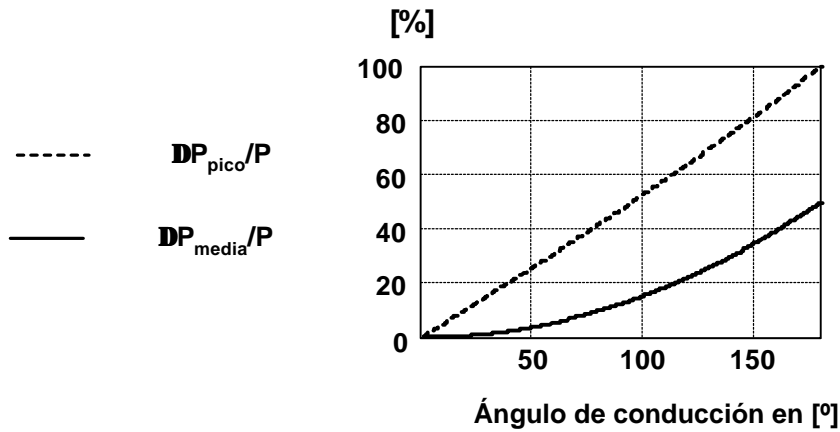


Fig. 2-5. Variación de carga en función del ángulo de conducción.

2.4 RAI con rectificador de onda completa y convertidor con varios interruptores.

Las RAI con rectificador de onda completa pueden producir funcionamientos “anómalos” del convertidor CC/CC. El camino seguido por la corriente durante los periodos en los que los transistores estén abiertos será la clave para determinar la aparición de este tipo de funcionamientos.

2.4.1 Funcionamiento normal.

Para estudiar esta familia de topologías se ha tomado como ejemplo un convertidor en medio puente. La evolución de las corrientes y tensiones más importantes son las mostradas en la Fig. 2-6.

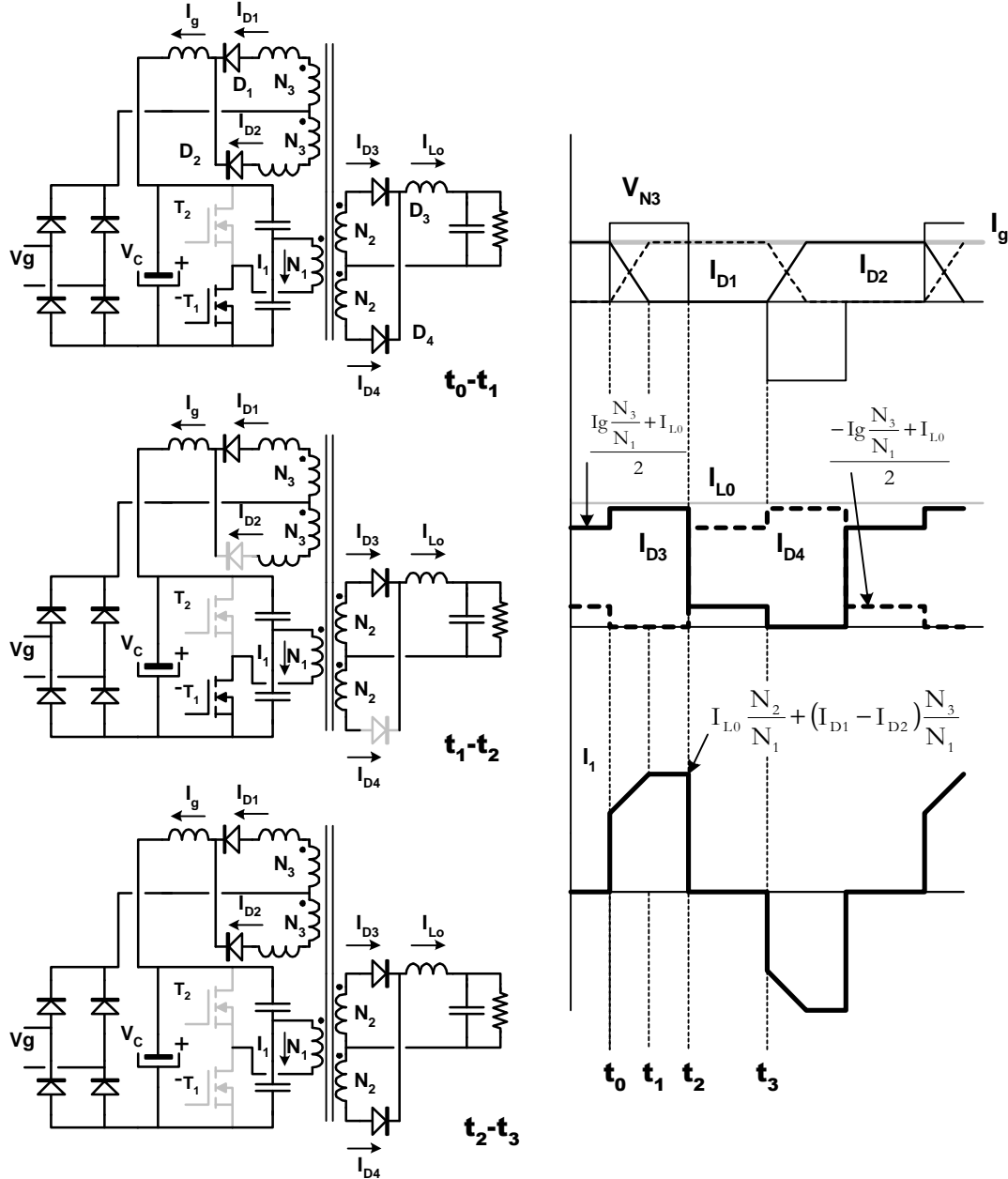


Fig. 2-6. Funcionamiento de un medio puente con RAI de onda completa tipo (2).

Intervalo t_0-t_1 .

Este intervalo se iniciará cuando se cierre el transistor T_1 . Durante este intervalo conducen los dos diodos de la RAI. Parte de la corriente que circula por D_2 es enviada a la salida a través de N_2 y parte es intercambiada con la otra bobina retrasadora. Nótese que los incrementos en las bobinas son iguales aunque de signo contrario. La duración de este intervalo puede determinarse mediante la expresión (2.16).

$$t_1 = I_g \cdot L_R \frac{N_1}{N_3} \frac{2}{V_C} \quad (2.16)$$

Intervalo t_1 - t_2 .

En el instante que la corriente en D_1 alcanza el valor de la corriente de entrada (I_g), D_2 se abre y se aplica tensión a los cátodos de los diodos de la RAI. Este intervalo finaliza cuando se abre el transistor T_1 .

Intervalo t_2 - t_3 .

Para obtener una tensión nula en los extremos del devanado N_3 deben estar en conducción simultáneamente los diodos del convertidor CC/CC. En un caso “ideal” donde se desprecie el valor de la corriente de magnetización del transformador, mientras los transistores T_1 y T_2 estén abiertos la corriente I_{L0} se repartirá de igual forma entre los diodos D_3 y D_4 . Sin embargo, cuando acoplamos la RAI esto no sucede así. La corriente que circula por las bobinas retrasadoras sólo encuentra un camino de circulación durante este periodo: D_3 y D_4 . En el instante “ t_2 ” mostrado en la Fig. 2-6 nos encontramos en esta situación: los transistores están abiertos y circula corriente por D_1 . Esta corriente que entra por el terminal correspondiente de N_3 deberá salir por otro terminal correspondiente (2.17), en este caso el de N_2 que está conectado a D_4 . Suponiendo que la bobina de filtro de salida L_0 en el convertidor CC/CC es suficientemente grande, la corriente por ella puede considerarse constante, por lo que la suma de la corriente que circula por los diodos D_3 y D_4 deberá ser igual a I_{L0} (2.18). Sabiendo que durante este periodo de tiempo la corriente en D_2 es nula y que I_{N1} también lo es (por despreciar la corriente de magnetización) se obtendrán las expresiones (2.19) y (2.20).

$$I_1 N_1 + I_{D2} N_3 - I_{D1} N_3 + I_{D4} N_2 - I_{D3} N_2 = 0 \quad (2.17)$$

$$I_{D3} + I_{D4} = I_{L0} \quad (2.18)$$

$$I_{D4} = \left(I_{D2} \frac{N_3}{N_2} + I_{L0} \right) / 2 \quad (2.19)$$

$$I_{D3} = \left(-I_{D2} \frac{N_3}{N_2} + I_{L0} \right) / 2 \quad (2.20)$$

Si durante el intervalo (t_2 - t_3) se mantienen en conducción simultáneamente D_3 y D_4 no se modificará (de forma apreciable) el funcionamiento del convertidor principal. Sin embargo, en el instante que I_{D3} se anule, D_3 se abrirá y modificará el funcionamiento habitual del convertidor. Se ha supuesto que la corriente en la bobina de filtro de la RAI es constante, por lo que el valor de I_{D1} será I_g . Para que este funcionamiento anómalo no se produzca deberá cumplirse la inecuación (2.21).

$$I_g < \frac{N_2}{N_3} I_{L0} \quad (2.21)$$

Aunque la expresión (2.21) ha sido deducida suponiendo la bobina de filtro “grande” también será válida para aquellas topologías con bobinas de filtro “pequeñas”, ya que deberá cumplirse para valores instantáneos de corriente tanto de entrada como de salida.

Para poder determinar de una forma sencilla cuándo el convertidor principal deja de funcionar de la forma esperada, sería muy interesante obtener mediante la utilización del modelo resistencia sin pérdidas, el ángulo de conducción máximo por debajo del cual no se produce este efecto. Para ello se utilizarán las ecuaciones (2.9) y (2.10). Para hacer aparecer la potencia en la expresión (2.21) se multiplicarán ambos términos de la inecuación por la tensión de salida del convertidor CC/CC V_0 (2.22). La corriente de pico en la entrada del RAA se obtendrá sustituyendo en (2.10) “ ωt ” por “ $\pi/2$ ” que sustituido en (2.22) junto con el valor de la potencia (2.9)

se obtendrá la ecuación (2.23). La tensión del modelo resistencia sin pérdidas (V_s) y la tensión de salida (V_0) están relacionadas por (2.24). Aplicando (2.11) se obtendrá la expresión final (2.25).

$$I_g \cdot V_0 < \frac{N_2}{N_3} P \quad (2.22)$$

$$\frac{V_g}{R_{sp}} \left(1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \right) \cdot V_0 < \frac{N_2}{N_3} \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{sp}} (\phi - \sin(\phi)) \quad (2.23)$$

$$V_0 \frac{N_3}{N_2} = V_s \quad (2.24)$$

$$1 < \frac{\phi - \sin(\phi)}{2 \cdot \pi \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \right) \left(\frac{V_c}{V_g} - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right) \right)} \quad (2.25)$$

Resolviendo la inecuación (2.25) se obtiene que siempre que el ángulo de conducción sea inferior a 95° (ϕ_{lim}) no se dará el modo de funcionamiento anómalo. Debe recordarse que este ángulo se ha obtenido suponiendo corrientes constantes tanto en la salida como en la entrada y que por tanto no ha tenido en cuenta el rizado existente en las mismas.

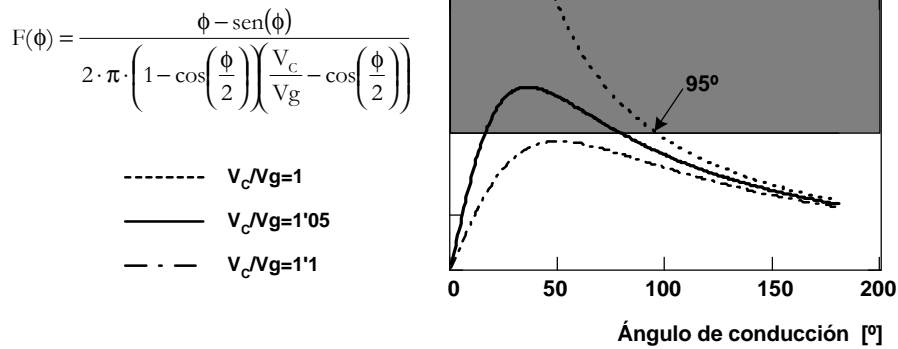


Fig. 2-7. Límite para funcionamiento normal.

Para obtener los ángulos de conducción donde pueda aparecer este modo de funcionamiento se ha representado en la Fig. 2-7 la parte derecha de la inecuación (2.25) para diferentes ángulos de conducción y relaciones (V_c/V_g). Los valores que estén por encima de “1” (parte sombreada) corresponderán a funcionamiento correcto del convertidor. Como puede observarse, cuando la tensión en el condensador sea igual a la tensión de pico de red (línea discontinua), existirá un ángulo límite de 95° , por debajo del cual no aparecerá este efecto. Sin embargo, se observa como al aumentar el valor del cociente (V_c/V_g) este ángulo límite se reduce e incluso desaparece. Si ningún intervalo de la curva está por encima de 1 significará que el funcionamiento anómalo aparecerá siempre.

Los RAA que utilizan RAI controlan la potencia de entrada mediante la tensión en el condensador de almacenamiento (Capítulo 2). Por tanto el cociente V_c/V_g se incrementará a medida que el convertidor trabaje a menor carga, lo que significará que llegará un momento en el cual dejará de cumplirse la inecuación (2.25) y el convertidor CC/CC dejará de trabajar de forma normal. Partiendo de un ángulo de conducción máximo donde la tensión en el condensador de almacenamiento iguala a la tensión de pico de la red, la tensión en el condensador, el ángulo de conducción y la potencia estarán relacionados. La Fig. 2-8 muestra para cada ángulo de conducción máximo a que tanto por ciento de la carga máxima se produce el funcionamiento anómalo.

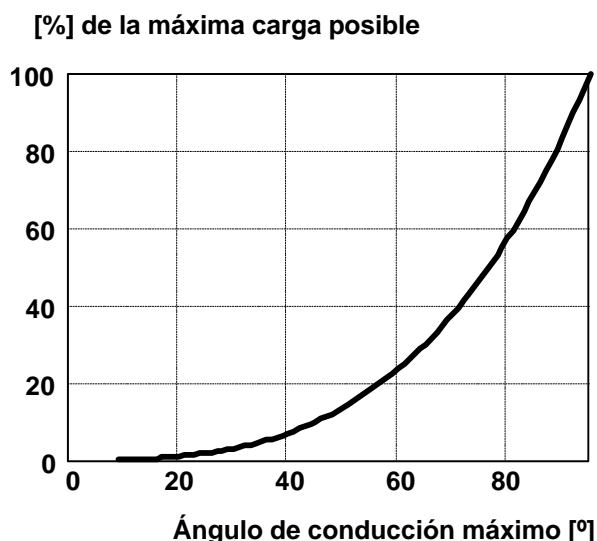


Fig. 2-8. Tanto por ciento de la carga máxima para que aparezca el funcionamiento anómalo en función del ángulo de conducción máximo.

2.4.2 Funcionamiento anómalo.

Si el ángulo de conducción máximo del RAA es superior a 95° o el convertidor trabaja a una potencia por debajo del límite de la indicada en la Fig. 2-8 aparecerá este funcionamiento.

Cuando la corriente de entrada (I_g) supera la corriente límite (2.21) los convertidores CC/CC basados en inversores con rectificación a la salida presentarán un funcionamiento muy diferente al descrito en el apartado anterior, de ahí la denominación de anómalo. Este tipo de comportamiento se manifestará mediante un aumento del rizado a la salida del convertidor relacionado con la corriente de entrada (I_g). Esta variación de la tensión de salida será ocasionada por un incremento del ciclo de trabajo “d” como consecuencia de la entrada en conducción de los diodos internos de los transistores utilizados para generar la tensión alterna.

En el caso anterior la corriente que circulaba por la bobina retrasadora en el instante (t_2) podía circular por los diodos D_3 y D_4 (Fig. 2-6). Ahora, la corriente de entrada (I_g) supera el valor de la corriente límite (2.21) por lo que la corriente almacenada en la bobina retrasadora deberá “buscar” otros caminos. Situémonos en el instante “ t_2 ” de la Fig. 2-9. La corriente que circula por D_1 (parte superior, línea gruesa discontinua) entrará por su devanado N_3 correspondiente y será “repartida” entre la salida (I_{D4}), la otra bobina retrasadora (I_{D2}) y a través del diodo interno del transistor T_2 hacia los condensadores del medio puente (I_1). Esta circulación de corriente a través del devanado N_1 , provoca que la tensión de alimentación de la RAI cambie de polaridad y que por lo tanto entre en conducción el diodo D_2 .

Al cambiar de polaridad la tensión aplicada a las bobinas retrasadoras la corriente en D_1 disminuirá al mismo ritmo que aumentará la corriente en D_2 . Este periodo se prolongará hasta “ t_3 ”. En ese instante la diferencia entre I_{D1} e I_{D2} vista en el secundario iguala el valor de la corriente (I_{L0}) en la salida (2.26), permitiendo la salida de conducción del diodo del transistor T_2 . Sabiendo que la suma de las corrientes en las bobinas retrasadoras tiene que ser igual a la corriente de entrada (2.27) se obtendrá su valor en ese instante (2.28) y (2.29).

$$(I_{D1} - I_{D2}) \frac{N_3}{N_2} = I_{L0} \quad (2.26)$$

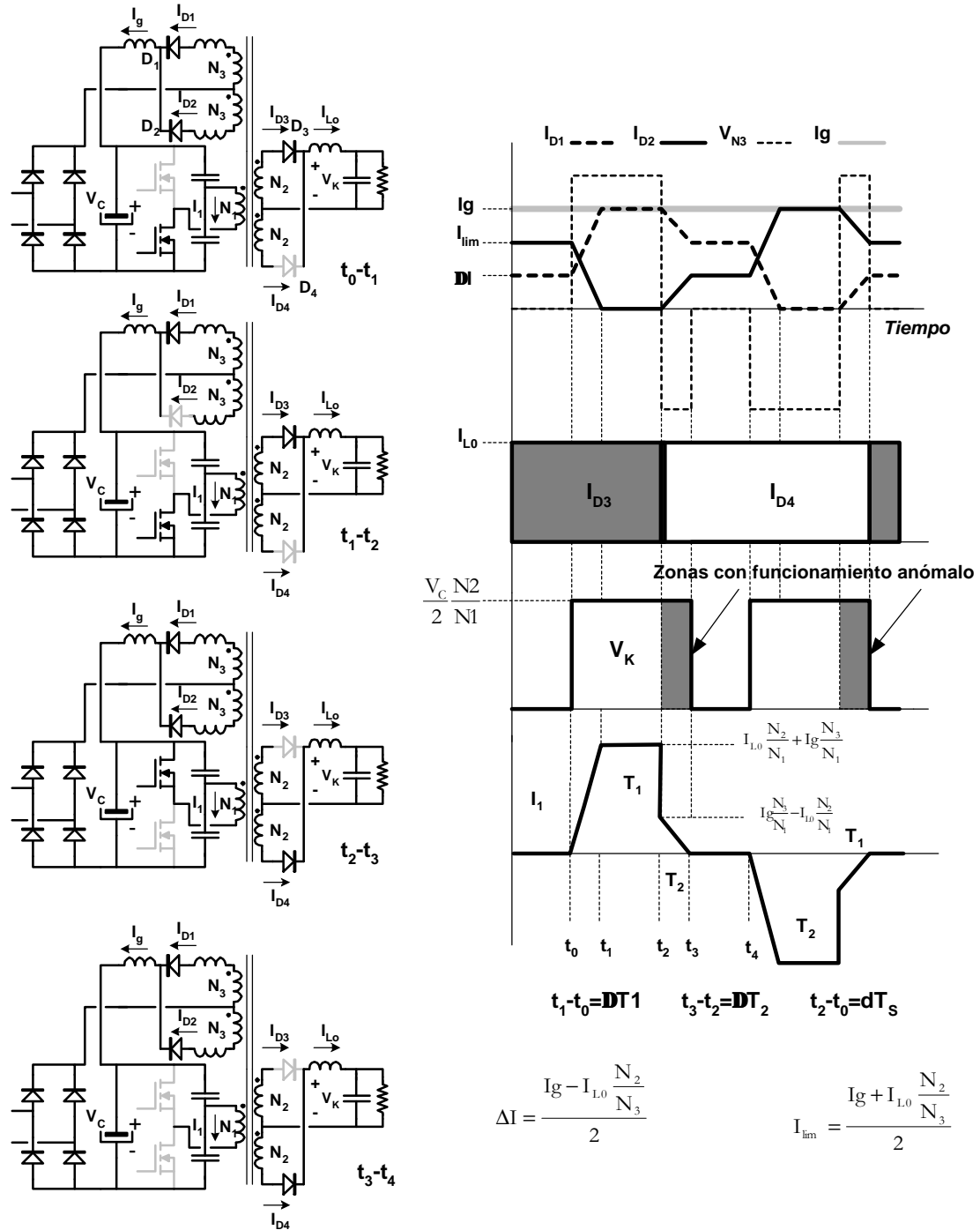


Fig. 2-9. Formas de onda más importantes durante el funcionamiento anómalo.

$$I_{D1} + I_{D2} = I_g \quad (2.27)$$

$$I_{D1t_3} = \frac{I_g - I_{L0} \frac{N_2}{N_1}}{2} \quad (2.28)$$

$$I_{D2t_3} = \frac{I_g + I_{L0} \frac{N_2}{N_1}}{2} \quad (2.29)$$

Una vez calculados los valores de corriente (2.28) y (2.29) puede calcularse el tiempo que permanecerá en conducción el diodo interno del transistor (t_3-t_2). De acuerdo con el circuito correspondiente a este intervalo de tiempo (Fig. 2-9), los dos diodos de la RAI se encuentran en conducción. Por tanto, la tensión en los extremos de cada bobina retrasadora será igual a la tensión de alimentación (2.30) por lo que el intervalo puede calcularse como el tiempo que la corriente en el diodo D_2 tarda en alcanzar el valor indicado por (2.28).

$$V_{N3} = \frac{V_C}{2} \frac{N_3}{N_1} \quad (2.30)$$

$$t_3 - t_2 = \frac{I_{D1t_3}}{V_{N3}} L_R \quad (2.31)$$

Durante el periodo de tiempo (t_3-t_2), es interesante cuantificar cómo la corriente que circulaba por I_{D1} ha sido “repartida”. Hasta el momento se ha visto que hacia la salida se ha enviado una corriente igual a I_{L0} y cómo la corriente pasaba de una bobina retrasadora a otra (de I_{D1} a I_{D2}). A continuación se obtendrá la corriente que es enviada a través de N_1 (I_1) a los condensadores del semipunto. Si despreciamos la corriente de magnetización deberá cumplirse la ecuación (2.32). En esta expresión la corriente en D_1 y D_2 puede expresarse según (2.33) y (2.34) por lo que la corriente en N_1 será la mostrada en (2.35) (parte inferior de la Fig. 2-9).

$$I_1 = (I_{D3} - I_{D4}) \frac{N_2}{N_1} + (I_{D1} - I_{D2}) \frac{N_3}{N_1} \quad (2.32)$$

$$I_{D1} = I_g - \frac{V_{N3}}{L_R} (t - t_2) \quad (2.33)$$

$$I_{D2} = \frac{V_{N3}}{L_R} (t - t_2) \quad (2.34)$$

$$I_1 = -I_{L0} \frac{N_2}{N_1} + \left(I_g - 2 \frac{V_{N3}}{L_R} (t - t_2) \right) \frac{N_3}{N_1} \quad (2.35)$$

Cuando la corriente que circula por N_1 se anule (t_3) el transformador quedará cortocircuitado a través de D_1 y D_2 . La tensión V_{N3} volverá a ser nula y la corriente en las bobinas se mantendrá constante hasta que se inicie una nueva conmutación.

2.4.3 Circuito promediado para funcionamiento normal. Cuantificación de los efectos sobre el convertidor CC/CC.

Cada funcionamiento tendrá un efecto diferente sobre el convertidor principal. Mientras el funcionamiento anómalo no aparezca, el comportamiento de este RAA será similar al descrito en el convertidor directo con RAI de media onda, es decir, será inapreciable el efecto de la RAI sobre el convertidor CC/CC

2.4.3.1 Tensión media V_{AB} .

Durante el periodo de tiempo que permanecen en conducción los diodos D_1 y D_2 la tensión en los cátodos de estos diodos ha sido nula. Por tanto la tensión media vendrá dada por (2.36) que utilizando la expresión (2.16) quedará como (2.37).

$$V_{\text{ABmedia}} = \frac{V_c}{2} \frac{N_3}{N_1} \frac{(t_2 - t_1)}{T_c/2} \quad (2.36)$$

$$V_{ABmedia} = V_C \frac{N_3}{N_1} d - Ig \cdot 2 \cdot \frac{L_R}{T_s} = V_s - Ig \cdot R_{SP} \quad (2.37)$$

2.4.3.2 Balance de potencias.

La potencia que el convertidor CC/CC aporta a la RAI (P_1) y la que ésta devuelve al convertidor principal (P_2), han sido calculadas de acuerdo con la evolución de las variables mostradas en la Fig. 2-6. A diferencia de lo que pasaba para el convertidor directo con RAI de media onda, la devolución de energía hacia el convertidor principal no se hace de forma explícita. En realidad, durante el periodo de tiempo que conducen D_1 y D_2 (t_0 - t_1 en la Fig. 2-6), parte de la corriente que circula por las bobinas retrasadoras se “intercambia” entre ellas, el resto será considerada como una potencia que no tiene que ser extraída del condensador de almacenamiento.

$$P_1 = \frac{V_c}{2} \frac{N_3}{N_1} \left[2 \cdot I_g \cdot d - I_g^2 \frac{L_R \cdot f_s}{\frac{V_c}{2} \frac{N_3}{N_1}} \right] \quad (2.38)$$

$$P_2 = \frac{V_C}{2} \frac{N_3}{N_1} \left[\text{Ig}^2 \frac{L_R \cdot f_s}{\frac{V_C}{2} \frac{N_3}{N_1}} \right] \quad (2.39)$$

2.4.3.3 Circuito promediado.

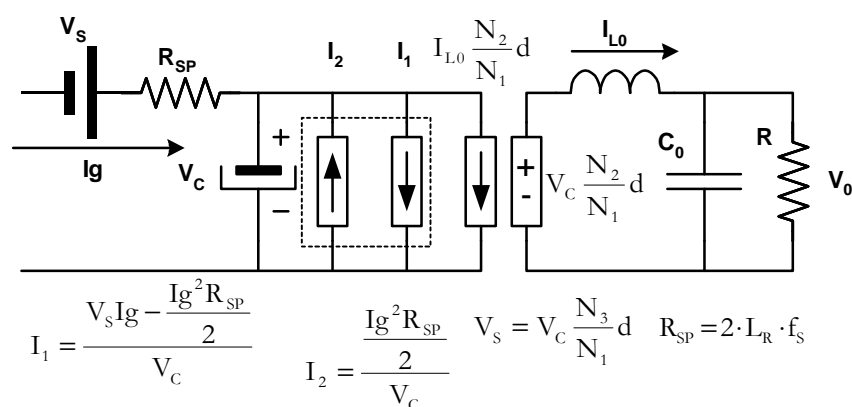


Fig. 2-10. Circuito promediado del RAA cuando funciona correctamente.

En la Fig. 2-10, se ha representado el circuito promediado del RAA durante su funcionamiento “normal”. Salvo por el valor de la resistencia sin pérdidas (R_{sp}) este circuito es idéntico al del rectificador de media onda y convertidor directo. Por tanto, puede concluirse que si el tamaño del condensador es lo suficientemente grande como para mantener “constante” la tensión en el condensador de almacenamiento durante un semiciclo de la tensión de red y además

no se alcanza el funcionamiento anómalo descrito, la influencia de la RAI sobre el convertidor CC/CC es despreciable.

2.4.4 Circuito promediado para funcionamiento anómalo. Cuantificación de los efectos sobre el convertidor CC/CC.

A la vista de los resultados obtenidos, puede deducirse que el aporte de energía extra sobre la salida provocará un incremento de la tensión a la salida del convertidor CC/CC. Para cuantificar este efecto se obtendrá el modelo promediado del RAA. Utilizando las gráficas mostradas en la Fig. 2-9 y las expresiones anteriormente deducidas, se calculará la potencia media en un intervalo de conmutación que “entra” a la RAI (P_1) y la que devuelve (P_2) desglosadas en:

- Potencia de entrada intercambiada entre las bobinas retrasadoras (P_{1a})
- Potencia aportada por el convertidor principal (P_{1b})
- Potencia “devuelta” intercambiada entre las bobinas retrasadoras (P_{2a})
- Potencia enviada a la salida (P_{2b})
- Potencia devuelta al condensador de almacenamiento (P_{2c})

2.4.4.1 Tensión media (V_{AB}) a la salida de la RAI.

Durante el tiempo que se encuentran en conducción los dos diodos de la RAI la tensión aplicada a la salida es nula. Por tanto la tensión media podrá ser calculada como (2.40)

$$V_{AB} = \frac{V_{N3}(d \cdot T_s - (t_1 - t_0))}{T_s / 2} = V_s - (I_g - \Delta I)R_{SP} \quad (2.40)$$

2.4.4.2 Balance de potencias.

Utilizando las gráficas mostradas en la Fig. 2-9 y las expresiones anteriormente deducidas, se calculará la potencia media en un intervalo de conmutación que “entra” a la RAI (P_1) y la que devuelve (P_2) desglosadas en:

- Potencia de entrada intercambiada entre las bobinas retrasadoras (P_{1a})
- Potencia aportada por el convertidor principal (P_{1b})
- Potencia “devuelta” intercambiada entre las bobinas retrasadoras (P_{2a})
- Potencia enviada a la salida (P_{2b})
- Potencia devuelta al condensador de almacenamiento (P_{2c})

Potencia intercambiada entre las bobinas ($P_{1a} - P_{2a}$).

Cuando se encuentran en conducción los diodos de la RAI (D_1 y D_2) puede pasar energía de un devanado a otro de la RAI. Como puede apreciarse en la Fig. 2-9, el incremento de corriente que se produce en las bobinas retrasadoras durante el intervalo ($t_0 - t_1$) es idéntico (aunque de signo contrario). El incremento de corriente que se produce en D_1 es consecuencia de la “potencia” aportada por el devanado conectado a la rama de D_2 . De igual forma, durante el intervalo ($t_2 - t_3$) el incremento de la corriente en D_2 es debido a la “potencia” aportada por el devanado conectado a la rama de D_1 . El valor de estas potencias es el mostrado en (2.42).

$$P_{1a} = \frac{(I_g - \Delta I)(t_1 - t_0)}{T_s / 2} V_{N3} + \frac{\Delta I(t_3 - t_2)}{T_s / 2} V_{N3} = P_{2a} \quad (2.41)$$

$$P_{1a} = \frac{R_{SP}}{2} [(I_g - \Delta I)^2 + \Delta I^2] \quad (2.42)$$

Potencia aportada por el convertidor principal (P_{1b}).

Durante el periodo de tiempo (t_0 - t_2) y con la única excepción de la corriente ya incluida en el cálculo de P_{1a} , toda la energía que entra a la RAI proviene del condensador de almacenamiento. Su valor puede calcularse como (2.44).

$$P_{1b} = \frac{(\Delta I)(t_1 - t_0)}{T_s / 2} V_{N3} + \frac{I_g(d \cdot T_s - t_1)}{T_s / 2} V_{N3} \quad (2.43)$$

$$P_{1b} = V_s \cdot I_g - R_{SP} (\Delta I - I_g)^2 \quad (2.44)$$

Potencia devuelta a la salida (P_{2b}).

La corriente enviada hacia la salida será $I_{L0}N_2/N_3$ por lo que la potencia que la RAI devuelve será la expresada en (2.46).

$$P_{2b} = I_{L0} \frac{N_2}{N_3} V_{N3} \frac{t_3 - t_2}{T_s / 2} \quad (2.45)$$

$$P_{2b} = I_{L0} \frac{N_2}{N_3} \Delta I \cdot R_{SP} \quad (2.46)$$

Como puede verse en la Fig. 2-9 (V_K) el efecto producido sobre la salida puede ser interpretado como un aumento del ciclo de trabajo. Así, se aplicará a la salida una tensión extra que puede calcularse se muestra en (2.40). Multiplicando esta tensión por la corriente que por ella circula (I_{L0}) se comprobará que se obtiene P_{2b} .

$$\Delta V = V_c \frac{t_3 - t_2}{T_s} \frac{N_2}{N_1} = \Delta I \cdot R_{SP} \frac{N_2}{N_3} \quad (2.47)$$

Potencia devuelta al condensador (P_{2c}).

La corriente devuelta hacia los condensadores ha sido calculada en (2.35). Multiplicando su valor medio en un periodo de conmutación por la tensión $V_c/2$ se obtendrá la potencia devuelta a los condensadores (2.48).

$$P_{2b} = R_{SP} \Delta I^2 \quad (2.48)$$

2.4.4.3 Circuito promediado

El circuito promediado que aquí se propone será válido para ambos casos. Si el convertidor funciona en el modo normal entonces ΔI valdrá "0". En caso contrario ΔI vendrá definido por la expresión mostrada en la Fig. 2-9.

A la vista del modelo propuesto en la Fig. 2-11, se aprecian algunas diferencias con respecto al mostrado en la Fig. 2-10. La tensión ΔV que aparece en la salida puede ser corregida reduciendo el ciclo de trabajo del convertidor. El modelo de la entrada, ya no es simplemente una resistencia y una fuente de tensión, sino que aparece una fuente de corriente. Sin embargo, seguirá manteniendo su condición de alta impedancia de entrada.

En la Fig. 2-12 se muestran los resultados experimentales obtenidos sobre un convertidor en medio puente de las características indicadas en la propia figura. Durante el funcionamiento a plena carga, la corriente de entrada (a) se ajusta fielmente a la esperada. Sin embargo, al reducir la carga aparece el efecto mencionado. El ciclo de trabajo debe reducirse para mantener la tensión

constante a la salida (b) y como consecuencia de esta reducción del ciclo de trabajo la corriente de entrada es deformada.

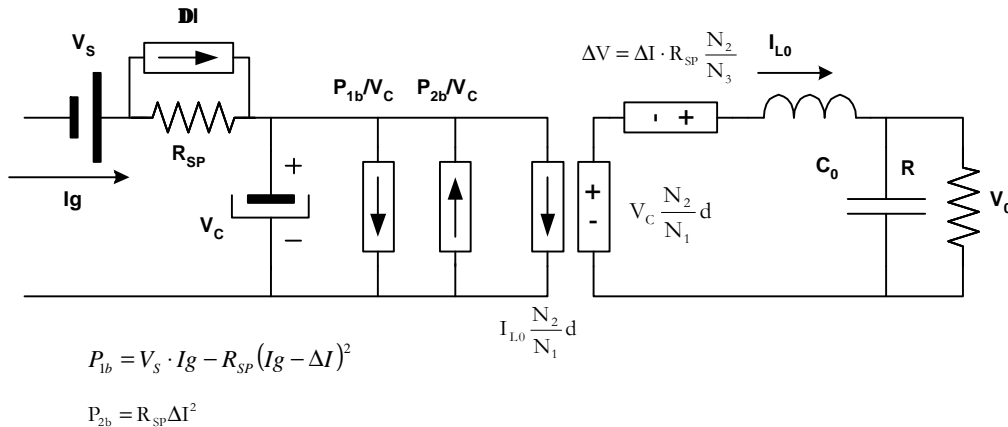


Fig. 2-11. Circuito promediado con funcionamiento anómalo.

2.4.4.4 Funcionamiento anómalo como consecuencia del rizado de corriente en la bobina de filtro del convertidor CC/CC.

Un efecto más tiene lugar como consecuencia de la reducción de la corriente en la bobina de filtro del convertidor CC/CC. Puede darse el caso que la corriente media (I_{L0}) sea suficientemente grande como para mantener en conducción a los dos diodos y sin embargo aparezca un rizado a la salida relacionado con la corriente de entrada. La causa es la misma, la corriente devuelta por la RAI hace que los diodos de salida del convertidor CC/CC salgan de conducción en las zonas donde la corriente de salida (I_{L0}) es mínima. Para evitar la aparición de este segundo efecto debe utilizarse una bobina de filtro (L_0) en el convertidor CC/CC que reduzca la pendiente de caída de la corriente que por ella circula. Se aconseja que se cumpla la expresión (2.49) ya que así aseguramos que la corriente en la bobina de filtro disminuye a menor velocidad que en la bobina retrasadora.

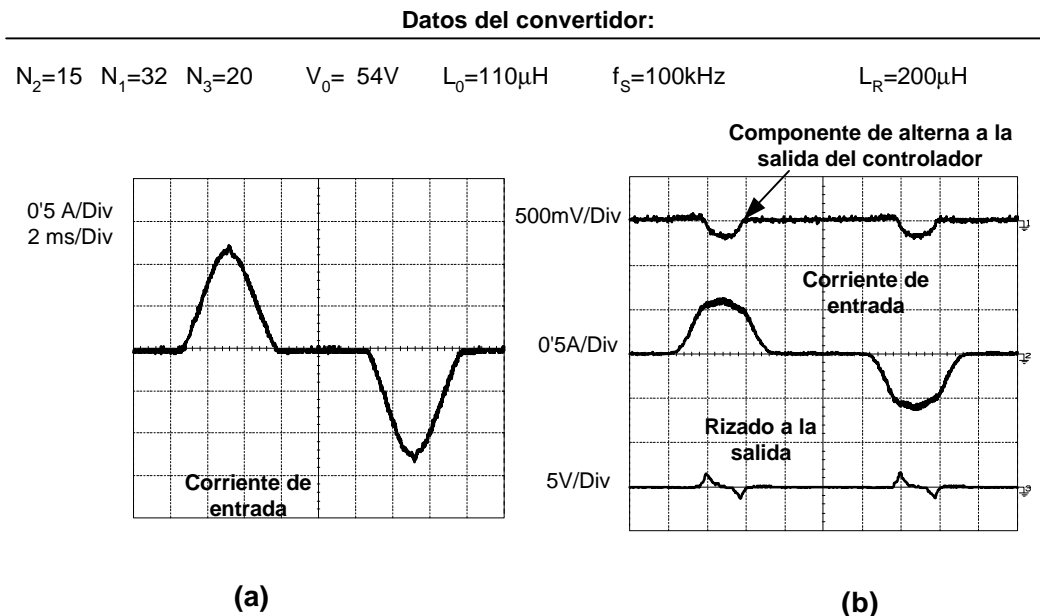


Fig. 2-12. Resultados experimentales obtenidos en un prototipo realizado con los valores mostrados en la parte superior de la figura. (a) A 100W el funcionamiento es en modo normal (b) A 50W aparece el rizado a la salida, ya que el convertidor opera en el modo anómalo.

$$\frac{V_0}{L_0} < \frac{V_{AB}}{L_R + L_F} \quad (2.49)$$

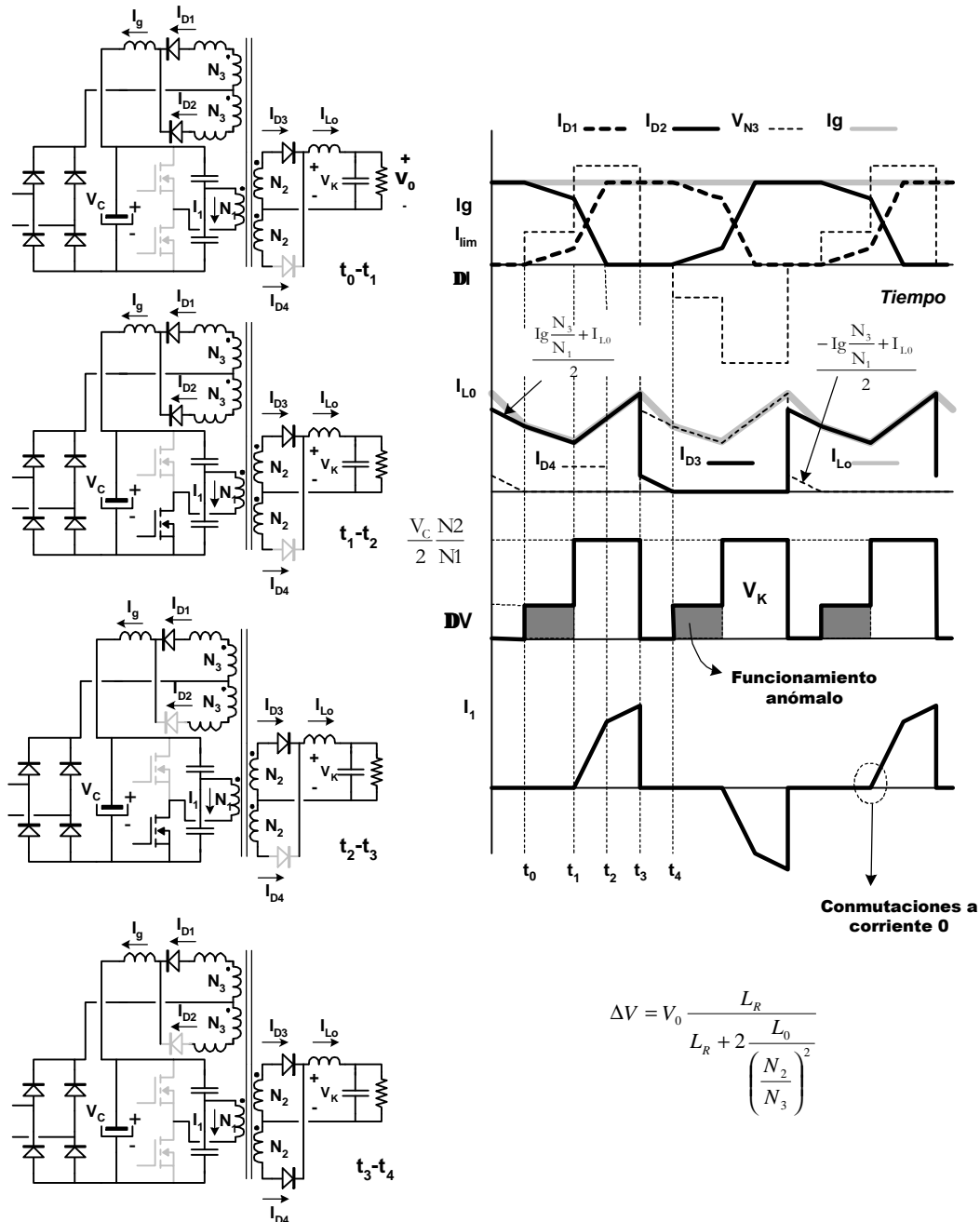


Fig. 2-13. Funcionamiento anómalo como consecuencia del rizado de corriente en la bobina de filtro del convertidor principal.

La Fig. 2-13 muestra el funcionamiento de esta topología cuando la corriente en la bobina de filtro a la salida se hace inferior a la corriente de entrada (I_g). En este tipo de funcionamiento no entran en conducción los diodos de los transistores sino que entran en conducción ambos diodos de la RAI. Durante el instante en que aparece este efecto (t_0 - t_1), la corriente que circula por “ L_0 ” se cierra a través de uno de los diodos de salida y su correspondiente devanado (N_2). Como puede comprobarse en la figura en ese mismo instante se encuentran en conducción los dos diodos de la RAI, por lo que puede deducirse que la tensión que aparece en el secundario del transformador en este intervalo de tiempo puede ser expresada por la ecuación (2.50). De esta expresión puede

deducirse que cuanto mayor sea la bobina de filtro del convertidor (no de la RAI), menor será el efecto sobre la salida de este funcionamiento. Además, para ángulos de conducción pequeños, donde normalmente “ L_R ” también será de un valor reducido la tensión añadida a la salida también será menor.

$$\Delta V = V_0 \frac{L_R}{L_R + 2 \frac{L_0}{\left(\frac{N_2}{N_3}\right)^2}} \quad (2.50)$$

Obtener un modelo promediado que incluya este tipo de funcionamiento no es sencillo. Sin embargo, si puede apreciarse cómo en todos los tipos de funcionamiento anómalo los transistores conmutan a corriente cero. Este comportamiento puede parecer una gran ventaja. Nótese, que todos los convertidores con RAI con bobinas retrasadoras “suavizan” la entrada en conducción de los transistores. Este fenómeno no es más que el caso extremo de este funcionamiento.

Para corregir este efecto, el sistema de control podrá reducir el tiempo de conducción de los transistores. Este tipo de comportamiento se diferencia del anterior en que la tensión extra aplicada a la salida no se anula, sino que prolongará su duración cuando sea reducido el ciclo de trabajo. Por tanto, debe ser comprobado que una reducción del ciclo de trabajo (Δd) lleva asociada una reducción de la tensión aplicada al filtro de salida. Para que esto se cumpla deberá ser cierta la inecuación (2.51). Esta inecuación puede expresarse como (2.52), en estas condiciones como el valor máximo de “ d ” es 0,5 siempre será cierta la inecuación, por lo que este efecto podrá ser corregido por el sistema de control si es lo suficientemente rápido.

$$\frac{V_C}{2} \frac{N_2}{N_1} \Delta d > \Delta V \cdot \Delta d \quad (2.51)$$

$$V_0 > V_0 \cdot 2d \cdot \frac{L_R}{L_R + \frac{2L_0}{\left(\frac{N_2}{N_3}\right)^2}} \quad (2.52)$$

2.5 RAI con rectificador de onda completa y convertidor de retroceso.

2.5.1 Funcionamiento.

A diferencia del caso anterior (medio puente) cuando el convertidor CC/CC es un convertidor de retroceso parte de la energía enviada a la RAI procede del condensador de almacenamiento y parte procederá de la salida. Para comprender este funcionamiento se estudiará el comportamiento del circuito mostrado en la Fig. 2-14 en cada uno de los intervalos mostrados en la figura.

Intervalo t_0 - t_1 .

Al inicio del periodo de conmutación la corriente en D_2 es igual a la corriente de entrada. Al estar conduciendo los dos diodos la tensión aplicada en los extremos de las bobinas es igual a la tensión del condensador vista a través del devanado N_3 . Este intervalo finalizará cuando I_{D2} llegue a cero. La duración de este intervalo podrá calcularse mediante (2.53).

La corriente en el interruptor podrá calcularse como (2.54).

$$t_1 = I_g \cdot L_R \frac{N_1}{N_3} \frac{1}{V_C} \quad (2.53)$$

$$I_T = I_{Lm} - (I_{D2} - I_{D1}) \frac{N_3}{N_1} \quad (2.54)$$

Intervalo t_1 - t_2 .

Durante este intervalo D_2 permanece abierto y la RAI puede ceder energía al convertidor CC/CC que tomará del condensador de almacenamiento. La ecuación (2.54) sigue siendo válida para determinar la corriente que circula por el transistor.

Intervalo t_2 - t_3 .

Al abrirse el interruptor son enviados hacia la salida a través de N_2 la corriente almacenada en la inductancia de magnetización y la corriente I_{D1} que no puede ser enviada a través de N_3 como I_{D2} . La corriente que circula por D_3 puede calcularse como (2.55).

$$I_{D3} = I_{Lm} \frac{N_1}{N_2} + (I_{D1} - I_{D2}) \frac{N_3}{N_2} \quad (2.55)$$

Durante este intervalo se encuentran en conducción los dos diodos de la RAI, por lo que la tensión aplicada a las bobinas retrasadoras será la de salida vista a través del devanado N_3 . La duración de este intervalo podrá determinarse como el tiempo que tarda la corriente I_{D1} en alcanzar un valor nulo (2.56).

$$t_3 - t_2 = I_g \cdot L_R \frac{N_2}{N_3} \frac{1}{V_0} \quad (2.56)$$

Intervalo t_3 - t_4 .

Al igual que sucedía en el intervalo (t_1 - t_2) al abrirse D_1 se entrega potencia a la salida de la RAI. Debe hacerse hincapié en que la energía en este caso no es aportada por el condensador de almacenamiento sino por la salida.

La corriente que el convertidor CC/CC aporta a la RAI durante los instantes en que el interruptor principal se encuentra abierto procede de la corriente almacenada en la bobina de magnetización del convertidor de retroceso (Fig. 2-14). Si en algún momento la corriente demandada por las bobinas retrasadoras (reflejada al primario) supera el valor de la corriente de magnetización, el diodo D_3 se abrirá. Para que no aparezca este modo de funcionamiento debe cumplirse la inecuación (2.57). Este comportamiento modificará la tensión de alimentación de la RAI y el comportamiento del convertidor principal. Por tanto, deberá estudiarse bajo que condiciones de funcionamiento puede aparecer.

$$I_g < \frac{N_1}{N_3} I_{LM} \quad (2.57)$$

2.5.2 Circuito promediado y límites de funcionamiento.

Al estudiar el caso anterior (medio puente), se comprobó que la salida del convertidor CC/CC no era afectada por la RAI a no ser que apareciera el funcionamiento anómalo. Este hecho facilitó el estudio de los límites de funcionamiento. Los convertidores de retroceso, aún en su modo de funcionamiento normal (mostrado en la Fig. 2-14) interaccionan con el convertidor principal. Para determinar las condiciones límite bajo las que se dará esta situación deberá utilizarse el modelo promediado del RAA.

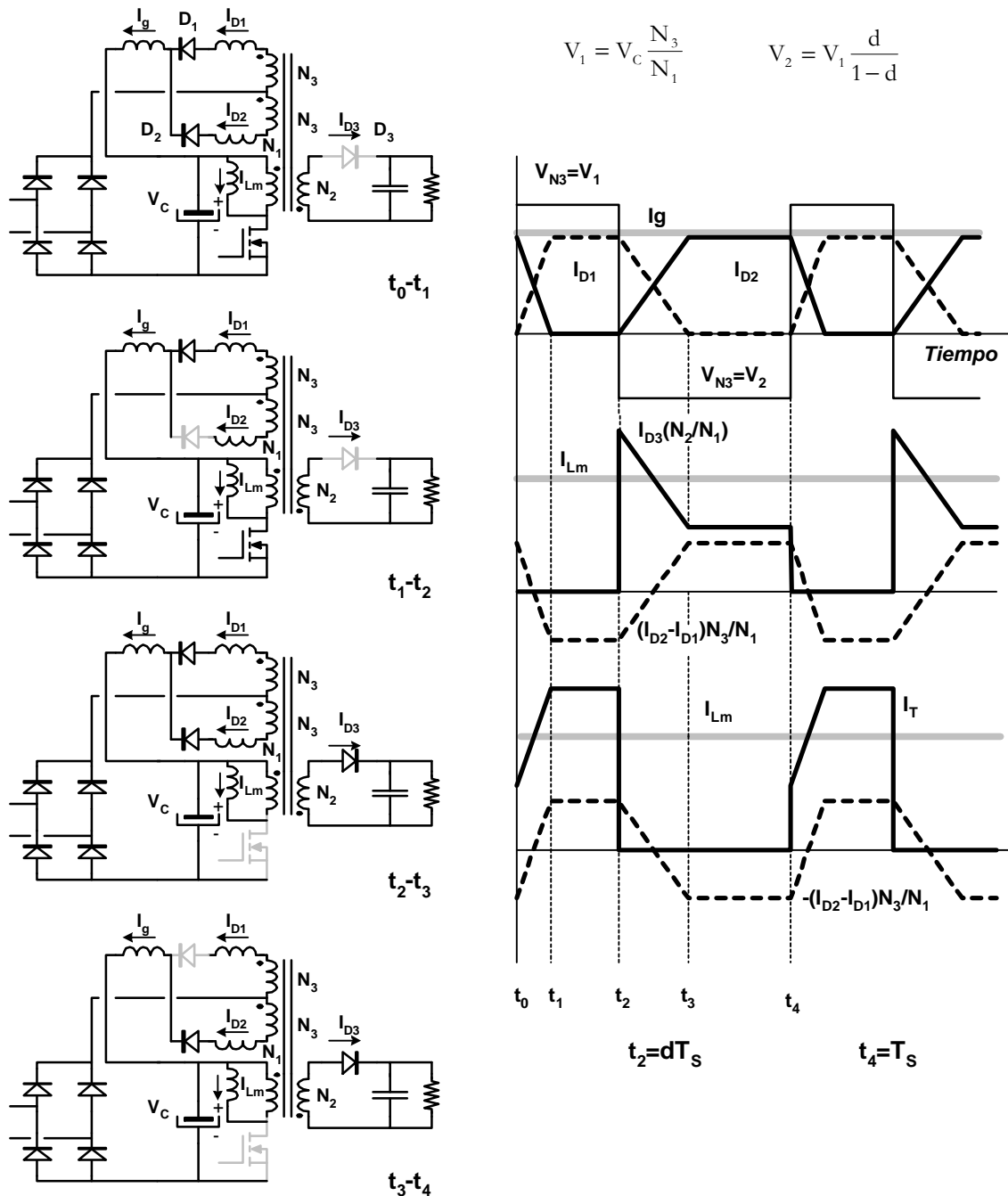


Fig. 2-14. Convertidor de retroceso con RAI de onda completa. Funcionamiento y formas de onda más importantes.

2.5.2.1 Tensión media V_{AB} a la salida de la RAI.

Durante los intervalos (t_0-t_1) y (t_2-t_3) la tensión a la salida del rectificador es nula. Por tanto, la tensión media V_{AB} podrá calcularse de igual forma que en los casos anteriores.

2.5.2.2 Balance de potencias.

Siguiendo el funcionamiento mostrado en la Fig. 2-14, (donde para simplificar han sido consideradas constantes la corriente de entrada al convertidor I_g y la corriente en la bobina de magnetización I_{LM}) puede obtenerse el modelo promediado del RAA. Para ello se ha realizado el balance de energías en la RAI.

Potencia que entra a la RAI que proviene de la propia RAI (P_{1a})

Como en casos anteriores la corriente que circula por las bobinas retrasadoras mientras se encuentran en conducción los dos diodos de la RAI es intercambiada entre las mismas. De esta forma el balance entre las energías “generadas” y “consumidas” es nulo. El valor de esta energía “reactiva” es el calculado en (2.59).

$$P_{1a} = \frac{I_g(t_1 - t_0)}{T_c} V_1 + \frac{I_g(t_3 - t_2)}{T_c} V_2 \quad (2.58)$$

$$P_{1_2} = P_{2_2} = I g^2 R_{sp} / 2 \quad (2.59)$$

Potencia aportada por el convertidor de retroceso (P_{1b} y P_{1c})

Mientras el transistor está cerrado, la energía que el convertidor aporta a la RAI proviene del condensador de almacenamiento (P_{1b}). Sin embargo, cuando está abierto esta energía será extraída de la inductancia de magnetización (P_{1c}). La primera (P_{1b}) no modifica la corriente de magnetización del convertidor CC/CC, la segunda sí. Sus valores son los mostrados en (2.60) y (2.61).

$$P_{lb} = \frac{I_g(d \cdot T_s - t_1)}{T_s} V_1 = \frac{V_s}{2} I_g - I_g^2 R_{sp} / 2 \quad (2.60)$$

$$P_{lc} = \frac{I_g(T_s - t_3)}{T_s} V_2 = \frac{V_s}{2} I_g - I_g^2 R_{sp} / 2 \quad (2.61)$$

2.5.2.3 Circuito promediado.

De acuerdo con lo explicado en el balance de potencias, sobre el modelo promediado de un convertidor de retroceso añadiremos las correspondientes cargas al condensador de almacenamiento (I_1) y a la salida del convertidor (I_2), así como el modelo promediado de la RAI (V_S y R_{SP}) (Fig. 2-15).

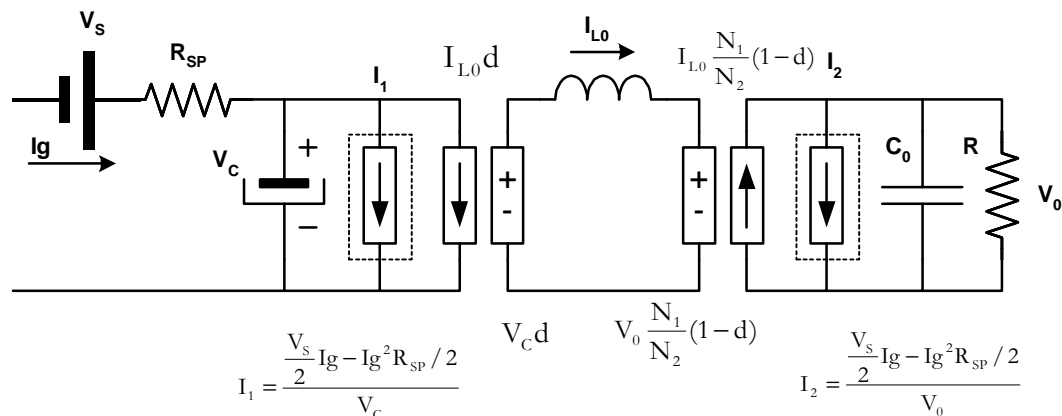


Fig. 2-15. Modelo promediado del RAA con convertidor de retroceso y RAI de onda completa.

Una vez obtenido el modelo promediado es fácil deducir que el valor de la corriente I_{LM} será el expresado por (2.62). Sustituyendo esta expresión en (2.57) se llega a la inecuación (2.63). Introduciendo la potencia y el ángulo de conducción de forma similar a como se hizo para el convertidor en medio puente llegaremos a (2.67). Esta ecuación ha sido obtenida de forma general, es decir, incluyendo la influencia de la tensión en el condensador. Sin embargo, los términos relacionados con la relación entre la tensión de red (V_g) y la tensión en el condensador (V_C) desaparecen en la simplificación. Esta inecuación se cumplirá para cualquier valor de ángulo de conducción (ϕ) menor de 180° , por lo que si la bobina de magnetización del convertidor es suficientemente grande este efecto no aparecerá en ningún momento.

$$I_{LM} = \left[\frac{V_0}{R} + \frac{V_s \cdot I_g - I_g^2 R_{sp}}{2 \cdot V_0} \right] \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{1-d} \quad (2.62)$$

$$\left[\frac{V_0}{R} + \frac{V_s \cdot I_g - I_g^2 R_{sp}}{2 \cdot V_0} \right] \frac{1}{1-d} > I_g \frac{N_3}{N_2} \quad (2.63)$$

$$[2 \cdot P + V_s \cdot I_g - I_g^2 R_{sp}] > I_g \frac{N_3}{N_2} (1-d) 2 \cdot V_0 \quad (2.64)$$

$$2 \cdot P + V_s \cdot I_g - I_g^2 R_{sp} > I_g \cdot V_s \quad (2.65)$$

$$2 \cdot P > I_g^2 R_{sp} \quad (2.66)$$

$$1 < \frac{\phi - \sin(\phi)}{\left(1 - \cos\left(\frac{\phi}{2}\right)\right)^2} \pi \quad (2.67)$$

Estos resultados no quieren decir que el convertidor de retroceso no se vea afectado por la RAI. Simplemente que el diodo del convertidor principal no saldrá de conducción antes de tiempo. La energía que es tomada de la salida para alimentar la RAI podrá considerarse como una variación de la carga conectada al convertidor CC/CC. Además, al igual que en casos anteriores el funcionamiento anómalo podrá aparecer como consecuencia del rizado de corriente en la bobina de magnetización. Debe recordarse que este efecto no puede aparecer en las ecuaciones planteadas ya que se ha sido considerada constante.

2.6 RAI con rectificador de onda completa y convertidor directo.

Para el convertidor de retroceso se ha visto que durante el periodo de tiempo que el transistor está abierto la energía que entra a la RAI proviene de la inductancia de magnetización. En este caso será igual. Este comportamiento obligará a diseñar un convertidor directo que trabaje con una corriente de magnetización elevada (Fig. 2-16). Para implementar esta solución sería necesario un transformador varias veces mayor del que sería utilizado si no se conectara la RAI.

Esta configuración no es aconsejable. El ahorro de tamaño en las bobinas de la RAI respecto a las RAI de media onda, se penaliza gravemente con el aumento de tamaño del transformador principal. Si es necesario utilizar una RAI con un convertidor directo se aconseja utilizar una de media onda.

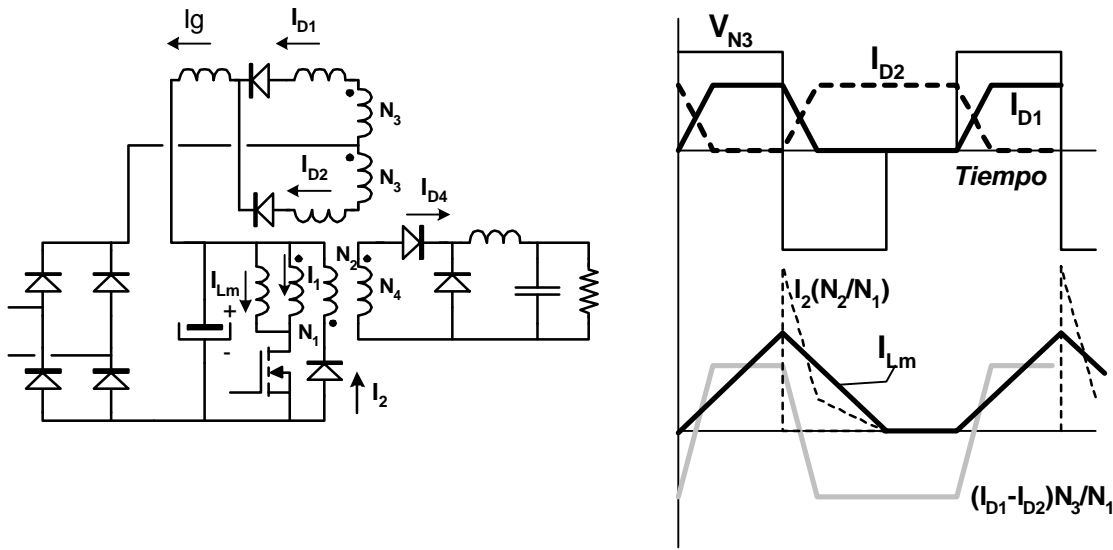


Fig. 2-16. Convertidor directo con RAI de onda completa.

2.7 RAI con rectificador de onda completa (tipo 1) y convertidor con varios interruptores.

Todas las RAI con rectificadores de onda completa vistas hasta el momento eran del tipo 2, es decir, con transformador de toma media y dos diodos. Esta elección fue hecha para facilitar al lector el seguimiento de las corrientes en la RAI. Para comprobar que los efectos sobre el convertidor principal son idénticos indistintamente del tipo de rectificador utilizado en la RAI se propone este ejemplo. El convertidor CC/CC seleccionado ha sido un medio puente. Su funcionamiento y la evolución de sus parámetros más importantes han sido recogidos en la Fig. 2-17.

De igual forma que sucedía en el apartado 2.4, durante el intervalo (t_2-t_3) (Fig. 2-17) la corriente que circula por la bobina retrasadora sólo encuentra un camino para circular: D_3 y D_4 . Considerando que la corriente en la bobina de filtro del convertidor principal (I_{L0}) es constante (2.68) y que debe cumplirse la ecuación (2.69) se obtendrá que I_{D3} e I_{D4} durante este intervalo pueden ser calculadas mediante (2.70) y (2.71).

$$I_{D3} + I_{D4} = I_{L0} \quad (2.68)$$

$$I_1 N_1 + I_{D4} N_2 - I_{D3} N_2 - I_{LR} N_3 = 0 \quad (2.69)$$

$$I_{D3} = \frac{I_{L0} - I_g \frac{N_3}{N_2}}{2} \quad (2.70)$$

$$I_{D4} = \frac{I_{L0} + I_g \frac{N_3}{N_2}}{2} \quad (2.71)$$

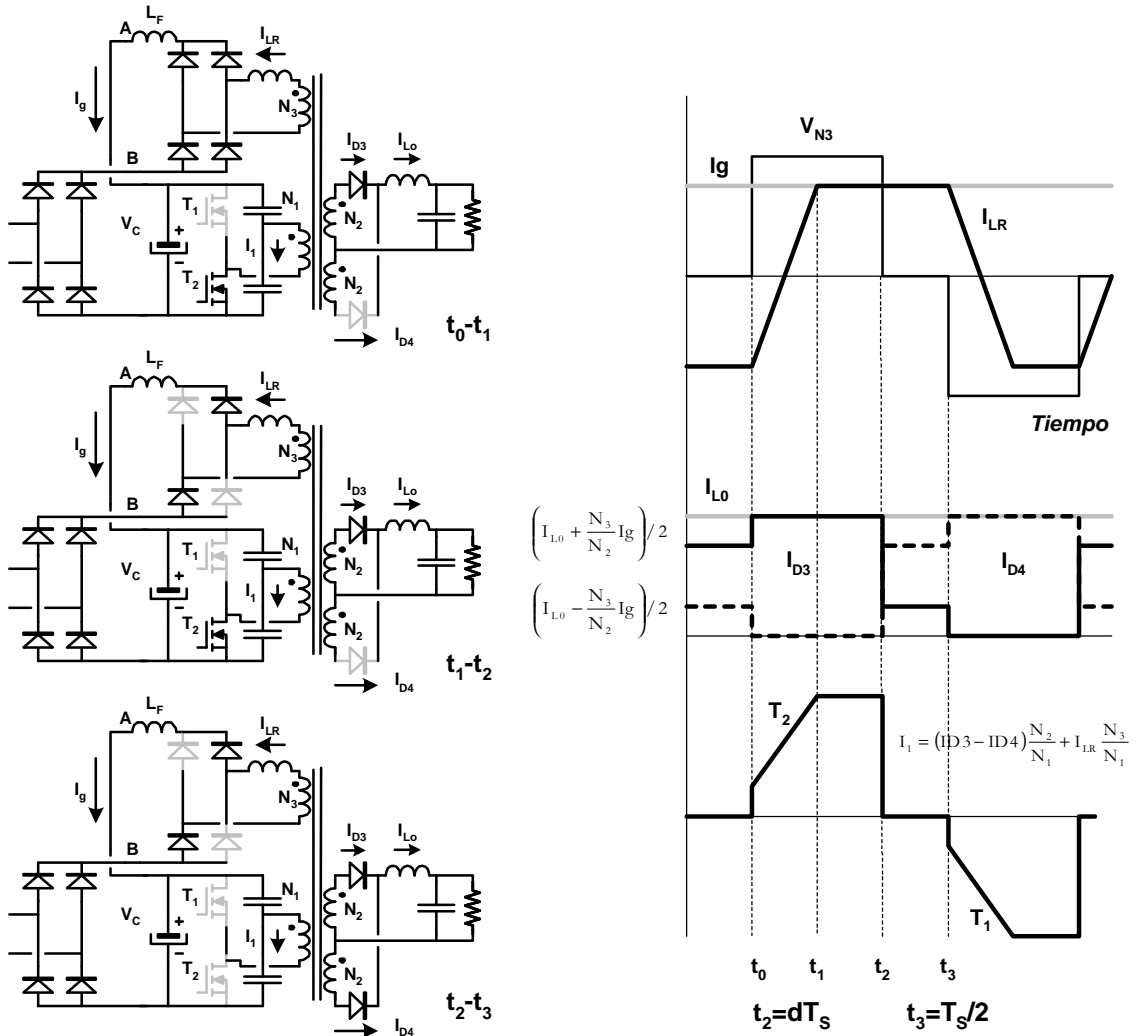


Fig. 2-17. RAA con RAI con rectificador de onda completa tipo (1) con funcionamiento normal.

Al igual que sucedía con el rectificador con transformador de toma media, mientras la corriente en la entrada no anule el de I_{D3} (2.70) el único efecto que producirá la RAI sobre el convertidor CC/CC será incrementar la corriente en los transistores (2.72).

$$I_1 = (I_{D3} - I_{D4}) \frac{N_2}{N_1} + I_{LR} \frac{N_3}{N_1} \quad (2.72)$$

Si la corriente de entrada (I_g) reflejada en el secundario del transformador supera en valor a la corriente que circula por la bobina de filtro del convertidor CC/CC se producirá un efecto muy similar al estudiado con anterioridad en el apartado 2.4.2 (pág. 2-13). El comportamiento anómalo de este circuito es el mostrado en la Fig. 2-18. Como puede comprobarse, los efectos producidos sobre el convertidor principal son idénticos. A simple vista puede parecer que la duración del intervalo (t_2-t_3) debería ser superior en este caso, ya que el incremento de corriente que debe superarse para sacar de conducción el diodo del transistor debe ser el doble que en el apartado anteriormente mencionado. Sin embargo, el tamaño de las bobinas retrasadoras en este tipo de topologías es la mitad que para las de transformador con toma media. Por tanto, el incremento del ciclo de trabajo producido por esta topología es idéntico al caso anteriormente estudiado. Esto significará que la potencia transferida a la salida es la misma y como consecuencia de esta situación también lo serán las variaciones producidas sobre la tensión a la salida del convertidor.

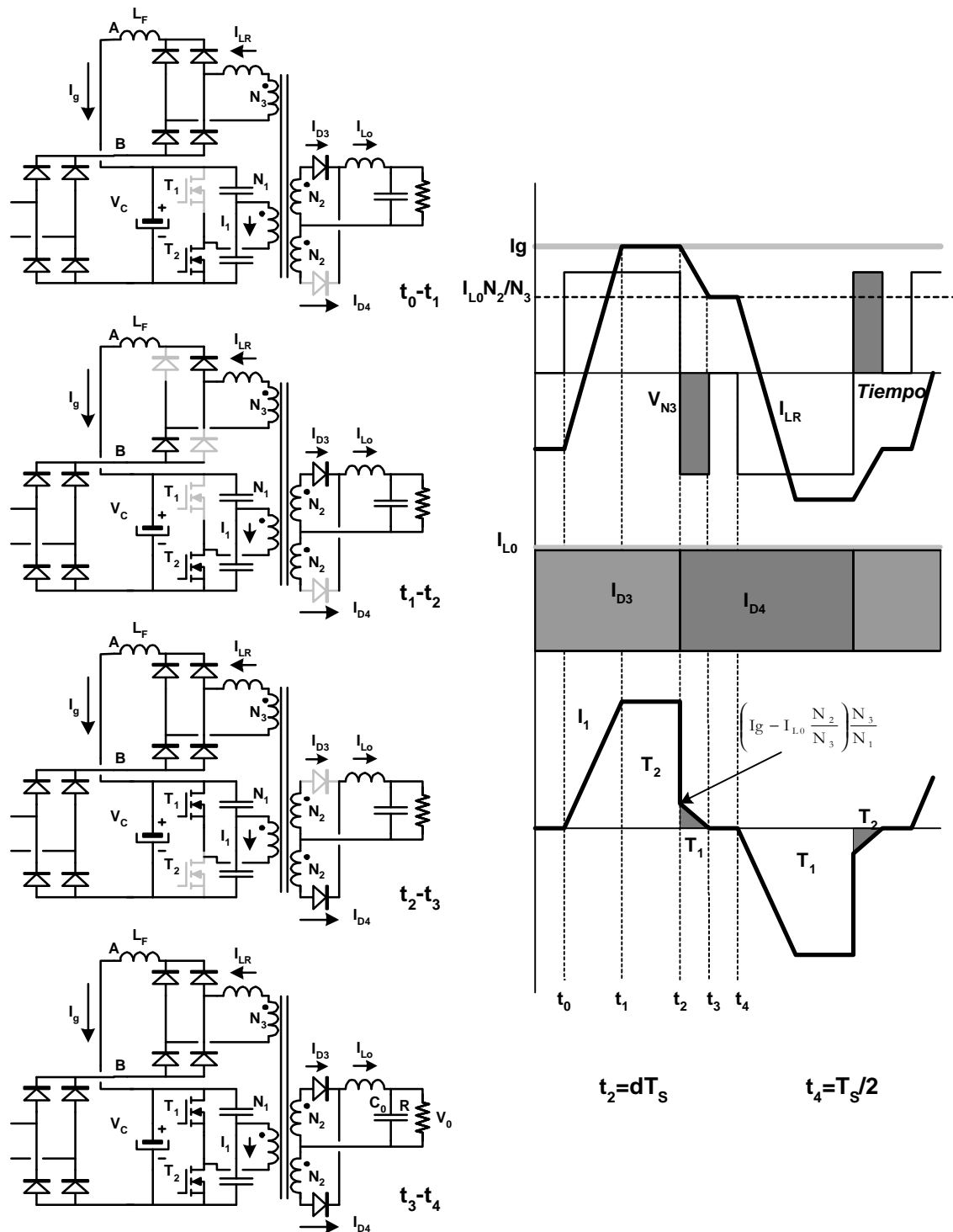


Fig. 2-18. Funcionamiento anómalo de un convertidor en medio puente con una RAI de onda completa tipo (1).

2.8 Conclusiones.

Como ha podido comprobarse en este anexo, la inclusión de una RAI para corregir los armónicos de baja frecuencia de la corriente de entrada a la fuente modificará en un gran número de casos el funcionamiento de la misma.

Las RAI con rectificadores de media onda afectan de una forma moderada a las topologías principales que las albergan. Así, en los convertidores directos con transformador para la desmagnetización del núcleo la influencia de la RAI es mínima, mientras que para un convertidor de retroceso la influencia de la RAI puede ser expresada como una variación de la carga del convertidor. Esta modificación de la carga deberá ser tomada en cuenta a la hora de diseñar el controlador del convertidor CC/CC.

Las RAI con rectificadores de onda completa producirán funcionamientos anómalos en el convertidor principal tanto si es de uno o varios transistores. Este funcionamiento anómalo siempre se producirá al quedarse sin corriente los diodos del rectificador de salida del convertidor principal.

En este anexo se han dado unos criterios de diseño para minimizar los efectos de la RAI sobre el convertidor principal. Sin embargo, como ha podido apreciarse existirán condiciones donde no podrán ser evitados estos funcionamientos. En estas ocasiones deberá estudiarse si el sistema de control es suficiente rápido para eliminar este efecto sobre la salida de la fuente de alimentación. Este será el objeto del anexo 5.