

2

EL REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

En este Capítulo se va a llevar a cabo un detallado estudio de los diferentes tipos de lo que se ha denominado “salidas retrasadas”. Una salida retrasada no es más que una salida adicional del convertidor, en general una salida de tipo Reductor, aunque con la particularidad de que se le ha añadido una bobina adicional llamada bobina retrasadora. Esta bobina retrasa la entrada en conducción del diodo rectificador de la salida retrasada, consiguiendo de esta forma un circuito equivalente característico. Si colocamos este circuito entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento del convertidor, podemos conseguir que la forma de onda de la corriente de entrada cumpla la norma IEC 1000-3-2. En este Capítulo también se hace un estudio exhaustivo del tipo de forma de onda que se consigue con el uso de una salida retrasada, obteniendo además reglas de diseño para poder cumplir la norma en todas sus clases y con todas las tensiones nominales de la Unión Europea.

2.1 FUNDAMENTOS BÁSICOS DEL REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Como se ha explicado en el Capítulo 1, para cumplir los requerimientos de la norma IEC 1000-3-2 no es necesario tener una corriente de entrada con una forma de onda perfectamente senoidal. Basta con que el contenido armónico de la onda esté dentro de ciertos límites. Por tanto, es posible pensar en formas de onda que, sin ser senoidales, cumplan la normativa vigente. Una de

las posibles soluciones consiste simplemente en tener una forma de onda que responda a una ley senoidal, pero que no mantenga a los diodos en conducción durante todo el periodo de red. Esta forma de onda se ilustra en la figura 2.1. Llamaremos ángulo de conducción (ϕ_C) al ángulo durante el cual hay circulación de corriente por la entrada.

Para conseguir que la corriente de entrada del convertidor tenga una forma de onda como la de la figura 2.1, basta con colocar entre el puente rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento del convertidor (C_B) una fuente de tensión (V_S) y una resistencia (R) en serie. Evidentemente, ésta no será una resistencia disipativa ya que el rendimiento del convertidor sería muy bajo. Se trata de colocar un elemento que tenga un comportamiento equivalente al de una resistencia, pero que no sea disipativo. Por esta razón, a este elemento lo llamaremos Resistencia Sin Pérdidas (R_{SP}).

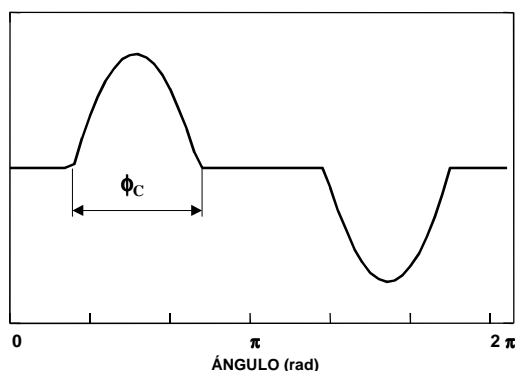


Fig. 2.1: Forma de onda de la corriente de entrada típica del Reductor Activo de Armónicos

El circuito equivalente es por tanto el que se muestra en la figura 2.2. Más adelante estudiaremos detalladamente la topología con la que es posible obtener un circuito equivalente como el que se muestra en la figura. A partir de ahora nos referiremos a este circuito como Reductor Activo de Armónicos o RA^2 ya que su objetivo es precisamente el de atenuar el contenido armónico de la corriente de entrada. El análisis del circuito equivalente de la figura 2.2 es muy sencillo:

Cuando la tensión de entrada ($v_g(\omega t)$) es menor que $V_C - V_S$ (donde V_C es la tensión que soporta el condensador de almacenamiento C_B), los diodos del puente rectificador están polarizados inversamente, por lo que la corriente por la entrada es nula. Es decir:

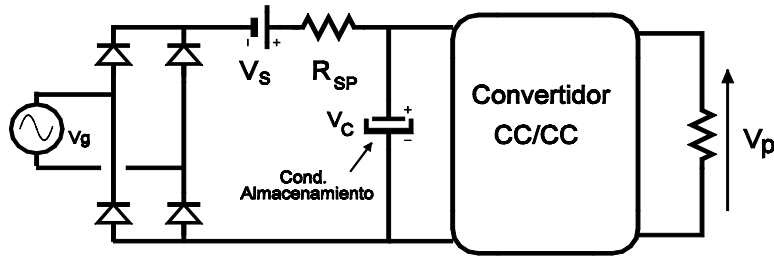


Fig. 2.2: Circuito equivalente del Reductor Activo de Armónicos

$$\text{Si } v_g(\omega t) < V_C - V_S, \quad i_g(\omega t) = 0. \quad (2.1)$$

Cuando la tensión instantánea a la entrada supere dicho valor ($V_C - V_S$), los diodos del puente rectificador quedarán polarizados directamente, por lo que habrá circulación de corriente por la entrada, es decir:

$$\text{Si } v_g(\omega t) > V_C - V_S, \quad i_g(\omega t) > 0. \quad (2.2)$$

Además, el valor de la corriente de entrada se puede obtener muy fácilmente resolviendo la malla de la figura 2.2. Por tanto, mientras haya conducción de corriente, su valor será el siguiente:

$$i_g(\omega t) = \frac{v_g(\omega t) + V_S - V_C}{R_{SP}} \quad (2.3)$$

De (2.3) se deduce fácilmente que durante el periodo de conducción, la corriente de entrada responde parcialmente a una ley senoidal si la tensión de entrada $v_g(\omega t)$ es senoidal. Nótese que tanto la tensión en el condensador de almacenamiento V_C , como la tensión que se coloca en serie V_S , se suponen constantes durante todo el periodo de red.

Una vez formulada la expresión matemática de la corriente de entrada, resulta muy sencillo obtener el valor del ángulo de conducción ϕ_C de la corriente. La figura 2.3 resume los datos necesarios para el cálculo del ángulo de conducción. Por tanto:

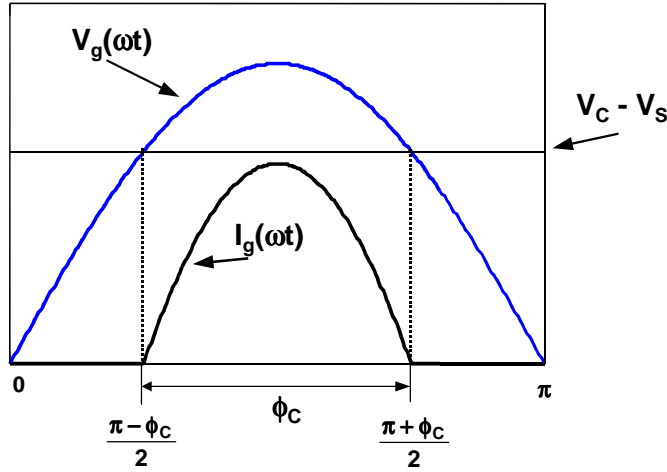


Fig. 2.3: Obtención del ángulo de conducción

$$V_g \cdot \sin\left(\frac{\pi - \phi_C}{2}\right) = V_C - V_S \quad (2.4)$$

Despejando ϕ_C , obtenemos:

$$\phi_C = 2 \cdot \arcsin\left(\frac{V_C - V_S}{V_g}\right) \quad (2.5)$$

Una vez obtenida la relación del ángulo de conducción con el resto de parámetros del circuito (2.4), así como la expresión de la corriente de entrada (2.3), podemos abordar el cálculo de la potencia media en un periodo P_g que está consumiendo el convertidor:

$$P_g = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} v_g(\omega t) \cdot i_g(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi - \phi_C}{2}}^{\frac{\pi + \phi_C}{2}} v_g(\omega t) \cdot i_g(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.6)$$

Sustituyendo en (2.6) $v_g(\omega t)$ por $V_g \cdot \sin(\omega t)$ e $i_g(\omega t)$ por (2.3), obtenemos:

$$P_g = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{\frac{\pi - \phi_C}{2}}^{\frac{\pi + \phi_C}{2}} V_g \cdot \sin(\omega t) \cdot \frac{V_g \cdot \sin(\omega t) + V_S - V_C}{R_{SP}} \cdot d(\omega t) \quad (2.7)$$

Además, sustituyendo $V_S - V_C$ por (2.4) tenemos la siguiente expresión:

$$P_g = \frac{V_g^2}{\pi \cdot R_{SP}} \cdot \int_{\frac{\pi - \phi_C}{2}}^{\frac{\pi + \phi_C}{2}} \left(\sin(\omega t)^2 - \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \cdot \sin(\omega t) \right) d(\omega t) \quad (2.8)$$

Ahora podemos resolver la integral y obtener una expresión que será función del ángulo de conducción ϕ_C :

$$P_g = \frac{V_g^2}{2 \cdot \pi \cdot R_{SP}} \cdot (\phi_C - \sin(\phi_C)) \quad (2.9)$$

Como se puede observar, la expresión de la potencia sólo depende del valor de pico de la tensión de entrada V_g , del valor de la Resistencia Sin Pérdidas R_{SP} y del ángulo de conducción ϕ_C . Además, los cálculos realizados hasta ahora no dependen en absoluto de la topología del convertidor al que va conectado el Reductor Activo de Armónicos. Por tanto, es posible calcular la evolución del ángulo de conducción en función de la potencia y de la tensión de entrada, sin tener en cuenta el tipo de convertidor que estamos utilizando.

Para poder realizar estos cálculos es necesario calcular previamente el valor de la Resistencia Sin Pérdidas R_{SP} . El criterio que tenemos que seguir para calcularla es muy claro: debemos obtener un ángulo de conducción tal que nos permita cumplir los requerimientos de la norma IEC 1000-3-2.

La norma especifica que la medida de los armónicos debe realizarse a tensión de entrada nominal V_{gnom} y a potencia máxima P_{max} , es decir, debemos diseñar el Reductor Activo de Armónicos de forma que, en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada nominal, el ángulo de conducción sea suficientemente grande como para que el contenido armónico de esa forma de onda sea inferior al máximo permitido por la norma.

Por tanto, el proceso de diseño pasa por elegir en primer lugar el ángulo de conducción ϕ_{Cnom} que deseamos tener en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada nominal, teniendo

evidentemente en cuenta que el objetivo es cumplir la norma. Una vez elegido este ángulo, el valor de la Resistencia Sin Pérdidas se puede obtener a partir de (2.9):

$$R_{SP} = \frac{V_{gnom}^2}{2 \cdot \pi \cdot P_{max}} \cdot (\phi_{Cnom} - \sin(\phi_{Cnom})) \quad (2.10)$$

Una vez calculada la R_{SP} , podemos obtener la variación del ángulo de conducción en función de la tensión de entrada y de la potencia resolviendo la ecuación (2.9). Tomemos por ejemplo un convertidor con las siguientes características:

- Potencia máxima: 100W
- Tensión de entrada nominal: 220V ($V_{gnom}=220 \cdot \sqrt{2}$)
- Ángulo de conducción nominal: 90°

A partir de (2.10) obtenemos $R_{SP} = 87,93\Omega$ y resolviendo (2.9) obtenemos la evolución del ángulo de conducción en función de la potencia y de la tensión de entrada, como se puede observar en la figura 2.4. Vemos que ϕ_C crece cuando aumenta la potencia y también cuando disminuye la tensión de entrada. El ángulo de conducción máximo ϕ_{Cmax} se consigue por tanto en condiciones de máxima potencia y mínima tensión de entrada. Los criterios para la elección del valor de ϕ_{Cnom} se estudian en otro de los apartados de este capítulo.

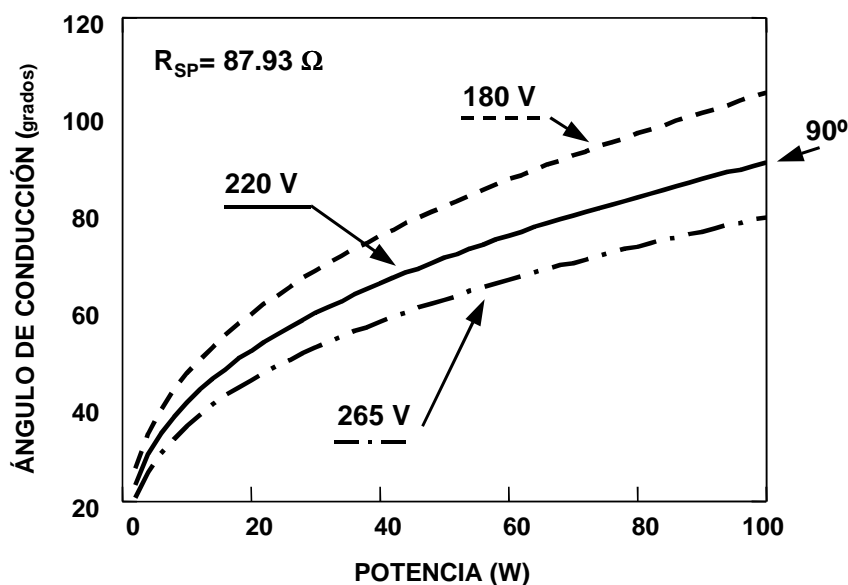


Fig. 2.4: Ángulo de conducción en función de la potencia para distintas tensiones de entrada

Por tanto, ya tenemos calculado uno de los elementos que se colocan entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento. Sólo resta calcular el valor de la fuente de tensión V_S que se coloca en serie con la R_{SP} . En general, el valor de V_S va a depender de la topología del convertidor conectado al Reductor Activo de Armónicos, por lo que no es posible obtener conclusiones generales en lo que concierne a este valor sin entrar a analizar cada una de las topologías que se van a utilizar. Esto se hará en un capítulo posterior de este trabajo.

De todas formas, aunque no sea posible a estas alturas obtener una expresión concreta del valor de V_S , sí es posible estudiar el criterio con el que se debe elegir este valor.

La idea propuesta para reducir el contenido armónico de la corriente de entrada consiste en colocar, entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento, un circuito activo tal que tenga un circuito equivalente consistente en una fuente de tensión y una resistencia en serie. Desde el punto de vista energético, lo que estamos haciendo es reciclar una cierta cantidad de energía desde el convertidor principal de nuevo hacia la entrada (Fig. 2.5). Debemos tener en cuenta que la optimización total del convertidor pasa no sólo por obtener una forma de onda de corriente con un contenido armónico adecuado, sino también por minimizar la cantidad de energía que se va a reciclar para conseguirlo. Cuanta más energía reciclemos, peor será el rendimiento del convertidor, puesto que estaremos procesando dos veces una mayor cantidad de energía. Es en este aspecto en el que sí podemos entrar a valorar de una forma general los criterios que vamos a seguir para diseñar el valor de la fuente de tensión V_S en serie con R_{SP} .

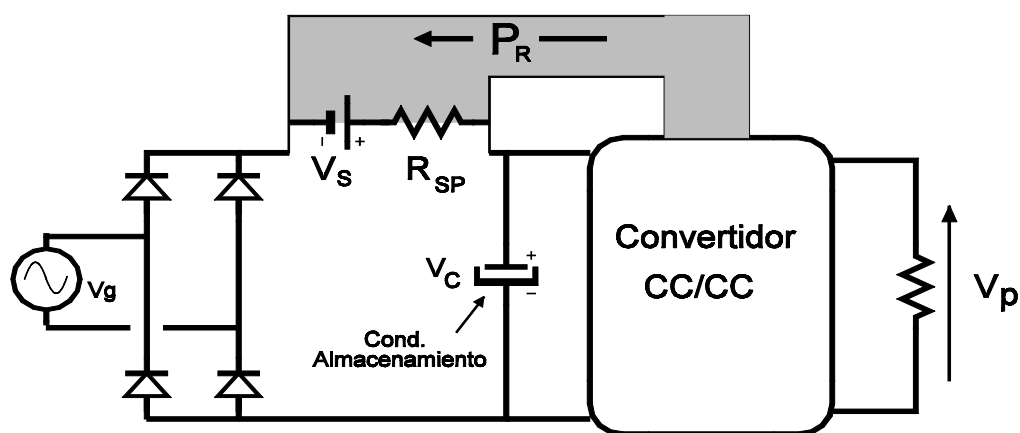


Fig. 2.5: Reciclaje de energía en el Reductor Activo de Armónicos

Por tanto, si utilizamos como criterio la minimización energética, podemos diseñar V_S de forma que en un cierto punto, la tensión en los extremos del conjunto V_S+R_{SP} sea cero, con lo que el valor instantáneo de la energía reciclada sería nulo en ese punto.

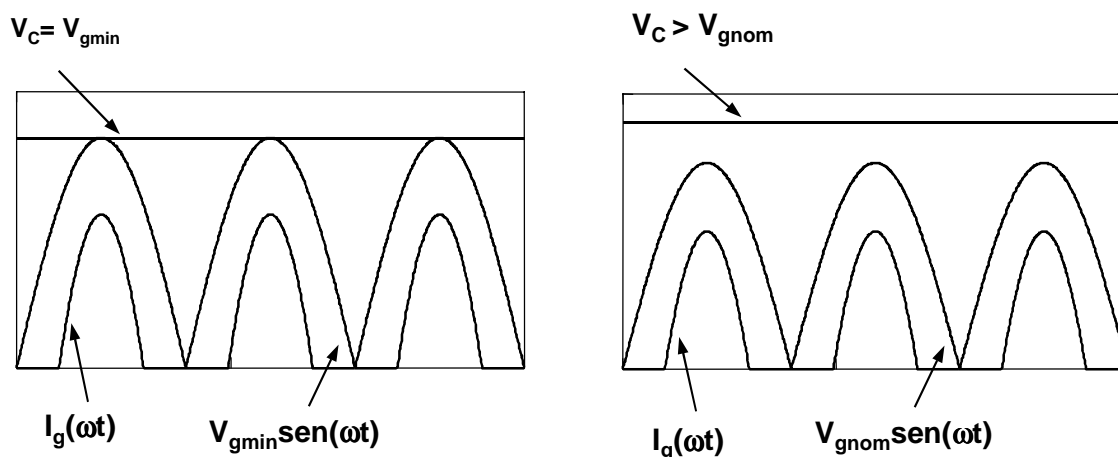
Habitualmente, los convertidores CA/CC diseñados para trabajar únicamente con el rango de tensiones europeo (o el americano en su caso) especifican una tensión de entrada nominal y un margen de variación de la misma en forma de tanto por ciento (en general, $\pm 10\%$ o $\pm 20\%$). Por tanto, tendríamos múltiples puntos donde minimizar la energía reciclada y es más bien labor del diseñador decidir en cada caso específico el mejor punto para hacerlo. De todas formas, hay dos puntos en concreto que parecen, a priori, los más interesantes: el valor más pequeño de todo el rango de tensiones de entrada V_{gmin} y el valor nominal de la tensión de entrada V_{gnom} .

Si elegimos la opción de la mínima tensión de entrada, se cumplirá que en el instante en el que $v_g(\omega t)=V_{gmin}$, la caída de tensión en el conjunto V_S+R_{SP} es nula, o lo que es lo mismo, la tensión en el condensador de almacenamiento es igual a V_{gmin} ($V_C=V_{gmin}$). Teniendo esto en cuenta y despejando V_S en (2.4), obtenemos:

$$V_{Smin} = V_{gmin} \cdot \left(1 - \cos\left(\frac{\phi_{Cmax}}{2}\right) \right) \quad (2.11)$$

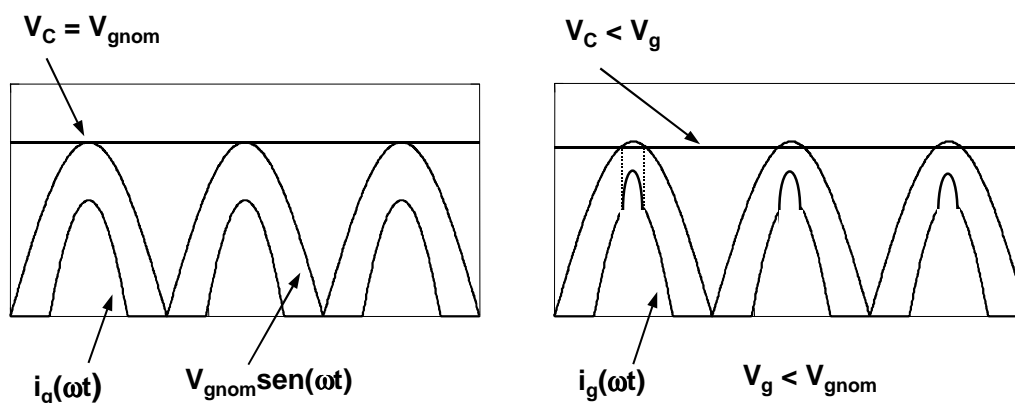
De esta forma, el mínimo reciclaje energético relativo se produce en el punto de mínima tensión de entrada y potencia máxima. En esas condiciones, el condensador de almacenamiento tendrá también el mínimo valor de tensión, es decir, en el resto de condiciones de funcionamiento la tensión en el condensador va a ser mayor que V_{gmin} (Fig. 2.6), y en general, mayor que el valor de V_g correspondiente. De esta forma, el funcionamiento del Reductor Activo de Armónicos se corresponde con el descrito en todo el rango de tensiones de entrada admisibles. Nótese que la polaridad de la tensión en el conjunto V_S+R_{LF} no puede llegar a invertirse nunca al realizarse físicamente como una salida adicional del convertidor CC/CC.

La otra opción que se ha comentado es la de diseñar el sistema para que el reciclaje energético sea mínimo con la tensión nominal de entrada. En ese caso, cuando la tensión de entrada es


 Fig. 2.6: Formas de onda cuando se diseña con $V_{Cmin} = V_{gmin}$

menor que la nominal, la tensión en el condensador va a ser en general menor que el valor de pico de la tensión de entrada. En esas condiciones, la tensión en el conjunto $V_S + R_{LF}$ tendría que cambiar de polaridad, lo cual no es posible. Lo que ocurre entonces es que el Reductor Activo de Armónicos deja de funcionar como tal y pasa a comportarse como un filtro por condensador tradicional, dando lugar a un fuerte pico de corriente cuando el valor instantáneo de la tensión de entrada supere el valor de la tensión en el condensador (Fig. 2.7).

Ambas soluciones tienen pros y contras: en el primer caso, el mejor rendimiento se producirá previsiblemente con la mínima tensión de entrada en vez de con la nominal, pero el Reductor Activo de Armónicos funcionará adecuadamente en todo el rango de tensiones de entrada. En cambio, en el segundo caso, el mejor rendimiento se producirá en condiciones de tensión de entrada nominal, pero si la tensión de entrada es menor que la nominal, la corriente de entrada tendrá un pico adicional que dará lugar a un mayor estrés de corriente en todos los elementos de la etapa de entrada.


 Fig. 2.7: Formas de onda de la corriente de entrada cuando se diseña con $V_{Cmin} < V_{gmin}$

2.2 ESTUDIO DE LAS FORMAS DE ONDA TÍPICAS DE UN REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Hasta ahora hemos visto cómo es posible calcular el valor de la Resistencia Sin Pérdidas R_{SP} para que el ángulo de conducción de la corriente de entrada tenga una evolución tal que, en condiciones de tensión de entrada nominal y potencia máxima, el contenido armónico de dicha forma de onda cumpla los requerimientos de la norma IEC 1000-3-2. Sin embargo, todo el proceso de diseño se inicia con la elección por parte del diseñador de ese ángulo de conducción en condiciones nominales. En este apartado se va a estudiar detalladamente la forma de onda típica a la que da lugar el Reductor Activo de Armónicos para llegar a tener un criterio claro de elección del valor de ϕ_{Cnom} .

Para ello, se realizará un estudio del contenido armónico de la forma de onda típica de la corriente de entrada en función del ángulo de conducción y de la potencia. En primer lugar, es necesario obtener una expresión de la corriente de entrada que dependa del ángulo de conducción. Debemos tener en cuenta que para cumplir la norma, el contenido armónico debe medirse en condiciones de potencia máxima y tensión de entrada nominal, por lo que esa será la forma de onda que se va a estudiar. Combinando las ecuaciones (2.3) y (2.4) obtenemos:

$$i_g(\omega t) = \frac{V_g}{R_{SP}} \cdot \left(\sin(\omega t) - \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \right) \quad \text{si} \quad \frac{\pi - \phi_C}{2} < \omega t < \frac{\pi + \phi_C}{2} \quad (2.12)$$

Podemos sustituir el valor de R_{SP} por (2.10) con lo que:

$$i_g(\omega t) = \frac{2 \cdot \pi \cdot P_{max}}{V_{gnom}} \cdot \frac{\left(\sin(\omega t) - \cos\left(\frac{\phi_{Cnom}}{2}\right) \right)}{\phi_{Cnom} - \sin(\phi_{Cnom})} \quad \text{si} \quad \frac{\pi - \phi_C}{2} < \omega t < \frac{\pi + \phi_C}{2} \quad (2.13)$$

Con esta expresión tenemos el valor de la corriente de entrada en función de la potencia máxima, de la tensión de entrada nominal y del ángulo de conducción nominal. Una vez obtenida esta

expresión, podemos estudiar las condiciones que debe cumplir el ángulo de conducción para cumplir las especificaciones de la norma IEC 1000-3-2.

Esta norma, en su estado actual, es aplicable al rango de tensiones europeo con lo que es válida para tensiones nominales de 220, 230 y 240 voltios eficaces. En todos los casos, los límites armónicos son los mismos. El cumplimiento de la norma se estudiará en profundidad para una tensión nominal de 220 V_{ef} ya que es la correspondiente a nuestro país, y se harán las correcciones pertinentes para el resto de tensiones nominales. Además, se estudiarán los casos correspondientes a las Clases A, B, C y D de la norma IEC 1000-3-2.

2.2.1 LÍMITES DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN PARA LAS CLASES A Y D

Las Clases B y C de la norma delimitan perfectamente el tipo de equipos que pueden ser catalogados como pertenecientes a dichas Clases. Las herramientas portátiles pertenecen a la Clase B y los equipos de iluminación a la Clase C.

En cambio, las Clases A y D son mucho más difusas al respecto, por lo que el mismo equipo podría ser clasificado tanto como Clase A o como Clase D dependiendo únicamente de la forma de onda de la corriente de entrada. Por esta razón, los límites de ambas Clases se estudiarán conjuntamente.

La Clase D sólo es aplicable para potencias inferiores a 600W. Además, en el margen que va desde el límite inferior de 75W especificado por la norma, hasta los 600W, un equipo se clasificaría como Clase A si la forma de onda de la corriente está fuera de la plantilla de la figura 1.2 durante más de un 5% del tiempo de un semiperiodo de red. En caso contrario, el equipo se clasifica como Clase D.

Por tanto, podemos obtener analíticamente el ángulo de conducción que marca el límite entre la Clase A y la Clase D calculando el ángulo para el cual más de un 5% de la forma de onda está fuera de la plantilla (Fig. 2.8).

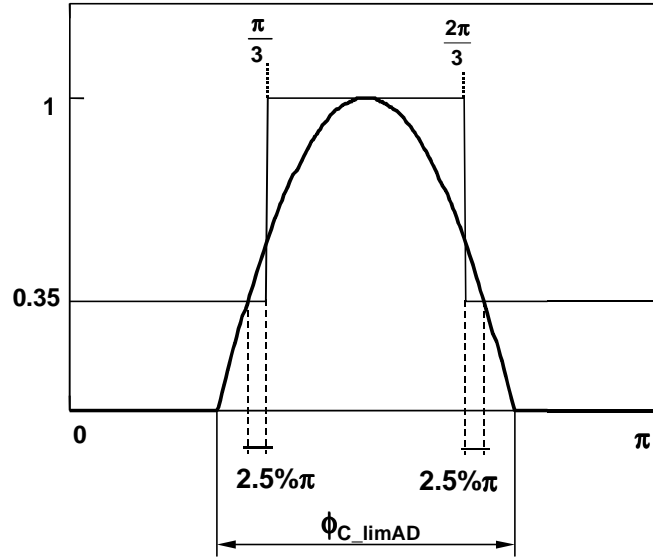


Fig. 2.8: Plantilla de la norma IEC 1000-3-2 y forma de onda de la corriente de entrada con el ángulo de conducción límite entre las Clases A y D

Resulta sencillo obtener la expresión analítica de una forma de onda como la de la figura 2.8, con un valor de pico unitario y un ángulo de conducción ϕ_C :

$$i(\theta) = \frac{1}{1 - \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right)} \cdot \left(\sin(\theta) - \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \right) \quad \text{si} \quad \frac{\pi - \phi_C}{2} < \theta < \frac{\pi + \phi_C}{2} \quad (2.14)$$

Una vez obtenida esta expresión, sólo resta imponer la condición límite:

Si $\theta_{\text{lim}} = \frac{\pi}{3} - \frac{2,5}{100} \cdot \pi$ entonces $i(\theta_{\text{lim}}) = 0,35$. Despejando ϕ_C obtenemos el valor del ángulo de conducción que marca el límite entre la Clase A y la Clase D, $\phi_{\text{ClimAD}} = 86,32^\circ$.

Por tanto, entre 75 y 600 W, si la forma de onda de la corriente de entrada tiene un ángulo de conducción mayor de $86,32^\circ$, el equipo se clasifica como Clase A y en caso de ser menor, como Clase D.

Una vez conocido el máximo ángulo con el que un equipo pertenece a la Clase D, podemos calcular el límite inferior, es decir, el mínimo ángulo que permite el cumplimiento de la norma para la Clase D. En esta Clase, los límites son relativos ya que están especificados en función de la potencia consumida por el equipo (los límites se expresan en mA/W). Además, son más

restrictivos que en la Clase A, es decir, para potencias inferiores a 600 W es mucho más fácil cumplir la norma si el equipo se clasifica como Clase A ya que los límites son mucho más amplios. Nótese que para conseguirlo, sólo es necesario conseguir un ángulo de conducción mayor de 86,32°.

Para estudiar el cumplimiento de la norma en Clase D, es necesario hacer un análisis del contenido armónico de la forma de onda en función del ángulo de conducción. En (2.13) se había obtenido una expresión de la corriente de entrada en función de la potencia, de la tensión de entrada y del ángulo de conducción. Como la Clase D tiene límites relativos, basta con dividir esa expresión por la potencia y luego calcular el valor de los armónicos en función de ϕ_C .

Dividiendo (2.13) por la potencia obtenemos:

$$i_{\text{gral}}(\omega t) = \frac{2 \cdot \pi}{V_{\text{gnom}}} \cdot \frac{\left(\sin(\omega t) - \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \right)}{\phi_C - \sin(\phi_C)} \quad \text{si} \quad \frac{\pi - \phi_C}{2} < \omega t < \frac{\pi + \phi_C}{2} \quad (2.15)$$

Ahora podemos calcular el valor eficaz del armónico “i” en función de ϕ_C de la siguiente forma:

$$\text{Armónico}_i = \frac{2}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \int_{\frac{\pi - \phi_C}{2}}^{\frac{\pi + \phi_C}{2}} i_{\text{gral}}(\omega t) \cdot \sin(i \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \quad (2.16)$$

Utilizando un programa matemático, podemos obtener los gráficos con la variación del valor de cada armónico en función del ángulo de conducción. En las figuras 2.9 y 2.10 se muestran los gráficos correspondientes a los 39 primeros armónicos, que son los especificados por la norma. En el gráfico de cada armónico se muestra el límite impuesto para la Clase D. El punto de corte entre ambas líneas nos da el ángulo de conducción mínimo necesario para que ese armónico en concreto cumpla la normativa. Por tanto, basta con tomar el peor de los casos

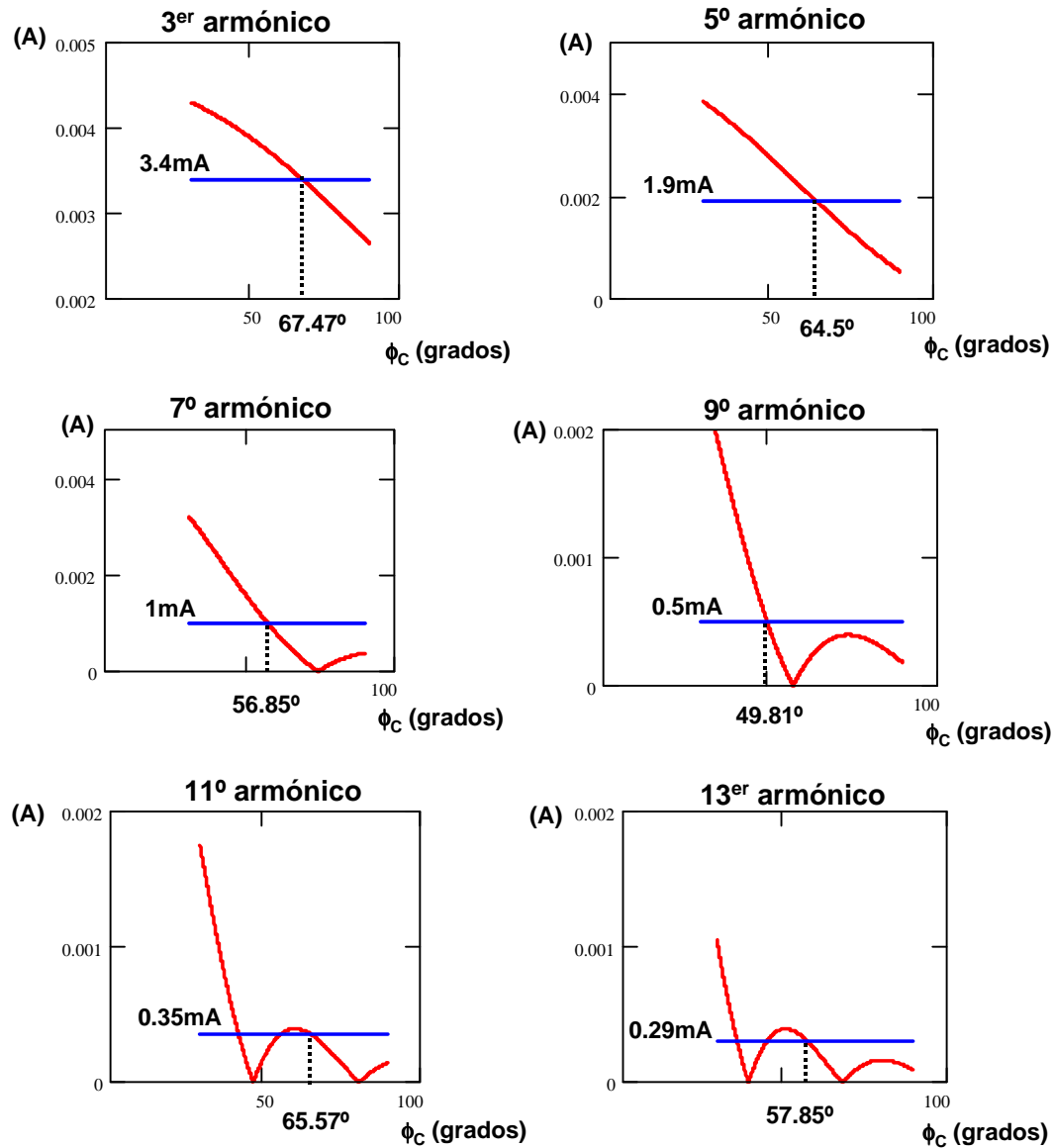


Fig. 2.9: Ángulos de conducción límite para los armónicos 3,5,7,9,11 y 13. Los valores angulares se expresan en grados y los de corriente en amperios. (Al tratarse de Clase D, son en realidad valores relativos a la potencia de entrada, es decir, son unidades por vatio)

(el mayor ángulo de todos los obtenidos), para tener el valor mínimo del ángulo de conducción que permite cumplir la norma IEC 1000-3-2 en Clase D.

Resolviendo matemáticamente el límite de cada armónico, vemos que los armónicos más restrictivos son el 3°, el 5°, el 7°, el 11° y el 13°. En la tabla 2.1 se muestran los límites correspondientes a estos armónicos.

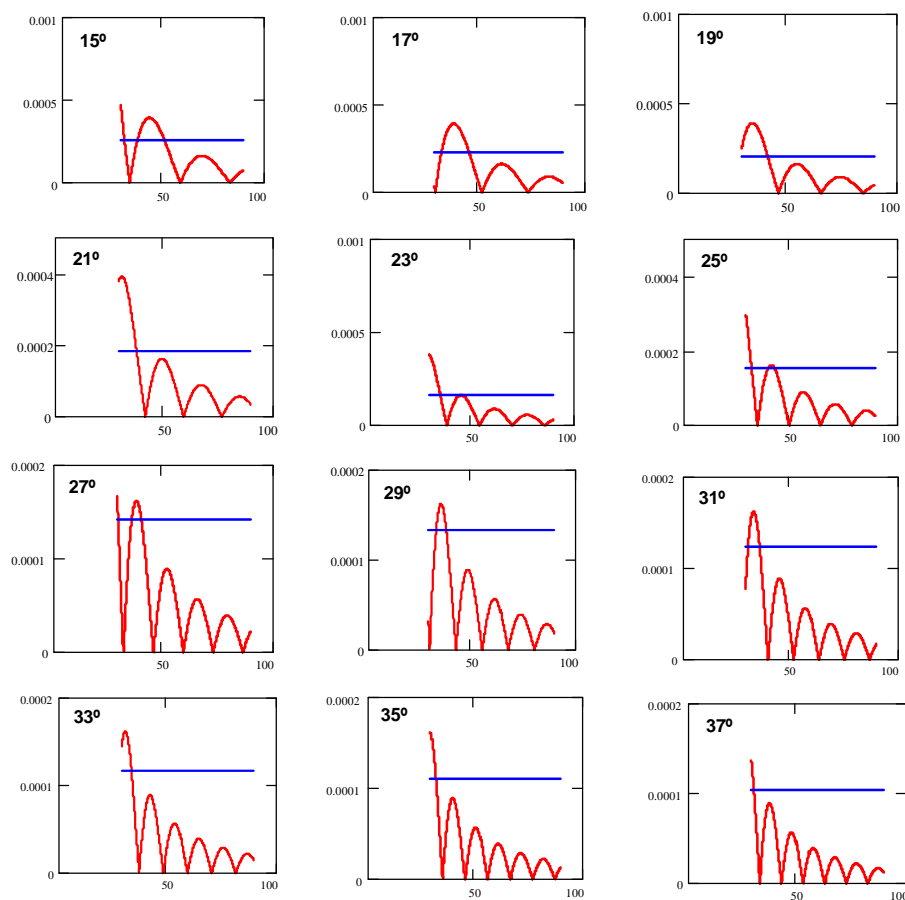


Fig. 2.10: Valor de los armónicos (A) 15° al 37° en función del ángulo de conducción (grados). Los valores límite son en general menores de 50°.

De todos ellos, el más restrictivo es el tercer armónico puesto que el ángulo de conducción necesario para que el tercer armónico de la forma de onda cumpla la norma es el mayor de todos, 67,47°. Por tanto, si la corriente de entrada tiene un ángulo de conducción mayor de 67,47°, aseguramos que todos los armónicos de esa forma de onda cumplen la normativa de la Clase D.

De esta forma, la Clase D queda perfectamente delimitada para una tensión nominal de 220V. Si el equipo tiene una potencia nominal entre 75 y 600W y el ángulo de conducción de su corriente de entrada en condiciones nominales está comprendido entre 67,47° y 86,32°, el equipo se clasifica como Clase D y cumple la norma. Por otra parte, en ese rango de potencias, si el ángulo de conducción es mayor de 86,32°, el equipo se clasifica como Clase A y hasta 600W también cumple la norma.

ARMÓNICO	ϕ_c LIMITE (grados)
3°	67,47°
5°	64,5°
7°	56,85°
11°	65,57°
13°	57,85°

Tabla 2.1: Ángulos de conducción límite de los armónicos más restrictivos

Para potencias mayores de 600W, el equipo solo puede clasificarse como Clase A, pero ahora, ya no es necesario que haya más de un 5% de la corriente de entrada fuera de la plantilla de la figura 1.2, es decir, ahora sólo tiene que tener un contenido armónico menor que el permitido por la norma. Para la Clase D, los límites eran relativos, por lo que el estudio era independiente de la potencia. Sin embargo, en la Clase A los límites son absolutos, por lo que la potencia es un parámetro más a tener en cuenta y el estudio se complica ligeramente. Ahora no va a existir un ángulo mínimo fijo para cumplir la norma sino que el ángulo mínimo va a depender de la potencia. Además, no tiene porqué ser siempre el mismo armónico el más restrictivo sino que según el rango de potencia en el que nos encontremos, el armónico más restrictivo puede ser diferente.

Por tanto, para estudiar el ángulo de conducción mínimo que permite cumplir la norma IEC 1000-3-2 en Clase A para potencias mayores de 600W, debemos ir resolviendo para cada armónico el ángulo de conducción límite en función de la potencia y luego tomar para cada tramo de potencia el límite más alto.

El margen de potencia a tener en cuenta va desde los 600W hasta la máxima potencia a la que es aplicable la norma. En este caso, al tener una tensión eficaz nominal de 220V y un límite superior de 16 A, la potencia máxima es $P_{\text{maxNorma}} = 220 \cdot 16 = 3520\text{W}$.

Iniciaremos el estudio por los armónicos 3°, 5°, 7° y 9°. Para cada uno de ellos obtendremos la variación del ángulo de conducción en función de la potencia (entre 600 y 3520W), imponiendo como condición que el valor eficaz del armónico sea igual al valor límite impuesto por la norma para dicho armónico.

La expresión de la corriente de entrada en función de la potencia y del ángulo de conducción es la siguiente:

$$i_g(\omega t, P, \phi_C) = \frac{2 \cdot \pi \cdot P}{V_{gnom}} \cdot \frac{\left(\sin(\omega t) - \cos\left(\frac{\phi_C}{2}\right) \right)}{\phi_C - \sin(\phi_C)} \quad \text{si} \quad \frac{\pi - \phi_C}{2} < \omega t < \frac{\pi + \phi_C}{2} \quad (2.17)$$

Por tanto, para el tercer armónico podemos obtener la variación de ϕ_C en función de la potencia P , resolviendo la siguiente ecuación:

$$\frac{2}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \int_{\frac{\pi - \phi_C}{2}}^{\frac{\pi + \phi_C}{2}} i_g(\omega t, P, \phi_C) \cdot \sin(3 \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) = 2,3 \quad (2.18)$$

en la que 2,3 es el límite impuesto por la norma para el tercer armónico. Utilizando un programa matemático es fácil obtener la variación de ϕ_C en función de P . En la figura 2.11 se muestra la representación de dicha función. Para el quinto armónico, la ecuación a resolver es la siguiente:

$$\frac{2}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \int_{\frac{\pi - \phi_C}{2}}^{\frac{\pi + \phi_C}{2}} i_g(\omega t, P, \phi_C) \cdot \sin(5 \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) = 1,14 \quad (2.19)$$

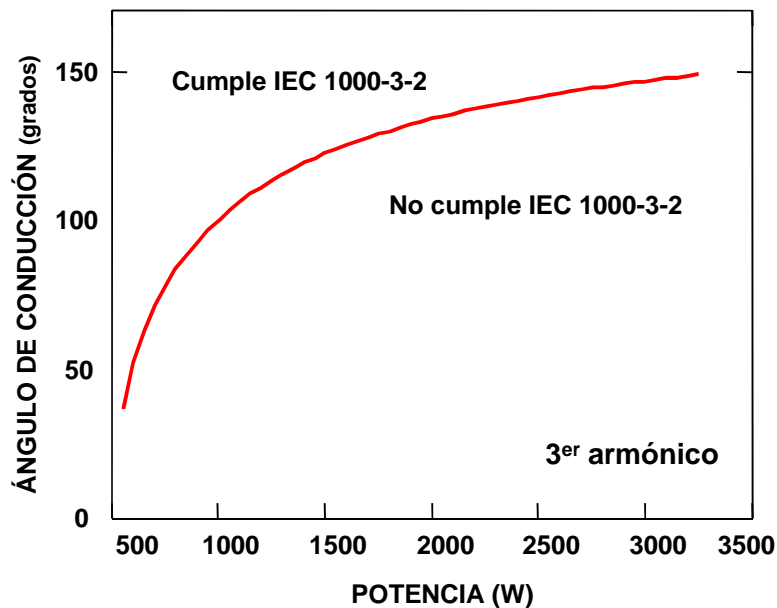


Fig. 2.11: Mínimo ángulo de conducción necesario para que el 3^{er} armónico cumpla la norma IEC 1000-3-2 (en función de la potencia de entrada del convertidor)

Para el séptimo armónico:

$$\frac{2}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \int_{\frac{\pi-\phi_C}{2}}^{\frac{\pi+\phi_C}{2}} i_g(\omega t, P, \phi_C) \cdot \sin(7 \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) = 0,77 \quad (2.20)$$

y para el noveno armónico:

$$\frac{2}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \int_{\frac{\pi-\phi_C}{2}}^{\frac{\pi+\phi_C}{2}} i_g(\omega t, P, \phi_C) \cdot \sin(9 \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) = 0,4 \quad (2.21)$$

Los límites que impone la norma para el quinto, séptimo y noveno armónicos son 1,14, 0,77 y 0,4 A respectivamente.

En la figura 2.12 se pueden observar las curvas correspondientes a estos cuatro armónicos simultáneamente. Como se puede apreciar, en el margen de 600 a 3520 W los armónicos más restrictivos son el 3° y el 5°. Todos los armónicos restantes tienen ángulos límite menores en este rango de potencias. Por claridad en la representación del gráfico, sólo se muestran los armónicos 3°, 5°, 7° y 9°.

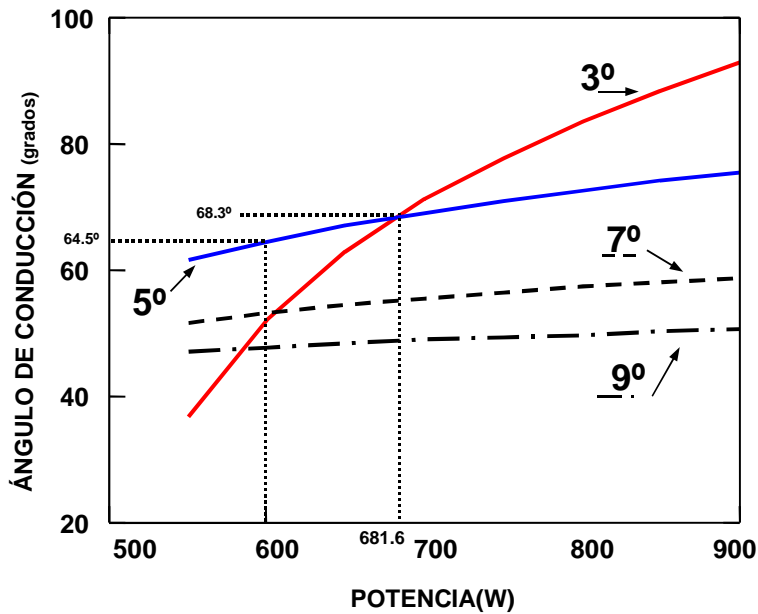


Fig. 2.12: Ángulos de conducción límite para los armónicos 3°, 5°, 7° y 9° en el entorno de los 600 W. Los que marcan el límite de la Clase A son únicamente el 5° (entre 600 y 681W) y el 3° (de 681 W en adelante)

Con potencias entre 600 y 681,65 W, el armónico más restrictivo es el 5°. Para una potencia de 600 W, el ángulo límite es de 64,5° y para 680 W, el ángulo límite es de 68,31°. A partir de 680 W y hasta el límite superior (3520 W), es el 3^{er} armónico el más restrictivo. Para la máxima potencia, el ángulo de conducción necesario para cumplir la norma es de 150,51°. Con esto quedan perfectamente delimitados los ángulos de conducción necesarios para cumplir la norma en Clase A en todo el margen de potencias especificado por la norma, es decir, entre 75 y 3520 W. La figura 2.13 muestra el resultado final obtenido y en ella se puede observar la región en la que se cumple la norma para cualquier potencia con una tensión de entrada de 220 V.

2.2.2 LÍMITES DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN PARA LA CLASE B

La Clase B delimita perfectamente el tipo de equipos que pueden ser clasificados como pertenecientes a esta Clase: las herramientas portátiles. La norma define como herramienta portátil a toda herramienta eléctrica que se usa manteniéndola en la mano durante su utilización habitual y que se usa durante un periodo de tiempo muy corto (sólo unos minutos).

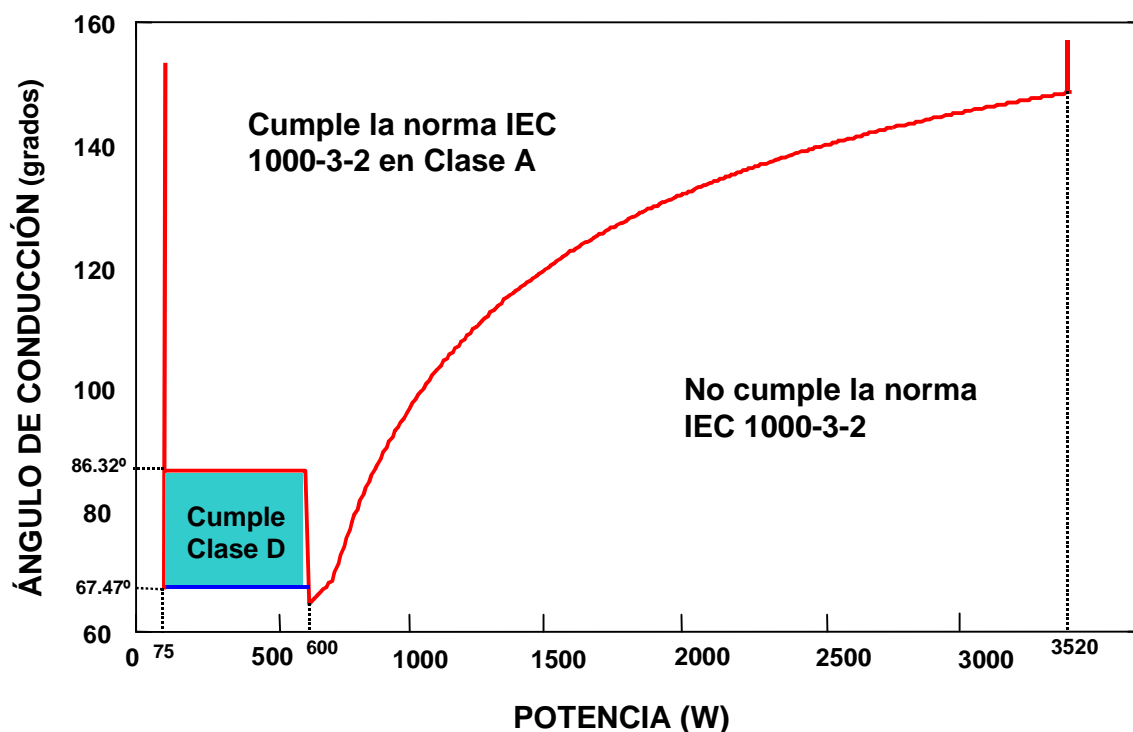


Fig. 2.13: Regiones en las que se cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase A y en Clase D definidas en función de la potencia de entrada del convertidor y del ángulo de conducción de la corriente de entrada

La norma especifica alguna excepción al respecto en el caso de que la herramienta portátil utilice un método de control simétrico. Este tipo de control es propenso a la generación de armónicos de órdenes bajos ($n < 40$), por lo que la norma limita en gran medida su uso. En el caso del equipamiento doméstico, si el equipo utiliza un método de control simétrico y es usado durante un corto periodo de tiempo, la norma dice que la herramienta debe cumplir los límites de la Clase A en vez de los de la Clase B (por ejemplo, los secadores de pelo).

En esta Clase, los límites también son absolutos; de hecho, los límites de la Clase B son los de la Clase A multiplicados por un factor de 1,5. Al tratarse de herramientas portátiles que se usan durante cortos periodos de tiempo, la norma es mucho menos restrictiva. Además, los límites se aplican de igual forma en todo el margen de potencias, es decir, entre 75 y 3520W y no hay que hacer ningún tipo de distinción según la forma de onda quede dentro o fuera de la plantilla.

Por tanto, para calcular los ángulos de conducción límite con los cuales la forma de onda cumple los requerimientos de la Clase B, el método a utilizar es el mismo que en la Clase A para potencias mayores de 600W. Por tanto, obtendremos la variación de ϕ_C en función de la potencia (P) para cada uno de los armónicos de la siguiente forma:

$$\frac{2}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \int_{\frac{\pi - \phi_C}{2}}^{\frac{\pi + \phi_C}{2}} i_g(\omega t, P, \phi_C) \cdot \sin(n \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) = \text{LímiteClaseB}_n \quad (2.22)$$

Siendo n el orden del armónico para el que estamos calculando la variación del ángulo de conducción, LímiteClaseB_n los límites que impone la norma para cada uno de los armónicos en la Clase B (tabla 2.2) e $i_g(\omega t, P, \phi_C)$ la ecuación (2.17) que nos da la expresión de la corriente de entrada instantánea en función de la potencia (P) y del ángulo de conducción de la forma de onda (ϕ_C).

Resolviendo cada una de las ecuaciones obtenemos la variación de ϕ_C para cada armónico. Al tener límites absolutos, el armónico más restrictivo cambia según el valor de potencia al que nos refiramos. En la figura 2.14 se pueden observar los límites de los armónicos impares de órdenes 3 al 15. En el margen completo de potencias, es decir, entre 75 y 3520 W, sólo llegan a tener influencia los armónicos de orden 3, 5, 9, 13 y 15. Tanto el séptimo como el decimoprimer

armónico imponen límites menores que los de otros armónicos para cualquier valor de potencia, por lo que no llegan a aparecer en ningún momento en la curva límite total.

Orden del armónico (n)	Límite de la Clase B (A)
3	3,45
5	1,71
7	1,155
9	0,6
11	0,495
13	0,315
15	0,225

Tabla 2.2: Límites de los armónicos de orden más bajo para la Clase B

Entre 3520 y 1022,47 W, el armónico más restrictivo es el tercero. Entre 1022,47 y 535,75 W, el más restrictivo pasa a ser el quinto. Entre 535,75 y 214,068W, el más restrictivo pasa a ser el noveno. Entre 214,068 y 157,2 W, el decimotercero y entre 157,2 y 75 W, el más restrictivo es el decimoquinto armónico. Como se puede observar, la Clase B es mucho más

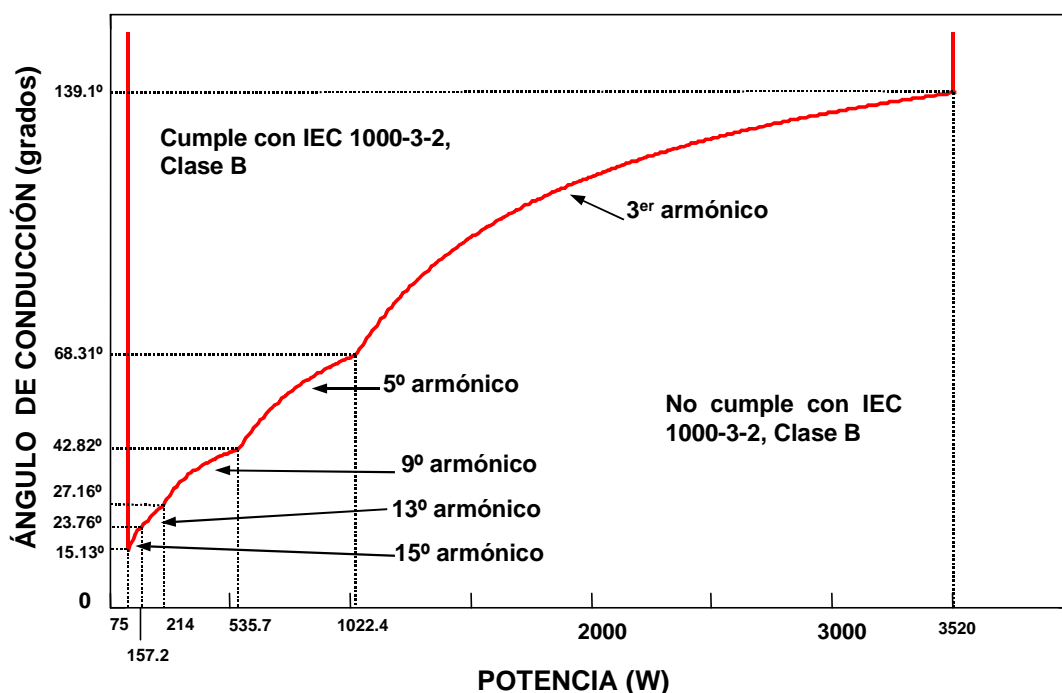


Fig. 2.14: Región en la que se cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase B, en función de la potencia de entrada del convertidor y del ángulo de conducción de la corriente de entrada

permisiva que las Clases A y D. Con un ángulo de conducción de $68,31^\circ$, se cumple la norma hasta potencias del orden de 1 kW y con un ángulo de $139,17^\circ$, se cumple la norma en el margen completo de potencia. En el rango de baja potencia, las diferencias son claras: un convertidor de 200 W necesita un ángulo de conducción de 68° para cumplir la norma en Clase D mientras que para cumplirla en Clase B, basta con un ángulo de 27° .

2.2.3 LÍMITES DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN PARA LA CLASE C

Al igual que ocurre con la Clase B, la Clase C especifica claramente el tipo de equipos que pueden ser catalogados como pertenecientes a esta Clase. En concreto, todos los equipos de iluminación, incluidos aquellos con capacidad de regulación de flujo luminoso (*dimming*, en su denominación inglesa) pertenecen a la Clase C. De igual forma, los equipos de iluminación no se clasifican como Clase D independientemente de la forma de onda de la corriente de entrada que tengan.

Por otra parte, los límites de la Clase C se expresan de forma relativa como porcentaje del armónico fundamental por lo que al igual que en la Clase D, el límite del ángulo de conducción es independiente de la potencia, es decir, existe un límite absoluto del ángulo de conducción por debajo del cual la forma de onda no cumple los requerimientos de la norma.

Nótese que es en la Clase C en el único apartado donde la norma IEC 1000-3-2 hace mención al factor de potencia. En concreto, el límite relativo del tercer armónico debe ser menor del 30% del factor de potencia, es decir:

$$\frac{i_{g3}}{i_{g1}} < 0,3 \cdot FP \quad (2.23)$$

siendo i_{g3} el valor eficaz del tercer armónico, i_{g1} el valor eficaz del armónico fundamental y FP el factor de potencia (1.2).

Al ser valores independientes de la potencia, podemos utilizar la expresión (2.16) para obtener la variación del valor relativo de cada armónico en función del ángulo de conducción de la

corriente de entrada. Una vez obtenida dicha curva, podemos utilizar un programa matemático para calcular el valor límite del ángulo de conducción para cada armónico.

En la figura 2.15 se observa la variación del valor relativo de diferentes armónicos (3° , 5° , 7° , 9° , 11° y 13°) en función del ángulo de conducción, así como el límite impuesto por la norma para cada caso. En la tabla 2.3 se muestran los valores límite del ángulo de conducción para los armónicos más restrictivos. El resto de armónicos tiene límites mucho más bajos, por lo que no se incluyen en la relación.

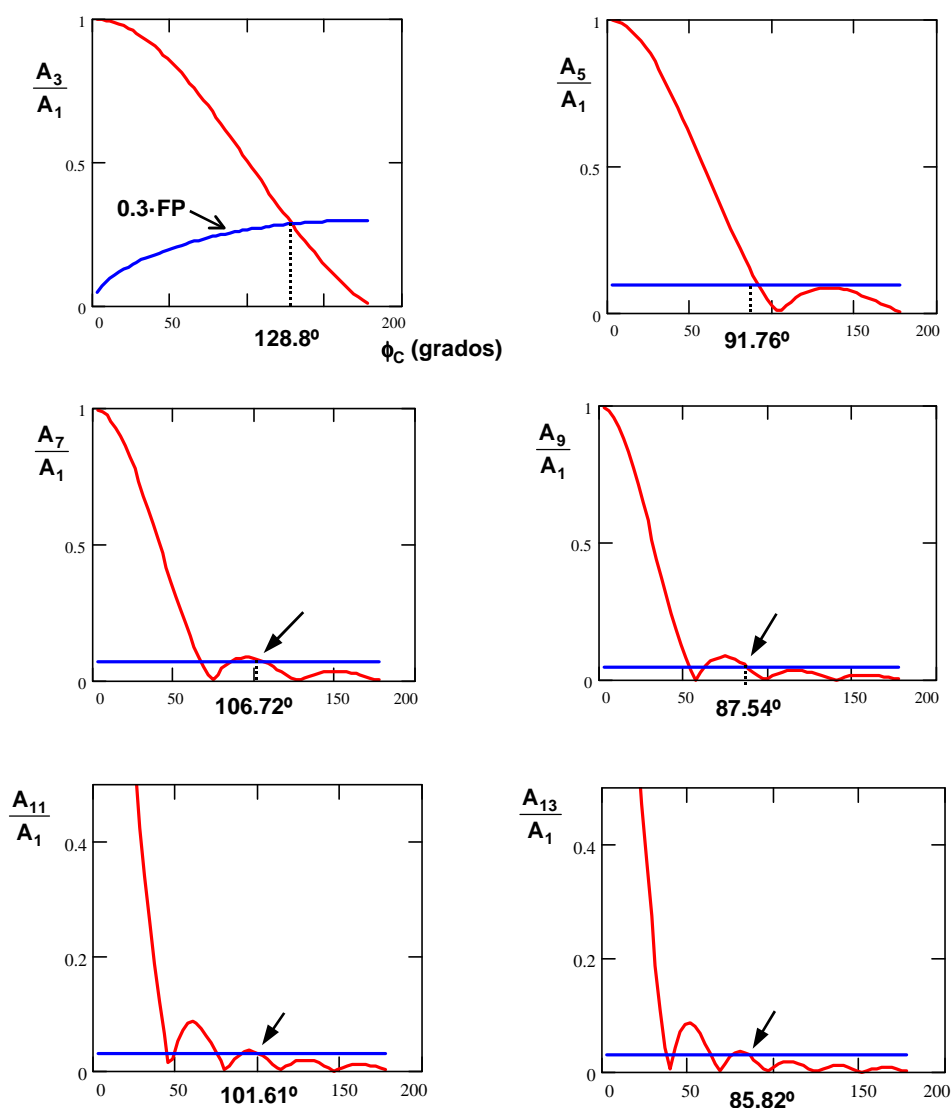


Fig. 2.15: Ángulos límite de los armónicos 3° al 13° para cumplir la norma IEC 1000-3-2 en Clase C. En el eje de ordenadas se muestra el valor relativo de cada armónico respecto al armónico fundamental.

Como se puede observar, el valor más restrictivo es el impuesto por el tercer armónico ya que para que éste cumpla la norma, es necesario un ángulo de conducción de $128,85^\circ$. Por tanto, como hemos podido comprobar al estudiar el resto de clases, la Clase C es sin duda la más exigente en sus requerimientos ya que es preciso utilizar ángulos de conducción mucho mayores que en el resto.

Armónico	ϕ_c límite	Armónico	ϕ_c límite
3°	128,85°	15°	74,29°
5°	91,76°	17°	65,49°
7°	106,72°	19°	58,57°
9°	87,54	21°	52,97°
11°	101,61	23°	48,34°
13°	85,82°	25°	44,46°

Tabla 2.3: Límites del ángulo de conducción para los armónicos más restrictivos de la Clase C

2.2.4 VALORES LÍMITE DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN PARA OTRAS TENSIONES EUROPEAS

Como hemos visto, la norma IEC 1000-3-2 especifica los límites del contenido armónico de baja frecuencia de la corriente de entrada para el rango de tensiones europeo. Hoy por hoy, este rango no está completamente unificado en Europa y coexisten distintos valores nominales de la tensión de entrada en diferentes países, por ejemplo, 220 V en España, 230 V en Alemania y 240 V en el Reino Unido. La norma abarca a todo el equipamiento con tensiones nominales de los tres rangos: 220/380 V, 230/400 V y 240/415 V operando a frecuencias de 50Hz o 60Hz.

Como hemos comprobado, únicamente los límites de la Clase C son independientes del valor de la tensión nominal ya que se miden en forma relativa como porcentajes del armónico fundamental. Por tanto, los límites calculados anteriormente son válidos para cualquiera de las tensiones nominales europeas. Sin embargo, al resto de Clases si les afecta el valor de la tensión nominal, por lo que los límites se verán ligeramente modificados. Los cambios no van a ser excesivamente importantes ya que el aumento relativo de la tensión nominal es pequeño ($230/220 = 1,045$ y $240/220 = 1,09$).

A continuación se obtendrán los nuevos límites para las distintas tensiones, aunque sin profundizar demasiado en los cálculos puesto que el procedimiento es el mismo que para el caso de 220 V.

2.2.4.1 LÍMITES DE LAS CLASES A Y D PARA OTRAS TENSIONES EUROPEAS

Los procedimientos de cálculo que vamos a seguir son los mismos que en el caso de 220 V de tensión de entrada nominal. Además, nótese que los límites que impone la norma son los mismos para las tres tensiones nominales (220, 230 y 240V).

Entre 75 W y 600 W, los equipos se pueden clasificar como Clase A o como Clase D dependiendo únicamente del ángulo de conducción (si la forma de onda de la corriente de entrada queda enmarcada en un 95% dentro de la plantilla de la figura 1.2, se clasifica como Clase D). Por tanto, el ángulo de conducción límite que distingue a un equipo como Clase A o Clase D es el mismo que para 220 V ya que el cálculo es independiente de la tensión de entrada. De esta forma, si la corriente de entrada tiene un ángulo de conducción mayor de $86,32^\circ$, el equipo pertenece a la Clase A y en caso contrario, a la Clase D sin importar la tensión nominal de entrada que tenga dicho equipo.

Por otra parte, la Clase D tendrá un límite inferior al igual que en el caso de 220 V. Para esta clase, los límites son relativos y por tanto, el límite inferior del ángulo de conducción será absoluto, es decir, será independiente de la potencia, aunque si va a depender del valor de la tensión nominal de entrada. En el caso de las Clases A y B, los límites son absolutos por lo que habrá ligeras variaciones en función de la tensión nominal de entrada.

2.2.4.1.1 Límites de las Clases A y D para una tensión nominal de entrada de 230 V

Realizando un análisis similar al que se efectuó para 220 V, obtendremos el ángulo de conducción mínimo que permite el cumplimiento de la norma IEC 1000-3-2 para cada uno de los armónicos en Clase D. Una vez hecho esto, basta con tomar el ángulo más restrictivo de todos para tener el límite inferior del ángulo de conducción para la Clase D.

En la figura 2.16 se puede observar la variación del valor relativo de los armónicos de orden 3, 5 y 11 en función del ángulo de conducción. En esta figura se puede comprobar que el armónico más restrictivo no es el tercero como en el caso de 220 V sino el undécimo, y el ángulo mínimo necesario para cumplir la norma en este caso resulta ser de 64,47°. Nótese que este ángulo es menor que el necesario para cumplir la norma con una tensión nominal de 220 V (67,47°).

En la tabla 2.4 se muestran los ángulos de conducción mínimos de los armónicos más restrictivos.

Armónico	ϕ_c límite
3°	62,31°
5°	63,06°
7°	56,24°
9°	49,52°
11°	64,47°
13°	57,85°

Tabla 2.4: Ángulos de conducción mínimos de los armónicos más restrictivos para la Clase D, con una tensión de entrada nominal de 230 V.

Como se puede observar, los armónicos más restrictivos son (en orden descendente) el undécimo, el quinto y el tercero, mientras que en el caso de 220 V, los más restrictivos eran el tercero, el quinto y el undécimo. Por tanto, entre 75 y 600 W, si el ángulo de conducción está comprendido entre 64,47° y 86,32°, el equipo se clasifica como Clase D y además cumple la norma. Si en ese rango de potencias, el ángulo es mayor de 86,32°, el equipo se clasifica como Clase A y por supuesto, también cumple la norma.

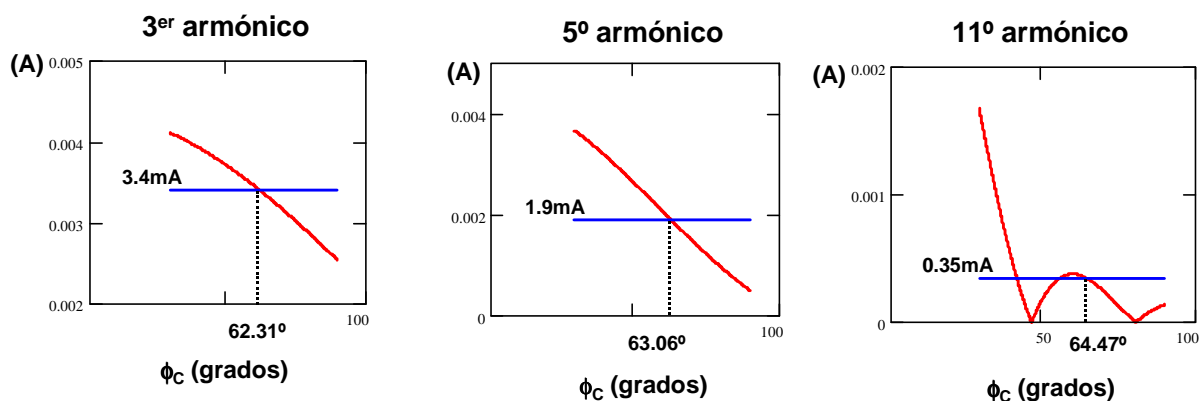


Fig. 2.16: Ángulos límite de los armónicos 3°, 5° y 11° para cumplir la norma IEC 1000-3-2 en Clase D con una tensión de entrada de 230 V.

Cuando la potencia es mayor de 600 W, sólo es posible clasificar al equipo como Clase A, por lo que el estudio es similar al ya realizado para una tensión nominal de entrada de 220 V. En la figura 2.17 se puede observar la región en la que se cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase A, en el rango completo de potencias y para una tensión nominal de entrada de 230 V. Las diferencias respecto al caso de 220 V son poco notables ya que en ambos casos los únicos armónicos que llegan a tener influencia son el quinto y el tercero. Se puede apreciar que la norma es ligeramente menos restrictiva cuando la tensión de entrada es de 230 V, aunque las diferencias son mínimas.

2.2.4.1.2 Límites de la Clase B para una tensión nominal de entrada de 230 V

En este caso, el procedimiento de cálculo es exactamente el mismo que para la Clase A salvo que los límites que se imponen son evidentemente los correspondientes a la Clase B.

Al igual que en las otras clases, las diferencias respecto al caso de 220 V son mínimas. Los armónicos que influyen a la hora de delimitar la región en la que se cumple la norma son los mismos, es decir, el tercero, el quinto, el noveno, el decimotercero y el decimoquinto, como se puede apreciar en la figura 2.18. Lo único que cambia son los puntos de corte entre las curvas de los diferentes armónicos, pero las diferencias son muy pequeñas.

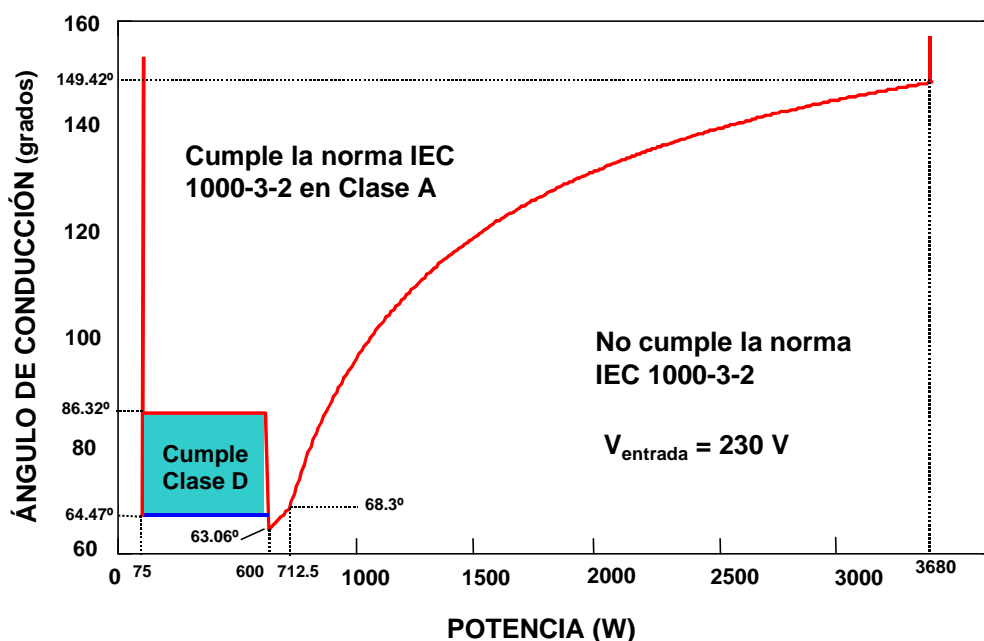


Fig. 2.17: Región en la que se cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase A con una tensión de entrada de 230 V.

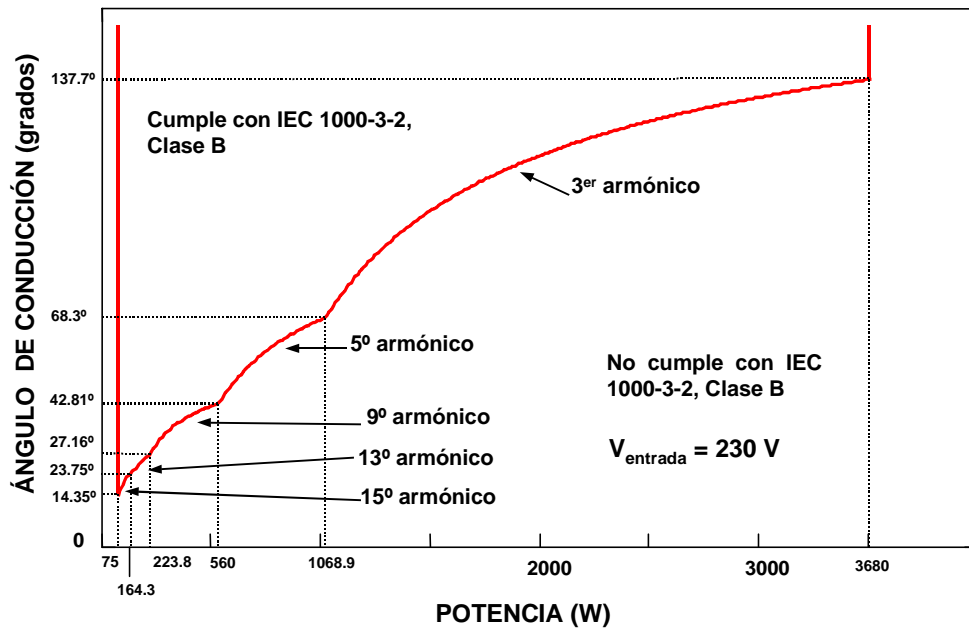


Fig. 2.18: Región en la que se cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase B, en función de la potencia de entrada del convertidor y del ángulo de conducción de la corriente de entrada, para una tensión de entrada de 230 V.

En esta figura se puede observar la región completa en la que se cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase B, para una tensión nominal de entrada de 230 V.

2.2.4.1.3 Límites de las Clases A y D para una tensión nominal de entrada de 240 V

El procedimiento se repite para la tensión nominal vigente en el Reino Unido (240V). Las diferencias también van a ser muy pequeñas ya que el cambio en la tensión de entrada es muy pequeño.

Como ya se explicó anteriormente, entre 75 y 600W los equipos pueden ser clasificados como Clase A o como Clase D dependiendo únicamente del ángulo de conducción. Ya hemos comprobado que el límite que marca la diferencia entre ambas Clases no depende del valor de la tensión de entrada por lo que en este caso también es el mismo (86,32°). Repitiendo el proceso para la Clase D, los armónicos más restrictivos resultan ser de nuevo (en orden descendente) el undécimo, el quinto y el tercero. El más restrictivo de todos es, al igual que en el caso de 230 V, el undécimo y en este caso, el límite que impone es de 63,04°. En la figura 2.19 se puede observar cómo varía el valor relativo de los armónicos más restrictivos respecto al ángulo de

conducción y en la tabla 2.5 se muestran los límites de los armónicos de menor orden (los más restrictivos).

Armónico	ϕ_c límite
3°	56,85°
5°	61,64°
7°	55,63°
9°	49,23°
11°	63,04°
13°	56,71

Tabla 2.5: Valores límite del ángulo de conducción de los armónicos de menor orden para una tensión de entrada de 240 V.

Para potencias mayores de 600W, el proceso es el mismo. Al igual que en los casos anteriores, los armónicos que influyen en la delimitación de la región en la que se cumple la norma en Clase A son el quinto y el tercero. Las variaciones respecto a los casos anteriores son mínimas y sólo se producen ligeras modificaciones en los valores que marcan el cambio de la zona de influencia del quinto al tercer armónico. En la figura 2.20 se muestra la región en la que se cumple la norma en Clase A con una tensión de entrada de 240 V y sus valores más significativos. Se puede observar que este caso (240 V) es el menos restrictivo en lo que al cumplimiento de la norma se refiere. Con un ángulo similar al necesario para cumplir la norma en Clase A para potencias inferiores a 600W (86,32°), con una tensión de entrada de 240 V es posible cumplir la norma en Clase A hasta potencias del orden de 900 W, mientras que con una tensión de entrada de 220 V, sólo es posible llegar hasta 830 W. Esto es debido a que a pesar de que la tensión aumenta, los límites absolutos de corriente de la Clase A son los mismos.

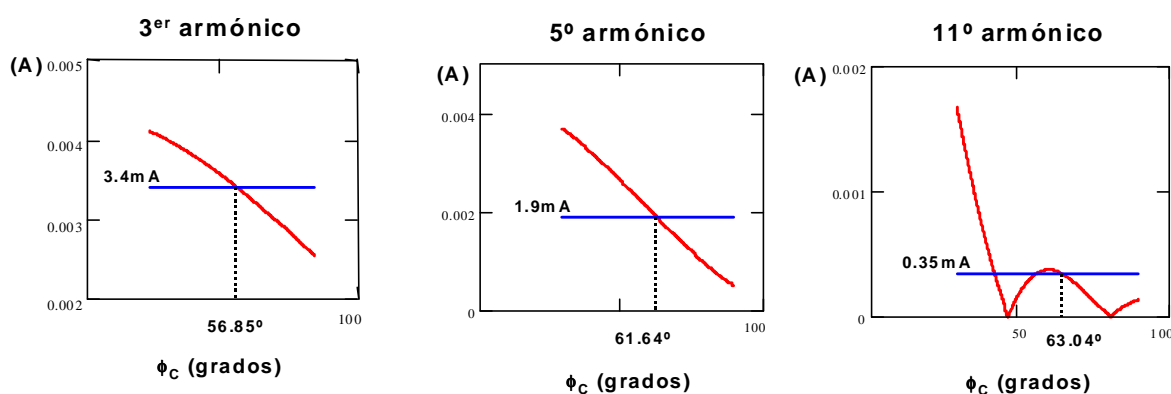


Fig. 2.19: Ángulos límite de los armónicos 3°, 5° y 11° para cumplir la norma IEC 1000-3-2 en Clase D con una tensión de entrada de 240 V.

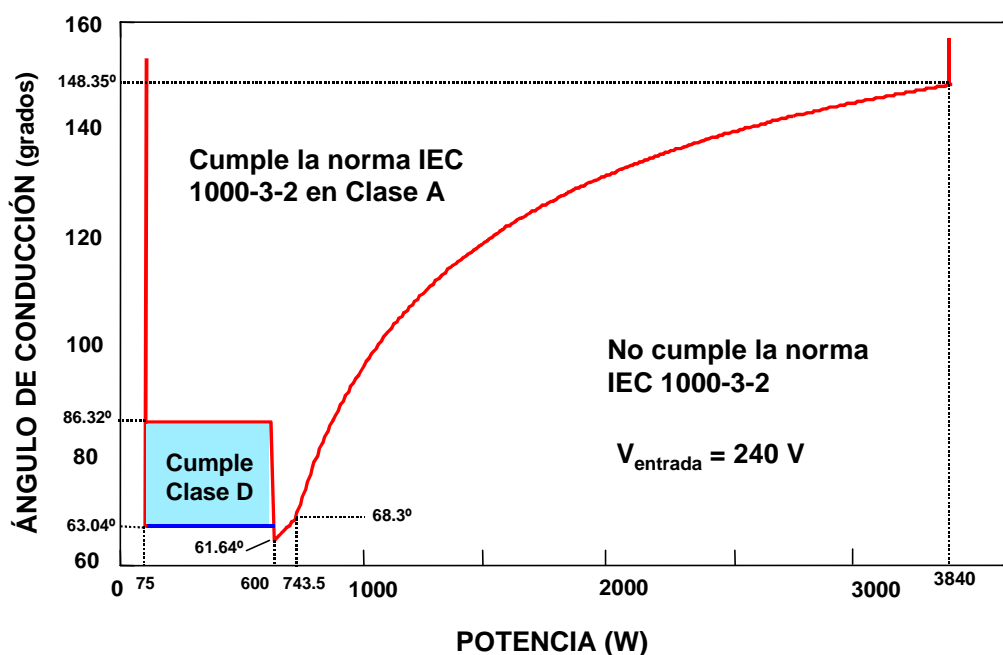


Fig. 2.20: Región en la que se cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase A con una tensión de entrada de 240 V.

Por tanto, para la misma potencia el valor de la corriente es menor y en consecuencia, su contenido armónico también.

Como hemos podido comprobar, en lo que se refiere a las distintas tensiones nominales vigentes en Europa, el peor caso es el de tensión más baja, es decir, el caso de 220 V ya que el ángulo de conducción necesario para cumplir la norma en Clase D es de 67,47°.

Sería interesante saber si diseñando con este ángulo de conducción para una tensión nominal de entrada de 220 V y a plena carga, las variaciones del ángulo de conducción con la tensión de entrada son suficientemente pequeñas como para que el convertidor pueda cumplir también la norma con tensiones nominales de 230 V y 240 V sin cambiar el diseño. No tendría sentido diseñar una fuente de alimentación distinta para cada uno de los rangos europeos, y más aún hoy en día, en que la tendencia es a imponer como estándar la tensión de entrada universal (85-265V).

Utilizando (2.10) podemos calcular la Resistencia Sin Pérdidas necesaria para tener un ángulo de conducción de 67,47° a potencia máxima y con una tensión de entrada nominal de 220 V.

Sustituyendo este valor en (2.9) y teniendo en cuenta que sólo nos interesa el resultado del ángulo de conducción a potencia máxima, obtenemos la siguiente expresión:

$$\phi_C - \sin(\phi_C) = \left(\frac{V_{\text{gnom}}}{V_g} \right)^2 \cdot (\phi_{\text{Clim}} - \sin(\phi_{\text{Clim}})) \quad (2.24)$$

donde ϕ_{Clim} es el ángulo mínimo para cumplir la norma en Clase D con una tensión nominal V_{gnom} de 220 V, es decir, $67,47^\circ$ (1,177 rad), y V_g la tensión de entrada para la que queremos calcular el ángulo de conducción a potencia máxima.

Resolviendo la ecuación para $V_g = 230$ V y $V_g = 240$ V obtenemos los ángulos que se muestran en la tabla 2.6.

Tensión de entrada	ϕ_C a potencia max.	ϕ_C límite
220	$67,47^\circ$	$67,47^\circ$
230	$65,37^\circ$	$64,47^\circ$
240	$63,46^\circ$	$63,04^\circ$

Tabla 2.6: Ángulos de conducción para distintas tensiones de entrada obtenidos con el mismo diseño

Como se puede comprobar, los ángulos obtenidos para el resto de tensiones son mayores que los límites mínimos permitidos. Por tanto, una fuente de alimentación diseñada para cumplir la norma IEC 1000-3-2 en clase D con una tensión nominal de 220 V, también la cumple con tensiones nominales de 230 V y 240 V sin necesidad de cambiar ningún componente del circuito.

Por otra parte, la norma contempla también el caso de que el equipo especifique un rango de tensiones de entrada en vez de una tensión nominal concreta. En ese caso, la norma debe cumplirse a una tensión de 230 V. De esta forma, el equipo podría homologarse para todas las tensiones del rango europeo cumpliendo la norma únicamente en un punto (tensión de entrada 230 V y potencia máxima).

2.2.4.1.4 Límites de la Clase B para una tensión nominal de entrada de 240 V

Una vez más, las diferencias existentes entre este caso y el del resto de tensiones nominales son mínimas. De todas formas, si la tensión nominal es de 240 V hay un armónico más que tiene una

pequeña influencia. En el resto de casos, es el armónico 15 el que tiene influencia con potencias cercanas al límite inferior de la norma (75 W), pero con 240 V de entrada, es el armónico 17 el que impone el límite del ángulo de conducción entre 75 y 81,41 W. A partir de esa potencia, todo es prácticamente idéntico, salvo en los valores numéricos, que de todas formas son muy similares. Los armónicos 7º y 11º siguen sin influir en absoluto sobre el valor límite del ángulo de conducción en todo el rango de potencias. En la figura 2.21 se muestra la región en la que se cumple la norma en Clase B con una tensión de entrada de 240 V.

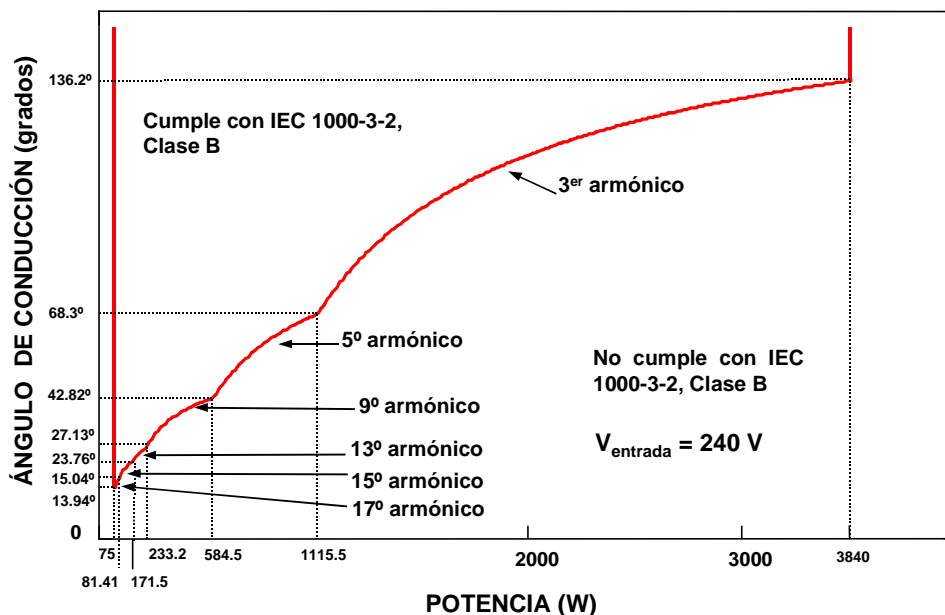


Fig. 2.21: Región en la que se cumple la norma IEC 1000-3-2 en Clase B, en función de la potencia de entrada del convertidor y del ángulo de conducción de la corriente de entrada, para una tensión de entrada de 240 V.

2.2.4.2 LÍMITES DEL ÁNGULO DE CONDUCCIÓN PARA OTROS RANGOS DE TENSIONES

Actualmente, la norma IEC 1000-3-2 comprende únicamente las tensiones nominales presentes en Europa, es decir, 220 V, 230 V y 240 V. No se contemplan por tanto las tensiones nominales de países como Japón (100 V) y Estados Unidos (110 V). El problema es que esta norma se aplica prácticamente a todos los bienes de consumo que se conectan a la red eléctrica, como por ejemplo, todo tipo de aparatos electrónicos de uso doméstico (vídeos, cadenas musicales, ordenadores personales, etc.) y muchos de los principales fabricantes son japoneses o americanos. En estos momentos, ninguno de los dos países tiene en vigor una normativa equivalente ya que la IEEE 519 americana se aplica al punto de conexión del usuario a la red de distribución, es decir, al punto de acometida de la red en el domicilio de cada persona en vez de a

cada aparato eléctrico individualmente. Sin embargo, los productos de los fabricantes de estos aparatos electrónicos se venden tanto en Europa como en sus propios países por lo que evidentemente se ven obligados a tenerla en cuenta. De hecho, en Japón la norma IEC 1000-3-2 no es de obligado cumplimiento pero es una práctica recomendada.

En la norma IEC 1000-3-2 se contempla la posibilidad de ampliar en un futuro las tensiones nominales en las que es aplicable, pero actualmente no hay especificaciones oficiales al respecto. Sin embargo, se ha propuesto utilizar los límites existentes pero multiplicados por un factor proporcional a la disminución de la tensión. Teniendo en cuenta que la norma es más restrictiva cuanto más pequeña es la tensión nominal, los valores de tensión a tener en cuenta deberían ser los más bajos de cada rango. Por tanto, el factor por el que se propone multiplicar los límites de armónicos establecidos es el del cociente entre la tensión nominal europea más baja, es decir, 220 V y la tensión más baja del resto de rangos propuestos, es decir, la tensión nominal japonesa (100 V). El factor por el que debemos multiplicar los límites de la norma es pues, $220/100 = 2,2$.

En la tabla 2.7 se muestran los límites de la Clase A en su especificación actual para el rango europeo y los límites propuestos para las tensiones nominales japonesa y americana.

Armónico	Límites Clase A (220 V)	Límites Clase A (100 V)
3°	2,3 A	5,06 A
5°	1,14 A	2,508 A
7°	0,77 A	1,694 A
9°	0,4 A	0,88 A
11°	0,33 A	0,726 A
13°	0,21 A	0,462 A
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \cdot 15/n$ A	$0,33 \cdot 15/n$ A

Tabla 2.7: Límites propuestos para la Clase A con una tensión nominal de 100 V.

Al hacerlo de esta manera, los límites del ángulo de conducción para la tensión nominal de 100 V son exactamente los mismos que para 220 V ya que se compensan exactamente la disminución del valor de tensión con el aumento del límite de los armónicos. Por tanto, serían válidos para 100 V todos los cálculos ya realizados anteriormente para la tensión de 220 V. Además, para la

tensión de 110 V, los límites son prácticamente los correspondientes a 240 V puesto que $110 \cdot 2,2 = 242$ V.

2.3 EL CONVERTIDOR DIRECTO RETRASADO

2.3.1 ESTUDIO DEL CONVERTIDOR DIRECTO RETRASADO COMO CONVERTIDOR IDEAL

En los apartados anteriores hemos podido comprobar que si se coloca una fuente de tensión y una resistencia sin pérdidas en serie entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento del convertidor, las formas de onda de la corriente de entrada pueden cumplir la norma IEC 1000-3-2 si elegimos adecuadamente los valores de ambos parámetros. Sin embargo, hasta ahora no se ha propuesto la forma de obtener un circuito que tenga como circuito equivalente una fuente de tensión con una resistencia sin pérdidas en serie.

El circuito que se propone es el que se muestra en la figura 2.22. Como se puede observar, se trata de un convertidor Directo convencional con la única salvedad de que tiene una bobina adicional L_R [98,99]. En la figura 2.23 se muestran las principales formas de onda de este convertidor.

Para llevar a cabo el análisis del funcionamiento estático del convertidor, se deben tener en cuenta las siguientes condiciones:

- Todos los elementos, incluida la bobina L_R son ideales
- La bobina L_0 está operando en modo de conducción continuo (MCC)
- La bobina L_0 es mayor que la bobina L_R ($L_0 > L_R$)

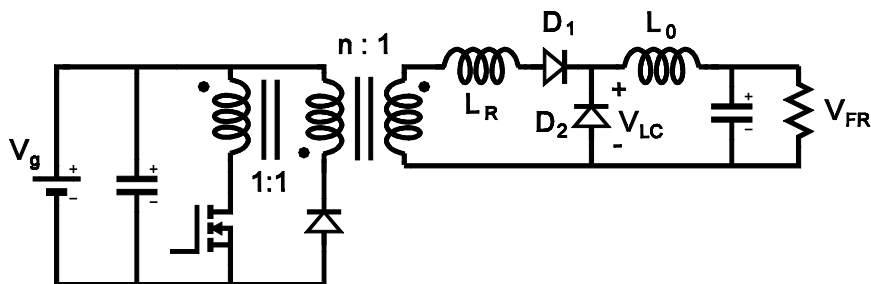


Fig. 2.22: Convertidor Directo Retrasado

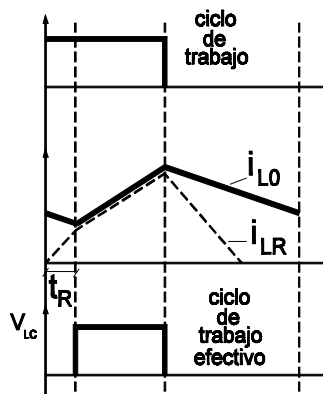


Fig. 2.23: Principales formas de onda del convertidor Directo Retrasado: ciclo de trabajo, corrientes por la bobina de filtro y bobina retrasadora y ciclo de trabajo efectivo.

El hecho de suponer una bobina L_0 grande y mucho mayor que la bobina L_R implica en el fondo que L_0 se va a comportar como una fuente de corriente prácticamente constante, o lo que es lo mismo, que en el estudio se va a despreciar el rizado de la corriente que circula por la bobina de filtro. Llamaremos convertidor “ideal” a aquel en el que hagamos esta simplificación.

Asumiendo estas condiciones, tenemos cuatro intervalos bien diferenciados a lo largo de un periodo de conmutación. A continuación se estudian detalladamente cada uno de estos intervalos:

Intervalo 1 (t_0 - t_R)

El interruptor principal está cerrado y tanto el diodo rectificador como el de libre circulación están conduciendo. El circuito equivalente durante este intervalo es el que se muestra en la figura 2.24. La corriente que circula a través de la bobina L_R está creciendo desde cero hasta que en t_R alcanza el valor de la corriente que está circulando a través de la bobina de filtro L_0 . Durante este intervalo, i_{L0} está decreciendo puesto que el diodo de libre circulación está conduciendo y sobre L_0 está aplicada la tensión de salida. A partir de la ley de Faraday podemos calcular la duración del intervalo t_R - t_0 :

$$t_R - t_0 = L_R \cdot \frac{n \cdot i_{L0}(t_R)}{V_g} \quad (2.25)$$

donde n es la relación de transformación del transformador $n = \frac{N_1}{N_2}$, siendo N_1 el número de vueltas del primario y N_2 el número de vueltas del secundario. Además, en este estudio consideraremos la relación de transformación entre el devanado del primario y el devanado desmagnetizador como 1:1.

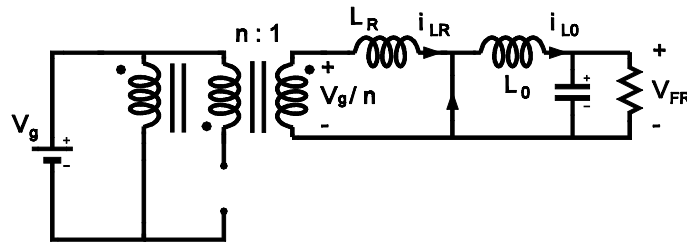


Fig. 2.24: Operación en MCC. Intervalo 1.

En un convertidor Directo convencional, durante este intervalo y mientras el interruptor principal está cerrado, la corriente que circula a través de la bobina de filtro L_0 está creciendo. En cambio, al añadir la bobina L_R esa corriente no empieza a crecer hasta el momento t_R . En otras palabras, la bobina L_R añade un retraso al comportamiento de la corriente i_{L0} respecto al funcionamiento en el convertidor Directo convencional. Debido a esto, a la bobina L_R se la denomina “bobina retrasadora” y al convertidor, “Directo Retrasado”.

Intervalo 2 (t_R - dT)

El comportamiento del convertidor durante este intervalo se asemeja más al comportamiento de un convertidor Directo convencional. El interruptor principal está cerrado y sólo el diodo rectificador está conduciendo. La corriente a través de ambas bobinas es por tanto la misma. Durante este periodo se le aplica tensión positiva a la bobina L_0 , por lo que la corriente a través de ella está creciendo. Este intervalo termina en el momento en el que se abre el interruptor principal (dT). El circuito equivalente durante este intervalo se muestra en la figura 2.25.

Intervalo 3 (dT - t_1)

Este intervalo comienza cuando se abre el interruptor principal. En ese momento, el diodo de desmagnetización D_3 empieza a conducir por lo que la tensión que se aplica sobre el secundario

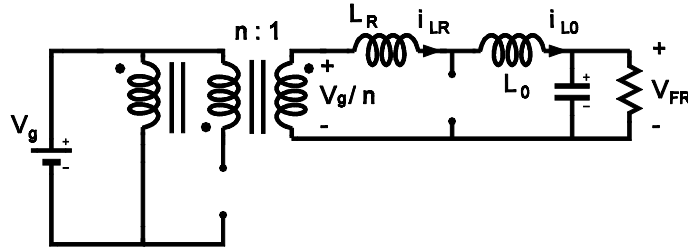


Fig. 2.25: Operación en MCC. Intervalo 2.

es $-V_g/n$. Tanto el diodo rectificador D_1 como el diodo de libre circulación D_2 están conduciendo. Nótese que en particular D_2 está conduciendo, ya que al comienzo del intervalo la tensión de circuito abierto en bornes del diodo es la siguiente:

$$v_{D2} = \frac{V_g}{n} \cdot \frac{L_0}{L_0 + L_R} - V_0 \cdot \frac{L_R}{L_0 + L_R} \quad (2.26)$$

Al tratarse de un convertidor Directo, $\frac{V_g}{n} > V_0$ y además, $L_0 > L_R$ puesto que ésta es una de las condiciones impuestas inicialmente. Por tanto, la tensión v_{D2} es positiva con lo que el diodo D_2 entraría en conducción. El circuito equivalente de este intervalo se muestra en la figura 2.26.

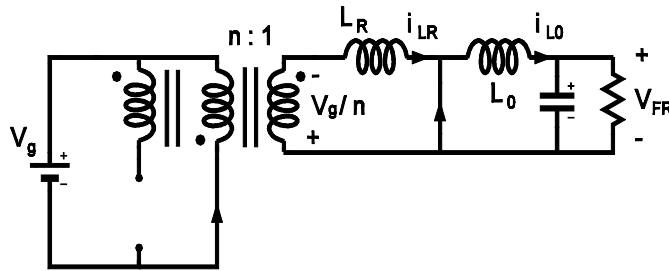


Fig. 2.26: Operación en MCC. Intervalo 3.

La duración del intervalo 3 también se puede calcular utilizando la ley de Faraday:

$$t_1 - dT = L_R \cdot \frac{n \cdot i_{L0}(dT)}{V_g} \quad (2.27)$$

Como se puede comprobar, el diodo rectificador sale de conducción más tarde que en un convertidor Directo convencional ya que en el caso del convertidor Directo Retrasado, este diodo

debe esperar a que la bobina L_R acabe de desmagnetizarse. Dado que $L_R < L_0$ y $V_g/n > V_{FR}$, es fácil deducir que será la bobina retrasadora la que se desmagnetice antes. La corriente i_{L0} decrece durante este intervalo, pero con un ritmo más lento.

Nótese que durante este intervalo, la corriente que circula a través de la bobina retrasadora se está reflejando en el devanado de desmagnetización e inyectándose en la fuente de tensión de entrada, es decir, la energía almacenada en esta bobina se está reenviando al primario.

Intervalo 4 (t_1-T)

Durante este intervalo, únicamente está en conducción el diodo de libre circulación D_2 , mientras que el interruptor principal permanece abierto. El circuito equivalente se muestra en la figura 2.27. Como se puede comprobar, durante este periodo la corriente i_{L0} sigue decreciendo aunque sin llegar a anularse, puesto que una de las condiciones impuestas inicialmente era que la bobina de filtro L_0 debía operar en MCC.

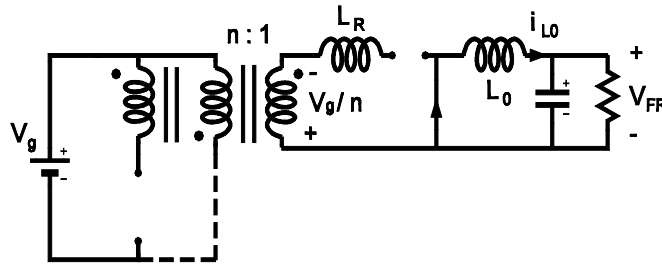


Fig. 2.27: Operación en MCC. Intervalo 4.

En la figura 2.28 se muestra más detalladamente la evolución de las corrientes tanto del primario como del secundario.

Observando la figura 2.23 podemos comprobar que debido al retraso que introduce la bobina L_R el ciclo de trabajo efectivo con el que trabaja el convertidor ya no es d sino d' , siendo d' :

$$d' = d - \frac{t_R}{T} = d - L_R \cdot \frac{n \cdot i_{L0}(t_R)}{V_g} \cdot f \quad (2.28)$$

donde f es la frecuencia de conmutación.

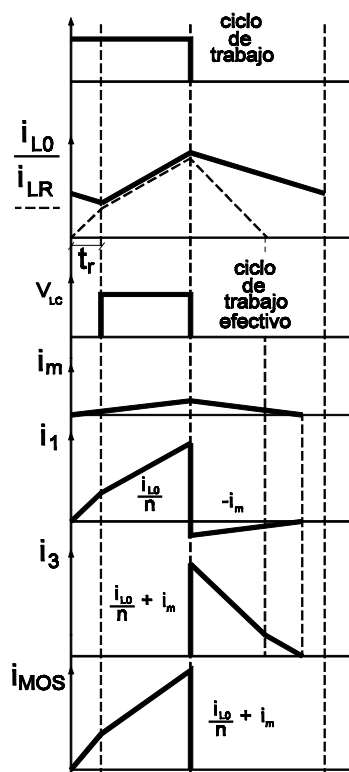


Fig. 2.28: Formas de onda de las principales corrientes en el convertidor Directo Retrasado

Vemos por tanto, que en el ciclo de trabajo efectivo no sólo influye el ciclo de trabajo del interruptor principal sino también varios parámetros más: el valor de la bobina retrasadora L_R , el valor instantáneo de la corriente de salida del convertidor y la frecuencia de conmutación. De esta forma, este convertidor podría ser controlado mediante la modulación del ciclo de trabajo o mediante la modulación de la frecuencia de conmutación.

Por ello, es posible pensar en utilizar el convertidor Directo Retrasado como salida adicional de un convertidor Directo convencional de forma que éste estuviese controlado mediante la modulación del ciclo de trabajo y la salida correspondiente al convertidor Directo Retrasado mediante la modulación de la frecuencia [63, 100, 101]. La estructura final sería como la que se muestra en la figura 2.29.

Sin embargo, en nuestro caso es más interesante utilizar otra de las propiedades del ciclo de trabajo efectivo de este convertidor, como se explica a continuación. La tensión de salida del convertidor Directo retrasado sería:

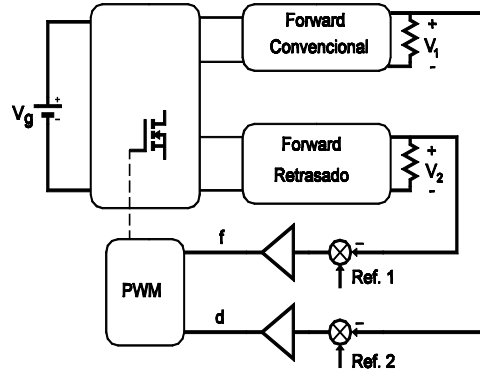


Fig. 2.29: Convertidor con dos salidas completamente reguladas: la salida directa convencional se regula mediante el ciclo de trabajo y la salida directa retrasada se regula mediante la modulación de la frecuencia de conmutación.

$$V_{FR} = \frac{V_g}{n} \cdot d' \quad (2.29)$$

Si sustituimos d' por (2.28) obtenemos:

$$V_{FR} = \frac{V_g}{n} \cdot d - L_R \cdot f \cdot i_{L0}(t_R) \quad (2.30)$$

Vemos que en la expresión de la tensión de salida de un convertidor Directo Retrasado hay dos términos: el primero $(\frac{V_g}{n} \cdot d)$ se corresponde con la expresión de la tensión de salida de un convertidor Directo convencional, mientras que en el segundo término $(L_R \cdot f \cdot i_{L0}(t_R))$ aparecen los valores de la bobina retrasadora, de la frecuencia de conmutación y el valor de la corriente a través de la bobina de filtro en el momento t_R .

Si suponemos que $L_0 \gg L_R$ y que por tanto el rizado de la corriente que pasa a través de la bobina de filtro es despreciable ($\Delta i_{L0} \cong 0$), podemos escribir la siguiente expresión:

$$V_{FR} = \frac{V_g}{n} \cdot d - L_R \cdot f \cdot i_0 \quad (2.31)$$

Por tanto, a partir de (2.31) podemos afirmar que el circuito equivalente del convertidor Directo Retrasado se compone de una fuente de tensión $V_S = \frac{V_g}{n} \cdot d$ y de una resistencia sin pérdidas en serie $R_{SP} = L_R \cdot f$, es decir:

$$V_{FR} = V_S - R_{SP} \cdot i_0 \quad (2.32)$$

El conjunto $L_R \cdot f$ se comporta como una resistencia ya que en la expresión de la tensión de salida aparece multiplicada por una corriente y por supuesto sin pérdidas, puesto que no existe físicamente como resistencia sino que es simplemente un parámetro fruto de una serie de operaciones matemáticas.

Como podemos observar, este circuito equivalente es precisamente el necesario para obtener las formas de onda estudiadas anteriormente. Por tanto, si queremos implementar un Reductor Activo de Armónicos en un convertidor, lo único que hay que hacer es añadir una salida con una topología del tipo Directo Retrasado en el convertidor y realimentar su tensión de salida hacia la entrada. En la figura 2.30a se muestra el modo de implementación general del Reductor Activo de Armónicos y en la figura 2.30b el circuito equivalente. Nótese que la corriente que circula por la bobina L_0 de la salida retrasada (i_{L0}) es también la corriente de entrada del convertidor i_g .

Como hemos visto en este capítulo, es posible calcular los valores de la R_{SP} y de V_S necesarios para conseguir una determinada forma de onda de corriente de entrada. Una vez obtenida la R_{SP} , automáticamente obtenemos el valor de la inductancia retrasadora L_R sin más que dividir el valor de la resistencia sin pérdidas por la frecuencia de conmutación.

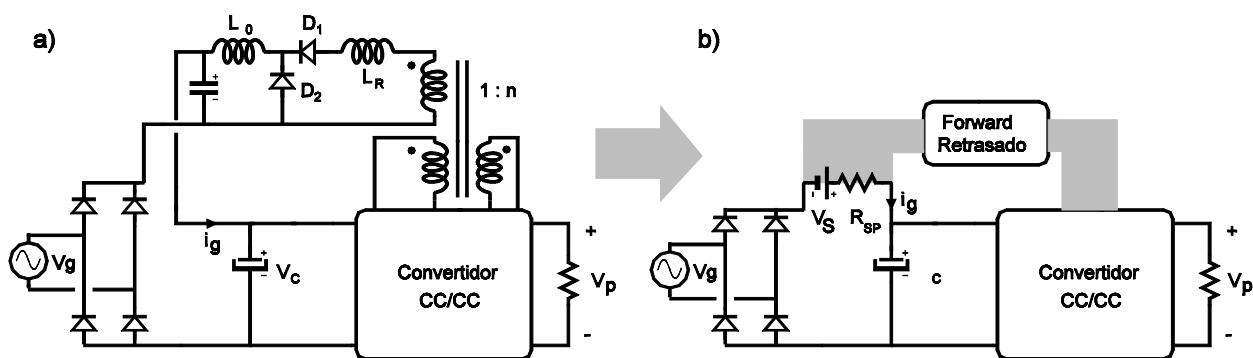


Fig. 2.30: a) Conexión del convertidor Directo Retrasado al transformador del convertidor principal. b) circuito equivalente.

Para obtener el valor de V_S adecuado, hemos de tener en cuenta la topología del convertidor al que estamos conectando el Reductor Activo de Armónicos, por lo que esto será estudiado más adelante.

2.3.2 ESTUDIO DEL CONVERTIDOR DIRECTO RETRASADO COMO CONVERTIDOR REAL

En el apartado anterior hemos obtenido el circuito equivalente de un convertidor Directo Retrasado. Para ello hemos utilizado una aproximación consistente en suponer que el rizado de la corriente que circula por la bobina es despreciable, o lo que es lo mismo, $L_0 \gg L_R$. En la práctica y de cara a minimizar el tamaño del convertidor, es interesante saber el valor mínimo de la inductancia L_0 necesario para que el Reductor Activo de Armónicos funcione adecuadamente. Además, necesitamos saber hasta qué punto es correcta la aproximación realizada.

En este apartado se van a obtener las expresiones derivadas del funcionamiento real del convertidor, sin hacer la mencionada aproximación de suponer despreciable el rizado de la corriente que circula a través de L_0 . Por ello, en adelante llamaremos convertidor “real” a aquel en el que no se hagan simplificaciones para su estudio, es decir, a aquel en el que no despreciemos el rizado de la corriente i_{L0} .

En la figura 2.31 se muestra un esquema de las corrientes que circulan a través de las bobinas L_R y L_0 . Como se puede observar, la corriente de L_0 tiene un rizado ($i_{L0p} - i_{L0v}$). Debido a esto, el valor de la corriente i_{LR} alcanzará antes el valor de la corriente i_{L0} que en el caso de aproximar el valor de esa corriente por el valor medio I_{L0} . Por tanto, en el convertidor real el tiempo t_r es menor que en el ideal, es decir, el retraso que se añade es menor.

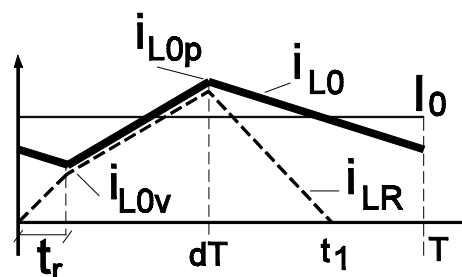


Fig. 2.31: Operación del convertidor Directo Retrasado en MCC. Formas de onda de las corrientes por las bobinas L_0 y L_R .

Podemos por tanto plantear las siguientes ecuaciones:

$$I_{L0} = \frac{i_{L0p} + i_{L0v}}{2} = \frac{P}{V_{FR}} \quad (2.33)$$

donde P es la potencia manejada por el convertidor y V_{FR} la tensión de salida.

$$i_{L0v} = \frac{1}{L_R} \cdot \frac{V_g}{n} \cdot t_R \quad (2.34)$$

$$i_{L0p} = i_{L0v} + \frac{1}{L_0 + L_R} \cdot \left(\frac{V_g}{n} - V_0 \right) \cdot (dT - t_R) \quad (2.35)$$

Por otra parte, ambas bobinas deben tener un balance equilibrado de “voltios-segundo” y por tanto se cumplirá:

$$\frac{L_0}{L_0 + L_R} \cdot \left(\frac{V_g}{n} - V_{FR} \right) \cdot (dT - t_R) = V_{FR} \cdot (T - dT + t_R) \quad (2.36)$$

para la bobina L_0 . Para L_R se cumplirá:

$$\frac{V_g}{n} \cdot t_R + \frac{L_R}{L_0 + L_R} \cdot \left(\frac{V_g}{n} - V_{FR} \right) \cdot (dT - t_R) = \frac{V_g}{n} \cdot t_1 \quad (2.37)$$

Al utilizar las ecuaciones sin hacer ninguna simplificación, es difícil obtener expresiones sencillas en las que sea inmediato apreciar las características del convertidor. Sin embargo, es posible obtener una relación bastante simple entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo como se explica a continuación.

En un convertidor real, el valor de L_0 va a tener un valor finito que podemos decir que es “k” veces mayor que la inductancia retrasadora L_R , es decir:

$$L_0 = k \cdot L_R \quad (2.38)$$

Además, el ciclo de trabajo efectivo d' del convertidor es el siguiente:

$$d' = d - \frac{t_R}{T} \quad (2.39)$$

Teniendo esto en cuenta, a partir de (2.36) obtenemos:

$$V_{FR} = \frac{k}{k+1-d'} \cdot \frac{V_g}{n} \cdot d' \quad (2.40)$$

Si comparamos esta expresión con la obtenida en el caso ideal, podemos observar dos importantes diferencias:

En el caso real aparece el término $\frac{k}{k+1-d'}$. Nótese que $k > 1$, ya que L_0 siempre es mayor que L_R y por tanto, este cociente será siempre menor que 1 ($d' < 0,5$ si la relación de transformación entre el primario y el devanado desmagnetizador es 1 : 1).

Por otra parte, como ya hemos comentado, el retraso introducido por la bobina L_R (t_R) es mayor en el caso ideal que en el caso real y por tanto se cumple: $d'_{real} > d'_{ideal}$. Teniendo en cuenta que en el caso real también tenemos un término menor que 1 ($\frac{k}{k+1-d'}$) que multiplica a $\frac{V_g}{n}$, vemos que ambos errores tienden a compensarse por lo que el error total cometido al hacer la aproximación no ha de ser excesivamente grande.

Para comprobarlo, podemos resolver el sistema de ecuaciones formado por (2.33)-(2.37) y obtener las variaciones de i_{L0p} , i_{L0v} , d , t_R y t_l en función de la potencia P para unos valores dados de tensión de entrada V_g y tensión de salida V_{FR} .

Como se puede observar, en estas ecuaciones aparece explícitamente el valor de la inductancia de filtro L_0 , por lo que vamos a poder comprobar en qué medida afecta el valor relativo de esa bobina respecto a la bobina retrasadora, además del error cometido respecto al caso ideal.

Supongamos un convertidor Directo Retrasado con las siguientes características:

- Tensión de entrada (V_g): 310 V
- Tensión de salida (V_{FR}): 50 V
- Relación de transformación (n): 1
- Frecuencia de conmutación (f): 100 kHz
- Inductancia Retrasadora (L_R): 400 μ H

Caso 1

Si resolvemos las ecuaciones para el caso idealizado y para el caso real con una inductancia de filtro L_0 sólo tres veces mayor que la inductancia retrasadora L_R , es decir, $L_0 = 1200 \mu\text{H}$, obtenemos los resultados que se muestran en la figura 2.32.

Como se puede observar en la figura 2.32b, el error relativo entre el ciclo de trabajo ideal y el ciclo de trabajo real oscila entre un 10% para potencias muy bajas y un 5% para potencias del orden de 100W.

Caso 2

Si ahora tomamos una inductancia de filtro L_0 seis veces mayor, es decir, $L_0 = 2,4\text{mH}$, obtenemos los resultados que se muestran en la figura 2.33. Como se observa en la figura 2.33b, el error relativo en este caso varía únicamente entre un 5,5% y un 2,5%.

Vemos por tanto que no es necesario utilizar valores exageradamente mayores que L_R , ya que con bobinas 5 ó 6 veces mayores, los errores que se cometen son suficientemente pequeños como para poder diseñar utilizando la mencionada simplificación. Si L_0 es diez veces mayor que L_R , el error ya no supera prácticamente el 3%.

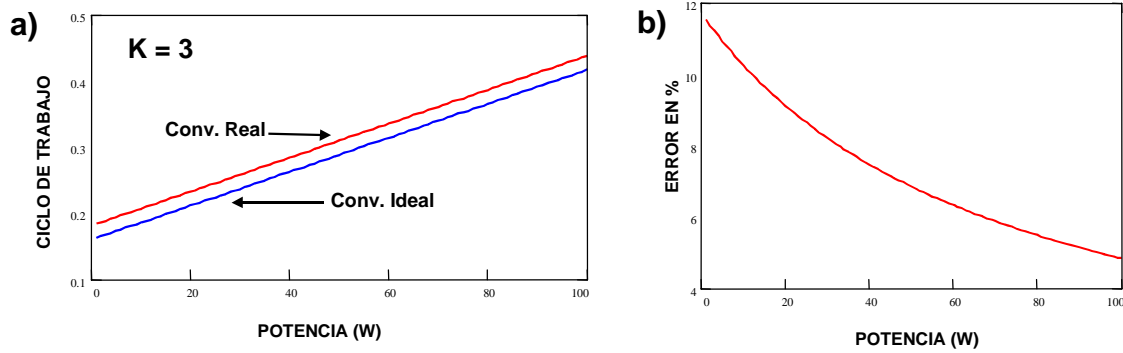


Fig. 2.32: a) Ciclo de trabajo obtenido para el convertidor ideal y para el convertidor real con $k = 3$. b) Error cometido con la aproximación expresado en %

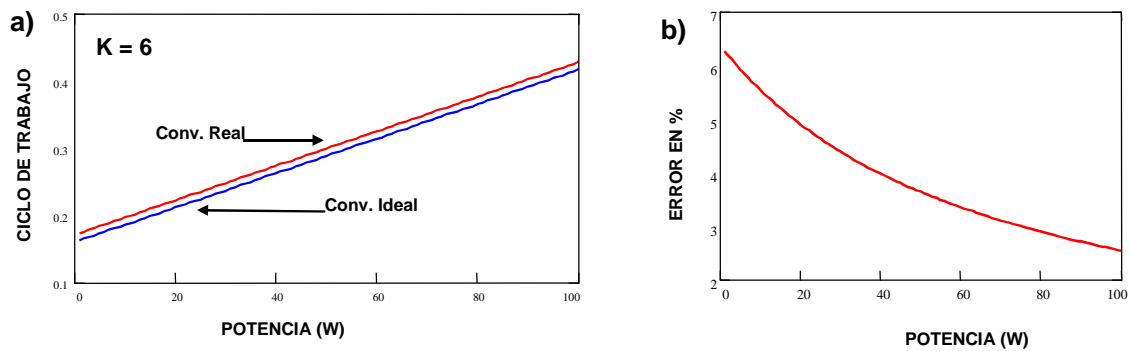


Fig. 2.33: a) Ciclo de trabajo obtenido para el convertidor ideal y para el convertidor real con $k = 6$. b) Error cometido con la aproximación expresado en %

2.3.3 ESTUDIO DEL CONVERTIDOR DIRECTO RETRASADO EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUO

Hasta ahora hemos estudiado el convertidor Directo Retrasado haciendo una simplificación consistente en suponer despreciable el rizado de corriente de la bobina de filtro L_0 y también sin hacer ninguna simplificación. Además, hemos podido comprobar que dicha simplificación aproxima bastante bien el funcionamiento real del convertidor cuando la bobina de filtro L_0 es suficientemente mayor que la bobina retrasadora L_R .

Sin embargo, hasta ahora hemos supuesto siempre que la bobina L_0 operaba en todo momento en modo de conducción continuo y en la práctica, habrá momentos en los que el valor medio de la corriente de entrada sea suficientemente pequeño como para hacer que ésta bobina opere en modo de conducción discontinuo (Fig. 2.34). Por tanto, es necesario estudiar el comportamiento de este convertidor en MCD para poder obtener las formas de onda reales de la corriente de entrada de un convertidor que tenga implementado un Corrector Activo de Armónicos.

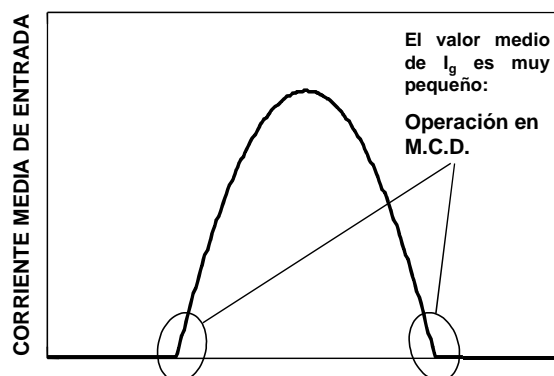


Fig. 2.34: Forma de onda de la corriente de entrada (valor medio). Para la corriente es muy pequeña, el convertidor Forward Retrasado operará en M.C.D.

Las formas de onda correspondientes a las corrientes que circulan por L_0 y L_R cuando el convertidor opera en modo de conducción discontinuo se muestran en la figura 2.35. Como se puede observar, en este caso, al igual que en MCC, también tenemos cuatro intervalos de funcionamiento. Los circuitos equivalentes a cada uno de ellos se muestran en la figura 2.36.

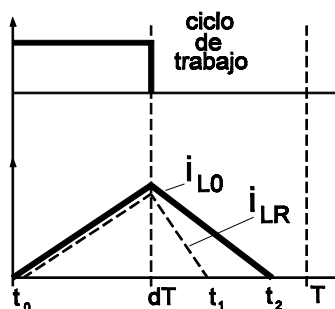


Fig. 2.35: Formas de onda de las corrientes por las bobinas L_0 y L_R . Operación en M.C.D.

Intervalo 1 (t_0 - dT)

El estado del circuito durante este intervalo se representa en la figura 2.36a. La bobina retrasadora, al igual que en MCC, parte inicialmente de un valor nulo de corriente y la bobina de filtro L_0 , al estar en MCD, también parte de cero. Por tanto, el diodo D_1 conducirá inicialmente y la corriente que pasa a través de ambas bobinas es la misma. El intervalo termina cuando el interruptor principal se abre, es decir, en el momento $t = dT$. En ese instante, el valor de la corriente será:

$$i_{Lp} = \frac{1}{L_0 + L_R} \cdot \left(\frac{V_g}{n} - V_{FR} \right) \cdot dT \quad (2.41)$$

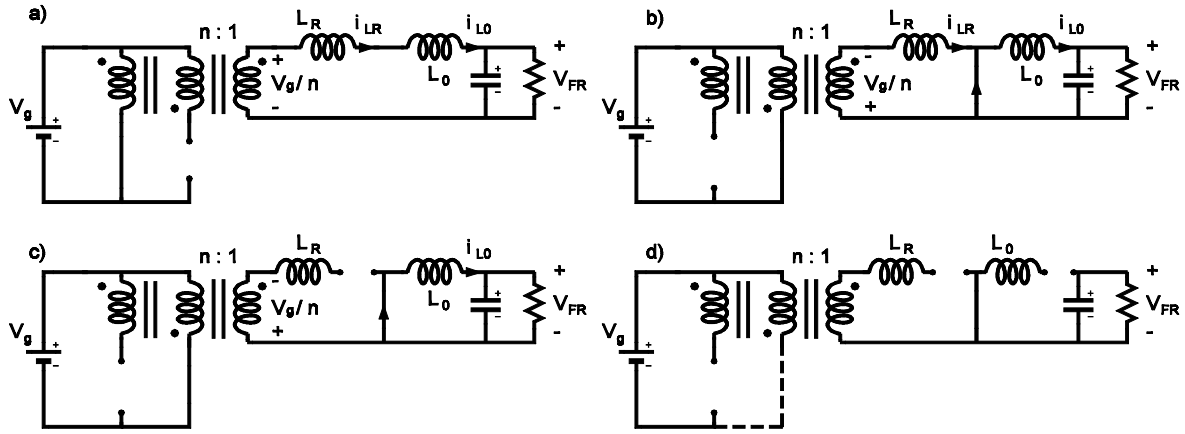


Fig. 2.36: Operación en MCD del convertidor Directo Retrasado: a) Intervalo 1, b) Intervalo 2, c) Intervalo 3, d) Intervalo 4.

Intervalo 2 ($dT-t_1$)

Durante este intervalo, ambos diodos están conduciendo y la corriente por las dos bobinas es decreciente. Nótese que la pendiente de las dos corrientes es diferente y que la que se desmagnetiza más rápido es la bobina retrasadora L_R . El intervalo 2 termina precisamente en el momento en el que la corriente a través de dicha bobina llega a cero. Por tanto, podemos calcular el instante t_1 mediante la siguiente expresión:

$$t_1 - dT = i_{Lp} \cdot \frac{L_R \cdot n}{V_g} \quad (2.42)$$

Siendo i_{Lp} el valor calculado en (2.41).

El circuito equivalente de este intervalo es el que se muestra en la figura 2.36b.

Como podemos observar en (2.42), la pendiente de decrecimiento de la corriente i_{LR} la marcan $\frac{V_g}{n}$ y L_R , mientras que en el caso de la bobina de filtro, la pendiente la marcan V_{FR} y L_0 . Como V_g/n es mayor que V_{FR} y L_0 es mayor que L_R , es obvio que la corriente que circula a través de la bobina retrasadora decrecerá más rápidamente que i_{L0} .

Por otra parte, el diodo de libre circulación conduce durante este intervalo puesto que en el instante dT , la tensión que soporta este dispositivo es:

$$v_{D2} = \frac{V_g}{n} \cdot \frac{L_0}{L_0 + L_R} - V_{FR} \cdot \frac{L_R}{L_0 + L_R} \quad (2.43)$$

Por idénticas razones que en el MCC, esta tensión es positiva y por tanto, el diodo D_2 conduce, ya que está polarizado directamente.

Intervalo 3 (t_1 - t_2)

Cuando comienza este intervalo, la corriente i_{LR} ha llegado a cero y dada la disposición del diodo D_1 , no puede invertirse por lo que esta corriente queda anulada durante el resto del periodo. La corriente i_{L0} sigue circulando a través de D_2 y sigue decreciendo con la misma pendiente que en el intervalo 2 hasta que llega a anularse en el instante t_2 , que es precisamente el momento en el que finaliza el intervalo 3. Dicho instante podemos calcularlo utilizando la siguiente expresión:

$$t_2 - dT = i_{Lp} \cdot \frac{L_0}{V_{FR}} \quad (2.44)$$

donde i_{Lp} es el valor obtenido en (2.41).

En la figura 2.36c se muestra el circuito equivalente durante este intervalo.

Intervalo 4 (t_2 - T)

Este intervalo comienza cuando la corriente i_{L0} llega a cero. Dada la disposición del diodo de libre circulación D_2 , esta corriente no puede invertirse por lo que queda anulada durante este intervalo, al igual que la corriente i_{LR} que también es nula durante el intervalo 4. El circuito equivalente durante este periodo de tiempo es el que se muestra en la figura 2.36d.

En el análisis realizado no se ha detallado el momento en el que se extingue la corriente que circula por el diodo de desmagnetización del convertidor Directo, ya que esta circunstancia no influye en absoluto en el modo de funcionamiento estudiado. Por eso se ha representado en la figura 2.36d con una línea punteada el hilo por el que circula dicha corriente.

Por otra parte, en lo que respecta al funcionamiento global del convertidor, las dos bobinas deben estar equilibradas en sus balances “voltios-segundo”, por lo que se deberá cumplir:

$$\left(\frac{V_g}{n} - V_{FR} \right) \cdot \frac{L_0}{L_0 + L_R} \cdot dT = V_{FR} \cdot \Delta_2 \cdot T \quad (2.45)$$

donde Δ_2 es $\frac{t_2 - dT}{T}$. Operando esta expresión obtenemos:

$$V_{FR} = \frac{\frac{L_0}{L_0 + L_R} \cdot \frac{V_g}{n} \cdot d}{\frac{L_0}{L_0 + L_R} \cdot d + \Delta_2} \quad (2.46)$$

Como se puede observar, esta expresión es muy similar a la de un convertidor Directo convencional, aunque modificada por el factor $\frac{L_0}{L_0 + L_R}$.

Observando la figura 2.35 podemos calcular fácilmente la corriente media de salida:

$$I_{L0} = \frac{1}{2} \cdot (d + \Delta_2) \cdot i_{Lp} \quad (2.47)$$

y a partir de la ecuación (2.44) tenemos:

$$i_{Lp} = \frac{V_{FR}}{L_0} \cdot \Delta_2 \cdot T \quad (2.48)$$

Combinando ambas ecuaciones obtenemos:

$$I_{L0} = \frac{V_{FR} \cdot T}{2 \cdot L_0} \cdot (d + \Delta_2) \cdot \Delta_2 \quad (2.49)$$

Como podemos observar, esta expresión es idéntica a la que se obtendría para un convertidor Directo convencional. Sin embargo, la ecuación (2.46) es ligeramente distinta por lo que no podemos combinar ambas ecuaciones para obtener una expresión sencilla que nos relacione la tensión de salida V_{FR} con el ciclo de trabajo en función de la carga del convertidor I_{L0} .

De todas formas, se puede comprobar como sí se mantiene el carácter reductor del convertidor en modo de conducción discontinuo al igual que en un convertidor Directo convencional. La tensión de salida también depende de la carga y en la medida en que ésta disminuye, la tensión del convertidor tenderá a aumentar, aunque manteniendo siempre el carácter reductor del convertidor, es decir, la tensión de salida nunca llegará a superar a la que aparece en bornes del secundario del transformador.

Si cambiamos alguno de los valores que se utilizaron en el apartado anterior para hacer que el convertidor Directo retrasado real opere en modo de conducción discontinuo, podremos comparar los resultados con los del caso ideal y ver el error que se comete. Si cambiamos el valor de la inductancia retrasadora por $L_R = 50\mu H$ y hacemos que la bobina de filtro L_0 sea sólo dos veces mayor que L_R ($L_0 = 100\mu H$), el convertidor opera siempre en MCD como se puede observar en la figura 2.37a (el valor de valle de la corriente de salida es negativo). En estas condiciones, el error relativo entre el modelo real y el ideal es siempre mayor del 14% y es tanto mayor cuanto menor es la potencia. Por tanto, el modelo claramente no es válido en este caso y solo es aplicable cuando el convertidor opera en modo de conducción continuo.

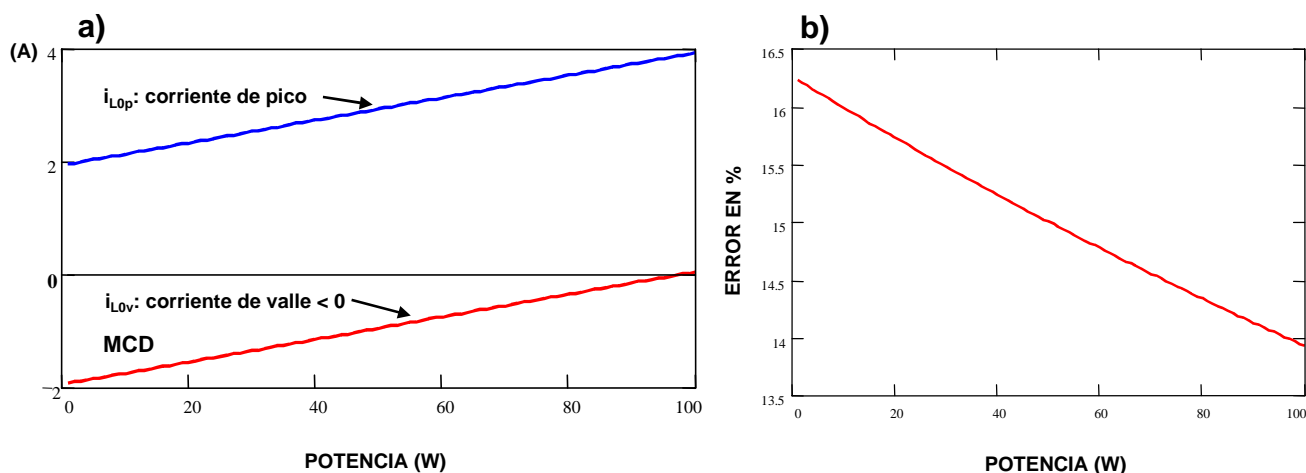


Fig. 2.37: a) Corrientes de pico y de valle por la bobina L_0 del convertidor Directo Retrasado. La corriente de valle es < 0 y por tanto estaría operando en MCD. b) Error cometido con la aproximación expresado en %.

Resolviendo estas ecuaciones mediante un programa matemático, vamos a poder utilizarlas para obtener la forma onda de la corriente de entrada de un convertidor en el que se haya implementado un Reductor Activo de Armónicos y compararlas con las que se obtienen con el modelo ideal. Para hacer esto, va a ser necesario conocer el punto en el que el convertidor deja de operar en modo de conducción continuo y pasa a operar en modo de conducción discontinuo.

2.3.4 ESTUDIO DEL CONVERTIDOR DIRECTO RETRASADO EN EL LÍMITE DEL MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUO

Las formas de onda de las corrientes por las bobinas L_0 y L_R cuando el convertidor opera en el límite del modo de conducción discontinuo se muestran en la figura 2.38. En el fondo, podemos considerar esta situación como un caso particular del MCD en el que el intervalo 3 termina justo cuando se cierra de nuevo el interruptor principal, es decir, la corriente que pasa a través de la bobina de filtro llega a cero justo al final del periodo de conmutación.

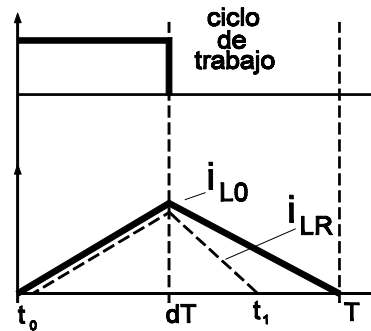


Fig. 2.38: Límite del Modo de Conducción Discontinuo. Formas de onda de las corrientes por las bobinas L_0 y L_R

Por tanto, las ecuaciones deducidas para el modo de conducción discontinuo son válidas para este caso sin más que sustituir Δ_2 por $d_2 = 1-d$. De esta forma obtenemos:

$$V_{FR} = \frac{\frac{L_0}{L_0 + L_R} \cdot \frac{V_g}{n} \cdot d}{\frac{L_0}{L_0 + L_R} \cdot d + (1-d)} \quad (2.50)$$

y además:

$$I_{L0} = \frac{V_{FR} \cdot T}{2 \cdot L_0} \cdot (1 - d) \quad (2.51)$$

Con estas ecuaciones vamos a poder calcular el punto en el que el convertidor deja de operar en modo de conducción continuo y pasa a operar en modo de conducción discontinuo.

2.4 EL CONVERTIDOR DIRECTO RETRASADO REAL COMO REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS

Como hemos visto en uno de los apartados anteriores, cuando el convertidor Directo Retrasado opera en modo de conducción continuo y las bobinas tienen los valores adecuados, la aproximación propuesta inicialmente ($L_0 \gg L_R$, y rizado de i_{L0} nulo) es válida y el circuito equivalente del convertidor resulta ser una fuente de tensión con una Resistencia Sin Pérdidas en serie. En esas condiciones, las formas de onda de la corriente de entrada serán muy similares a las estudiadas en los primeros apartados de este capítulo.

Sin embargo, estas condiciones no se dan durante todo el intervalo de conducción, ya que en los momentos iniciales y en los finales, la corriente media de entrada es muy pequeña y lógicamente la bobina L_0 tendrá que operar en MCD. Por tanto, necesitamos estudiar como será la corriente de entrada durante los periodos de tiempo en los que no sea válido el modelo simplificado de la fuente de tensión y la resistencia en serie.

El circuito que vamos a estudiar es el que se muestra en la figura 2.39. Como se puede observar, no se especifica una topología concreta para el convertidor CC/CC principal ya que lo que se pretende es obtener resultados de tipo general que sean válidos para cualquier tipo de convertidor.

Además de la salida principal (V_p), el convertidor tiene una salida adicional del tipo Directo Retrasado a la que llamaremos Salida Retrasada. En general, esta salida adicional se conectará al transformador del convertidor principal, al igual que la salida principal. Llamaremos n_{SR} a la relación de transformación del devanado correspondiente a la salida retrasada.

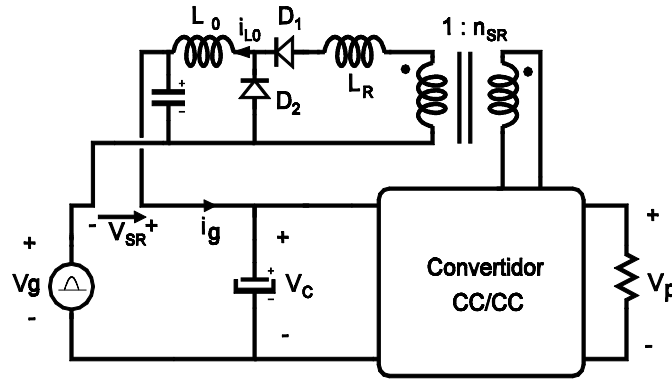


Fig. 2.39: Esquema de un convertidor CC/CC con el Reductor Activo de Armónicos conectado al transformador de dicho convertidor.

Por tanto, la tensión que se reflejará en el secundario de la salida retrasada dependerá de la tensión con la que se excite el primario del transformador, al igual que ocurre con la salida principal en un convertidor CC/CC convencional. En general, esta tensión será la que tenga el condensador de almacenamiento (V_c), aunque hay casos en los que el transformador se excita sólo con una parte de esta tensión. Es el caso del convertidor en Medio Puente, que excita el transformador con una tensión $V_c/2$. Esto será tenido en cuenta al realizar el estudio estático de los diferentes convertidores, pero en el caso que nos ocupa, evitaremos entrar en los detalles de la topología principal para intentar generalizar los resultados.

Por tanto, para este estudio supondremos que el primario del transformador se excita con toda la tensión del condensador de almacenamiento, aunque debemos ser conscientes de que puede haber casos en los que esto no sea así. Además, al no tener en cuenta la topología del convertidor principal, tomaremos la tensión en el condensador de almacenamiento como una variable independiente. De todas formas, se pondrá especial cuidado en darle valores coherentes y lo más parecidos a los reales para obtener así resultados lo más fiables posible.

La tensión que se obtiene con esta salida retrasada (V_{SR}) se coloca entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento, tal y como se muestra en la figura 2.39. De esta forma, estamos colocando el circuito equivalente de la salida retrasada (la fuente de tensión V_S y la R_{SP}) en el lugar adecuado para obtener la forma de onda de corriente que buscamos.

Para comenzar el estudio, es interesante obtener el punto en el que la corriente media de entrada es tal que el convertidor empieza a funcionar en modo de conducción discontinuo. Según la figura 2.39, mientras hay circulación de corriente de entrada podemos escribir:

$$V_g \cdot \sin(\phi) = V_C - V_{SR} \quad (2.52)$$

donde V_C es la tensión en el condensador de almacenamiento y V_{SR} la tensión total que hay en bornes del convertidor Directo retrasado. Si el convertidor está funcionando en modo de conducción continuo, según disminuya la corriente media de entrada llegará un momento en el que entrará en un modo de conducción discontinuo. Esto ocurrirá para un ángulo límite ϕ_L , y en ese instante la tensión V_{SR} responderá a la expresión (2.50), con la salvedad de que la tensión de entrada en este caso es V_C y no V_g . Por tanto, podremos calcular ese ángulo límite de la siguiente forma:

$$\phi_L = \arcsen \left(\frac{V_C}{V_g} \cdot \left(1 - \frac{1}{n_{SR}} \cdot \frac{K_L \cdot d}{K_L \cdot d + (1-d)} \right) \right) \quad (2.53)$$

donde K_L es la siguiente relación:

$$K_L = \frac{L_0}{L_0 + L_R} \quad (2.54)$$

Vemos que el punto en el que el convertidor empieza a operar en MCD depende del punto de funcionamiento en el que esté, es decir, depende de la tensión de entrada V_g , del ciclo de trabajo d y de la tensión en el condensador V_C , cuyos valores dependerán en general de la potencia que esté manejando el convertidor.

Si analizamos la influencia del parámetro K_L en la expresión (2.53) vemos que según el valor de dicho parámetro se acerca a 1, el ángulo ϕ_L disminuye, es decir, el convertidor opera durante más tiempo en MCC y tarda más en entrar en MCD (Fig. 2.40). Esto es lógico puesto que si K_L se acerca a la unidad, esto quiere decir que la inductancia de filtro L_0 es mucho mayor que la inductancia retrasadora L_R y por tanto, el modelo ideal será muy parecido al real.

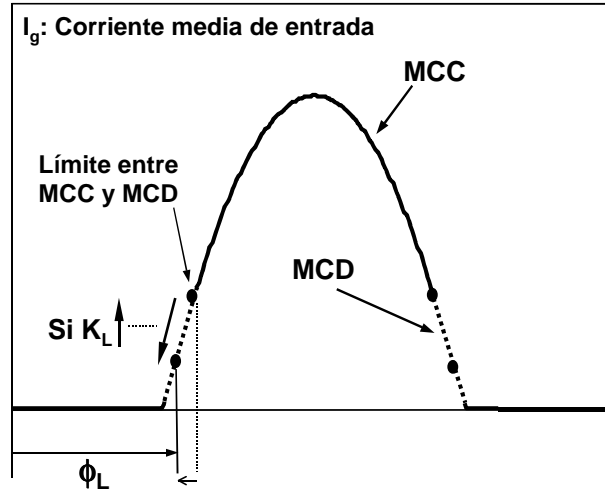


Fig. 2.40: Variación de la posición del límite entre MCC y MCD al cambiar la relación K_L entre las bobinas L_0 y L_R

Otro punto de especial interés es el ángulo en el que la corriente de entrada empieza a circular. En los primeros apartados del capítulo veíamos las formas idealizadas de corriente de entrada con un ángulo de conducción ϕ_C . Sin embargo, debido al modo de operación en MCD, este ángulo va a ser distinto.

Estudiando la expresión (2.46) podemos deducir lo siguiente: justo en el momento en el que empiece a haber circulación de corriente por la entrada, el valor de ésta será un infinitésimo, por lo que el tiempo de desmagnetización de la bobina retrasadora será nulo, es decir, en el momento inicial tenemos que $\Delta_2 = 0$. Por tanto:

$$V_{SR} = \frac{V_C}{n_{SR}} \quad (2.55)$$

Nótese que cuando el convertidor Directo retrasado está completamente descargado (MCD extremo), la tensión en bornes del convertidor es la máxima que puede dar un reductor, es decir, la tensión de entrada (en este caso dividida por la relación de transformación correspondiente).

Por tanto, en el momento en el que empieza a circular la corriente de entrada se cumplirá la ecuación (2.52) y el valor de V_{FR} será el de la expresión (2.55), es decir:

$$V_g \cdot \sin(\phi_i) = V_C - \frac{V_C}{n_{SR}} \quad (2.56)$$

y de (2.56):

$$\phi_i = \arcsen\left(\frac{V_C}{V_g} \cdot \left(1 - \frac{1}{n_{SR}}\right)\right) \quad (2.57)$$

donde ϕ_i es el ángulo en el que empieza a haber circulación de corriente. El ángulo de conducción real ϕ_{Creal} será por tanto:

$$\phi_{CReal} = \pi - 2 \cdot \phi_i \quad (2.58)$$

Nótese que el ángulo de conducción real sólo depende de la tensión de entrada, de la tensión en el condensador de almacenamiento y de la relación de transformación del convertidor Directo retrasado.

De estos tres parámetros, el más interesante es sin duda la relación de transformación n_{SR} del devanado correspondiente a la salida retrasada. Supongamos un caso en el que se haya minimizado la energía que recicla el Reductor Activo de Armónicos y que por tanto $V_C = V_g$. En lo que se refiere al parámetro n_{SR} , podemos estudiar tres casos (Fig. 2.41):

- Si $n_{SR} > 1$, el ángulo de conducción real ϕ_{CReal} (2.58) es menor de 180° (Fig. 2.41a).
- Si $n_{SR} = 1$, $\phi_{Creal} = 180^\circ$ (Fig. 2.41b).
- Si $n_{SR} < 1$, el ángulo ϕ_{Creal} es mayor de 180° (Fig. 2.41c).

En el dibujo hemos aproximado la forma de onda del tramo entre el momento del inicio de la conducción y el momento en el que llegamos al límite del modo de conducción discontinuo por una línea recta. Posteriormente obtendremos las formas reales de la forma de onda de la corriente de entrada resolviendo las ecuaciones matemáticas correspondientes.

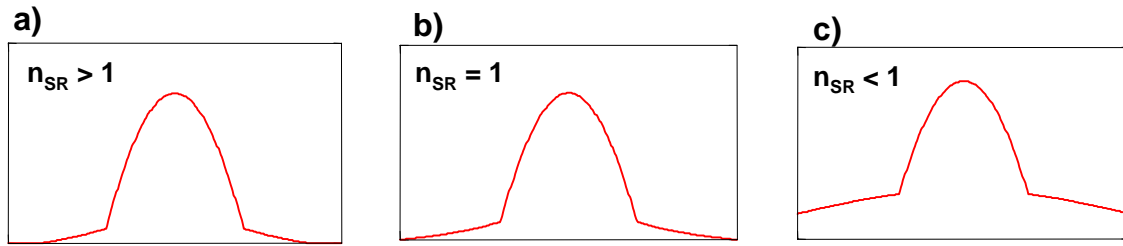


Fig. 2.41: Formas de onda de la corriente de entrada para diferentes valores de n (relación de transformación del convertidor Directo Retrasado): a) $n > 1$, $\phi_C < 180^\circ$, b) $n = 1$, $\phi_C = 180^\circ$, c) $n < 1$, $\phi_C > 180^\circ$.

Por otra parte, observando la figura 2.41 vemos que en el caso real, el ángulo de conducción es siempre mayor que en el caso ideal. Al tener en cuenta el MCD, cuando el convertidor Directo retrasado se descarga (disminuye la corriente de entrada), su tensión tiende a subir y por tanto, los diodos del puente rectificador entran antes en conducción que si sólo consideramos el MCC. Posteriormente estudiaremos la influencia de este hecho en el contenido armónico de la forma de onda.

Especialmente interesante resulta el caso en el que la relación de transformación es la unidad ($n_{SR} = 1$) ya que en general va a ser la solución más sencilla de todas en cuanto a realización práctica del convertidor. Vemos que en este caso, el ángulo de conducción es de 180° independientemente del valor del resto de parámetros, es decir, los diodos del rectificador conducen durante todo el periodo de red.

En este caso particular, el punto de inicio de conducción es fijo, y dependiendo del valor del parámetro K_L , elevaremos más o menos el punto en el que el convertidor empieza a operar en MCC.

Utilizando un programa matemático, podemos resolver las ecuaciones correspondientes al funcionamiento real del convertidor, incluyendo la operación en modo de conducción discontinuo y añadirle las ecuaciones correspondientes al esquema básico del Reductor Activo de Armónicos (Fig. 2.39). De esta forma, podemos obtener las formas de onda reales de la corriente de entrada y estudiar la influencia de los diferentes parámetros.

Para el modo de conducción continuo, las ecuaciones a resolver son (2.33)-(2.36) y la ecuación (2.52). Las incógnitas son I_{L0} , i_{Lp} , i_{Lv} , t_R y V_{SR} , mientras que las variables independientes son V_C y d .

Para el modo de conducción discontinuo, las ecuaciones a resolver son: (2.41), (2.44), (2.45), (2.47) y (2.52). En este caso, las variables independientes son las mismas, pero las incógnitas son I_{L0} , i_{Lp} , t_2 y V_{SR} .

Mediante la ecuación (2.53) detectaremos el instante en el que el convertidor pasa de operar de MCD a MCC, aunque también podemos hacerlo detectando el momento en el que la corriente de valle llega a cero.

Con esto, tenemos la forma de onda de corriente real para una tensión de entrada y un valor de tensión en el condensador de almacenamiento. Por tanto, ahora podemos calcular la potencia media que está consumiendo el convertidor y realizar un proceso iterativo con el ciclo de trabajo hasta obtener la potencia deseada.

Además, utilizando estos mismos valores de tensiones, así como los mismos valores de inductancia retrasadora, podemos obtener la forma de onda de corriente de entrada ideal con la que se consumiría la misma potencia y comparar ambas formas de onda. En la figura 2.42 se pueden observar las formas de onda reales e ideales de un Reductor Activo de Armónicos con las siguientes características:

- Tensión de entrada: $V_g = 220 \text{ V}$
- Tensión en el condensador de almacenamiento: $V_C = 400 \text{ V}$
- Potencia total: 200 W
- Relación de transformación de la salida retrasada: $n_{SR} = 1$
- Frecuencia de conmutación: $f = 100 \text{ kHz}$

Si seguimos el proceso de diseño explicado anteriormente y elegimos un ángulo de conducción de 80° a potencia máxima y tensión de entrada nominal, aplicando (2.10) obtenemos una Resistencia Sin Pérdidas de $31,69 \Omega$ y por tanto, el valor de la inductancia retrasadora según (2.31) y (2.32) de $316,94 \mu\text{H}$.

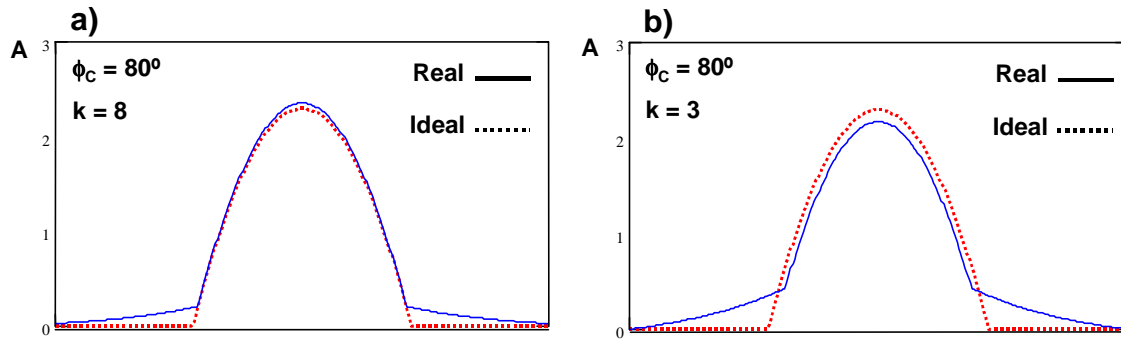


Fig. 2.42: Comparación entre las formas de onda de corriente de entrada reales e ideales: a) ángulo de conducción 80° y $k = 8$. b) ángulo de conducción 80° y $k = 3$.

Tomando una inductancia de filtro ocho veces mayor ($L_0 = 2,53 \text{ mH}$), obtenemos la forma de onda que se puede observar en la figura 2.42a. En la misma figura aparece también la forma de onda ideal y como se puede comprobar, las diferencias son muy pequeñas.

Si tomamos ahora un valor de inductancia de filtro sólo tres veces mayor ($L_0 = 850,82 \text{ } \mu\text{H}$), obtenemos la forma de onda que se puede apreciar en la figura 2.42b. Vemos que al poner un valor de L_0 más pequeño, el convertidor opera durante más tiempo en MCD y por tanto se aprecian más diferencias entre la forma de onda real y la forma de onda ideal. Estas diferencias se hacen más ostensibles con ángulos de conducción más pequeños.

Si tomamos un ϕ_C mucho más cercano al límite del cumplimiento de la norma IEC 1000-3-2 en Clase D ($67,47^\circ$), por ejemplo $\phi_C = 70^\circ$, el valor de la Resistencia Sin Pérdidas es de $21,72 \text{ } \Omega$ y por tanto, la inductancia retrasadora tendrá un valor $L_R = 217,25 \text{ } \mu\text{H}$. Tomando valores de inductancia de filtro del mismo tamaño relativo que en el caso anterior ($k = 8$ y $k = 3$), obtenemos las formas de onda de las figuras 2.43a y 2.43b respectivamente. Vemos que la zona en la que el convertidor opera en MCD es más notable que en el caso anterior. Esto es lógico ya que el ángulo de conducción de diseño disminuye, pero en realidad, la corriente de entrada empieza a circular justo al comienzo del periodo de red y por tanto, el convertidor necesitará operar durante más tiempo en modo de conducción discontinuo hasta alcanzar un valor de corriente suficiente como para operar en MCC.

A la vista de los resultados, es evidente que si las formas de onda reales e ideales son muy distintas, los criterios de diseño estudiados anteriormente pueden perder su validez. Por esta razón, a continuación se va a realizar un estudio comparativo entre las formas de onda de la

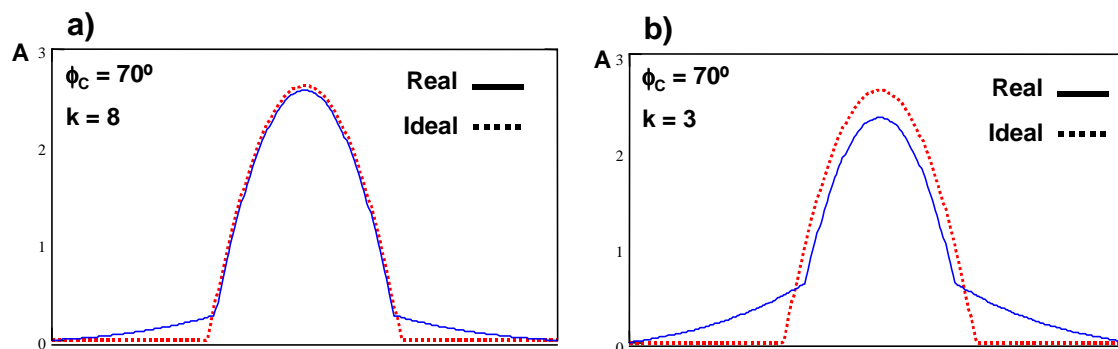


Fig. 2.43: Fig. 2.42: Comparación entre las formas de onda de corriente de entrada reales e ideales: a) ángulo de conducción 70° y $k = 8$. b) ángulo de conducción 70° y $k = 3$.

corriente de entrada reales e ideales de cara a comprobar si se modifican de forma apreciable los ángulos de conducción necesarios para cumplir la norma IEC 1000-3-2.

2.5 ESTUDIO COMPARATIVO DE LAS FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE DE ENTRADA PARA EL MODELO REAL Y EL MODELO IDEAL

En los primeros apartados de este capítulo hemos estudiado las formas de onda de la corriente de entrada y hemos visto los ángulos de conducción necesarios para cumplir la norma IEC 1000-3-2. Sin embargo, al estudiar las formas de onda reales que se obtienen con el Reductor Activo de Armónicos hemos podido comprobar que cuando la corriente media de entrada es muy pequeña, el convertidor opera en modo de conducción discontinuo y se producen una serie de modificaciones en las formas de onda. Evidentemente, si estos cambios se hacen muy notables, el contenido armónico de las formas de onda puede ser completamente distinto y por tanto, los criterios de diseño deberían ser otros.

En este apartado vamos a estudiar el contenido armónico de las formas de onda reales de la corriente de entrada y compararlo con el contenido armónico de las formas de onda ideales. En este estudio entran en juego muchos parámetros (ángulo de conducción, ángulo de inicio de conducción, ángulo límite del MCD), por lo que se hace necesario acotar un poco el objeto de estudio.

Por ello, nos limitaremos a estudiar el caso en el que el ángulo de inicio de conducción es cero, es decir, el caso en el que la relación de transformación del convertidor Directo retrasado es la

unidad ($n_{SR} = 1$) y hay conducción de corriente de entrada durante todo el periodo de red. Previsiblemente, el contenido armónico en este caso será menor que en el caso ideal, en el que únicamente hay circulación de corriente en MCC y durante el ángulo de conducción impuesto como condición de diseño. Los casos con $n_{SR} > 1$ serán por tanto casos intermedios entre el caso ideal y el caso con $n_{SR} = 1$. Tampoco se tendrá en cuenta en este estudio el caso restante ($n_{SR} < 1$).

Aclarado este punto, centraremos el estudio en ver si es posible cumplir la norma IEC 1000-3-2 con ángulos de conducción más pequeños, pero haciendo que el convertidor trabaje durante más tiempo en modo de conducción discontinuo. Será además interesante, conocer el valor de inductancia de filtro necesaria para conseguir la forma de onda buscada.

El ángulo de conducción mínimo con el que es posible cumplir la norma en Clase D para una tensión de entrada de 220 V con una forma de onda ideal de corriente de entrada es de $67,47^\circ$. El objetivo del estudio va a ser el de ver el grado de discontinuidad necesario para que se cumpla la norma con ángulos de conducción de 65° , 60° , 55° y 50° . No tiene sentido estudiar ángulos más pequeños puesto que ya predominaría claramente el modo de conducción discontinuo durante todo el periodo de red. En el fondo, cuanto menos ángulo de conducción se necesite, más pequeña es L_R por lo que llevado el caso al límite y operando durante todo el periodo en MCD, el Reductor Activo de Armónicos degeneraría en alguno de los convertidores ya estudiados [57,77].

Las características básicas del convertidor son las mismas que en el apartado anterior y únicamente iremos cambiando los valores de las bobinas L_R y L_0 .

Si utilizamos el mismo ejemplo de antes y diseñamos para obtener un ángulo de conducción de 65° , el valor de la Resistencia Sin Pérdidas necesaria resulta ser de $17,57 \Omega$ y por tanto, la bobina retrasadora tendrá un valor de $175,75 \mu H$. En estas condiciones, necesitamos un grado de discontinuidad como el mostrado en la figura 2.44 para poder cumplir la norma. El armónico más restrictivo es el tercero, el mismo que en el caso de $\phi_C = 67,47^\circ$. Esto parece lógico dada la poca diferencia entre los dos ángulos. Para conseguir esta forma de onda, la bobina de filtro L_0 debe ser como máximo 45 veces mayor que L_R . Como podemos comprobar, al operar tan poco

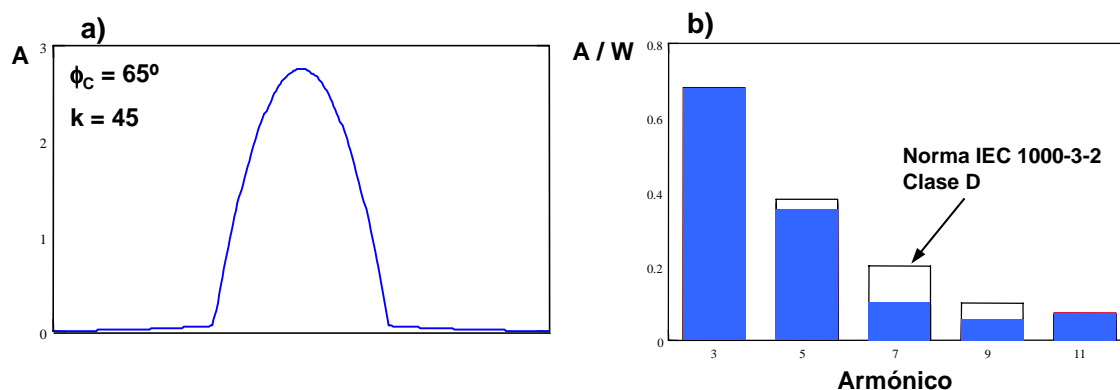


Fig. 2.44: a) Forma de onda de la corriente de entrada Real con $\phi_C = 65^\circ$ y $k = 45$. b) Contenido armónico de la forma de onda y valores límite de la Clase D.

tiempo en MCD, el tamaño de bobina es enorme con lo que en realidad, con los tamaños habituales cumpliríamos la norma perfectamente.

Si diseñamos ahora para un ángulo de conducción de 60° , la R_{SP} necesaria es de $13,95 \Omega$ y por tanto, el valor de la inductancia retrasadora es $L_R = 139,55 \mu H$. Para cumplir la norma con este ángulo de diseño, la forma de onda necesaria es la de la figura 2.45 y L_0 debe ser como máximo 11 veces mayor que L_R . Vemos que el grado de discontinuidad aumenta de forma apreciable y que la bobina L_0 es de un tamaño bastante menor al caso anterior. En este caso, el armónico más restrictivo es el quinto.

Diseñando para un ángulo de conducción $\phi_C = 55^\circ$, obtenemos una R_{SP} de $10,84 \Omega$ y una L_R de $108,4 \mu H$. El grado de discontinuidad necesario para cumplir la norma es el que se muestra en la figura 2.46 y para conseguir una onda así, L_0 debe ser sólo 5 veces mayor que L_R .

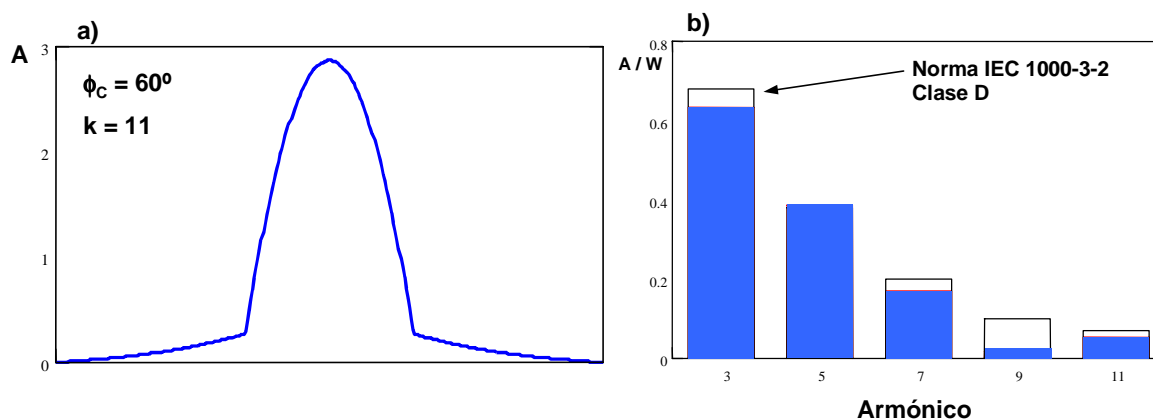


Fig. 2.45: a) Forma de onda de la corriente de entrada Real con $\phi_C = 60^\circ$ y $k = 11$. b) Contenido armónico de la forma de onda y valores límite de la Clase D.

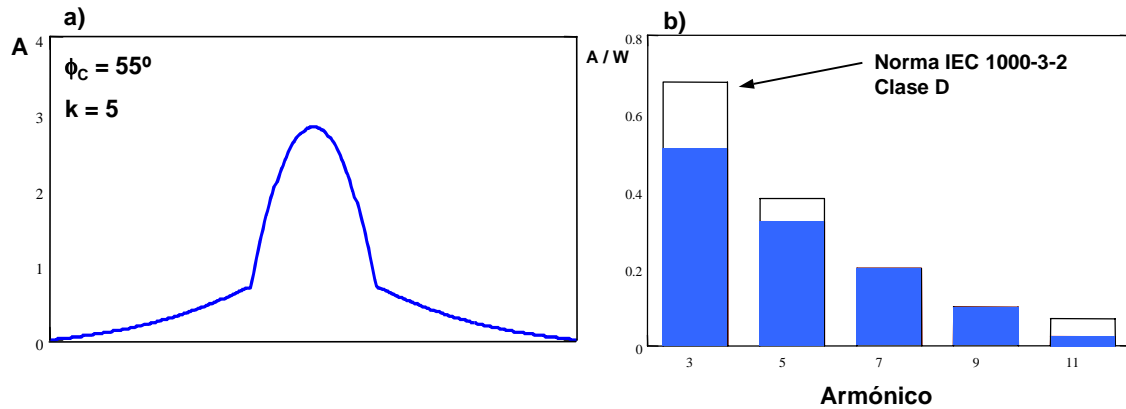


Fig. 2.46: a) Forma de onda de la corriente de entrada Real con $\phi_c = 55^\circ$ y $k = 5$. b) Contenido armónico de la forma de onda y valores límite de la Clase D.

En este caso, los armónicos más restrictivos son el séptimo y el noveno prácticamente por igual, aunque el séptimo es ligeramente más restrictivo.

Por último, si el ángulo de conducción deseado es de 50° , la Resistencia Sin Pérdidas tendrá un valor de $8,21 \Omega$ y por tanto el valor de la inductancia retrasadora será de $82,1 \mu\text{H}$. Para cumplir la norma necesitamos una forma de onda como la de la figura 2.47 y para conseguirla, la L_0 debe ser sólo 3,4 veces mayor que la L_R . Los armónicos más restrictivos son el noveno y el undécimo en este caso, siendo en concreto el undécimo el más exigente. Se puede observar como el convertidor opera ya la mayor parte del tiempo en MCD y la forma de onda está muy deformada. Nótese que llegados a este grado de discontinuidad, la forma de onda está a punto de pertenecer a la Clase A, con lo que los límites de corriente impuestos por la norma serían distintos. Además, el cambio de Clase implica que los límites pasan de ser relativos a ser absolutos, lo cual para bajas potencias es claramente beneficioso.

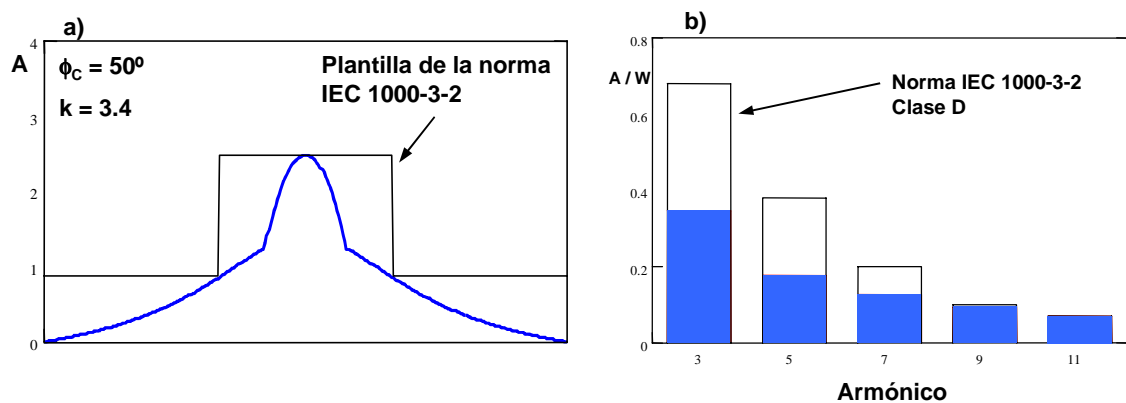


Fig. 2.47: a) Forma de onda de la corriente de entrada Real con $\phi_c = 50^\circ$ y $k_L = 3.4$. b) Contenido armónico de la forma de onda y valores límite de la Clase D.

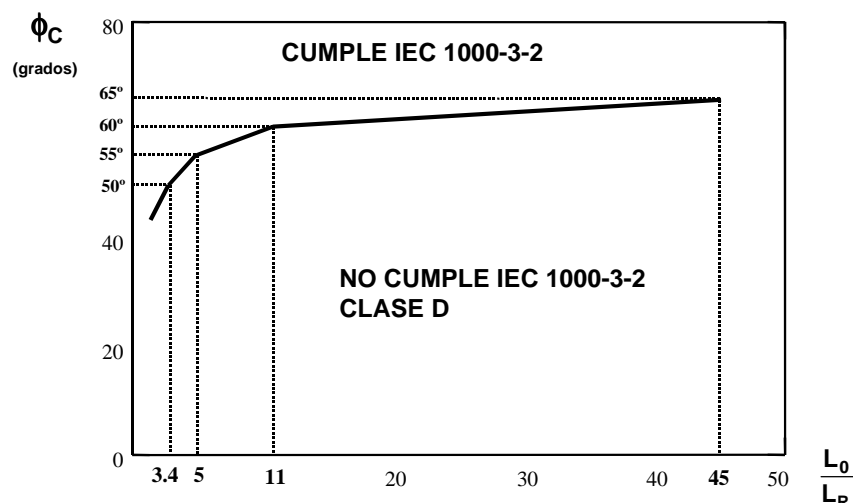


Fig. 2.48: Ángulo de conducción necesario para cumplir la norma IEC 1000-3-2 en Clase D en función de la relación: $k = \frac{L_0}{L_R}$.

Con los datos obtenidos, podemos dibujar el gráfico que se muestra en la figura 2.48 y en el que se puede ver claramente como, a medida que desciende el ángulo de conducción de diseño, se necesitan valores de bobina de filtro mucho más pequeños, lo cual implica que el convertidor opera durante más tiempo en modo de conducción discontinuo. Además, esto implica unos valores de pico de la corriente de entrada mucho más elevados.

En la figura 2.49 se puede observar la envolvente de los valores de pico de la corriente para los casos de ángulos de conducción de 65° y 50° . En el caso de 65° se ha tomado un valor de $k = 8$ ya que con $k = 45$, el rizado apenas se puede apreciar. Como se puede comprobar en la figura 2.49a, el rizado es bastante pequeño, incluso con un valor mucho más bajo del que habíamos calculado ($k = 8$ en vez de $k = 45$). Sin embargo, en el caso del ángulo de conducción de 50° tenemos un valor de pico máximo de 3,64A, mientras que el valor medio en ese instante es de 2,48A, es decir, el rizado de la corriente es mucho más amplio. Este hecho es importante ya que debemos tener en cuenta el valor de pico máximo para dimensionar los semiconductores y también para diseñar las dos bobinas de entrada del Reductor Activo de Armónicos y evitar que se saturen. Por tanto, el hecho de ajustar el valor de inductancia necesaria puede llegar a tener implicaciones negativas, ya que cuanto menores son los valores de L_0 y L_R , más elevados serán los valores de pico de la corriente de entrada.

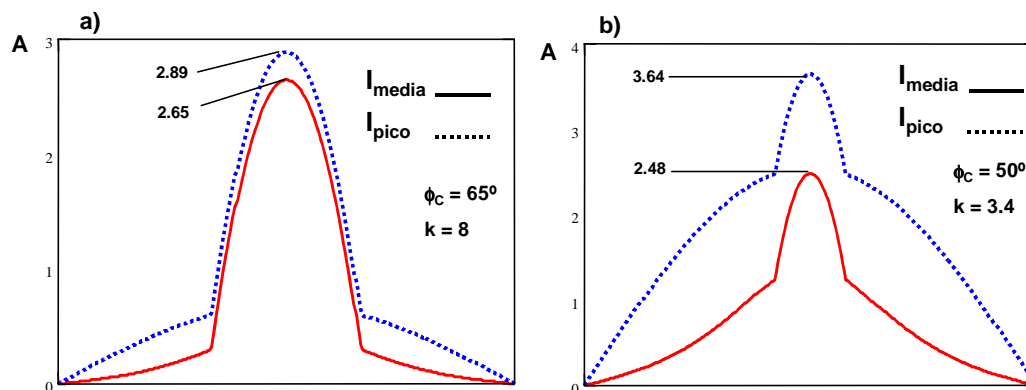


Fig. 2.49: Valor de pico y valor medio de la corriente de entrada: a) con $\phi_c = 65^\circ$ y $k = 8$, el rizado es moderado. b) Con $\phi_c = 50^\circ$ y $k = 3.4$, el rizado es muy amplio.

Sin embargo, curiosamente los valores eficaces de la corriente de entrada son bastante similares, siendo incluso menor el valor eficaz de la forma de onda con un ángulo de conducción de 50° que en el caso de $\phi_c = 65^\circ$. En la tabla 2.8 se detallan los valores eficaces de la forma de onda de la corriente de entrada para distintos ángulos de conducción.

Ángulo de conducción	I_{eficaz} (A)
65°	1,199
60°	1,198
55°	1,152
50°	1,145

Tabla 2.8: Valor eficaz de la corriente de entrada para distintos ángulos de conducción ($V_{entrada} = 220$ V, Potencia = 200 W)

Otra conclusión importante es que cuando tenemos un ángulo de conducción de tipo medio, es decir, entre 80° y 90° o mayores, no es necesario poner una bobina de filtro mucho más grande que la retrasadora. Cuanto más grande es el ángulo de conducción, más grande es el tamaño de L_R , por lo que para este tipo de ángulos, partimos ya de un tamaño base relativamente grande. Por tanto, podemos utilizar bobinas de filtro sólo tres o cuatro veces mayores que L_R . En la figura 2.50 vemos la forma de onda de la corriente de entrada con ángulo de conducción de 90° y una bobina de filtro tres veces mayor que la inductancia retrasadora. En estas condiciones, la corriente de pico máxima es de 2,26 A mientras que la corriente media máxima es de 2,02 A y la corriente eficaz es de 1,029 A. Como podemos observar, la forma de onda es bastante similar a

la forma de onda ideal. Sin embargo, para ángulos de conducción más pequeños, el tamaño de la bobina de filtro tiene mucha más influencia en la forma de onda de la corriente.

En el Apéndice A se incluye una hoja de cálculo de un programa matemático con el estudio comparativo de un convertidor Directo ideal y un convertidor Directo real, así como los contenidos armónicos de las diferentes formas de onda.

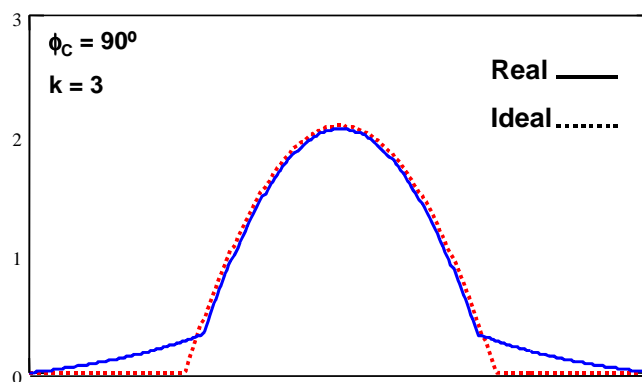


Fig. 2.50: Corriente de entrada Ideal y corriente de entrada Real con $\phi_c = 90^\circ$ y $k = 3$.

2.6 CONVERTIDORES RETRASADOS CON RECTIFICADOR DE DOBLE ONDA

Hasta este momento hemos estudiado únicamente el convertidor Directo Retrasado con el rectificador convencional de media onda. Al utilizar este tipo de rectificador, aprovechamos únicamente la mitad de la forma de onda que aparece en el secundario. En principio, este tipo de salida retrasada estaría indicada para convertidores cuya forma de onda en el transformador principal fuese asimétrica, como por ejemplo, el convertidor de Retroceso, el Directo, etc.

Intuitivamente parece que si utilizásemos un rectificador de onda completa en el secundario, los elementos magnéticos estarían mejor aprovechados.

Podemos por tanto extender el concepto de convertidor retrasado a convertidores con rectificador de doble onda en el secundario y estudiar sus características. Podemos utilizar dos configuraciones para conseguir este tipo de rectificación:

- 1) con un rectificador basado en un transformador con toma media
- 2) con un rectificador basado en un puente completo de diodos

2.6.1 CONVERTIDOR RETRASADO CON RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA BASADO EN UN TRANSFORMADOR CON TOMA MEDIA

Una vez estudiado el comportamiento de un convertidor Directo al que se le ha añadido una bobina en serie con el diodo rectificador, es inmediato suponer que si en una configuración de rectificador de onda completa basada en transformador con toma media añadimos una bobina en serie con el diodo rectificador de cada una de las dos ramas, el convertidor también se comportará como un convertidor retrasado (Fig. 2.51). En general, supondremos que estas dos bobinas son siempre iguales.

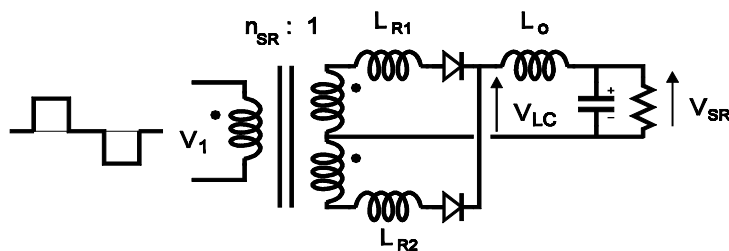


Fig. 2.51: Salida retrasada con rectificador de onda completa basada en un transformador con toma media

Para estudiar este tipo de convertidor retrasado, vamos a suponer que es una salida adicional de otro convertidor convencional cuya salida principal también tiene un rectificador de doble onda (Fig. 2.52). Generalmente, este tipo de convertidores (Medio Puente, Simétrico (*push-pull*), etc.) tiene una forma de onda simétrica en el transformador. La salida principal del convertidor garantiza esta forma de onda simétrica en el transformador. El funcionamiento de este convertidor es muy similar al del convertidor Directo Retrasado. Podemos distinguir cuatro intervalos de funcionamiento que se van repitiendo alternativamente en cada rama (Fig. 2.53):

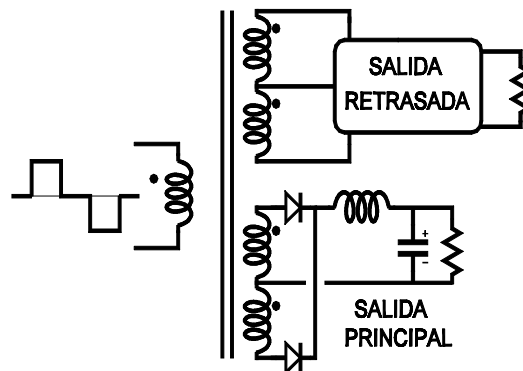


Fig. 2.52: Esquema de los devanados del transformador, con una salida principal y una salida retrasada, ambas con rectificador de onda completa basado en devanados con toma media

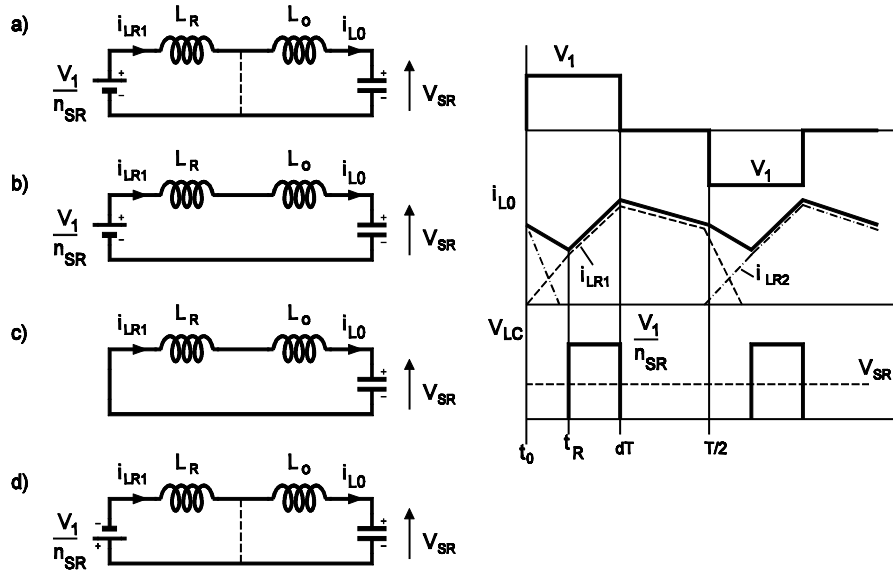


Fig. 2.53: Circuitos equivalentes de los diferentes modos de operación y principales formas de onda de un convertidor retrasado con rectificador de onda completa basado en un transformador con toma media.

Intervalo 1 (t_0 - t_R)

Durante este intervalo, en el primario del transformador tenemos una tensión V_1 , por lo que en el secundario tendremos V_1 / n_{SR} , donde n_{SR} es la relación de transformación entre el primario y cada uno de los devanados de la salida retrasada, es decir, $n_{SR} = N_1 / N_{SR}$ siendo N_1 el número de vueltas del primario y N_{SR} el número de vueltas de cada uno de los dos devanados del secundario de la salida retrasada. En los desarrollos teóricos utilizaremos una tensión genérica en el primario (V_1) para evitar tener que hacer distinciones según la topología del convertidor principal. En la mayoría de los convertidores (convertidor de Retroceso, Simétrico, Puente Completo, etc.) esta tensión V_1 será igual a la tensión en el condensador de almacenamiento V_C , aunque en el caso del convertidor en Medio Puente, esta tensión será $V_C/2$.

La bobina de salida (L_o) está operando en modo de conducción continuo por lo que en el momento inicial t_0 habrá una cierta cantidad de corriente circulando a través de ella. Debemos tener en cuenta que en el instante t_0 , la bobina L_{R2} también estará conduciendo esa misma cantidad de corriente. Dado que las dos bobinas retrasadoras son iguales ($L_{R1} = L_{R2}$), que la suma de sus corrientes es la corriente de la bobina de salida ($i_{LR1} + i_{LR2} = i_{L0}$) y que esta suma es aproximadamente constante (estamos suponiendo que la corriente i_{L0} tiene muy poco rizado, es decir, $i_{L0} \cong i_0$), se cumple que la tensión que ve el filtro LC es nula.

Por lo tanto, la bobina L_{R1} está soportando toda la tensión de entrada y la corriente i_{LR1} está creciendo mientras que i_{LR2} decrece con la misma pendiente. La bobina L_0 se está desmagnetizando y su corriente i_{L0} está decreciendo. Este intervalo dura hasta el momento t_R en que la corriente que circula a través de la bobina L_{R1} alcanza el valor de la corriente que está pasando a través de L_0 .

El momento t_R se puede calcular fácilmente:

$$t_R = \frac{L_d \cdot n_{SR} \cdot i_{L0}(t_R)}{V_1} \quad (2.59)$$

Intervalo 2 ($t_R - dT$)

Durante este intervalo seguimos teniendo tensión en el primario del transformador. Las corrientes i_{L0} e i_{LR1} se han igualado y la misma corriente circula a través de ambas. Debido a la tensión aplicada por el transformador, la corriente crece con pendiente $(V_1/n_{SR} - V_{SR}) / (L_0 + L_{R1})$ (Fig. 2.53b). Durante este intervalo, la tensión que se ve en el secundario (V_1/n_{SR}) es aplicada al filtro LC de salida (suponiendo que $L_0 \gg L_R$ y que por tanto casi no cae tensión en la bobina retrasadora L_R). Vemos por tanto que por el hecho de haber añadido las bobinas retrasadoras, hemos recortado el tiempo efectivo durante el que aplicamos tensión al filtro de salida, al igual que ocurría en el caso del convertidor Directo Retrasado visto anteriormente.

Intervalo 3 ($dT - T/2$)

Durante este intervalo, la tensión en el primario del transformador es cero y por tanto, también lo será en el secundario. La corriente que circula por las dos bobinas (L_0 y L_R) decrece ya que se aplica sobre ellas la tensión de salida (Fig. 2.53c).

El intervalo finaliza en $T/2$, momento en el cual se aplica tensión en el primario del transformador con sentido contrario al aplicado durante los intervalos 1 y 2.

Intervalos 4, 5 y 6

En $T/2$ se aplica tensión en el primario del transformador con sentido contrario al aplicado anteriormente. En este instante empezarán a repetirse los intervalos 1, 2 y 3 pero en la bobina L_{R2} .

En $t = T/2$ circula por la bobina L_{R1} una corriente del mismo valor que la corriente i_{L0} . Al aplicar tensión en sentido inverso, se repiten las condiciones que se daban en el intervalo 1 y por tanto, las tensiones se reparten de forma que el filtro LC ve una tensión nula.

Por tanto, la bobina L_{R1} tenderá a desmagnetizarse ya que sobre ella se aplica la tensión V_1/n_{SR} . Del mismo modo, la corriente que circula por L_{R2} comenzará a crecer con la misma pendiente con la que i_{LR1} decrece. Por tanto, la duración de este intervalo es exactamente igual a la del intervalo 1, es decir, t_R .

En la figura 2.53 podemos observar cómo el ciclo de trabajo efectivo es menor que el ciclo de trabajo original ya que le hemos recortado una fracción de valor t_R/T . Por tanto, el ciclo de trabajo efectivo será:

$$d' = d - \frac{t_R}{T} \quad (2.60)$$

siendo el valor de t_R el expresado en (2.59).

Por tanto, la tensión de salida V_{SR} será el valor medio de la tensión que llega al filtro LC de salida:

$$V_{SR} = 2 \cdot \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot (d - t_R \cdot f) \quad (2.61)$$

siendo f la frecuencia de conmutación ($f=1/T$).

Sustituyendo t_R por (2.59), obtenemos:

$$V_{SR} = \frac{2 \cdot V_1}{n_{SR}} \cdot d - 2 \cdot L_R \cdot f \cdot i_{L0} \quad (2.63)$$

Suponiendo un rizado pequeño en i_{L0} , podemos aproximar la corriente de salida $i_0 \approx i_{L0}$, y por tanto:

$$V_{SR} = V_S - R_{SP} \cdot i_0 \quad (2.64)$$

Es decir, de nuevo el circuito equivalente resulta ser una fuente de tensión V_S y una resistencia sin pérdidas R_{SP} en serie. El valor de V_S dependerá de la topología del convertidor principal y en este caso vemos que el valor de la R_{SP} es:

$$R_{SP} = 2 \cdot L_R \cdot f \quad (2.65)$$

Comparando este resultado con el obtenido en el caso del convertidor Directo Retrasado, vemos que con el mismo valor de bobina retrasadora L_R , el valor de la resistencia sin pérdidas obtenida es el doble. Este resultado es lógico ya que con esta configuración, el recorte que se le hace al ciclo de trabajo se divide en dos partes y por tanto, cada una de las partes será la mitad del recorte total. Cómo es lógico, al tener que recortar menos, la bobina retrasadora es más pequeña. Nótese de todas formas, que son necesarias dos bobinas en vez de una para conseguir el efecto deseado con lo que el volumen total de los elementos magnéticos viene a ser el mismo.

Sin embargo, el tamaño de la bobina del filtro de salida L_0 sí será más pequeño ya que con esta configuración, su frecuencia de trabajo es el doble y su tamaño disminuirá aproximadamente a la mitad.

2.6.1.1 ECUACIONES REALES DEL CONVERTIDOR EN MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO

Al igual que se hizo con el caso del convertidor Directo Retrasado, es posible resolver las ecuaciones reales de este convertidor y compararlas con las obtenidas utilizando la aproximación de suponer una bobina L_0 muy grande y un rizado muy pequeño en la corriente de salida.

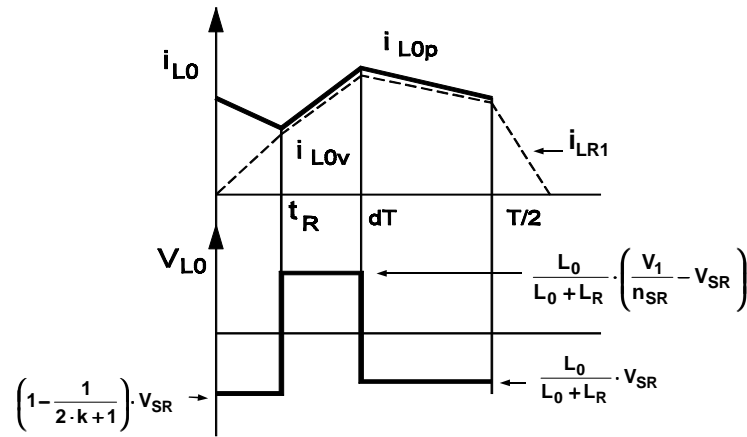


Fig. 2.54: Corrientes que circulan por las bobinas del convertidor retrasado con rectificador de onda completa basado en un transformador con toma media

En la figura 2.54 se muestran las corrientes que circulan por las bobinas así como la tensión que soporta la bobina de salida L_0 . El hecho de considerar un cierto rizado en la corriente i_{L0} tiene como primera consecuencia que las corrientes por las bobinas L_{R1} y L_{R2} no tienen la misma pendiente. En concreto, la corriente que circula por la bobina que se esté desmagnetizando (i_{LR2} en este caso) tendrá una pendiente mayor que la otra. Las expresiones de las pendientes de ambas corrientes son las siguientes:

$$\frac{di_{LR1}}{dt} = \frac{V_1}{n_{SR} \cdot L_R} - \frac{V_{SR}}{(2 \cdot k + 1) \cdot L_R} \quad (2.66)$$

$$\frac{di_{LR2}}{dt} = \frac{V_1}{n_{SR} \cdot L_R} + \frac{V_{SR}}{(2 \cdot k + 1) \cdot L_R} \quad (2.67)$$

donde k es la constante utilizada en la expresión (2.38).

Esto a su vez implica que cuando hay simultáneamente circulación de corriente por las dos ramas, la tensión que “ve” el filtro LC no es nula como ocurría en el caso anterior en el que despreciábamos el rizado de la corriente i_{L0} . En este caso, el filtro LC “ve” la siguiente tensión:

$$V_{LC} = \frac{V_1}{n_{SR}} - L_R \cdot \frac{di_{LR1}}{dt} = \frac{V_{SR}}{(2 \cdot k + 1)} \quad (2.68)$$

que como podemos comprobar, tiene un valor distinto de cero. En la medida en que la bobina L_0 tenga un valor mayor que la bobina L_R , la constante k será mayor y la tensión que aparece en el filtro tenderá a hacerse más pequeña. El caso ideal supone plantear que L_0 es infinitamente mayor que L_R con lo que ésta tensión tiende a anularse.

Teniendo en cuenta estas formas de onda, podemos plantear las ecuaciones que aparecen a continuación.

La corriente media de salida será:

$$I_{L0} = \frac{i_{L0p} + i_{L0v}}{2} \quad (2.69)$$

El valor de la corriente de valle al final del intervalo 1 será la siguiente:

$$i_{L0v} = \frac{1}{L_R} \cdot \left(\frac{V_1}{n_{SR}} - \frac{V_{SR}}{2 \cdot k + 1} \right) \cdot t_R \quad (2.70)$$

El valor de la corriente de pico que se alcanza al final del segundo intervalo la podemos calcular de la siguiente manera:

$$i_{L0p} = i_{L0v} + \frac{1}{L_R + L_0} \cdot \left(\frac{V_1}{n_{SR}} - V_{SR} \right) \cdot (d \cdot T - t_R) \quad (2.71)$$

Por último, la bobina L_0 debe tener un balance “voltios-segundo” nulo y por tanto, se cumplirá:

$$\frac{L_0}{L_0 + L_R} \cdot \left(\frac{V_1}{n_{SR}} - V_{SR} \right) \cdot (d \cdot T - t_R) = \left(1 - \frac{1}{2 \cdot k + 1} \right) \cdot V_{SR} \cdot t_R + \frac{L_0}{L_0 + L_R} \cdot V_{SR} \cdot \left(\frac{T}{2} - d \cdot T \right) \quad (2.72)$$

De nuevo, es difícil extraer conclusiones directamente a partir de estas fórmulas, por lo que resulta mucho más útil recurrir a un programa de cálculo matemático para estudiar los resultados. Utilizaremos los mismos valores numéricos que en el ejemplo del convertidor Directo Retrasado, es decir:

- Tensión de entrada (V_g): 310 V
- Tensión de salida (V_p): 50 V
- Relación de transformación (n): 2
- Frecuencia de conmutación (f): 100 kHz
- Inductancia Retrasadora (L_R): 200 μ H

Nótese que el valor de la inductancia retrasadora es la mitad que en el caso del convertidor Directo. Asimismo, la relación de transformación es el doble ya que estamos utilizando una salida con rectificador de doble onda basada en transformador con toma media. Tomando estos valores, estamos en las mismas condiciones que en el caso del convertidor Directo Retrasado.

Caso 1

Tomando un valor de $k=3$, es decir, una inductancia de filtro $L_0 = 600 \mu\text{H}$ obtenemos los resultados que se muestran en la figura 2.55. Vemos cómo el valor del ciclo de trabajo del caso real es en algunos puntos mayor que el del caso ideal y menor en otros puntos. Esto da lugar a que el error relativo que se produce sea en promedio menor que en el caso del convertidor Directo. El error máximo en este ejemplo es del 10% mientras que con el rectificador de media onda el error máximo alcanzaba prácticamente el 12% (Fig. 2.32). Nótese que el valor de la bobina del filtro L_0 es de sólo 600 μH , la mitad que en el caso anterior.

Caso 2

Si tomamos ahora un valor de $k=6$, obtenemos los resultados que se muestran en la figura 2.56. Vemos de nuevo que el error relativo que se produce es muy pequeño y siempre menor que en el caso del rectificador de media onda. Para la mayor parte de los puntos de funcionamiento, el error se mantiene por debajo del 2%.

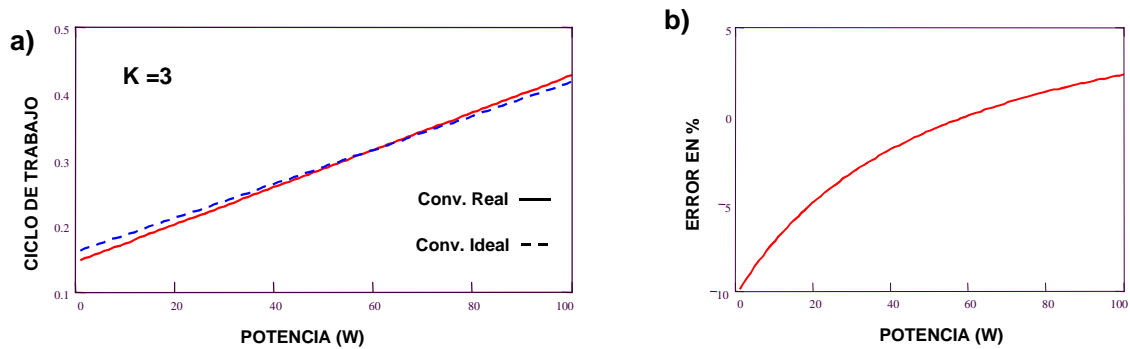


Fig. 2.55: a) ciclo de trabajo en función de la potencia manejada por el convertidor obtenido con el modelo ideal y con el modelo real con $k=3$, b) error relativo entre ambos resultados.

Podemos por tanto concluir, que la aproximación realizada al suponer un rizado despreciable en la bobina de salida L_0 es suficientemente buena y de nuevo vemos que no es necesario utilizar una bobina mucho mayor que la retrasadora tal y como se supone para hacer los cálculos simplificados ($L_0 \gg L_R$). Es suficiente con utilizar una bobina L_0 4 ó 5 veces mayor que L_R .

Vemos además, que con el rectificador de doble onda basado en un transformador de toma media, el tamaño de la bobina de salida L_0 es la mitad que en el caso del rectificador de media onda, con lo que en conjunto, el tamaño de la nueva solución será menor que el de la solución propuesta inicialmente.

2.6.1.2 ECUACIONES DEL CONVERTIDOR EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUO

Cuando la corriente que circula por L_0 sea suficientemente pequeña, el convertidor pasará de operar en modo de conducción continuo a modo de conducción discontinuo (MCD).

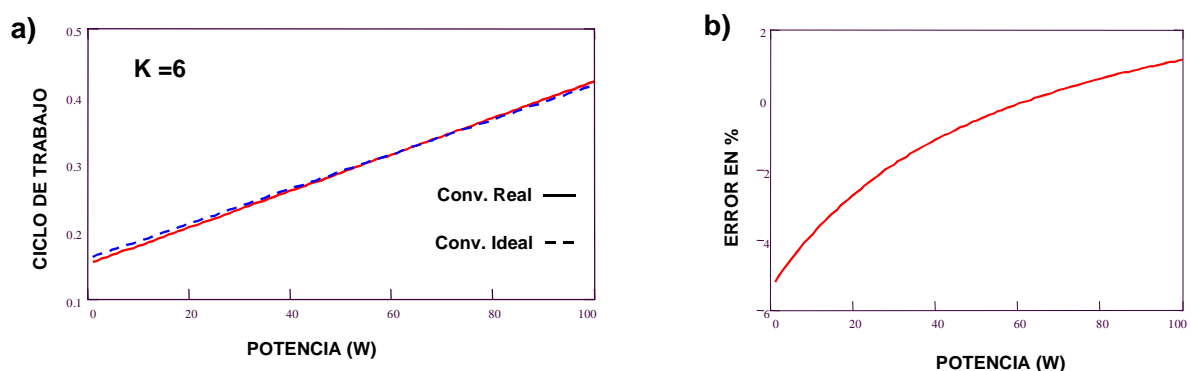


Fig. 2.56: ciclo de trabajo en función de la potencia obtenido con el modelo real y con el modelo ideal para un valor de $k=6$, b) error relativo entre ambos resultados

Con el rectificador de doble onda basado en un transformador con toma media, el funcionamiento en MCD es muy sencillo ya que sólo tiene tres posibles estados (que se repiten alternativamente en cada rama). Los circuitos equivalentes y las formas de onda se muestran en la figura 2.57.

Estado 1 ($t_0 - dT$)

Durante este estado, hay tensión en el primario del transformador y por tanto, la tensión que aparece en el secundario magnetiza las dos bobinas (L_{R1} y L_0). Al estar en MCD, las dos bobinas parten de un estado inicial con corriente nula y es la misma corriente la que circula a través de ambas bobinas cuando aparece tensión en el secundario.

Al final del intervalo, la corriente habrá alcanzado un valor:

$$i_p = \frac{1}{L_R + L_0} \cdot \left(\frac{V_1}{n_{SR}} - V_{SR} \right) \cdot dT \quad (2.73)$$

Estado 2 ($dT - \Delta_2 T$)

En el transformador aparece una tensión nula con lo que las bobinas se desmagnetizan con la tensión de salida. Nótese que estamos suponiendo que la salida principal está operando en MCC y que por tanto garantiza una forma de onda simétrica en el transformador.

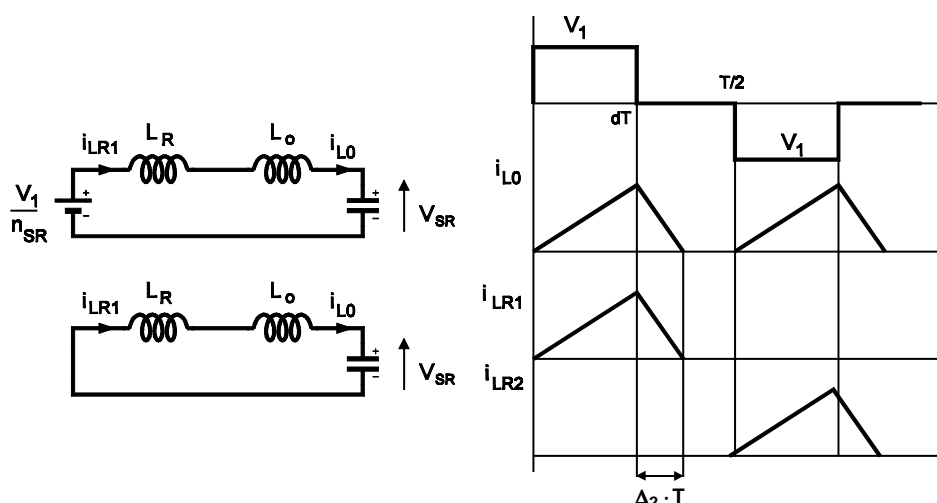


Fig. 2.57: Operación del convertidor retrasado (rectificador de onda completa basado en transformador con toma media) en MCD

Podemos calcular el valor del intervalo de tiempo $\Delta_2 T$ que tarda en llegar la corriente a cero desde el estado inicial:

$$i_p = \frac{1}{L_R + L_0} \cdot V_{SR} \cdot \Delta_2 \cdot T \quad (2.74)$$

Combinando (2.73) y (2.74) obtenemos:

$$V_{SR} = \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot \frac{d}{d + \Delta_2} \quad (2.75)$$

La corriente media de salida será:

$$I_{L0} = \frac{1}{2} \cdot (d + \Delta_2) \cdot i_p = \frac{P}{V_{SR}} \quad (2.76)$$

donde P es la potencia de salida del convertidor.

Resolviendo este sistema de ecuaciones podemos calcular el valor de la corriente real que circula por el convertidor en función de la tensión de entrada y de la potencia. Combinando las ecuaciones del modo de conducción continuo y las del modo discontinuo podemos obtener, al igual que se hizo con el convertidor Directo, el valor real de la corriente de entrada de un convertidor en el que se implemente una salida de este tipo para reducir el contenido armónico.

2.6.1.3 USO DE LA SALIDA RETRASADA CON RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA BASADA EN UN TRANSFORMADOR CON TOMA MEDIA PARA LA REDUCCIÓN DEL CONTENIDO ARMÓNICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

Como hemos visto, una salida de este tipo también tiene un circuito equivalente consistente en una fuente de tensión y una resistencia sin pérdidas. Por tanto, si colocamos la salida del convertidor retrasado entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento (Fig. 2.58), obtendremos el mismo circuito equivalente que en el caso del convertidor Directo.

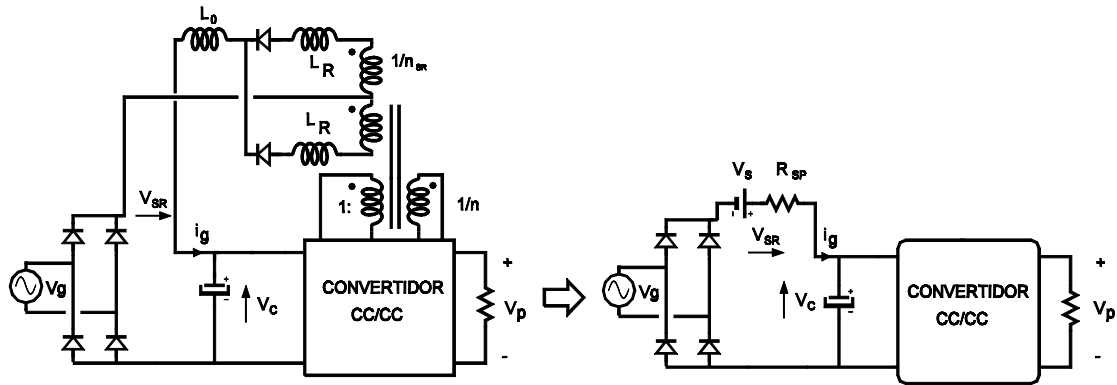


Fig. 2.58: Esquema básico de un convertidor con RA^2 con rectificador de onda completa basado en un transformador con toma media y su circuito equivalente

Todo lo explicado en el caso del convertidor Directo Retrasado es también válido para este caso. La forma de onda real tendrá un ángulo de conducción mayor que el caso ideal debido al funcionamiento en MCD en los extremos del periodo de red. En la medida en que la bobina L_0 sea muy grande, el comportamiento será más parecido al ideal.

Al igual que ocurría anteriormente, en función de la relación de transformación de la salida retrasada (n_{SR}) podremos tener distintos tipos de formas de onda (Fig. 2.41).

Por tanto, resolviendo las ecuaciones correspondientes al MCC, (2.69)-(2.72) y las correspondientes al MCD, (2.73)-(2.76), podemos obtener la forma de onda de la corriente de entrada. Nótese, que en esas ecuaciones, la tensión de entrada de la salida retrasada debe sustituirse por el valor de la tensión en el condensador de almacenamiento, puesto que esa tensión será la verdadera tensión de entrada que verá el convertidor. Además, a este conjunto de ecuaciones le añadiremos la ecuación que relaciona el comportamiento del convertidor con la tensión de entrada (mientras hay circulación de corriente por la entrada), es decir:

$$V_g(t) = V_C - V_{SR} \quad (2.77)$$

donde $V_g(t)$ es la tensión de entrada de red, V_C la tensión en el condensador de almacenamiento y V_{SR} la tensión en la salida retrasada.

Al igual que se hizo en el caso del convertidor Directo, para obtener un resultado genérico sin tener que entrar a analizar una topología en concreto, se supondrá un valor de tensión en el

condensador para poder resolver el sistema. Con esto se obtendrá una forma de onda de corriente de entrada. El último paso es una iteración en el valor del ciclo de trabajo hasta conseguir que la potencia demandada a la entrada sea la misma que la demandada por la salida.

Los datos utilizados para resolver las ecuaciones son los siguientes:

- Tensión de entrada: $V_g = 220 \text{ V}$
- Tensión en el condensador de almacenamiento: $V_C = 400 \text{ V}$
- Potencia total: 200 W
- Relación de transformación de la salida retrasada: $n_{SR} = 1$
- Frecuencia de conmutación: $f = 100 \text{ kHz}$

Siguiendo el mismo proceso de diseño que anteriormente, en primer lugar elegimos el ángulo de conducción a tensión de entrada nominal y potencia máxima. Tomando por ejemplo un ángulo $\phi_C = 70^\circ$ y resolviendo (2.10), obtenemos el valor de la resistencia sin pérdidas necesaria, que en este caso resulta ser $R_{SP} = 21,72 \Omega$. Utilizando (2.65) calculamos el valor de la inductancia retrasadora necesaria: $L_R = 108,6 \mu\text{H}$. Sólo queda decidir el valor de la inductancia L_0 . En la figura 2.59 se han representado dos casos: en 2.59a, se ha tomado un valor de $k = 8$ y en 2.59b, un valor de $k = 3$. Vemos como el caso a) se aproxima mucho más al caso ideal puesto que la inductancia L_0 es grande. En el caso b) se puede observar cómo, al tener un valor de L_0 menor, el convertidor opera durante más tiempo en MCD. Vemos que las formas de onda son muy similares a las obtenidas con la salida retrasada con rectificador de media onda. Las conclusiones obtenidas sobre el contenido armónico de la forma de onda de la corriente en aquel caso son por tanto válidas también en este. De hecho, la curva obtenida en la figura 2.48 resulta ser la misma en este caso.

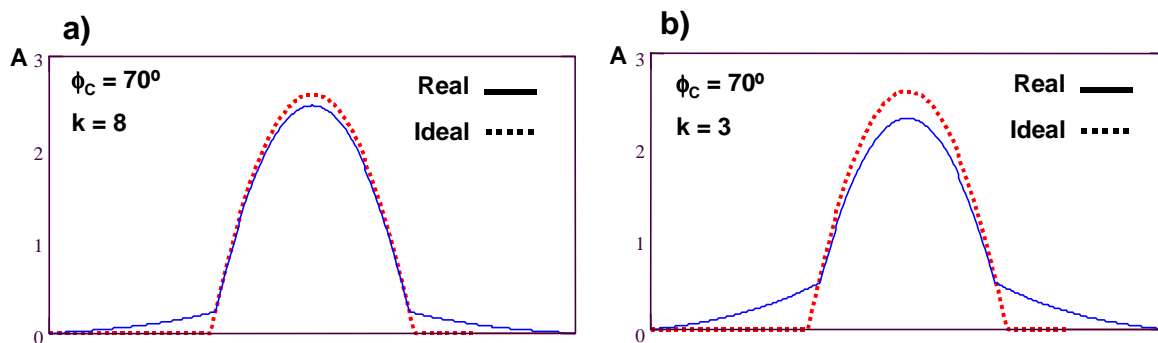


Fig. 2.59: formas de onda de la corriente de entrada obtenidas con el modelo real y con el modelo ideal. a) $k=8$, b) $k=3$

2.6.1.4 USO DE LA SALIDA RETRASADA CON RECTIFICADOR DE DOBLE ONDA BASADA EN UN TRANSFORMADOR CON TOMA MEDIA EN CONVERTIDORES CON FORMAS DE ONDA ASIMÉTRICAS EN EL TRANSFORMADOR

Hemos visto en las secciones anteriores cómo al utilizar una salida retrasada con rectificador de doble onda, conseguíamos reducir el tamaño de la bobina de salida L_o . Esto es lógico ya que al utilizar este tipo de rectificador, la onda que ve el filtro LC de salida tiene unas componentes de alterna menores y por tanto resulta más fácil de filtrar que si la onda fuese la obtenida a partir de un rectificador de media onda. Sin embargo, hasta ahora lo hemos utilizado únicamente en convertidores que manejan el transformador principal de forma simétrica (por ejemplo, el convertidor en Medio Puente, el convertidor Simétrico (*Push-Pull*), etc.).

Dado el beneficio que obtenemos al disminuir el tamaño de uno de los elementos magnéticos, podríamos pensar en utilizar este mismo esquema en topologías que manejen el transformador de forma asimétrica (por ejemplo, el convertidor de Retroceso).

Supongamos la salida retrasada de la figura 2.60 y supongamos que la forma de onda de la tensión en el primario del transformador es asimétrica, tal y como se representa en la figura. Tendremos una tensión positiva V_{1p} durante un periodo de tiempo dT y una tensión negativa V_{1n} durante un periodo de duración $(1-d)T$.

Suponiendo modo de conducción continuo en la bobina L_o , tendremos 4 modos de funcionamiento a lo largo de un periodo de conmutación. La figura 2.61 muestra los 4 circuitos equivalentes correspondientes a dichos modos de funcionamiento y las formas de onda que aparecen en el convertidor.

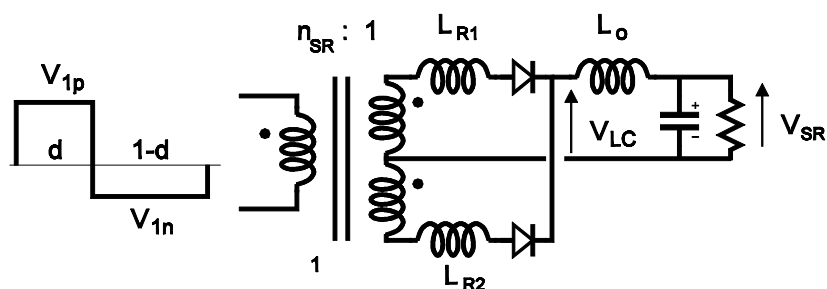


Fig. 2.60: convertidor retrasado con rectificador de onda completa basado en un transformador con toma media y con formas de onda asimétricas en el primario del transformador

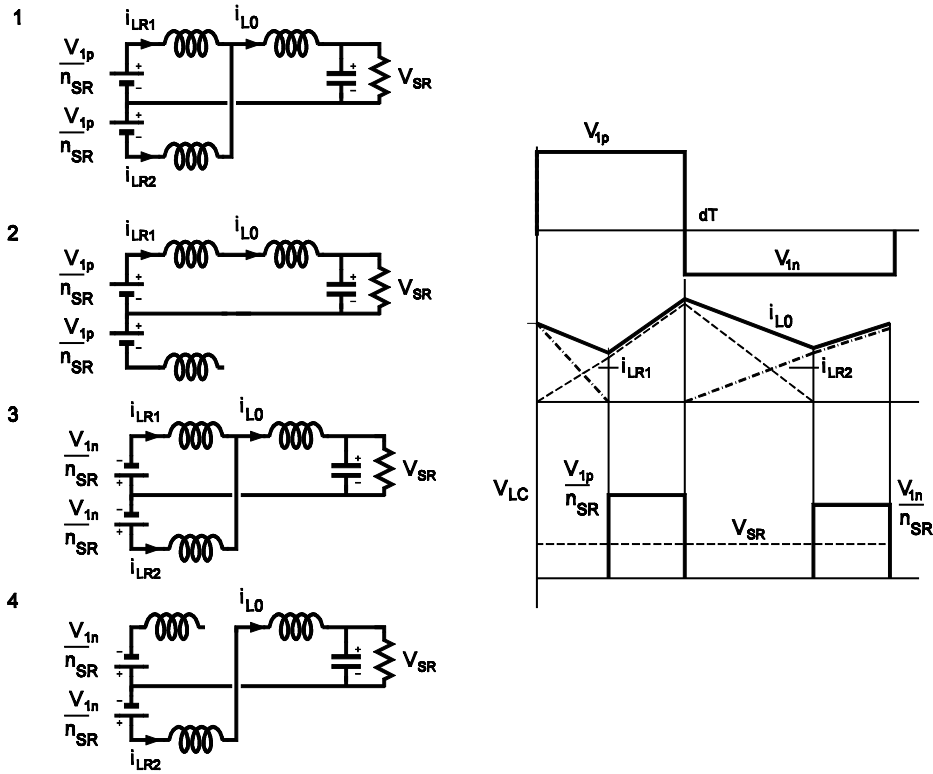


Fig. 2.61: Circuitos equivalentes de los diferentes modos de funcionamiento por los que pasa un convertidor retrasado con rectificador de onda completa basado en un transformador con toma media cuando opera con formas de onda asimétricas en el transformador

Estado 1 ($t_0 - t_{R1}$)

En este estado, tenemos tensión positiva en el primario del transformador (V_{1p}). La bobina L_{R2} tiene corriente inicialmente y por la bobina L_{R1} empieza a circular corriente al aplicarse sobre ella la tensión que aparece en el secundario del transformador. Si suponemos que la corriente que circula por la bobina L_0 tiene un rizado despreciable (y por tanto se comporta como una fuente de corriente constante), las dos bobinas retrasadoras soportarán la misma tensión y por tanto la tensión que ve el filtro LC de salida es nula. En este estado de cosas, la corriente por L_{R1} crecerá con pendiente $\frac{V_{1p}}{n_{SR}} \cdot \frac{1}{L_{R1}}$ y del mismo modo, la corriente que circula a través de L_{R2} decrecerá con pendiente $\frac{V_{1p}}{n_{SR}} \cdot \frac{1}{L_{R2}}$. Este intervalo finaliza en el momento en que el valor de la corriente i_{LR1} alcanza el valor de la corriente i_{L0} . Para calcular este tiempo supondremos de nuevo que el rizado de i_{L0} es muy pequeño. Por tanto:

$$t_{R1} = \frac{L_{R1} \cdot n_{SR}}{V_{Ip}} \cdot i_{L0} \cong \frac{L_{R1} \cdot n_{SR}}{V_{Ip}} \cdot i_0 \quad (2.78)$$

Estado 2 ($t_{R1} - dT$)

Durante este periodo de tiempo, todavía hay tensión positiva en el primario del transformador pero ahora la corriente i_{LR1} es la misma que i_{L0} y además, $i_{LR2}=0$. Ahora, el filtro LC ve aproximadamente el valor de la tensión que aparece en el secundario V_{Ip}/n_{SR} , suponiendo siempre $L_0 \gg L_R$.

Estado 3 ($dT - t_{R2}$)

A partir del instante dT , la tensión en el transformador se invierte y pasa a ser negativa de valor V_{In} . Este estado es similar al estado 1 aunque ahora es la corriente i_{LR1} la que parte de una valor inicial no nulo y la corriente i_{LR2} empieza a crecer. En este caso, la pendiente con la que decrece i_{LR1} será $\frac{V_{In}}{n_{SR}} \cdot \frac{1}{L_{R1}}$ y la pendiente con la que crece i_{LR2} será $\frac{V_{In}}{n_{SR}} \cdot \frac{1}{L_{R2}}$. Por tanto, podremos calcular la duración de este intervalo de forma similar a como se hizo para el estado 1:

$$t_{R2} = \frac{L_{R2} \cdot n_{SR}}{V_{In}} \cdot i_{L0} \cong \frac{L_{R2} \cdot n_{SR}}{V_{In}} \cdot i_0 \quad (2.79)$$

Estado 4 ($t_{R2} - T$)

Del mismo modo, este estado es análogo al estado 2. Se ha anulado la corriente i_{LR1} y ahora la corriente $i_{LR2} = i_{L0}$. La tensión que ve ahora el filtro LC será por tanto V_{In}/n_{SR} .

Si calculamos el valor medio de la tensión que aparece en el filtro LC tendremos el valor de la tensión de salida V_{SR} :

$$V_{SR} = \frac{V_{Ip}}{n_{SR}} \cdot \left(d - \frac{t_{R1}}{T} \right) + \frac{V_{In}}{n_{SR}} \cdot \left(1 - d - \frac{t_{R2}}{T} \right) \quad (2.80)$$

Operando esta ecuación y teniendo en cuenta que $V_{Ip} \cdot d = V_{In} \cdot (1 - d)$ obtenemos:

$$V_{SR} = \frac{2 \cdot V_{Ip}}{n_{SR}} \cdot d - (L_{R1} + L_{R2}) \cdot f \cdot i_0 \quad (2.81)$$

Se puede observar que de nuevo el circuito equivalente está compuesto por una fuente de tensión y una resistencia sin pérdidas en serie. En concreto, los valores son los siguientes:

$$V_S = \frac{2 \cdot V_{Ip}}{n_{SR}} \cdot d \quad (2.82)$$

$$R_{SP} = (L_{R1} + L_{R2}) \cdot f \quad (2.83)$$

Tomando por ejemplo $L_{R1}=L_{R2}$, vemos que para obtener el mismo valor de R_{SP} utilizaremos 2 bobinas similares al del caso de tensión simétrica. Del mismo modo, la bobina de salida L_0 será más pequeña que en el caso del rectificador de media onda, puesto que trabaja al doble de frecuencia. Por tanto, vemos que en general presenta más ventajas la salida retrasada con rectificador de onda completa, ya que es posible utilizar una bobina de salida L_0 más pequeña que la que debería usarse en el caso de un rectificador de media onda. Además, la solución basada en el rectificador de onda completa puede ser usada tanto en topologías con formas de onda simétricas en el transformador como en topologías con formas de onda asimétricas.

2.6.1.5 ACOPLAMIENTO DE LAS DOS BOBINAS RETRASADORAS EN UN ÚNICO NÚCLEO

Hemos visto en el apartado anterior cómo, en general, resulta más ventajosa la solución con rectificador de doble onda basada en el transformador con toma media que la solución con rectificador de media onda “tipo convertidor Directo”. Sin embargo, en la solución con rectificador de doble onda es necesario utilizar tres núcleos magnéticos: dos para las bobinas retrasadoras L_{R1} y L_{R2} y otro más para la bobina del filtro de salida L_0 . Esto podría representar una desventaja a la hora de hacer el diseño físico de los convertidores y sería más interesante poder integrar las dos bobinas retrasadoras en un solo núcleo.

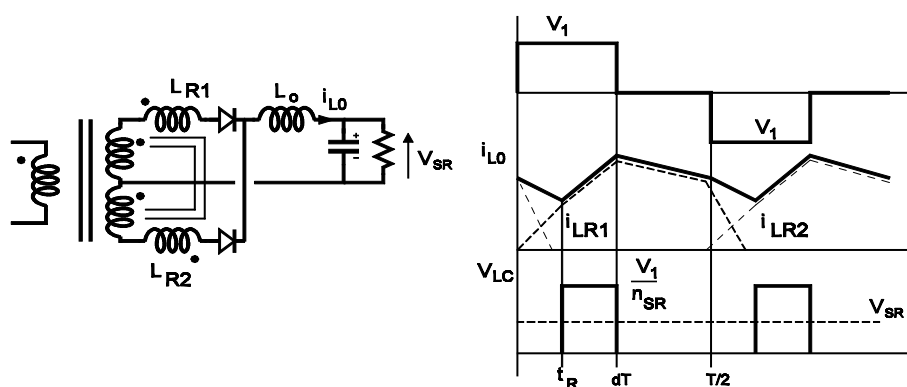


Fig. 2.62: principales formas de onda de un convertidor retrasado con rectificador de onda completa basado en un transformador con toma media y con las dos bobinas retrasadoras acopladas en un único núcleo

Esto es posible hacerlo, tal y como se muestra en la figura 2.62. Las dos bobinas tienen el mismo número de vueltas y los terminales correspondientes se colocan como se explica en dicha figura. De esta forma, si llamamos L_{mT} a la inductancia total de las dos bobinas, cada una de ellas por separado tendrá un valor:

$$L_{R1} = L_{R2} = \frac{L_{mT}}{4} \quad (2.84)$$

El funcionamiento de la salida retrasada con esta configuración es muy similar al del resto de casos estudiados (Fig. 2.62). Sin embargo, debemos tener en cuenta el hecho de tener las bobinas acopladas de esta forma a la hora de calcular el valor del recorte de tiempo t_R que van a introducir en el ciclo de trabajo.

Supongamos que estamos en el momento t_0 . Por la bobina L_{R1} no circula corriente y toda la corriente de salida pasa a través de L_{R2} ($i_{LR2} = i_{L0}$). En este instante, la tensión en el transformador pasa a ser positiva y por tanto, la bobina L_{R1} empezará a conducir. A pesar de que en el instante inicial la corriente por la rama superior es nula y debido al acoplamiento de las bobinas, la inductancia magnetizante de L_{R1} tendrá inicialmente un valor de corriente igual a $-i_{LR2}$ (es decir, $-i_{L0}$ suponiendo un rizado despreciable en la bobina de salida), tal y como se muestra en la figura 2.63. Por tanto, el hecho de que la corriente que circula por la rama superior alcance el valor de la corriente de salida i_{L0} supone en realidad que la corriente magnetizante de i_{LR1} pase de tener

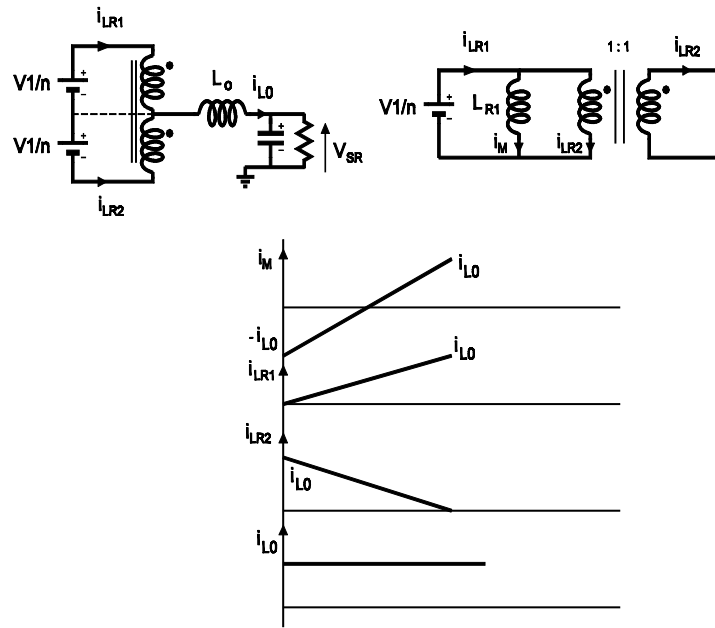


Fig. 2.63: corrientes que circulan por los elementos magnéticos de una salida retrasada con rectificador de doble onda basada en un transformador con toma media y con las dos bobinas retrasadoras acopladas. (Se ha despreciado el rizado de la corriente i_{L0})

un valor $-i_{L0}$ a tener un valor igual a $+i_{L0}$. Así, para calcular el valor de t_R tendremos en cuenta que la variación de corriente necesaria es $2i_{L0}$, es decir:

$$t_R = \frac{L_{R1} \cdot n}{V_l} \cdot 2 \cdot i_{L0} \cong \frac{L_{R1} \cdot n}{V_l} \cdot 2 \cdot i_0 \quad (2.85)$$

Por tanto, el valor de la tensión de la salida retrasada será:

$$V_{SR} = 2 \cdot \frac{V_l}{n} \cdot \left(d - \frac{t_R}{T} \right) = 2 \cdot \frac{V_l}{n} \cdot d - 4 \cdot L_{R1} \cdot f \cdot i_0 \quad (2.86)$$

De nuevo vemos que el circuito equivalente consta de una fuente de tensión V_S y una resistencia sin pérdidas R_{SP} en serie. En este caso:

$$V_S = 2 \cdot \frac{V_1}{n} \cdot d \quad (2.87)$$

$$R_{\text{SP}} = 4 \cdot L_{\text{R1}} \cdot f = L_{\text{mT}} \cdot f \quad (2.88)$$

Si tenemos en cuenta el número de vueltas total de las dos bobinas acopladas, la expresión del valor de R_{SP} es idéntica a la obtenida para el caso de la salida con rectificador de media onda (2.32). Sin embargo, la energía almacenada en ambos casos no es la misma puesto que con las dos bobinas acopladas, la corriente total i_{L0} se divide en dos (i_{LR1} e i_{LR2}) y por tanto, en ningún momento pasa toda la corriente a través de las dos bobinas simultáneamente. La función que representa la energía almacenada en L_{mT} tiene un máximo cuando toda la corriente i_{L0} pasa a través de una de las mitades, es decir, a través de una inductancia de valor $L_{mT}/4$. Por tanto, la energía almacenada es cuatro veces más pequeña cuando las dos bobinas están acopladas, por lo que el tamaño del núcleo también será más pequeño en comparación con el de la inductancia retrasadora de la salida “tipo convertidor Directo”. Esta configuración también resulta más beneficiosa que la que utiliza dos bobinas retrasadoras en núcleos separados, que en el fondo es equivalente, en lo que se refiere al tamaño de los elementos magnéticos, a la salida retrasada basada en un rectificador de media onda.

2.6.2 SALIDA RETRASADA BASADA EN EL USO DE UN PUENTE COMPLETO DE DIODOS

Hemos visto en los apartados anteriores cómo el hecho de utilizar un rectificador de doble onda en la salida retrasada resulta beneficioso, ya que conseguimos disminuir el tamaño de la bobina de salida. Visto esto, podemos pensar en otro tipo de configuraciones que tengan un rectificador de doble onda. La figura 2.64 muestra otra posible implementación de una salida retrasada con rectificador de onda completa, aunque esta vez basada en el uso de un puente completo de diodos. Nótese que estos diodos deberán ser rápidos, puesto que la salida estará trabajando a la frecuencia de conmutación. Además, es importante resaltar que esta configuración sólo necesita una bobina retrasadora y no dos como en el caso de la salida retrasada basada en un transformador con toma media.

El principio de funcionamiento es muy similar al de las configuraciones estudiadas anteriormente, aunque debemos tener en cuenta una importante diferencia: al utilizar un puente completo de diodos, la corriente que pasa a través de la inductancia retrasadora puede invertirse, lo cual afectará claramente al cálculo del tiempo de retraso t_R .

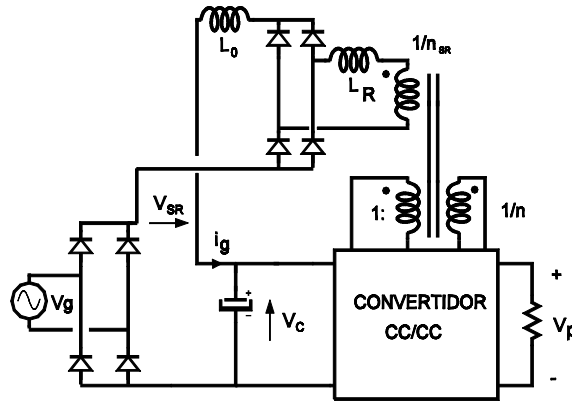


Fig. 2.64: esquema básico de un convertidor CA/CC con un RA² con rectificador de doble onda basado en un puente completo de diodos

A lo largo de un periodo de conmutación, tendremos tres intervalos bien diferenciados mientras la corriente i_{LR} es positiva y otros tres simétricos cuando se invierte dicha corriente, tal y como se puede observar en las formas de onda representadas en la figura 2.65.

Intervalo 1+ ($t_0 - t_R$)

En t_0 la tensión en el primario del transformador pasa a ser positiva. En ese instante, la corriente i_{LR} era negativa y por tanto, con el nuevo sentido de la tensión, el módulo de i_{LR} comenzará a decrecer hasta llegar a anularse. A continuación, comenzará a crecer de nuevo hasta alcanzar el valor de la corriente que en ese momento circule por la bobina de salida.

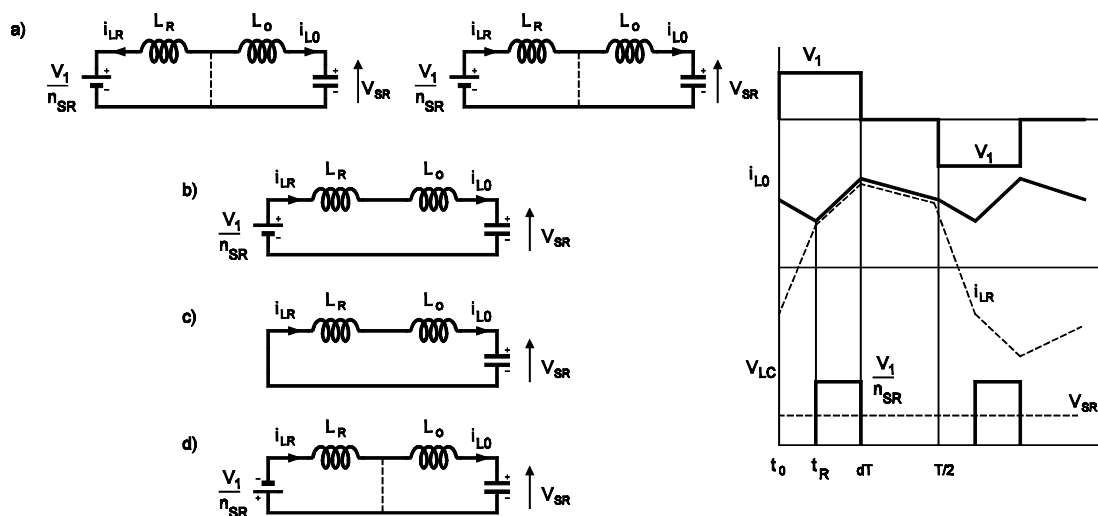


Fig. 2.65: modos de operación de un convertidor retrasado con rectificador de onda completa basado en un puente completo de diodos y sus principales formas de onda

Nótese que al ser i_{LR} negativa y tener tensión positiva en el transformador, todos los diodos están polarizados directamente y por tanto, el filtro LC de salida verá una tensión nula. Para calcular el valor de t_R , supondremos que el rizado de la corriente i_{L0} es despreciable y así $i_{L0} \cong i_0$. Por tanto, la corriente por la bobina retrasadora i_{LR} tendrá que pasar de un valor $-i_0$ a un valor $+i_0$. De esta forma:

$$t_R = \frac{L_R \cdot n_{SR}}{V_1} \cdot 2 \cdot i_0 \quad (2.89)$$

Intervalo 2+ ($t_R - dT$)

Durante este intervalo, seguimos teniendo tensión positiva en el transformador y la corriente que circula por la bobina retrasadora es la misma que la que circula por la bobina de filtro. Suponiendo que $L_0 \gg L_R$, el filtro LC ve a la entrada la tensión que aparece en el secundario V_1/n . Por tanto, vemos de nuevo que el ciclo de trabajo efectivo se ha reducido puesto que sólo le llega tensión al filtro de salida durante este intervalo y no durante todo el periodo $t_0 - dT$, como ocurre en una salida convencional.

Intervalo 3+ ($dT - T/2$)

Durante este intervalo se anula la tensión en el transformador y por tanto, las bobinas tienden a desmagnetizarse, decreciendo la corriente con una pendiente $\frac{V_{SR}}{L_R + L_0}$. Al final del intervalo, en

$T/2$, estaremos en una situación simétrica a la del instante t_0 ya que en este punto, las corrientes i_{LR} e i_{L0} son en realidad la misma y la tensión en el transformador va a pasar a invertirse al igual que ocurría en el intervalo 1.

A partir de este instante, se van a repetir de nuevo los tres intervalos, con la única diferencia de que la corriente por la bobina retrasadora tiene el sentido contrario al que tenía en esos estados.

Suponiendo de nuevo que $L_0 \gg L_R$, podemos comprobar que durante este intervalo la tensión que ve el filtro LC de salida es nula.

Por tanto, podemos calcular la tensión de salida de la salida retrasada calculando el valor medio de la tensión que aparece a la entrada del filtro LC, es decir:

$$V_{SR} = 2 \cdot \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot d' = 2 \cdot \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot \left(d - \frac{t_R}{T} \right) \quad (2.90)$$

Sustituyendo t_R por (2.89), obtenemos:

$$V_{SR} = 2 \cdot \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot d - 4 \cdot L_R \cdot f \cdot i_0 \quad (2.91)$$

Vemos que la expresión obtenida es de nuevo muy similar a las calculadas anteriormente y que el circuito equivalente consiste en una fuente de tensión V_S y una resistencia sin pérdidas en serie R_{SP} . En concreto, la fuente de tensión tiene el siguiente valor:

$$V_S = 2 \cdot \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot d \quad (2.92)$$

y la resistencia sin pérdidas:

$$R_{SP} = 4 \cdot L_R \cdot f \quad (2.93)$$

De esta expresión podemos extraer una conclusión importante: para conseguir el mismo valor de R_{SP} con este tipo de salida retrasada, el valor de inductancia retrasadora es cuatro veces más pequeño que en el caso de una salida con rectificador de media onda. Nótese que además, en este caso sólo es necesario utilizar una bobina retrasadora y no dos como en el caso de la salida basada en un transformador con toma media.

Es lógico que esta inductancia sea más pequeña ya que para conseguir el mismo valor de tiempo de retraso t_R , el valor de la corriente que pasa a través de la bobina tiene que pasar de $-i_{L0}$ a $+i_{L0}$ y por tanto, para conseguirlo tendremos que usar una bobina más pequeña.

Esta solución es claramente la que mejor aprovecha los elementos magnéticos presentes en la topología. Por un lado, conseguimos que la bobina retrasadora tenga una excitación simétrica,

con lo que su tamaño disminuye y por otra parte, la bobina de salida trabaja a frecuencia doble de la de conmutación con lo que también conseguiremos optimizar su tamaño. Además, esta salida únicamente necesita un devanado adicional en el transformador principal y no dos como en el caso basado en transformador con toma media, con lo que el número de vueltas necesario será exactamente la mitad y por tanto, este elemento también resultará más sencillo de construir.

2.6.3 ECUACIONES REALES DE LA SALIDA RETRASADA CON RECTIFICADOR DE DOBLE ONDA BASADO EN UN PUENTE COMPLETO DE DIODOS

Al igual que hemos hecho en los casos anteriores, podemos construir las ecuaciones reales del convertidor sin hacer aproximaciones y teniendo en cuenta los rizados de las corrientes. De esta forma podemos comprobar si las aproximaciones realizadas son buenas y pueden ser utilizadas para el diseño de este tipo de salidas.

Se pueden plantear las ecuaciones que se describen a continuación.

El valor medio de la corriente de salida será:

$$\frac{i_{L0p} + i_{L0v}}{2} = I_{L0} \quad (2.94)$$

donde I_{L0} es la corriente media de salida, i_{Lp} el valor de pico de la corriente por la bobina L_0 e i_{L0v} , el valor de valle de dicha corriente.

El tiempo de retraso t_R lo podemos dividir en dos partes: por un lado, el tiempo t_1 durante el cual la corriente i_{LR} es negativa y el tiempo t_2 durante el que es positiva. Por tanto:

$$t_1 + t_2 = t_R \quad (2.95)$$

Llamaremos I_i al valor de la corriente i_{L0} en el momento inicial del intervalo. Así:

$$I_i = \frac{1}{L_R} \cdot \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot t_1 \quad (2.96)$$

y también:

$$I_i = i_{L0p} - \frac{1}{L_R + L_0} \cdot V_{SR} \cdot \left(\frac{T}{2} - d \cdot T \right) \quad (2.97)$$

El tiempo t_2 lo podemos calcular de la siguiente forma:

$$i_{L0v} = \frac{1}{L_R} \cdot \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot t_2 \quad (2.98)$$

Además, el valor de la corriente de pico será el siguiente:

$$i_{L0p} = i_{L0v} + \frac{1}{L_R + L_0} \cdot \left(\frac{V_1}{n_{SR}} - V_{SR} \right) \cdot (d \cdot T - t_R) \quad (2.99)$$

La corriente de valle también la podemos calcular de otra forma:

$$i_{L0v} = I_i - \frac{1}{L_0} \cdot V_{SR} \cdot t_R \quad (2.100)$$

Conociendo la tensión de entrada V_1 y fijando una determinada tensión de salida V_{SR} , así como la potencia de salida, nos quedan siete incógnitas (d , t_1 , t_2 , t_R , I_i , i_{L0v} , i_{L0p}) que podemos resolver con estas siete ecuaciones. Utilizando un programa de cálculo matemático, podemos obtener los valores reales de estas incógnitas sin hacer aproximaciones y comprobar así la influencia del tamaño de la bobina L_0 .

En el caso del rectificador con puente completo de diodos, debemos tener cuidado a la hora de elegir el valor de la bobina L_0 ya que en el fondo, la corriente que pasa a través de ella es la misma que en el caso del rectificador basado en un transformador con toma media. Sin embargo, la bobina retrasadora es la mitad que en ese caso. Por tanto, si queremos mantener el mismo error, el factor k por el que multiplicamos el valor de L_R debe ser el doble. En la figura 2.66 se puede observar una comparación entre el ciclo de trabajo obtenido con el circuito equivalente aproximado y el obtenido sin hacer aproximaciones, así como el error relativo entre ambos.

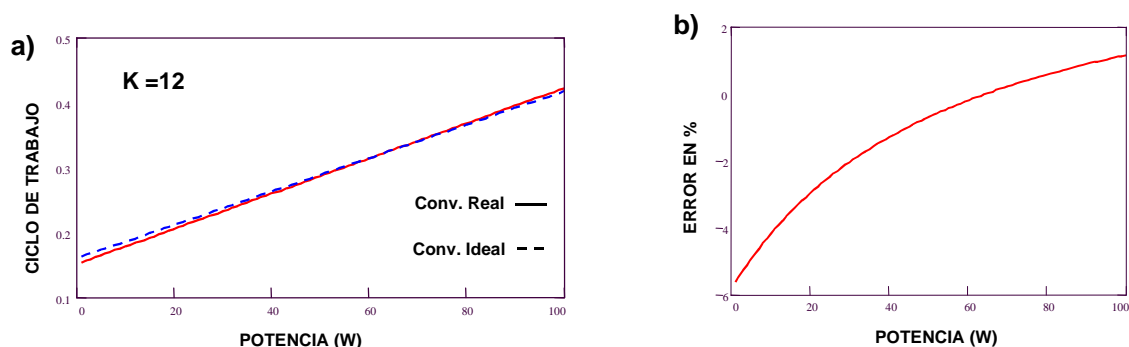


Fig. 2.66: a) ciclo de trabajo obtenido con el modelo real y con el modelo ideal para un valor de $k=12$, b) error relativo entre ambos resultados (rectificador de onda completa basado en un puente completo de diodos)

En la figura se ha multiplicado el valor de la inductancia retrasadora por doce, lo que es equivalente al caso de la figura 2.56 en la que se multiplicaba por seis el valor de la L_R (transformador con toma media). Para que los casos sean equivalentes, se ha tomado un valor de inductancia retrasadora $L_R=100 \mu\text{H}$ y por tanto $L_0=1200 \mu\text{H}$. Vemos que los resultados obtenidos son prácticamente idénticos a los de la figura 2.56.

Podemos concluir por tanto, que la mejor solución es la del rectificador de doble onda basado en el puente completo de diodos, ya que el tamaño de los elementos magnéticos resulta ser más pequeño que en el resto de soluciones. Sin embargo, no debemos obviar el hecho de que son necesarios cuatro diodos rápidos en vez de dos. De todas formas, al usar un rectificador en puente de diodos, la tensión inversa que deben soportar estos semiconductores es justamente la mitad de la que soportan los correspondientes a una salida basada en un transformador con toma media. Por tanto, el hecho de tener que usar un mayor número de diodos se compensa en cierto modo al poder usar semiconductores de menos tensión.

2.6.4 ECUACIONES REALES DEL CONVERTIDOR EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUO

Para calcular las formas de onda reales de la corriente de entrada de un convertidor con Reductor Activo de Armónicos nos resultará de nuevo útil estudiar el comportamiento del convertidor cuando opera en MCD.

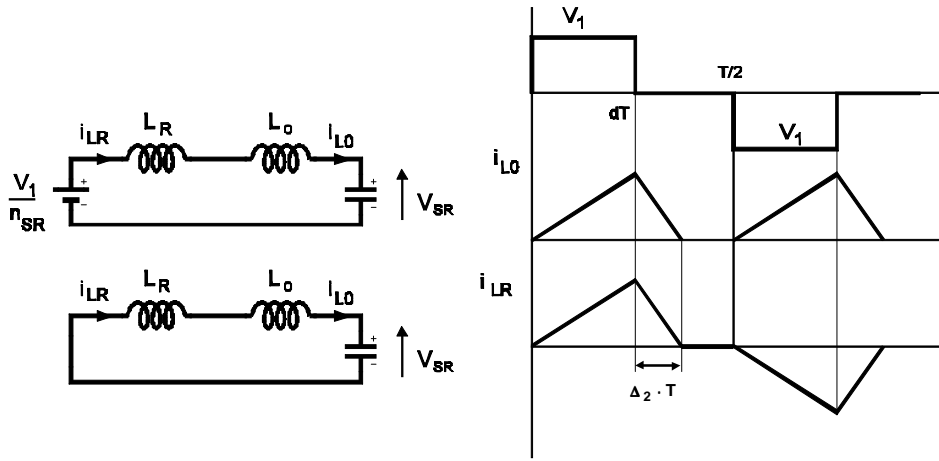


Fig. 2.67: convertidor retrasado con rectificador de onda completa basado en un puente completo de diodos operando en MCD. Modos de funcionamiento y principales formas de onda.

Con este tipo de salida retrasada tendremos tres posibles estados que se repetirán alternativamente con corriente positiva por L_R y con corriente negativa. La figura 2.67 muestra los circuitos equivalentes de los distintos intervalos, así como las principales formas de onda.

Intervalo 1 ($t_0 - dT$)

Las dos bobinas L_R y L_0 operan en MCD, por lo que en el instante inicial el valor de corriente que pasa a través de ellas es nulo. En t_0 la tensión en el transformador pasa a ser positiva con lo que magnetizamos las dos bobinas simultáneamente y por tanto, compartirán el mismo valor de corriente.

El valor de la corriente de pico al final del intervalo será:

$$i_{Lp} = \frac{1}{L_R + L_0} \cdot \left(\frac{V_1}{n_{SR}} - V_{SR} \right) \cdot d \cdot T \quad (2.101)$$

Intervalo 2 ($dT - \Delta_2 T$)

A partir de dT , la tensión en el transformador se anula y las bobinas se desmagnetizan gracias a la tensión de salida V_{SR} . El intervalo finaliza cuando la corriente que atraviesa las dos bobinas se anula. El valor de Δ_2 lo podemos calcular fácilmente de la siguiente forma:

$$i_{Lp} = \frac{1}{L_R + L_0} \cdot V_{SR} \cdot \Delta_2 \cdot T \quad (2.102)$$

Intervalo 3 ($\Delta_2 T - T/2$)

La tensión en el transformador sigue siendo nula, así como las corrientes por las bobinas.

La tensión de salida del convertidor cuando opera en MCD se puede calcular combinando (2.101) y (2.102):

$$V_{SR} = \frac{V_1}{n_{SR}} \cdot \frac{d}{d + \Delta_2} \quad (2.103)$$

2.6.5 USO DE LA SALIDA RETRASADA CON RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA BASADA EN UN PUENTE COMPLETO DE DIODOS PARA LA REDUCCIÓN DEL CONTENIDO ARMÓNICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

Al igual que ocurre con el resto de salidas retrasadas estudiadas, este tipo de salida también tiene un circuito equivalente que consiste en una fuente de tensión en serie y una resistencia sin pérdidas (2.93). Por tanto, si colocamos una salida retrasada entre el puente rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento del convertidor principal, tendremos el mismo esquema que hemos visto hasta ahora (Fig. 2.68). De esta forma, se vuelve a repetir todo el proceso visto para el caso de la salida basada en el transformador con toma media.

Resolviendo el conjunto de ecuaciones del MCC (2.94)-(2.100), del MCD (2.101)-(2.103) y añadiendo la ecuación que relaciona la tensión de entrada con la tensión en el condensador y la tensión de la salida retrasada (2.77), podremos obtener las formas de onda reales de la corriente de entrada del convertidor completo.

Tomando los mismos valores de ejemplo que hemos resuelto en los demás casos, vemos que el resultado que se obtiene es idéntico. En la figura 2.69 se ha tomado un ángulo de conducción

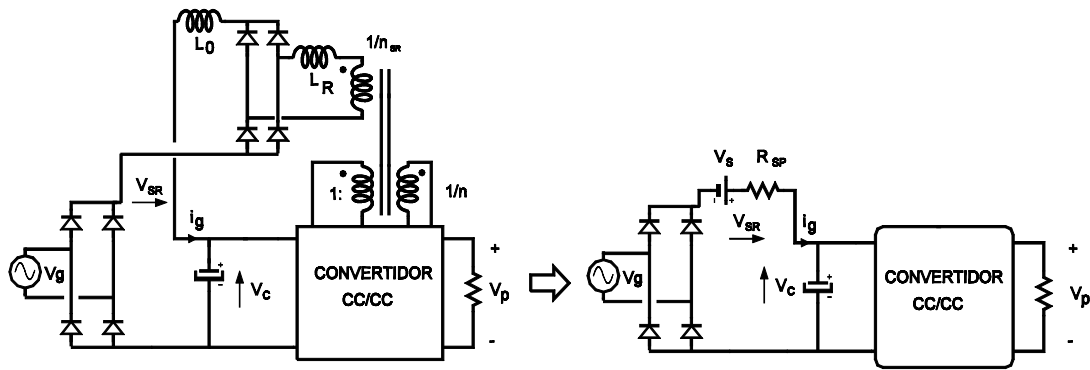


Fig. 2.68: esquema básico de un convertidor con un RA² con rectificador de onda completa basado en un puente completo de diodos y su circuito equivalente.

$\phi_c=70^\circ$ y resolviendo (2.10), obtenemos el valor de la resistencia sin pérdidas necesaria, que en este caso resulta ser $R_{SP}=21,72 \, \Omega$. Utilizando (2.93) calculamos el valor de la inductancia retrasadora necesaria: $L_R=54,3 \, \mu H$. Multiplicando por seis este valor, obtendremos el valor de la bobina de salida $L_0 = 325,8 \, \mu H$. Este ejemplo es el mismo que el de la figura 2.59b en el que k era igual a tres (se trata de la salida basada en un transformador con toma media).

La figura 2.69 muestra la forma de onda de la corriente de entrada obtenida que, como se puede comprobar, es igual a la mostrada en la figura 2.59b. Vemos por tanto que podemos aplicar a esta solución todas las conclusiones obtenidas con los otros dos tipos de salida retrasada.

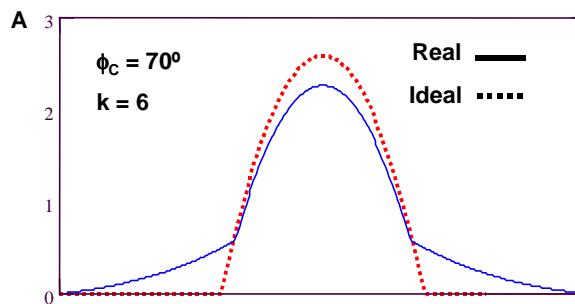


Fig. 2.69: formas de onda de la corriente de entrada obtenidas con el modelo ideal y con el modelo real para un valor de $k=6$.

2.6.6 USO DE LA SALIDA RETRASADA CON RECTIFICADOR DE DOBLE ONDA BASADA EN UN PUENTE COMPLETO DE DIODOS EN CONVERTIDORES CON FORMAS DE ONDA ASIMÉTRICAS EN EL TRANSFORMADOR

Hasta ahora hemos supuesto que el convertidor principal del que obteníamos la salida retrasada tenía unas formas de onda simétricas en el transformador. Sin embargo, al igual que hicimos con

la salida retrasada basada en el transformador con toma media, también podemos utilizar la salida basada en el puente completo de diodos en convertidores con formas de onda asimétricas en el transformador. Esto es interesante puesto que hemos visto que las soluciones con rectificador de doble onda resultan más ventajosas que las que tienen el rectificador de media onda, ya que el tamaño de los elementos magnéticos es mucho menor, sobre todo en la solución basada en el puente completo de diodos.

La figura 2.70 muestra las principales formas de onda de la salida retrasada cuando el transformador principal se excita de forma asimétrica. Los modos de operación por los que pasa son similares a los del caso simétrico, aunque el cálculo del tiempo de retraso es ligeramente distinto, ya que en realidad va a resultar de la suma de dos tiempos distintos, tal y como se puede apreciar en la figura 2.70. Esto en el fondo es una consecuencia directa del hecho de que las tensiones con las que se magnetiza la bobina L_R son distintas para cada sentido de la corriente (la forma de onda en el transformador es asimétrica).

Llamemos V_{lp} a la tensión positiva que tenemos en el primario del transformador y V_{ln} a la tensión negativa. El balance “voltios-segundo” debe estar equilibrado por lo que se cumplirá:

$$V_{lp} \cdot d = V_{ln} \cdot (1 - d) \quad (2.104)$$

Al igual que en el caso simétrico, cuando los valores de las corrientes i_{L0} e i_{LR} son distintos, la tensión que ve el filtro LC es nula (los diodos del puente rectificador están todos polarizados directamente) por lo que la bobina L_R queda en esos momentos en paralelo con el transformador. Por tanto, los tiempos de retraso t_{R1} y t_{R2} los podremos calcular de la siguiente manera:

$$t_{R1} = \frac{L_R \cdot n_{SR}}{V_{lp}} \cdot 2 \cdot i_0 \quad (2.105)$$

$$t_{R2} = \frac{L_R \cdot n_{SR}}{V_{ln}} \cdot 2 \cdot i_0 \quad (2.106)$$

Conocidos estos tiempos, podemos obtener la tensión de salida de la salida retrasada V_{SR} calculando el valor medio de la tensión que ve el filtro LC:

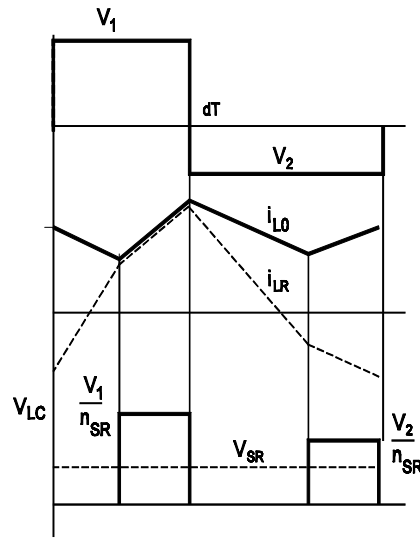


Fig. 2.70: principales formas de onda de una salida retrasada con rectificador de onda completa basado en un puente completo de diodos cuando el transformador se excita de forma asimétrica.

$$V_{SR} = \frac{V_{1p}}{n_{SR}} \cdot \left(d - \frac{t_{R1}}{T} \right) + \frac{V_{1n}}{n_{SR}} \cdot \left(1 - d - \frac{t_{R2}}{T} \right) \quad (2.107)$$

Teniendo en cuenta (2.104) y sustituyendo t_{R1} y t_{R2} por (2.105) y (2.106) respectivamente obtenemos:

$$V_{SR} = \frac{2 \cdot V_{1p}}{n_{SR}} \cdot d - 4 \cdot L_R \cdot f \cdot i_0 \quad (2.108)$$

Como se puede observar, la expresión de la tensión de salida tiene de nuevo como circuito equivalente una fuente de tensión y una resistencia sin pérdidas en serie. En concreto, esta expresión es exactamente igual a (2.91), que corresponde al caso simétrico. Vemos que al estar equilibrado el transformador, en el fondo es indiferente que las tensiones sean simétricas o asimétricas. Por tanto, en general resultará más interesante recurrir a salidas retrasadas con rectificador de doble onda, incluso en convertidores que manejan el transformador de forma asimétrica, como por ejemplo, el convertidor de Retroceso.

2.7 EL REDUCTOR ACTIVO DE ARMÓNICOS EN CONVERTIDORES SIN AISLAMIENTO GALVÁNICO

En los apartados anteriores hemos visto cómo podemos utilizar el Reductor Activo de Armónicos con ambos tipos de rectificadores, tanto en convertidores con formas de onda

simétricas en el transformador como en convertidores con formas de onda asimétricas. En el fondo, si la forma de onda tiene un balance “voltios-segundo” equilibrado, es posible conectar el RA^2 a ese elemento y por tanto, no hay ningún impedimento para conectarlo a una bobina en vez de a un transformador. De esta forma, podríamos utilizar también el Reductor Activo de Armónicos en convertidores sin aislamiento galvánico, como por ejemplo, el Reductor, el Elevador, el Reductor-Elevador, etc.

La figura 2.71 muestra la bobina de un convertidor cualquiera con otra bobina acoplada en el mismo núcleo que hará las veces del devanado adicional del transformador en el caso de convertidores con aislamiento galvánico. En la figura se muestran tres posibles implementaciones de un RA^2 en la bobina de un convertidor sin aislamiento galvánico. El funcionamiento normal del convertidor garantiza que el balance “voltios-segundo” de la bobina esté equilibrado y por tanto, se cumplirá:

$$V_{Lp} \cdot d = V_{Ln} \cdot (1-d) \quad (2.109)$$

donde V_{Lp} es la tensión positiva que aparece sobre la bobina durante un intervalo dT y V_{Ln} es la tensión negativa que aparece sobre la bobina durante un intervalo $(1-d)T$. Esta expresión es idéntica a la utilizada en convertidores con aislamiento (2.104) y por tanto, los resultados obtenidos en esos casos son perfectamente extrapolables a este. El circuito equivalente será por tanto una fuente de tensión V_S y una Resistencia Sin Pérdidas en serie R_{SP} .

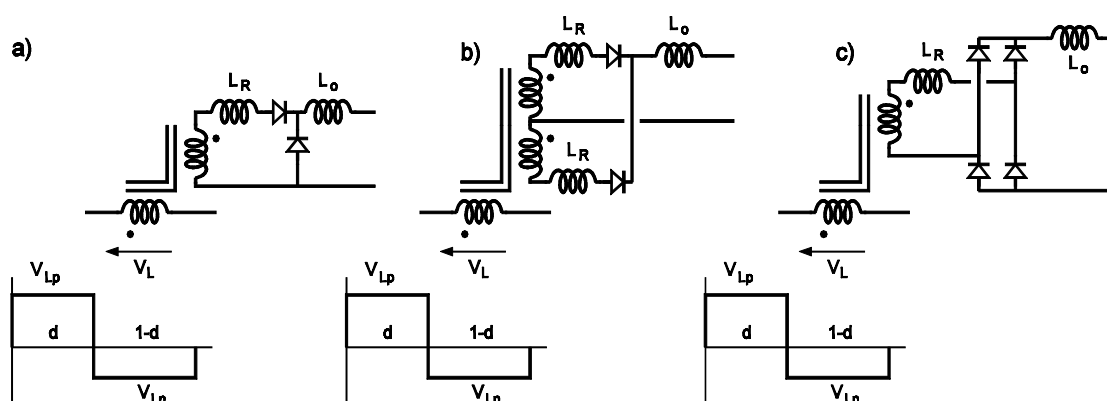


Fig. 2.71: implementación de un RA^2 en la bobina de un convertidor sin aislamiento galvánico: a) rectificador de media onda, b) rectificador de doble onda basado en un transformador con toma media, c) rectificador de onda completa basado en un puente completo de diodos.

El valor de V_S será, en el caso de un rectificador de media onda:

$$V_S = \frac{V_{Lp}}{n_{SR}} \cdot d = \frac{V_{Ln}}{n_{SR}} \cdot (1-d) \quad (2.110)$$

que en el fondo no es más que el área de la parte positiva (o negativa) de la forma de onda de la tensión en la bobina, dividida por la relación de transformación de las dos bobinas acopladas n_{SR} . En el caso de utilizar una salida retrasada con rectificador de doble onda, la expresión (2.110) se multiplica por dos. Como se puede observar, la posición de los terminales correspondientes de las dos bobinas acopladas no influirá en el resultado final.

El valor de la Resistencia Sin Pérdidas es el mismo que el visto hasta ahora, y depende del tipo de salida retrasada utilizada:

$R_{SP} = L_R \cdot f$ si el rectificador es de media onda, $R_{SP} = 2 \cdot L_R \cdot f$ si se trata de la salida basada en el transformador con toma media y $R_{SP} = 4 \cdot L_R \cdot f$ si se trata de la salida basada en el puente completo de diodos. Por supuesto, también es posible utilizar la salida retrasada basada en un transformador con toma media pero con las dos bobinas acopladas, en cuyo caso la Resistencia Sin Pérdidas tenía la siguiente expresión: $R_{SP} = \frac{L_{R1}}{4} \cdot f = L_{mT} \cdot f$.

Por tanto, podremos conectar una salida retrasada a la bobina de cualquier convertidor sin aislamiento galvánico y realimentar la tensión V_{SR} hacia la entrada como en cualquiera de los casos estudiados. De esta forma, estaremos colocando la fuente de tensión y la resistencia sin pérdidas entre el rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento, con lo que la forma de onda de la corriente de entrada será la misma que en el resto de casos.

2.8 CONCLUSIONES

Hasta hace unos pocos años, el concepto de reducción del contenido armónico de la corriente de entrada de un convertidor se asimilaba inmediatamente al concepto de corrección del factor de potencia (CFP). Por tanto, las topologías de convertidores que obtenían CFP buscaban básicamente que la corriente de entrada siguiese a la tensión de entrada para conseguir una forma

de onda prácticamente senoidal, es decir, con factor de potencia unidad y distorsión armónica nula. Sin embargo, desde la aparición de normas reguladoras del contenido armónico, como la IEC 1000-3-2, aparecen nuevas topologías de convertidores que únicamente buscan tener un contenido armónico de la corriente de entrada menor que el máximo permitido por la norma. Ya no se busca pues, un factor de potencia cercano a la unidad ni una forma de onda senoidal. En general van a ser circuitos de bajo coste y para potencias no demasiado grandes. Uno de ellos es el que se ha presentado en este capítulo.

En primer lugar, se ha visto que si se coloca una fuente de tensión con una resistencia sin pérdidas (RSP) en serie, entre el puente rectificador de entrada y el condensador de almacenamiento de energía del convertidor, la forma de onda obtenida puede cumplir la norma IEC 1000-3-2 si se elige adecuadamente lo que se ha denominado “ángulo de conducción”. Se ha hecho un estudio exhaustivo de dicha forma de onda para obtener los diferentes ángulos de conducción necesarios para cumplir la norma en sus diferentes clases y para las distintas tensiones normalizadas del rango europeo. Se ha comprobado que con ángulos de tan solo 70° es posible cumplir la norma en Clase D para potencias de hasta 700W aproximadamente y con todas las tensiones de red existentes en Europa (220V, 230V y 240V).

Para obtener el circuito equivalente formado por la fuente de tensión y la RSP en serie se ha propuesto el uso de lo que se ha denominado salidas retrasadas. Una salida retrasada es básicamente una salida auxiliar del convertidor principal a la que se ha añadido una bobina adicional (llamada bobina retrasadora L_R) de forma que la tensión obtenida en esa salida depende no sólo del ciclo de trabajo y de la tensión de entrada del convertidor si no que también depende de la corriente de salida.

En general, la expresión de la tensión obtenida en la salida retrasada tiene la siguiente forma:

$$V_{SR} = V_S - R_{SP} \cdot i_0 \quad (2.111)$$

El valor de la fuente de tensión V_S va a depender de la tensión con al que se excite el primario del transformador (en general, la tensión V_C , y en algunos casos, $V_C/2$), del ciclo de trabajo y de la relación de transformación entre el primario del transformador y el devanado auxiliar utilizado

para obtener la salida retrasada. La expresión final va a depender de la topología del convertidor principal.

El valor de la RSP depende de la frecuencia (f) y del valor de la bobina retrasadora (L_R). Genéricamente, la expresión de la resistencia sin pérdidas tiene la siguiente forma:

$$R_{SP} = \alpha \cdot L_R \cdot f \quad (2.112)$$

donde α es una constante que va a depender del tipo de salida retrasada utilizada. Se han estudiado básicamente tres tipos de salida:

1. “tipo Directo”, con rectificador de media onda
2. con rectificador de doble onda basado en el uso de un transformador con toma media
3. con rectificador de doble onda basado en el uso de un puente completo de diodos

En el primer caso, con el rectificador de media onda, la constante α toma un valor igual a la unidad. Únicamente hay una bobina retrasadora, son necesarios 2 diodos rápidos y la bobina del filtro de salida trabaja a la frecuencia de conmutación.

Cuando se usa un transformador con toma media, α es igual a 2, son necesarias dos bobinas (una en cada rama del transformador), dos diodos rápidos y la bobina del filtro LC trabaja a frecuencia doble de la de conmutación con lo que esta bobina será menor que en el primer caso. Nótese que al estar basado en un transformador con toma media, la complejidad del transformador se incrementa ligeramente ya que son necesarios dos devanados. Con este tipo de rectificador también podemos implementar una variante en la que se acoplan las dos bobinas retrasadoras en el mismo núcleo. Esta pequeña modificación topológica da lugar sin embargo a un cambio sustancial en la energía almacenada en el componente magnético y por tanto, en su tamaño. En concreto, al acoplar las dos bobinas reducimos la energía almacenada en el núcleo a la mitad (en comparación con el caso de tener las dos bobinas en núcleos separados). Además, al utilizar un único núcleo simplificamos en cierta medida la construcción física del convertidor, con lo que en conjunto, esta configuración es claramente mejor que la anterior.

Por último, con el puente de diodos la constante α es igual a 4 y de nuevo sólo es necesario el uso de una bobina, aunque son necesarios 4 diodos rápidos para construir el puente rectificador. Sin embargo, la tensión que deben soportar estos diodos es la mitad de la que deben soportar los diodos correspondientes a una salida retrasada basada en un transformador con toma media. Por último, la bobina de salida también trabajará a frecuencia doble de la de conmutación y será también más pequeña que en el caso 1.

Por tanto, para obtener el mismo valor de RSP, los valores de L_R necesarios varían en función del tipo de solución adoptada. La mejor configuración desde el punto de vista de los elementos magnéticos es la basada en el puente completo de diodos, ya que únicamente es necesaria una bobina retrasadora y además, el tamaño de ésta es el menor de todos los casos. Por otra parte, al usar un rectificador de doble onda, la bobina de salida trabaja a frecuencia doble de la de conmutación y será también más pequeña que en el caso de usar un rectificador de media onda.

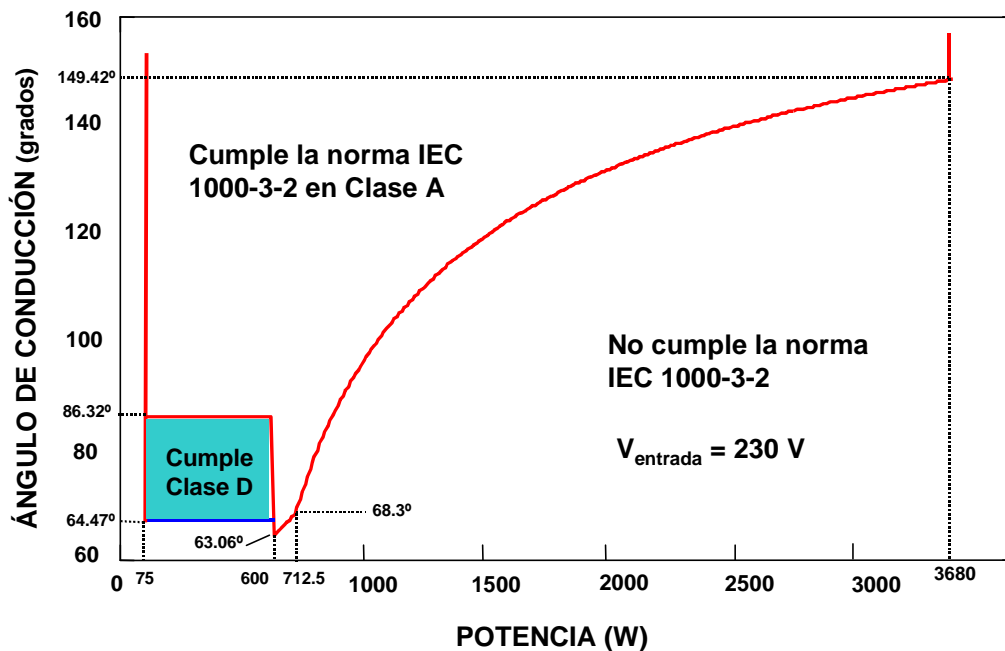
Para todos los casos se ha estudiado un modelo idealizado en el que se supone que la bobina del filtro de salida es mucho mayor que la retrasadora ($L_0 \gg L_R$) y un modelo más real en el que L_R es sólo unas pocas veces mayor que L_R . Se ha comprobado que los errores que se cometen cuando se idealiza el convertidor son bastante pequeños ya que haciendo que L_0 sea tan solo 5 ó 6 veces mayor que L_R , los valores del error relativo cometido son únicamente del orden del 2%. Estos resultados validan sin duda el modelo estático y dada su sencillez, lo convierten en una excelente herramienta para el diseño de convertidores con RA².

También se ha estudiado el modo en que afecta a la forma de onda de la corriente de entrada el funcionamiento de la bobina L_0 en modo de conducción discontinuo. En MCD, el modelo de la fuente de tensión y la RSP no es válido y las formas de onda reales difieren claramente de las obtenidas con el modelo idealizado. Sin embargo, se ha estudiado el contenido armónico de las formas de onda reales del convertidor y se ha comparado con el contenido armónico de la forma de onda ideal. Se ha podido comprobar que el peor caso resulta ser el obtenido con el modelo ideal, con lo que queda demostrado que puede ser usado para el diseño del convertidor puesto que el contenido armónico real será siempre menor que el previsto teóricamente.

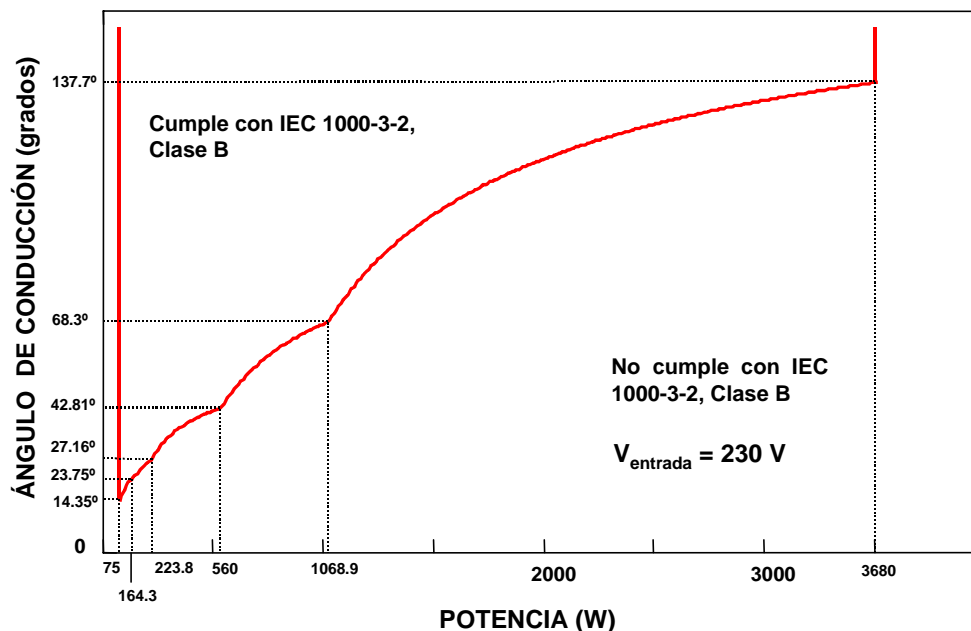
TABLA RESUMEN PARA EL CUMPLIMIENTO DE LA NORMA IEC 1000-3-2

CLASE	POTENCIA	ÁNGULO NECESARIO
A	$75 \text{ W} < P < 600 \text{ W}$	$\phi_C > 86,32^\circ$ (Válido para cualquier tensión de entrada)
	$P > 600 \text{ W}$	Depende de la potencia y de la tensión nominal de entrada (Ver figura adjunta para el caso de $V_{\text{gnom}} = 230 \text{ V}$)
B	$75 \text{ W} < P < 3680 \text{ W}$	Depende de la potencia y de la tensión nominal de entrada (Ver figura adjunta para el caso de $V_{\text{gnom}} = 230 \text{ V}$)
C	$75 \text{ W} < P < 3680 \text{ W}$	$\phi_C > 128,85^\circ$ (Válido para cualquier tensión de entrada)
D	$75 \text{ W} < P < 600 \text{ W}$	$V_{\text{gnom}} = 220 \text{ V} \quad \phi_C > 67,47^\circ$
		$V_{\text{gnom}} = 230 \text{ V} \quad \phi_C > 64,47^\circ$
		$V_{\text{gnom}} = 240 \text{ V} \quad \phi_C > 63,04^\circ$

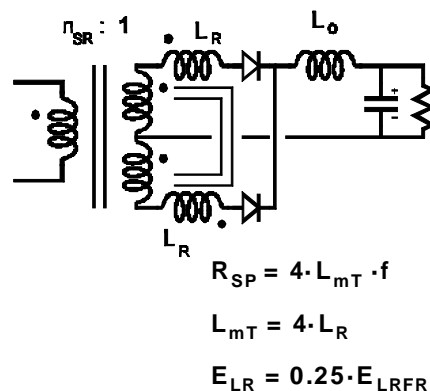
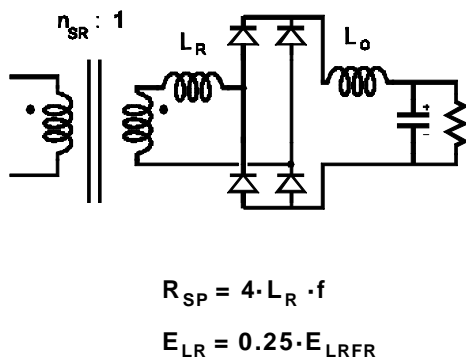
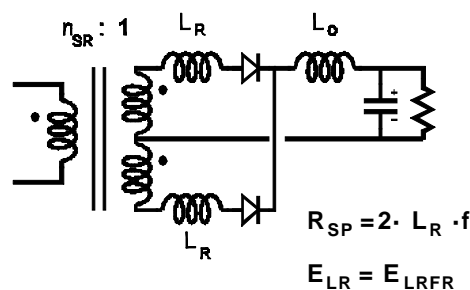
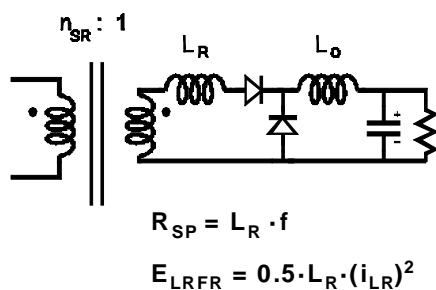
Ángulo de conducción necesario para el cumplimiento de la norma en Clase A con una tensión de entrada nominal de 230 V.



Ángulo de conducción necesario para el cumplimiento de la norma en Clase B con una tensión de entrada nominal de 230 V.



TIPOS DE SALIDAS RETRASADAS



E_{LRFR} : Energía almacenada en la bobina L_R de la salida "tipo convertidor Directo"

E_{LR} : Energía almacenada en la bobina L_R