

Diseño de Reductores Activos de Armónicos utilizando Redes de Alta impedancia

Este capítulo está estructurado en dos grupos temáticos bien diferenciados. Por una parte se presentarán de forma general los criterios de diseño básicos utilizados al trabajar con este tipo de circuitos. A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para las topologías bajo estudio. Cada “Red de Alta Impedancia” será tratada detalladamente en su anexo correspondiente.

2.1 Introducción.

En el capítulo anterior se ha visto cómo han evolucionado las soluciones para corregir el contenido armónico de baja frecuencia de las cargas electrónicas conectadas a la red de distribución de energía eléctrica. De todas las soluciones planteadas, y dentro del rango de potencias medias (por debajo de 700W), las soluciones activas de contenido armónico limitado se presentaban como unas de las soluciones más interesantes tanto desde el punto de vista económico como desde el punto de vista técnico. Es decir, presentan buenas prestaciones con un coste añadido moderado. A este tipo de convertidores CA/CC les llamaremos Reductores Activos de Armónicos (RAA).

De entre las diferentes soluciones planteadas como RAA destacan aquellas que permiten corregir el contenido armónico, sin penalizar las características dinámicas de la tensión de salida. En este trabajo se estudiará de una forma generalizada una familia de estas soluciones, concretamente aquellas que consiguen reducir los armónicos de baja frecuencia intercalando entre

el condensador de almacenamiento y la salida del puente rectificador un elemento que presente alta impedancia. Estos circuitos utilizados como “limitadores” de la corriente de entrada serán denominados Redes de Alta Impedancia (RAI).

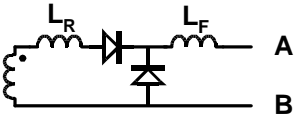
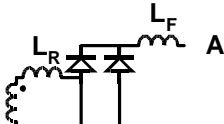
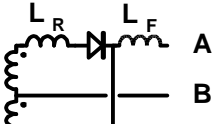
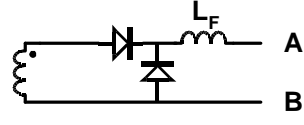
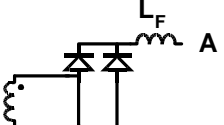
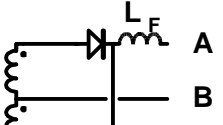
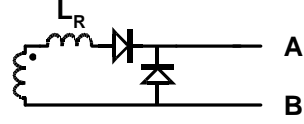
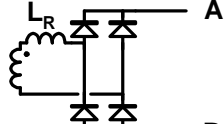
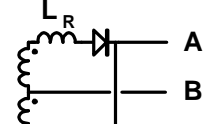
Estas RAI podrán ser obtenidas desde una salida auxiliar del convertidor CC/CC principal hasta una resistencia. Este trabajo centrará su estudio sobre un grupo de estas topologías, concretamente aquellas que están basadas en el convertidor directo (“reductor”). Para cada una de estas RAI se estudiará su funcionamiento, cómo afecta al convertidor principal y finalmente cómo debe diseñarse un RAA para cumplir la norma IEC-61000-3-2.

2.2 RAI basadas en el convertidor directo.

Dentro de un convertidor conmutado CC/CC, pueden obtenerse señales cuadradas con relativa facilidad. Bastará con acoplar a uno de los componentes magnéticos del circuito un devanado auxiliar. La tensión así generada, que tendrá un valor medio nulo, podrá ser rectificada y posteriormente filtrada mediante una bobina (bobina de filtro L_F). Así aparecen las ya conocidas topologías utilizadas en convertidores de uso tan frecuente como pueden ser un directo o un medio puente. Las salidas obtenidas de esta forma, solamente presentarán alta impedancia cuando funcionen en MCD. Para dotarlas de esta característica durante su funcionamiento en MCC se modificará la impedancia de salida del devanado auxiliar mediante la conexión de bobinas. Estas bobinas recibirán el nombre de “retrasadoras” (L_R) y su efecto sobre la tensión de salida es el mismo que el producido por la inductancia de dispersión de un transformador de línea en un rectificador de baja frecuencia con bobina de “alisamiento”. La relación del valor de las inductancias L_F/L_R se denominará “K”.

Así, un posible criterio de clasificación podría estar basado en, por una parte el rectificador utilizado podrá ser de media onda o de onda completa y por otra parte cada salida podrá presentar alta impedancia sólo en el MCD o en ambos modos (añadiendo bobinas retrasadoras).

Tabla 2-1. Redes de alta impedancia a estudiar.

BOBINAS UTILIZADAS	RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA	RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA TIPO 1	RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA TIPO 2
L_R Y L_F (CASO GENERAL)			
SÓLO L_F			
SÓLO L_R			

Las RAI con bobinas retrasadoras han sido estudiadas en diferentes trabajos. Sin embargo no han sido tratadas de una forma general y sólo se han considerado aquellos casos donde su valor era comparativamente menor que el de la bobina de filtro utilizada (L_F). Para realizar un estudio completo de estas topologías deberá estudiarse su funcionamiento cuando la bobina retrasadora sea similar o incluso mayor que la de filtro, para finalmente llegar al caso extremo donde la bobina de filtro puede considerarse despreciable frente a la retrasadora. Este último caso da lugar al estudio de nuevas RAI que no habían sido planteadas anteriormente y también a la inclusión en este grupo de RAA deducidos de una forma muy diferente, como puede ser el caso del “interruptor magnético” [2.1].

La Tabla 2-1, muestra las RAI que serán estudiadas. Los casos con una sola bobina bien sea “retrasadora” o de filtro serán estudiados como soluciones particulares del caso general, es decir, de las RAI con L_R y L_F . En el caso del rectificador con transformador de toma media se considerarán los casos donde no exista ninguna bobina retrasadora y donde no exista bobina de filtro.

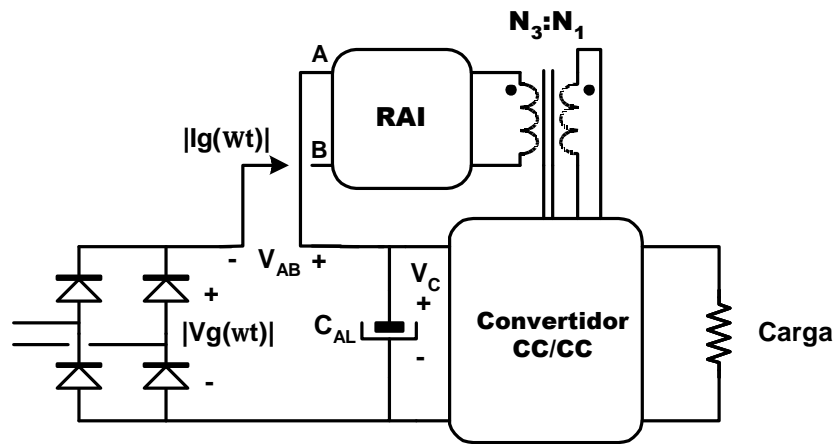


Fig. 2-1. Esquema general de un Reductor Activo de Armónicos que utiliza las RAI mostradas en la Tabla 2-1.

2.2.1 Características tensión-corriente.

Para simplificar los cálculos de los circuitos bajo estudio, se han hecho las siguientes consideraciones:

- El condensador de almacenamiento C_{AL} es suficientemente grande como para considerar la tensión en sus extremos (V_C) constante durante un semiciclo de la tensión de red (*).
- Todos los componentes se consideran ideales, por lo que el rendimiento del convertidor se considerará unidad.
- Los componentes magnéticos utilizados tanto en el convertidor CC/CC como en las RAI han sido diseñados para trabajar a la frecuencia de conmutación. Esto llevará a poder aplicar el criterio de “cuasiestatismo” en todos los cálculos.

(*) En apartados posteriores se comprobará la influencia del valor de este condensador en el contenido armónico de baja frecuencia.

La Fig. 2-1 muestra el esquema general de un RAA que utilice las RAI mostradas en la Tabla 2-1. Como puede apreciarse, la tensión aplicada a los extremos “A-B” de la RAI sólo dependerá de la tensión en el condensador de almacenamiento V_C y de la tensión de red rectificada. Por otra parte, un circuito que presente alta impedancia de salida tendrá asociado un valor de corriente diferente para cada tensión. Todo esto nos lleva a la siguiente conclusión: para determinar la corriente de entrada al convertidor, $I_g(\omega t)$, será necesario conocer la relación existente entre la tensión aplicada y la corriente de salida de la RAI. A esta relación la llamaremos “característica tensión-corriente” (CTC).

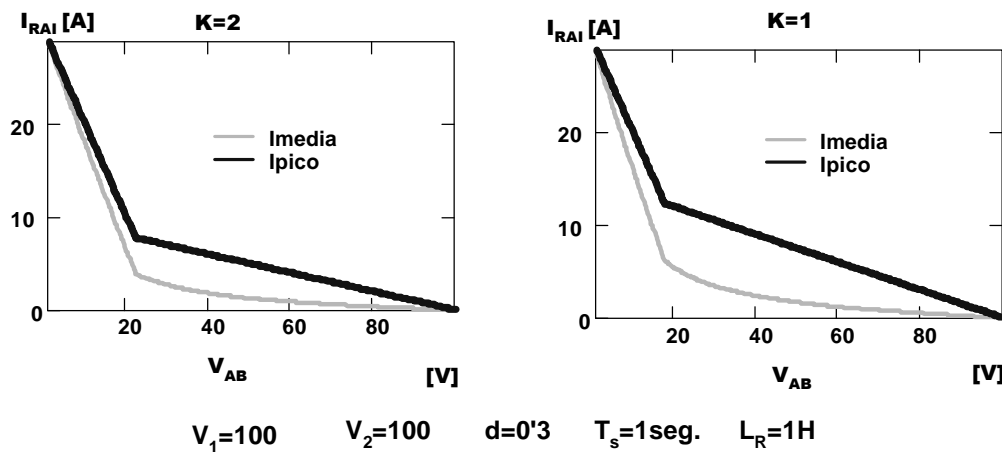


Fig. 2-2. Diferentes CTC media y de pico para diferentes valores de K.

La corriente que circula por las bobinas de la RAI a lo largo de un periodo de conmutación no es constante, sino que presentará diferentes máximos y mínimos dependiendo de la topología y la tensión V_{AB} aplicada. Realizar el diseño de un RAA, calculando todos los valores de la corriente en cada periodo de conmutación, puede llegar a ser complejo y lento. Además, la información así obtenida sólo añade como resultado adicional la información sobre el rizado de alta frecuencia, que aunque útil no es el objetivo perseguido. Para realizar un RAA deberán estudiarse los armónicos de baja frecuencia y para ello bastaría con determinar la corriente media en cada periodo de conmutación. Pues bien, aplicando el criterio de cuasiestatismo, es decir, considerando el valor de la tensión V_{AB} constante en un periodo de conmutación, la característica tensión-corriente media, como su nombre indica, asociará a cada valor de esta tensión (V_{AB}) su correspondiente corriente media en un periodo de conmutación. De forma similar, y con objeto de determinar el máximo valor de corriente que circulará por el convertidor, la característica tensión-corriente de pico asociará a cada valor de tensión la corriente de pico máxima en un periodo de conmutación.

Para comprobar el rizado máximo que presentará en todo momento la corriente en el convertidor bastará con comparar para la RAI utilizada sus dos características. Esta sencilla operación servirá para comprobar en capítulos posteriores cómo puede reducirse el tamaño de las bobinas de filtrado en un RAA sin penalizar el valor máximo de la corriente en el convertidor (Fig. 2-2).

Los pasos a seguir para determinar estas características para todas las topologías mencionadas, son expuestos detalladamente en el Anexo 1.

2.2.2 Tipos de CTC.

En la Tabla 2-1 han sido dibujadas las diferentes topologías de RAI derivadas de la familia reductora con diferentes configuraciones de bobinas. Esta clasificación podría conducir erróneamente a la deducción de una característica para cada una de las estructuras definidas en esa tabla. Sin embargo, esa clasificación sería “no acertada” e incompleta. “No acertada”, porque aunque el número de bobinas sea diferente la característica puede calcularse de igual forma siempre

y cuando el rectificador utilizado sea el mismo, bastará con sustituir la bobina inexistente por un valor despreciable. Incompleta, porque no se ha tenido en cuenta la forma de la señal que es aplicada al rectificador a través del transformador, cuya relación de transformación viene determinada por " N_1/N_3 ". La forma y valor de esta señal dependerá de la topología del convertidor principal.

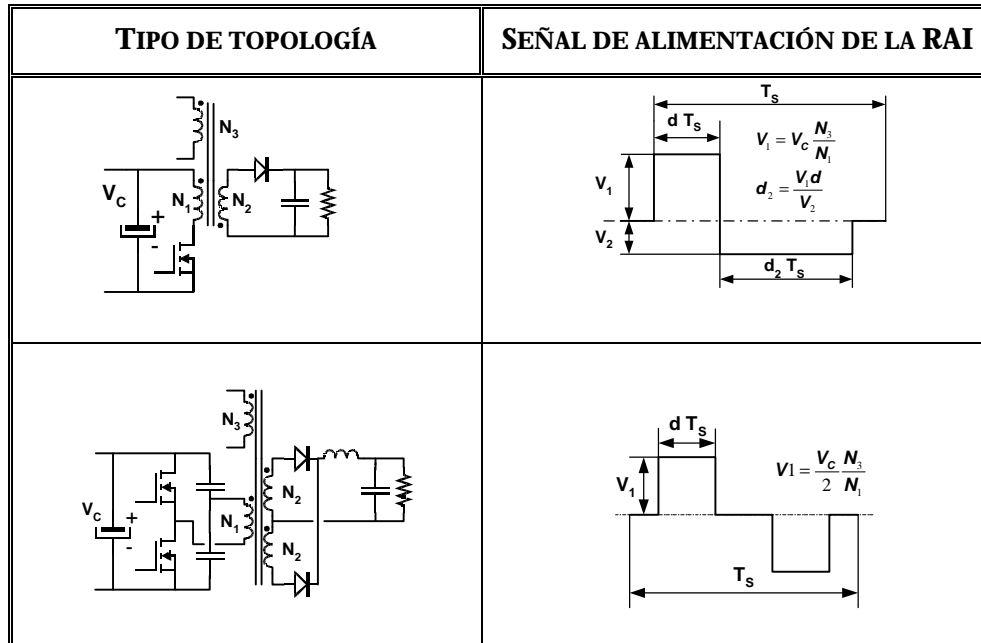


Fig. 2-3. Tensiones de alimentación de la RAI para diferentes topologías de convertidor CC/CC. Estas tensiones se suponen aplicadas a través de N_3 .

La Fig. 2-3 muestra las dos formas de onda que pueden ser aplicadas a través de N_3 como tensiones de alimentación de una RAI. Como puede verse si la tensión proviene de una topología con un solo transistor (convertidor directo o de retroceso) la forma de onda representada de una forma general tendrá dos niveles de tensión diferentes (V_1 y V_2) y terminará a tensión nula. Si el convertidor de la figura (retroceso) trabaja en MCC el intervalo de tensión nula desaparecerá, siendo este el caso más habitual y por tanto el aquí estudiado. Por otra parte, si tenemos una topología con varios transistores (medio puente, puente completo, etc.) la forma de la señal será simétrica. Así, cada RAI presentará dos modos de funcionamiento diferentes dependiendo del tipo de señal que la alimente. Esto no quiere decir que vayan a ser estudiadas todas las posibles combinaciones. Por ejemplo, no tiene sentido estudiar la característica tensión corriente de un rectificador de media onda alimentado con señal simétrica, ya que en esas topologías es más ventajoso y sencillo utilizar una RAI de onda completa. Las características estudiadas son:

- Rectificador de media onda y señal asimétrica
- Rectificador de onda completa Tipo (1) y señal simétrica
- Rectificador de onda completa Tipo (1) y señal asimétrica
- Rectificador de onda completa Tipo (2) y señal simétrica
- Rectificador de onda completa Tipo (2) y señal asimétrica

2.2.3 Límites de funcionamiento para las RAI.

Las Redes de Alta Impedancia tendrán una tensión mínima por debajo de la cual no podrán conservar la propiedad que les da el nombre, la alta impedancia. El valor de este límite dependerá en gran medida de la existencia de bobina retrasadora. Las topologías con bobina retrasadora al presentar alta impedancia tanto en MCD como en MCC tendrán como tensión límite de

funcionamiento $V_{AB}=0$ (Fig. 2-2). Por otra parte, las topologías que únicamente tienen bobina de filtro sólo poseerán alta impedancia mientras funcionen en MCD. Así, el valor de tensión límite vendrá dado por la tensión de la salida en MCC. La Fig. 2-4 corresponde a la CTC de un rectificador de media onda que sólo tiene bobina de filtro. Como puede extraerse de los datos mostrados al pie de la figura, la tensión en MCC será 30V y se comprueba como la impedancia cae bruscamente en ese punto.

Otro punto interesante dentro de la característica será aquella tensión a partir de la cual se inicia la conducción, este punto coincide con la tensión en vacío de la RAI. Este valor determinará el inicio de la conducción como puede verse en la Fig. 2-5.

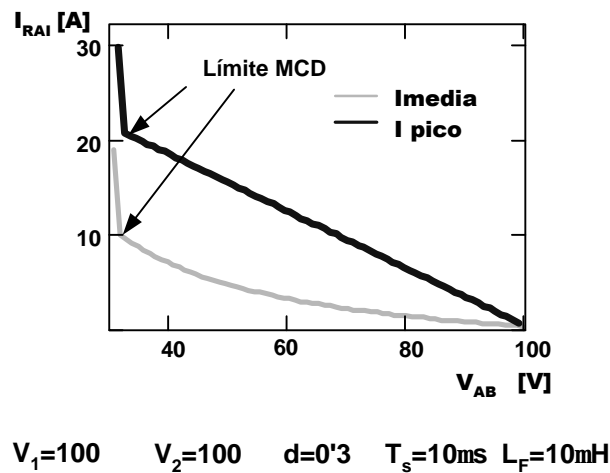


Fig. 2-4. Límite de funcionamiento de la RAI sin bobina retrasadora

2.3 Estudio de los RAA utilizando las características tensión-corriente.

Aunque la introducción de las características como método de cálculo del contenido armónico de los RAA, pueda parecer en un principio una estrategia “retorcida”, a continuación se verán las ventajas de haber seleccionado esta herramienta. Separar totalmente el estudio de la RAI del funcionamiento del RAA (aunque no siempre se pueda hacer) simplifica en gran medida los cálculos y permite ver de una forma más clara el verdadero comportamiento de la RAI. En este apartado se darán las reglas generales para obtener la corriente de entrada en un convertidor CA/CC utilizando RAI. Las directrices expuestas podrán ser aplicadas a otras RAI diferentes de las estudiadas en este trabajo.

2.3.1 Obtención de la corriente de entrada.

La Fig. 2-5 muestra un ejemplo de cómo puede calcularse el valor de la corriente de entrada a partir de la característica tensión-corriente y de la diferencia de tensiones entre el condensador de almacenamiento y la red. El proceso seguido para obtener la corriente $I_g(\omega t)$ mostrada es el siguiente:

- Como la tensión en el condensador V_C es constante, el ciclo de trabajo “d” también lo será y por tanto podrá determinarse una CTC donde la única variable sea V_{AB} .
- Obtenemos el valor de V_{AB} como $V_C - |V_g(\omega t)|$
- Para cada valor de la tensión $V_{AB}(\omega t)$ calculada en el apartado anterior, existirá un valor de corriente que podrá obtenerse de la característica correspondiente.

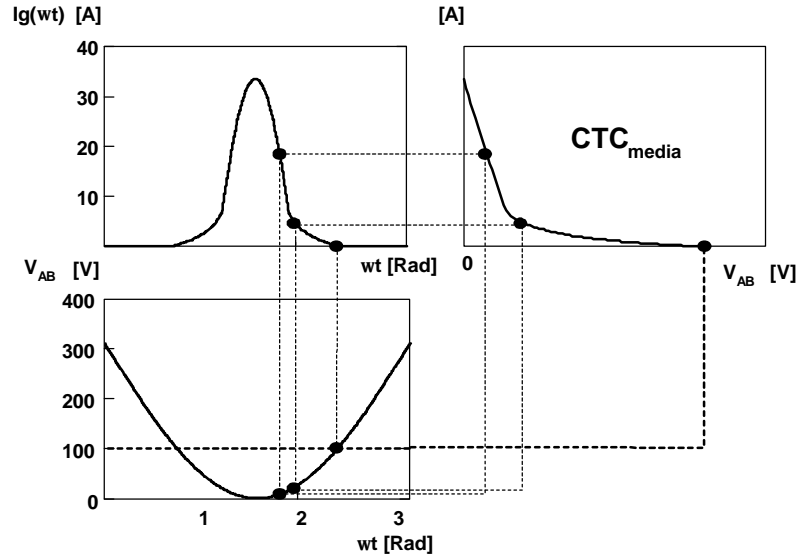


Fig. 2-5. Corriente de entrada en un RAA basado en RAI.

La forma de la corriente y por tanto su contenido armónico dependerá de muchos factores: la relación de transformación (N_1/N_3), el valor de las bobinas y la relación entre su tamaño (K), la frecuencia de conmutación (f_s), así como los ya mencionados ciclo de trabajo (d), tensión de red (V_g) y tensión en el condensador de almacenamiento (V_c). Para cada combinación de estos valores existe una CTC diferente y por tanto diferentes corrientes de entrada. La Fig. 2-6 muestra varias formas de corrientes de entrada obtenidas con un mismo tipo de RAI pero con diferentes configuraciones.

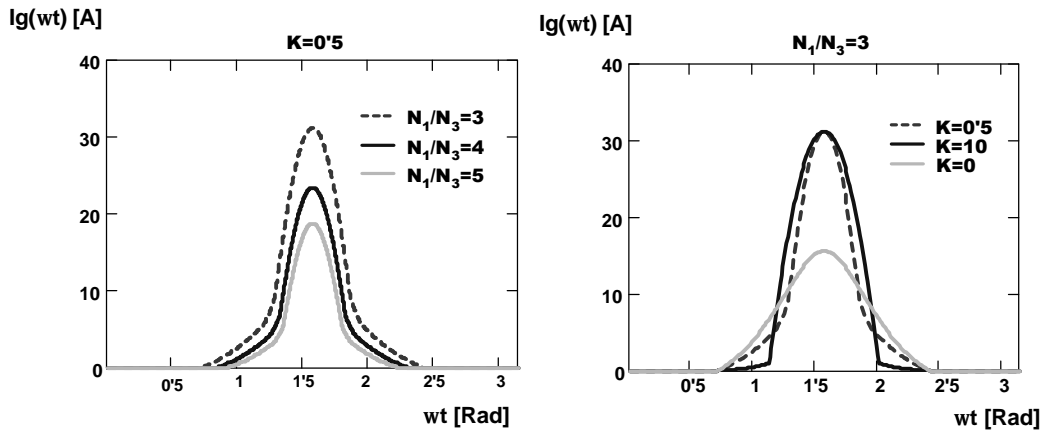


Fig. 2-6. Corrientes de entrada obtenidas con diferentes configuraciones de RAI.

2.3.2 Tensión en el condensador de almacenamiento. Control de potencia.

La tensión en el condensador de almacenamiento no permanece constante, sino que depende de la RAI seleccionada, de la relación entre la potencia para la cual ha sido diseñado el convertidor CA/CC y la que realmente se está demandando y de la tensión de red.

Para cualquier diseño será imprescindible acotar el valor de esta tensión. Así, podrán determinarse el ciclo de trabajo máximo a partir del valor mínimo de la tensión en el condensador y la tensión que soportarán los componentes integrantes del convertidor a partir del valor máximo de la tensión en este mismo componente.

2.3.2.1 Mínima tensión admisible en el condensador de almacenamiento.

Es práctica habitual diseñar el RAA para que funcione correctamente dentro de un margen relativamente amplio de tensiones de red. Este rango de tensiones estará limitado en su parte inferior por “ $V_{g_{\min}}$ ” y en su parte superior por “ $V_{g_{\max}}$ ”. Entre estos dos valores se encontrará el valor de la tensión nominal al cual deberá cumplirse la normativa, “ $V_{g_{\text{nom}}}$ ”. A cada una de estas tensiones le corresponderá una determinada tensión en el condensador de almacenamiento y por tanto un ciclo de trabajo diferente. El ciclo de trabajo asociado a la mínima tensión en el condensador será un parámetro de diseño y será denominado como “ d_{\max} ”.

Como la tensión que puede aplicarse a la RAI está limitada, también lo estará la tensión en el condensador de almacenamiento. Este límite dependerá de la tensión de red y de la topología del convertidor principal y sobre todo de la topología de la RAI.

Si tenemos bobina retrasadora (L_R) y el convertidor ha sido diseñado correctamente el mínimo valor de la tensión en el condensador coincide con el valor de pico de $V_{g_{\min}}$. Si sólo tenemos bobina de filtrado (L_F) su valor deberá ser tal que la RAI esté trabajando en MCD. Puesto que las tensiones de salida de cualquier convertidor son mayores en MCD que en MCC deberá cumplirse que el mínimo valor de V_{AB} , debe ser superior a (2.1), donde β es un parámetro que valdrá “1” si se trata de un rectificador de media onda o “2” si la RAI es de onda completa (Si el convertidor CC/CC es un medio puente este parámetro también valdrá “1” aunque la RAI sea de onda completa). Finalmente el valor mínimo de la tensión en el condensador vendrá dado por (2.2), donde $N=N_1/N_3$.

$$V_{AB_{\min}} = V_{C_{\min}} \frac{d}{N} \mathbf{b} \quad (2.1)$$

$$V_{C_{\min}} = V_{g_{\min_pico}} + V_{AB_{\min}} \Rightarrow V_{C_{\min}} = \frac{V_{g_{\min_pico}}}{1 - \frac{d_{\max}}{N} \mathbf{b}} \quad (2.2)$$

Para obtener el mínimo valor de tensión en el condensador de almacenamiento a una tensión diferente de $V_{g_{\min}}$ deberá resolverse el sistema de ecuaciones mostrado en (2.3).

$$\begin{aligned} V_{AB_{\min}} &= V_C \frac{d}{N} \mathbf{b} \\ V_C &= \frac{V_g}{1 - \frac{d}{N} \mathbf{b}} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$V_{C_{\min}} d_{\max} = V_C d^{(1)} \quad V_{C_{\min}} \frac{d_{\max}}{1 - d_{\max}} = V_C \frac{d}{1 - d}^{(2)}$$

De aquí puede extraerse, que los convertidores que sólo dispongan de bobina de filtro (L_F) soportarán tensiones en el condensador de almacenamiento mayores que los que dispongan también de bobina retrasadora (L_R).

2.3.2.2 Tensión máxima en el condensador de almacenamiento.

Tradicionalmente, el valor de la tensión en el condensador de almacenamiento ha sido uno de los principales problemas que han tenido los convertidores para la corrección del factor de potencia formados por varias etapas integradas. Gracias al procesado parcial de energía realizado en los RAA aquí estudiados, la tensión máxima en este condensador no será excesiva. Esto no

¹ Si el convertidor CC/CC es de la familia del “reductor” (directo, medio puente, puente, etc.)

² Si el convertidor CC/CC es de retroceso (SEPIC, Cuk, ZETA, etc.)

quiere decir que no sea necesario su cálculo. Por el contrario, para seleccionar los componentes del convertidor será imprescindible acotar el valor máximo de esta tensión.

Antes de comentar cómo puede calcularse el valor de esta tensión, recordaremos el origen del problema. El ciclo de trabajo de un convertidor en MCC no depende de la carga a él conectada. Por tanto, si en el esquema de la Fig. 2-1 disminuye la carga manteniendo el convertidor CC/CC en MCC el ciclo de trabajo no será modificado y por tanto la CTC de la RAI seguirá siendo la misma. Si la tensión en el condensador de almacenamiento se mantuviera constante, la potencia de entrada al convertidor sería superior a la de salida, ya que sería la misma que antes de reducir la carga. Este exceso de energía debe ser absorbido por el condensador de almacenamiento que incrementará su tensión. Por tanto, la tensión V_C regula la potencia de entrada al convertidor.

Es cierto que al modificarse la tensión en el condensador también cambiará el ciclo de trabajo. Sin embargo, dado el valor inicial de la tensión en el condensador, esta variación puede despreciarse en una primera aproximación al problema. Esta variación del ciclo de trabajo no será representativa hasta que el convertidor CC/CC entre en MCD. En ese instante sí cambiará el ciclo de trabajo con el valor de la carga, no teniendo que intervenir necesariamente el condensador en el control de la potencia. El valor de la tensión máxima en el condensador de almacenamiento se dará a la máxima tensión de red y a la potencia límite entre el MCC y el MCD en el convertidor CC/CC (Fig. 2-7) [2.3]. Por tanto, para calcular este valor deberán fijarse dos parámetros de diseño: la tensión máxima de red y la potencia límite entre el modo de conducción continuo y el modo de conducción discontinuo en el convertidor CC/CC. Esta potencia variará con V_C , por lo que deberá fijarse a una tensión conocida. La tensión seleccionada a este propósito ha sido el valor mínimo de la tensión en el condensador. Procediendo de esta forma nos aseguramos de que el límite entre en MCC y MCD a la máxima tensión de red será inferior al impuesto (Fig. 2-7).

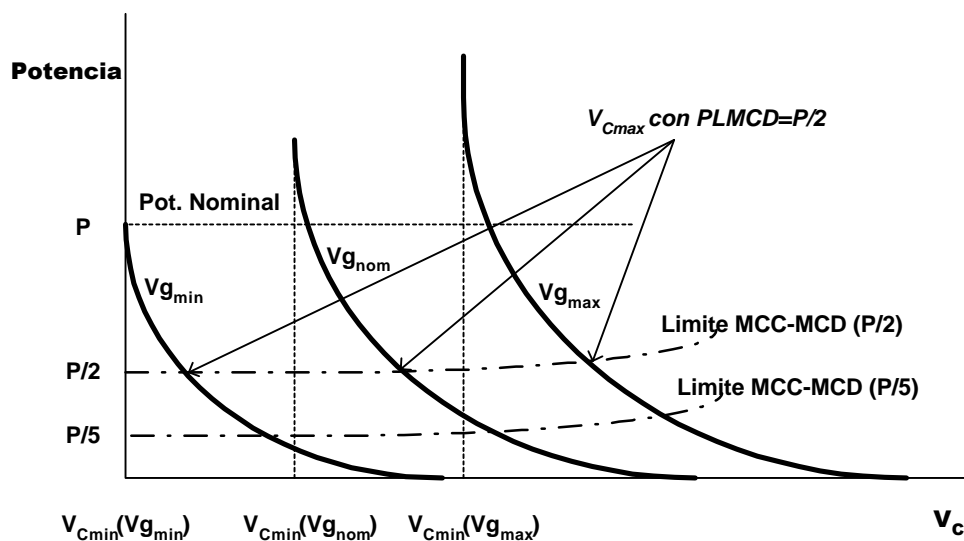


Fig. 2-7. Evolución de la potencia de entrada en función de la tensión en el condensador de almacenamiento para diferentes tensiones de entrada.

La Fig. 2-7 muestra la evolución de la potencia de entrada al convertidor CA/CC para las tensiones de red más importantes del diseño. Como puede verse, la potencia de entrada correspondiente a cada diferente tensión de red (línea continua) empieza a un valor diferente de tensión en el condensador de almacenamiento. Esta “tensión inicial” corresponde con la calculada en el apartado anterior. Valores de tensión por debajo de esta imposibilitarán la utilización de la RAI como RAA. La potencia correspondiente a cada una de estas “tensiones iniciales” es diferente, siendo mayor cuanto mayor sea la tensión de red. Sin embargo, si pretendemos que el convertidor CA/CC tenga un contenido limitado de armónicos en todas las tensiones posibles de funcionamiento, la potencia del convertidor no podrá ser superior a la potencia correspondiente a

la mínima tensión en el condensador ($V_{Cmin}(V_{gmin})$ en la Fig. 2-7). Este valor de potencia será denominado “Potencia Nominal” y corresponderá a la potencia de diseño del convertidor.

$$P_{nominal} = \frac{1}{P} \int_0^P I_g(\omega t, V_{Cmin}, L_R, L_F, T_s, N, V_{gmin}, d_{max}) V_{gmin} \sin(\omega t) d\omega t \quad (2.4)$$

Supongamos que el convertidor principal siempre trabaja en MCC (por ejemplo en convertidores con rectificación síncrona autoexcitada). En estas condiciones la tensión en el condensador de almacenamiento crecerá hasta que la potencia de entrada sea nula. Esta situación se dará cuando los diodos de entrada estén polarizados inversamente a cualquier tensión de red. Por tanto, la tensión en el condensador de almacenamiento debe ser mayor que la suma del valor de pico de la tensión de red y el máximo valor que puede obtenerse de la RAI (2.5). Debe recordarse que la tensión máxima a la salida de cualquiera de las RAI estudiadas es la tensión de pico de la señal de alimentación.

$$V_{g_{pico}} + \frac{V_C}{N} < V_C \Rightarrow V_{Cmax(MCC)} = \frac{V_{g_{pico}}}{1 - 1/N} \quad (2.5)$$

Por el contrario, si el convertidor CC/CC puede trabajar en MCC y en MCD, como ya se ha indicado anteriormente, el valor máximo que puede alcanzar la tensión en el condensador de almacenamiento dependerá del límite entre estos dos modos. Este límite, que ha sido establecido como una fracción de la potencia nominal a unas determinadas condiciones de tensión y ciclo de trabajo, no permanece constante ya que las condiciones a las que fue definido varían con la tensión en el condensador. Esta variación dependerá de la topología seleccionada aunque siempre tendrá una tendencia ascendente como se muestra en la Fig. 2-7 en línea discontinua.

La potencia límite en un convertidor “directo” cuando la tensión en el condensador es V_{Cmin} viene dada por (2.6), donde L_0 es el valor de la inductancia de la bobina de filtro de dicho convertidor. A una tensión diferente “ V_C ” esta expresión sólo se verá afectada por la variación del ciclo de trabajo (2.7). Estas expresiones junto a la que relaciona el ciclo de trabajo con la tensión en el condensador de almacenamiento darán como resultado la evolución del límite entre el MCD y el MCC para esta topología (2.8).

$$P_{límiteMCD(V_{Cmin})} = \frac{V_{carga}^2 (1 - d_{max})}{2 \cdot L_0 \cdot f_s} \quad (2.6)$$

$$P_{límiteMCD(V_C)} = \frac{V_{carga}^2 (1 - d)}{2 \cdot L_0 \cdot f_s} \quad (2.7)$$

$$\left[\begin{array}{l} P_{límiteMCD(V_C)} = P_{límiteMCD(V_{Cmin})} \frac{1 - d}{1 - d_{max}} \\ V_{Cmin} d_{max} = V_C d \end{array} \right] \quad (2.8)$$

Procediendo de forma similar puede obtenerse la evolución de este límite en el resto de las topologías. Los resultados obtenidos aparecen en la Tabla 2-2.

El valor de V_{Cmax} se obtendrá cuando la curva de potencia de entrada corte a la curva de potencia límite para alcanzar el MCD (Fig. 2-7).

El valor máximo de la tensión en el condensador de almacenamiento será mayor cuanto menor sea el valor de “ N_1/N_3 ”. Para diseños con $N_1/N_3 > 5$ el valor máximo de la tensión en el condensador no suele ser un problema considerable, incluso para convertidores que trabajen siempre en MCC (2.5).

Tabla 2-2. Evolución del límite entre MCC y MCD.

CONVERTIDOR	POTENCIA LÍMITE	CICLO DE TRABAJO
DIRECTO	$P_{\text{límiteMCD}(V_C)} = P_{\text{límiteMCD}(V_{C\min})} \frac{1-d}{1-d_{\max}}$	$d = \frac{V_{C\min} d_{\max}}{V_C}$
MEDIO PUENTE, PUENTE COMPLETO.	$P_{\text{límiteMCD}(V_C)} = P_{\text{límiteMCD}(V_{C\min})} \frac{1-2d}{1-2d_{\max}}$	$d = \frac{V_{C\min} d_{\max}}{V_C}$
RETROCESO	$P_{\text{límiteMCD}(V_C)} = P_{\text{límiteMCD}(V_{C\min})} \left(\frac{V_C d}{V_{C\min} d_{\max}} \right)^2$	$V_{C\min} \frac{d_{\max}}{1-d_{\max}} = a$ $d = \frac{a}{V_C + a}$

2.4 Selección de las RAI más adecuadas para trabajar en RAA.

Aunque en el anexo 1 han sido deducidas las características de todas las RAI planteadas, desde un punto de vista práctico no todas son útiles para ser utilizadas en RAA. Por otra parte, tampoco tiene sentido aumentar el valor de la bobina de filtro en exceso, ya que el contenido armónico de baja frecuencia, no se verá afectado (de una forma apreciable). En este apartado se realizará una primera selección de las características de las RAI más interesantes, y con las que posteriormente se realizarán los diseños para el cumplimiento de la Norma IEC-61000-3-2.

2.4.1 Factor de Utilización de la RAI.

En la Fig. 2-8 se muestra cómo con idénticos valores de tensión $V_{AB\max}$, pueden obtenerse ángulos de conducción (ϕ) muy diferentes, incluso cuando se está al límite del funcionamiento de la RAI. La RAI utilizada en (a) penalizará en exceso la tensión en el condensador de almacenamiento con una corrección de armónicos deficiente. Por el contrario la utilizada en (b) presentará un contenido armónico menor con un estrés de tensión menor que en el apartado anterior.

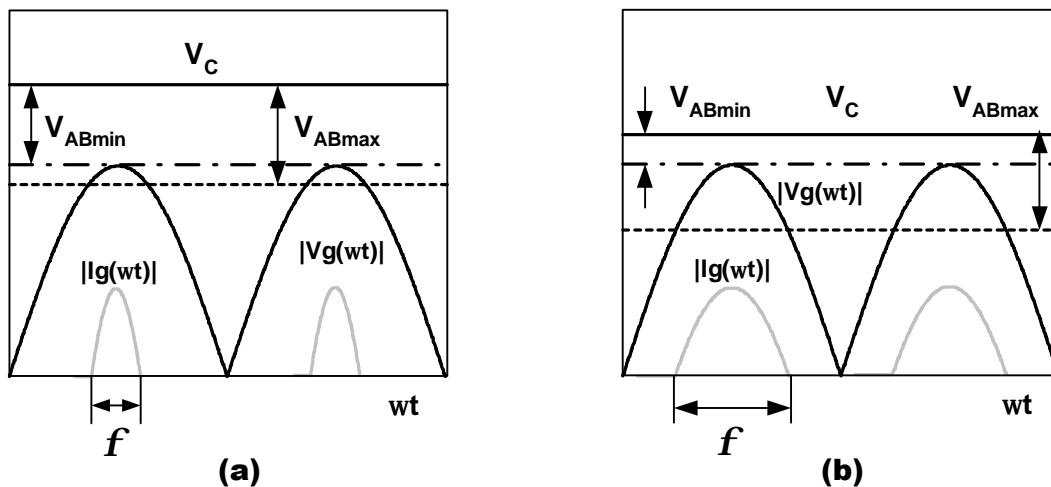


Fig. 2-8. (a) RAI con factor de utilización bajo (b) RAI con factor de utilización aceptable.

Se definirá el Factor de Utilización de la RAI como el cociente mostrado en (2.9) este factor será utilizado para determinar las topologías más aconsejables para ser utilizadas como RAA.

$$\frac{V_{ABmax} - V_{ABmin}}{V_{ABmax}} = F_{utilización} \quad (2.9)$$

Todas las topologías que tengan bobina retrasadora podrán llegar a tener un factor de utilización “1” si se diseñan adecuadamente. De este modo permitirán los mayores ángulos de conducción con el menor estrés en el condensador de almacenamiento. Por otra parte, el factor de utilización de las topologías con solo bobina de filtro es de “1-d_{max}” para las de media onda y “1-2d_{max}” para las de onda completa. Con valores típicos de “d_{max}” próximos a 0,5 la tensión máxima y mínima de la RAI en las topologías de onda completa es muy similar (Fig. 2-9), lo que llevará a tener tensiones en el condensador de almacenamiento muy grandes para ángulos de conducción pequeños y por tanto no serán una buena opción para trabajar como RAA. Esto nos lleva a descartar las RAI con rectificadores de onda completa que solo tengan bobina de filtro en los cálculos a realizar posteriormente.

El factor de utilización ha sido definido a partir de la característica de la RAI y no del diseño del RAA. Un mal diseño puede ocasionar que con RAI de factor de utilización grande se obtenga un ángulo de conducción pequeño. Esta situación suele darse cuando la impedancia de la red es inferior a la necesaria.

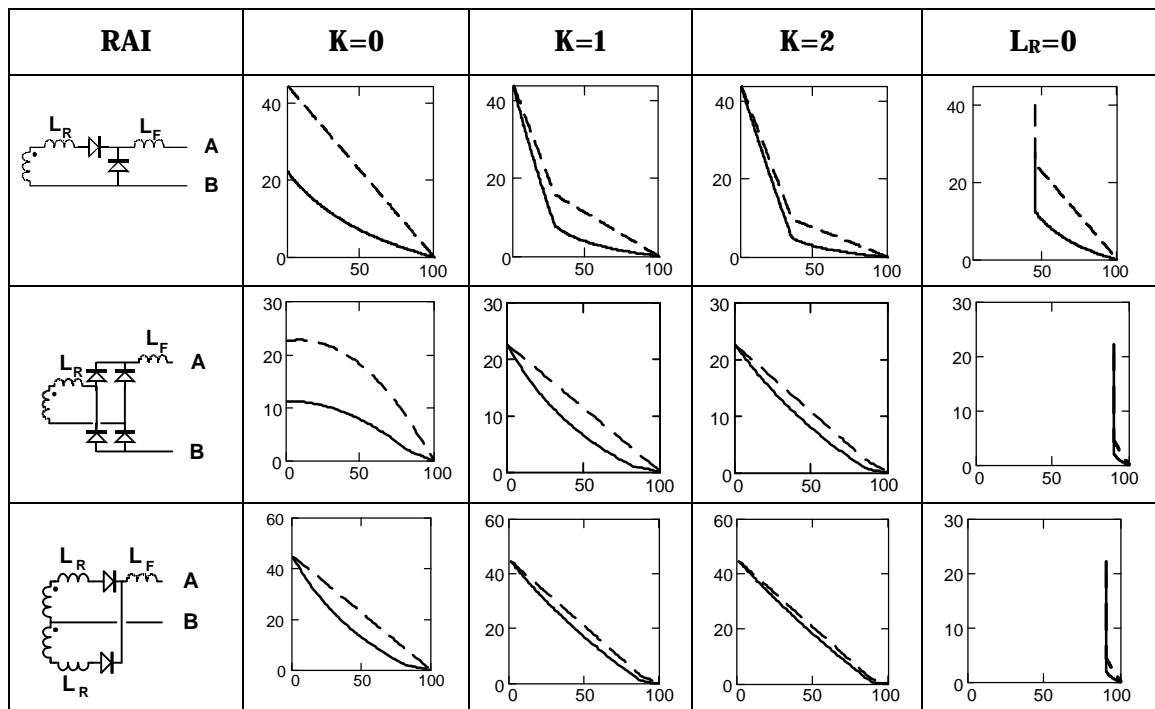


Fig. 2-9. Línea discontinua CTC_{pico}, línea continua CTC_{medio}. Eje vertical en amperios y eje horizontal en voltios. Parámetros: d=0,45, V₁=100, L_R=10μH, f_s=100KHz, convertidor CC/CC de retroceso. Recordando que K=L_F/L_R.

2.4.2 Influencia del valor de “K” sobre los armónicos de baja frecuencia.

Aunque en el apartado anterior han sido eliminadas dos configuraciones, todavía quedan muchas posibles combinaciones de bobinas por ser estudiadas. En este apartado se comprobará que si el valor de “K” esta próximo a la unidad, el contenido armónico de baja frecuencia varía poco al aumentar su valor. Por añadidura, el valor de pico de la corriente de entrada no se ve

penalizado ya que para valores de V_{AB} pequeños el rizado de corriente máximo posible (en el pico de la senoide de red) es prácticamente nulo.

La Fig. 2-9 muestra las CTC media y de pico de las RAI mostradas cuando son excitadas desde un devanado acoplado a la bobina de un convertidor de retroceso. De la inspección de las características mostradas pueden extraerse la siguientes observaciones:

- Puede apreciarse cómo la diferencia entre las características obtenidas con $K=1$ y $K=2$ es muy pequeña especialmente en las topologías de onda completa. Además, en estos casos, aunque pueda modificarse en parte la impedancia de la característica, el valor de pico de la corriente no se ve incrementado como consecuencia de la reducción del valor de la bobina de filtro (esto sucederá incluso para valores de $K=0,5$).
- La bobina de filtro en la topología de onda completa con 2 diodos, no aporta ningún beneficio adicional. Incluso para $K=0$, la diferencia entre los valores medios y los valores de pico es pequeña, lo que se verá traducido en una corriente de entrada con un rizado de corriente también reducido.
- La topología con mayor impedancia es el rectificador de onda completa y 4 diodos. El rectificador de onda completa con transformador de toma media tendrá aproximadamente la mitad y el rectificador de media onda tendrá, también de una forma aproximada, la cuarta parte. Estas apreciaciones son más precisas a medida que aumenta el valor de K . Esta comparación ha sido realizada a igual frecuencia y potencia.

De las observaciones anteriores puede extraerse que no será necesario estudiar relaciones entre bobinas (K) muy elevadas. El contenido armónico de baja frecuencia y la corriente de pico de dos diseños, uno con $K=1$ y otro con $K=4$, serán prácticamente iguales. Sin embargo, el tamaño de la bobina de filtro de la RAI con $K=4$ será aproximadamente 4 veces mayor.

Aunque los resultados mostrados en la Fig. 2-9, han sido obtenidos cuando la RAI está alimentada mediante una señal asimétrica (convertidor principal de retroceso), son muy parecidos a los que se hubieran obtenido si la RAI hubiera estado alimentada por una señal simétrica.

2.5 Validez del modelo “Fuente de tensión y resistencia sin pérdidas” para las diferentes RAI estudiadas.

Calcular la corriente de entrada al convertidor CA/CC mediante el proceso aquí planteado, permitirá obtener una forma de corriente muy aproximada a la realidad, siempre y cuando el valor del condensador de almacenamiento sea lo suficientemente grande. Sin embargo, para poder realizar el diseño de un RAA será necesario disponer de unos ábacos de diseño o de una hoja de cálculo. Los programas utilizados para realizar los diseños y estudiar el funcionamiento de las RAI pueden ser ejecutados prácticamente en cualquier ordenador personal de los disponibles hoy día. Por tanto, el problema planteado no trata sobre la posibilidad de realizar el diseño, sino de la posibilidad de obtener unos cálculos aproximados de una forma rápida e intuitiva.

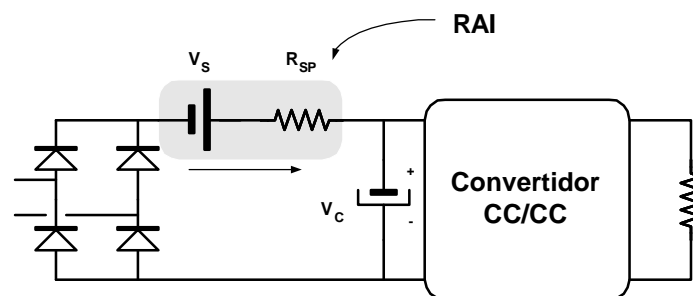


Fig. 2-10. RAA utilizando el modelo fuente de tensión más resistencia sin pérdidas.

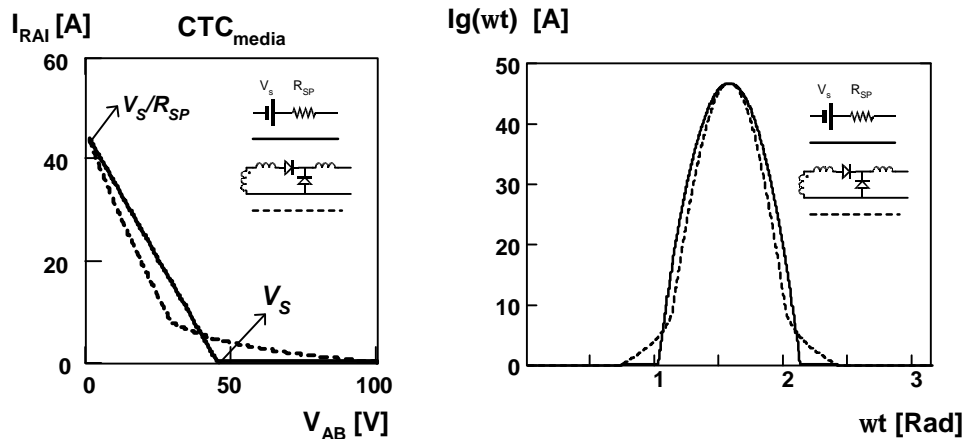


Fig. 2-11. Característica tensión corriente para el modelo R_{SP} y una RAI media onda junto a la corriente de Red correspondiente don $K=1$.

El modelo “Fuente de tensión y resistencia sin pérdidas” (V_S y R_{SP} en la Fig. 2-10) propuesto por [2.2][2.4] se ajustará fielmente al funcionamiento de las RAI cuando el valor de K sea elevado ($K>4$). Ahora bien, cuando el valor de K sea próximo a la unidad o incluso cuando el valor de K sea nulo, ¿seguirá siendo válido el modelo R_{SP} ? La “validez” del modelo será evaluada sobre dos diferentes “pruebas”. Por una parte, si la característica del modelo y la de la RAI son muy similares es claro que el contenido armónico del convertidor CA/CC será muy similar utilizando cualquiera de las dos opciones. Por otra parte, y dado de que la tensión de red pondera la potencia instantánea asociada a la corriente de entrada, no es necesario que el ajuste entre la característica del modelo y la de la RAI sea perfecto en todo el rango de tensiones. La Fig. 2-11 muestra la característica tensión corriente del modelo R_{SP} y de una RAI con rectificador de media onda y $K=1$. Como puede verse, para valores de corriente pequeños las características son muy diferentes. Sin embargo, para valores de corriente elevados las características están muy próximas. Esto se traducirá en corrientes de entrada muy similares ya que se comete error cuando menos importancia tiene sobre el resultado global.

Los valores de resistencia sin pérdidas y fuente de tensión correspondientes a las topologías estudiadas son los mostrados en la Tabla 2-3. En este tipo de modelo no influye la forma de onda que alimente la RAI.

Tabla 2-3. Parámetros del modelo resistencia sin pérdidas.

TOPOLOGÍA	V_S	R_{SP}
Media Onda	V_{1d}	$f_s \times L_R$
Onda Completa Tipo (1)	V_{12d}	$4 \times f_s \times L_R$
Onda Completa Tipo (2)	V_{12d}	$2 \times f_s \times L_R$

2.5.1 RAI de onda completa Tipo (1) y $K=1$.

El modelo R_{SP} se obtiene suponiendo que la RAI trabaja con una corriente constante en la bobina de filtro. Por esta razón las características se aproximan a este modelo cuando están trabajando en MCC. Las RAI basadas en rectificadores de onda completa, trabajan la mayor parte del tiempo en MCC. De ahí que se aproximen con gran exactitud al modelo “resistencia sin pérdidas”.

La Fig. 2-12 muestra la característica tensión corriente y la corriente de entrada para dos ciclos de trabajo diferentes. Como puede comprobarse, la corriente de entrada en cualquiera de los casos es muy similar. Por tanto, también lo será su contenido armónico.

Los resultados mostrados han sido obtenidos mediante alimentación asimétrica de la RAI, es decir, con señales procedentes de un convertidor CC/CC de retroceso. Las soluciones obtenidas con RAI alimentadas a tensión simétrica son muy similares.

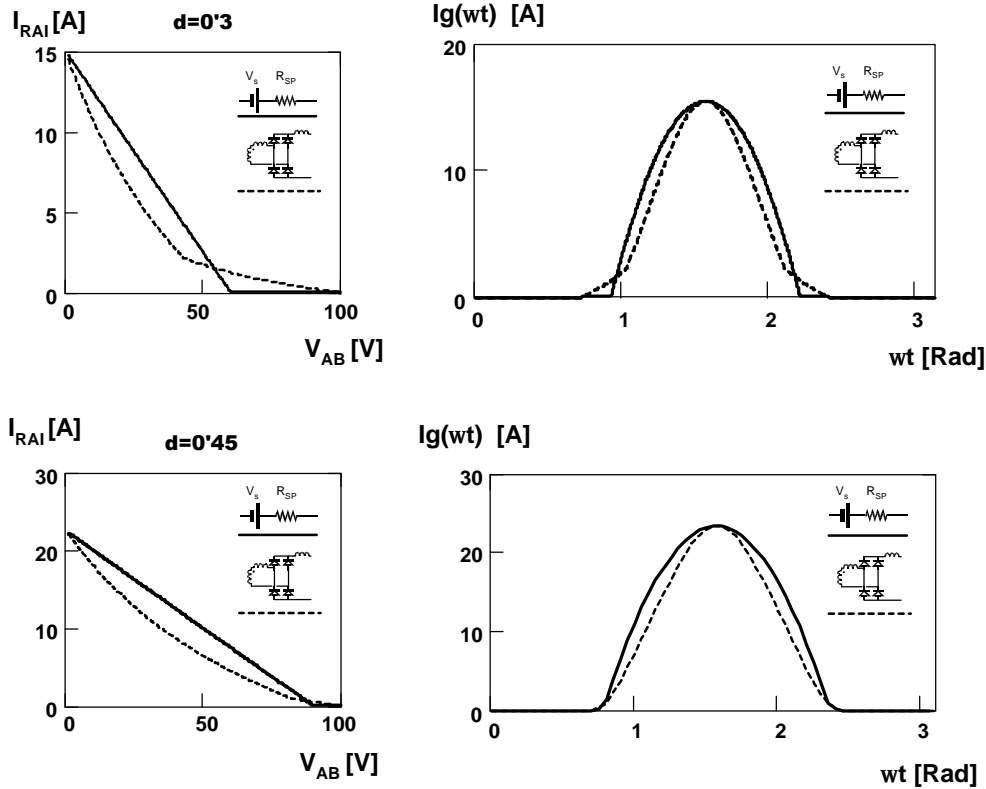


Fig. 2-12. Características y corriente de entrada para dos ciclos de trabajo diferentes y $K=1$.

2.5.2 RAI de onda completa Tipo (2) y $K=0$.

En la topología anterior (RAI de onda completa Tipo (1)), se ha defendido la posibilidad de reducir el tamaño de la bobina de filtro, pasando de un valor habitual de $K=4$ a un valor de $K=1$. En este caso (RAI de onda completa Tipo (2)), se propone la eliminación de esta bobina. Si se observa la Fig. 2-9, este tipo de RAI (con rectificador de onda completa y transformador de toma media) cuando no tiene bobina de filtro presenta una característica tensión-corriente muy similar a la RAI con rectificador de cuatro diodos y $K=1$. En el apartado anterior se ha visto como el modelo R_{SP} se ajusta con precisión a este último caso y por tanto también lo hará en este.

2.6 Corriente Base y Potencia Base.

Supongamos que tenemos varias formas de onda que han sido obtenidas en diferentes convertidores donde K , V_c , V_g , N_1/N_3 y d son iguales, mientras que el valor de las bobinas y la frecuencia de conmutación (f_s) son diferentes. En estas condiciones puede demostrarse que la corriente media en cada periodo de conmutación para cada una de las topologías, puede obtenerse a partir del análisis de un solo convertidor que posteriormente será escalado mediante una constante determinada por el producto inductancia-frecuencia de conmutación (KLF). Se denominará corriente base (I_{base}), a la corriente de entrada (I_g) calculada con $f_s=1\text{Hz}$ y $L=1\text{H}$. Obsérvese que

no se ha especificado cuál de las bobinas tiene valor 1. Cuando sólo exista bobina de filtro (L_F) su valor será 1 en el resto de los casos será la bobina retrasadora (L_R) la que tome este valor. Como se indicó al inicio de este capítulo los casos particulares, donde falta alguna de las bobinas, se calcularían como un caso extremo del caso general. Por tanto, cuando una bobina no exista, su valor no será sustituido en los programas por cero, sino por un valor despreciable frente al utilizado para la bobina existente. Proceder de esta forma simplifica el proceso de cálculo y además aproxima el modelo a la realidad, incluyendo el efecto producido por las inductancias parásitas.

La Fig. 2-13 muestra un ejemplo de cómo puede la corriente base simplificar los diseños. Los valores mostrados han sido obtenidos con $K=1$, $N_1/N_3=3$, $V_g=220V$ y $V_c=311V$. La forma de onda de corriente marcada con trazo continuo representará el valor base. El resto de las corrientes podrán ser determinadas mediante la fórmula (2.10). Este método de trabajo, podrá aplicarse también a la potencia (2.11) y al contenido armónico ya que estos parámetros son funciones de la corriente de entrada así calculada.

Este método de cálculo permitirá agilizar la elaboración de ábacos para el diseño, ya que el contenido armónico y la potencia de cada forma de onda sólo tendrá que ser obtenido para la magnitud “base”, mientras que el valor de las demás magnitudes (potencia y corrientes) podrá calcularse dividiendo el valor base por la constante KLF asociada a cada caso.

$$I_g = I_{base} / KLF \quad (2.10)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{base} = \frac{1}{p} \int_0^p I_{g_{base}}(wt) V_g \cdot \sin(wt) dw \\ P = P_{base} / KLF \end{array} \right. \quad (2.11)$$

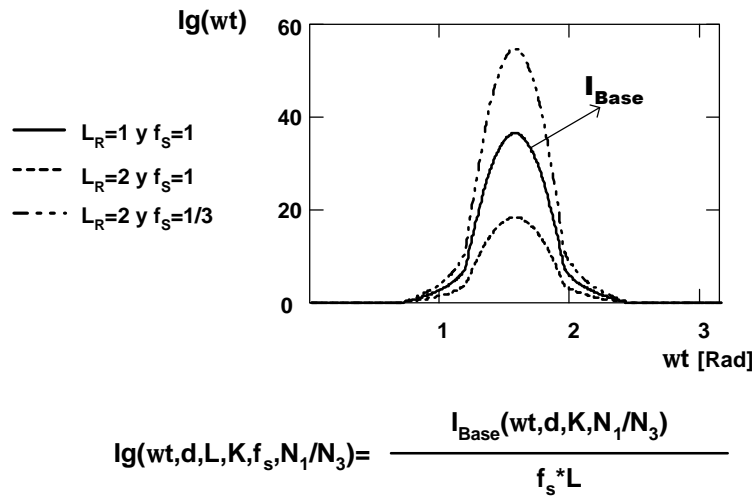


Fig. 2-13. Corriente Base.

2.7 Justificación de las simplificaciones realizadas en los diseños.

Todos los cálculos mostrados han sido obtenidos suponiendo la tensión en el condensador de almacenamiento constante y que la RAI no afectaba al funcionamiento normal del convertidor CC/CC. En estas condiciones la característica tensión-corriente impone la evolución de la corriente de entrada al convertidor CA/CC. En gran parte de las aplicaciones, estas suposiciones

son totalmente aceptables. Sin embargo, existen ciertos casos donde no pueden ser asumidas. En este apartado se tratarán los principales motivos por los cuales estas suposiciones pueden llegar a ser “no ciertas”. Por una parte, los circuitos con ángulos de conducción pequeños con corrientes “muy picudas” estarán muy influenciados por el valor del condensador de almacenamiento. Por otra parte, algunas topologías de RAI modificarán el funcionamiento normal del convertidor CC/CC. En algunos casos estas modificaciones imposibilitan la utilización de ciertas RAI con determinados convertidores. En otros modifican la señal de alimentación de la RAI, alejando su funcionamiento del previsto a priori.

Los resultados aquí expuestos han sido obtenidos en los anexos 2 y 3.

2.7.1 Influencia del condensador de almacenamiento sobre el contenido armónico de baja frecuencia.

Para mostrar la influencia del valor del condensador de almacenamiento sobre el contenido armónico de baja frecuencia, o lo que es lo mismo, sobre la forma de la corriente de entrada al convertidor CA/CC, se estudiará este fenómeno sobre el modelo “Resistencia sin pérdidas” (Fig. 2-10). Esto permitirá tratar el problema de una forma intuitiva y como ha sido visto en el apartado 2.5 muy aproximada.

Las formas de onda de corriente que están siendo analizadas en este tipo de convertidores son “trozos de senoide” más o menos deformados que pueden ser caracterizados por el ángulo de conducción y el valor de la corriente de pico. El ángulo de conducción es controlado por el valor de la tensión V_s . Cuanto mayor sea el valor de ésta, mayor será el ángulo de conducción para un valor de tensión en el condensador de almacenamiento dado. El valor de la corriente de pico estará limitado por la resistencia sin pérdidas. Ahora veamos qué sucede cuando se pretende obtener un determinado valor de potencia con diferentes ángulos de conducción. Si tenemos un ángulo de conducción grande, el valor de R_{SP} deberá también ser grande para limitar la corriente de entrada de forma que se obtenga el valor de potencia deseado. Si por el contrario, el valor del ángulo de conducción es pequeño, deberá utilizarse un valor de resistencia pequeño para mantener la potencia de entrada en el mismo valor que en el caso anterior. En estos dos casos se está trabajando con la misma potencia. Sin embargo, la constante de tiempo del filtro formado por la resistencia sin pérdidas y el condensador de almacenamiento es muy diferente, presentando una frecuencia de corte distinta. Este fenómeno originará un mayor rizado de tensión en el segundo de los casos anteriormente citados y por tanto dará lugar a una corriente “deformada” como muestra la Fig. 2-14 (a). Como consecuencia de la influencia del condensador la corriente se adelanta y aumenta su ángulo de conducción, lo que se verá reflejado en un contenido armónico menor (Fig. 2-14 (b)).

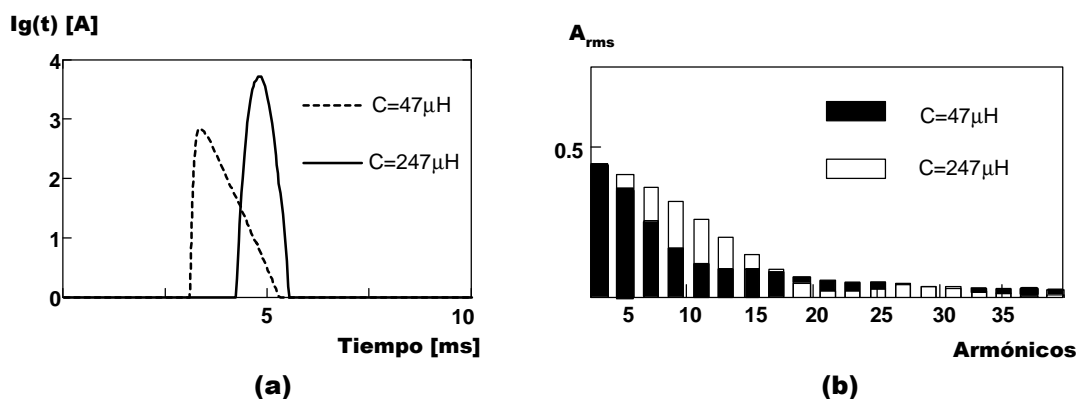


Fig. 2-14. (a) Corriente de entrada para una potencia de 100W, $V_s=11V$ y $R_s=1,76\Omega$ para diferentes valores del condensador de almacenamiento y (b) su contenido armónico.

Para terminar, decir que esta variación del contenido armónico es beneficiosa desde el punto de vista del cumplimiento de la normativa, ya que disminuye la amplitud de los armónicos de más baja frecuencia.

La condición de diseño correspondiente a considerar la tensión en el condensador de almacenamiento constante, propicia la obtención del contenido armónico en el caso más desfavorable.

El condensador de almacenamiento afectará a la corriente de entrada principalmente cuando el ángulo de conducción sea pequeño. Será especialmente apreciable en los diseños en Clase A con potencias por debajo de 250W, aunque esto siempre dependerá del valor del condensador de almacenamiento.

2.7.2 Interacción entre la RAI y el convertidor CC/CC.

En su funcionamiento normal como RAA las RAI con bobina retrasadora “devuelven” parte de la energía procedente del condensador de almacenamiento bien hacia la salida bien hacia el propio condensador de almacenamiento. Este intercambio de energía es consecuencia de la descarga de la bobina retrasadora a través del devanado auxiliar utilizado para generar la tensión de alimentación de la RAI. El camino seguido por esta corriente puede provocar irregularidades en el comportamiento del convertidor principal que se verán reflejadas como variaciones sobre la tensión de alimentación de la RAI, modificando así su característica.

Estas alteraciones del funcionamiento del convertidor principal (CC/CC) pueden manifestarse durante todo el ángulo de conducción o generalmente durante los picos de la corriente de entrada. En función del tiempo que dure este funcionamiento anormal y de los efectos que produzca podrá tolerarse o imposibilitará el uso de ese tipo de RAI con un determinado convertidor CC/CC.

Un ejemplo de combinación “inocua” de RAI y convertidor CC/CC es la formada por el rectificador de media onda y el convertidor directo con devanado para la desmagnetización. En este caso la bobina retrasadora se descargará a través de este devanado hacia el condensador de almacenamiento sin modificar el funcionamiento del convertidor CC/CC. A continuación se tratarán las combinaciones de convertidores más relevantes, indicando los efectos producidos y su influencia sobre el funcionamiento del conjunto.

Para facilitar la explicación se considerará que la corriente en la bobina de filtrado tanto en la RAI como en el convertidor es constante. Esta aproximación puede hacerse gracias a que los efectos anteriormente mencionados aparecen con elevados valores de la corriente de entrada que lógicamente van asociados con funcionamientos en MCC con pequeño rizado en la bobina de filtro.

2.7.2.1 Convertidor directo y rectificador de onda completa.

Para hacer posible esta combinación sería necesario trabajar con una corriente de magnetización muy grande (similar a un convertidor de retroceso) por tanto *esta topología no es apropiada para ser utilizada como RAA.*

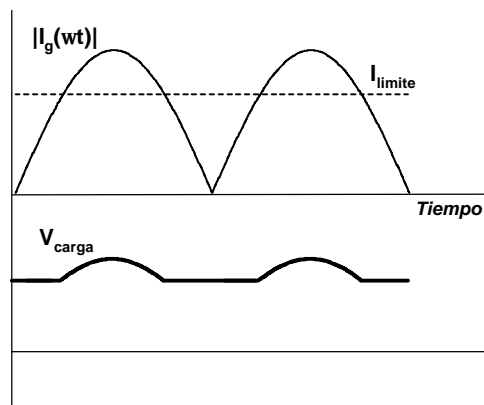


Fig. 2-15.Efectos sobre la tensión de salida ocasionados por superar el valor límite de corriente de entrada. Estos resultados se obtienen con el convertidor en lazo abierto.

2.7.2.2 Convertidor con varios interruptores y rectificador de onda completa.

Bajo ciertas condiciones de trabajo esta asociación puede ocasionar un modo especial de funcionamiento donde existe aporte de energía entre la RAI y la salida del convertidor. Esta “anomalía” no aparecerá en todo el periodo de funcionamiento de la RAI, sino que se dará cuando la corriente de entrada supere un valor límite. Los efectos provocados por este funcionamiento anómalo (Fig. 2-15) pueden ser corregidos por el lazo de control, siempre y cuando éste sea lo suficientemente rápido. Dicho funcionamiento anómalo aparecerá cuando se cumpla (2.12), cuyos parámetros pueden ser identificados en la Fig. 2-16.

$$I_g \frac{N_3}{N_2} > I_{Lo} \quad (2.12)$$

Cuando este efecto es corregido mediante el lazo de control se produce un “achataamiento” en la parte superior de la corriente de entrada. Esto es debido a que el ciclo de trabajo deberá reducirse para corregir el incremento de tensión que se produciría en la salida.

Este efecto aparecerá a cualquier carga en los diseños que presenten un ángulo de conducción superior a 95°. Para ángulos de conducción menores aparecerá a medida que se haga trabajar al convertidor a menor carga (Anexo 2)

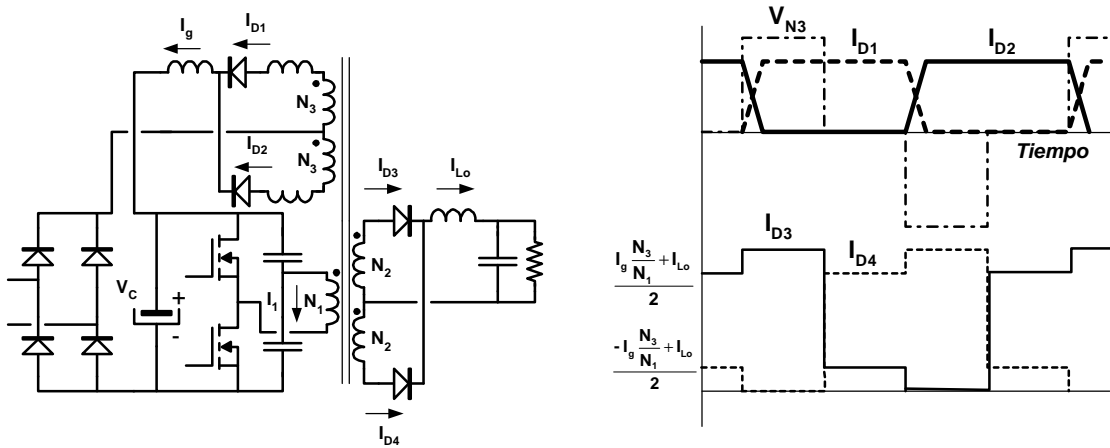


Fig. 2-16. Medio puente con RAI basada en un rectificador de onda completa y su corrientes más importantes.

2.7.2.3 Convertidor de retroceso y rectificador de media onda.

La RAI en esta combinación descarga su bobina retrasadora hacia la salida. Por tanto existe un aporte de energía entre la RAI y la salida. Este aporte de energía será tanto mayor cuanto mayor sea la corriente de entrada. Sin embargo, no afecta a la tensión de alimentación de la RAI y sus efectos pueden ser corregidos mediante el lazo de control de la tensión de salida.

2.7.2.4 Convertidor de retroceso y rectificador de onda completa.

En esta ocasión aunque existe un modo de funcionamiento similar al del apartado 2.7.2.2, el ángulo de conducción límite es 180°. Este ángulo ha sido obtenido despreciando el valor del rizado en la corriente de magnetización y con el modelo “Resistencia sin pérdidas”. Si el convertidor de retroceso trabaja con un rizado de corriente grande en la bobina de magnetización, puede aparecer este fenómeno. Sin embargo siempre puede corregirse aumentando el valor de esta bobina. Este efecto aparecerá si se cumple la inecuación (2.13) correspondiente al esquema de la Fig. 2-17. Si se considera el rizado en la bobina de magnetización deberá utilizarse el valor mínimo de esta corriente.

$$I_g \frac{N_3}{N_1} > I_{Lm_mínimo} \quad (2.13)$$

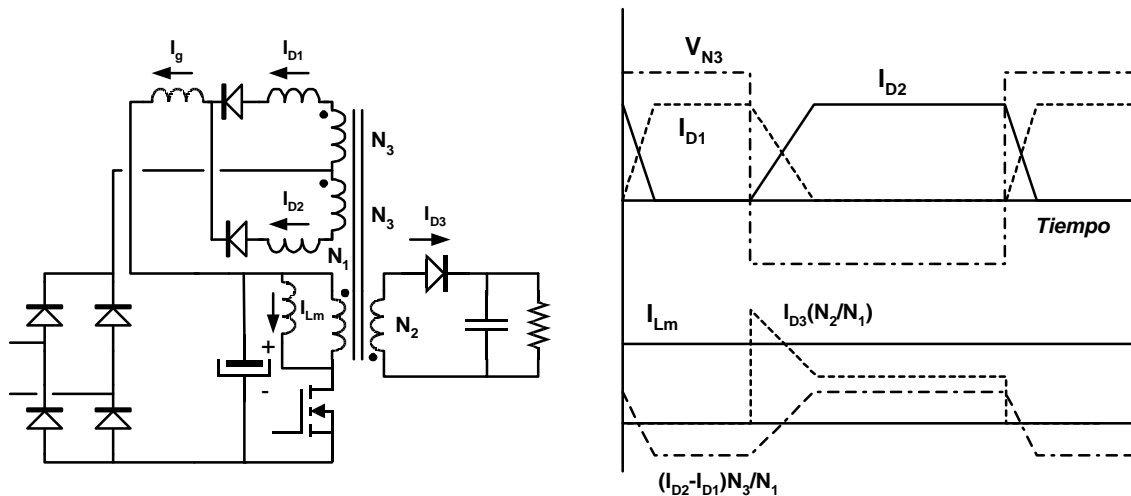


Fig. 2-17. Convertidor de retroceso con RAI de onda completa y sus corrientes más importantes.

2.8 Diseño en Clase A.

Obtener unas ecuaciones que permitan de forma sencilla y analítica diseñar un reductor activo de armónicos basado en este tipo de topologías sólo es posible cuando la RAI puede ser sustituida por una resistencia en serie con una fuente de tensión. Este método se aproximará con bastante fidelidad al modelo propuesto cuando la topología estudiada posea dos bobinas y especialmente cuando la bobina de filtro sea similar o varias veces superior a la retrasadora. Para el resto de las configuraciones esta simplificación no será válida. Estas limitaciones hacen necesaria la utilización de simulaciones para la obtención de los diseños deseados. Los resultados de algunas de estas simulaciones serán mostrados en forma de ábacos que faciliten el diseño en las situaciones más comunes.

2.8.1 Criterios de diseño.

Los criterios de diseño seleccionados serán:

- La RAI deberá conservar la condición de alta impedancia para todas las tensiones de funcionamiento. Cuando la tensión de red sea la mínima considerada en el diseño, la tensión aplicada a la RAI a plena carga también deberá ser la mínima posible (dependiendo de la configuración seleccionada)
- El ciclo de trabajo máximo (d_{max}) será el asociado a la tensión en el condensador existente en las condiciones del punto anterior, es decir, tensión mínima en el condensador. El valor correspondiente a diferentes tensiones se calculará a partir de esta condición inicial.

Los parámetros de diseño seleccionados para los ábacos mostrados han sido:

- Tensión mínima de red ($V_{g_{min}}=190V$)
- Tensión nominal de red ($V_{g_{nom}}=220V$)
- Tensión máxima de red ($V_{g_{max}}=265V$)
- Ciclo de trabajo máximo ($d_{max}=0,45$ para los convertidores de la familia reductora y $0,35$ para el convertidor de retroceso)

- Tipo de RAI y relación entre las bobinas
- Límite entre el MCC y MCD para el convertidor principal en tanto por uno de la potencia del convertidor (este parámetro servirá para determinar la tensión máxima en el condensador (1/3 en los ejemplos))

Valores obtenidos en el diseño:

- Relación de transformación (N_1/N_3) máxima que permite cumplir la Norma IEC-61000-3-2 en Clase A para una potencia dada.
- Valor del producto frecuencia de conmutación por valor de la bobina (KLF).
- Corriente de pico máxima de entrada.
- Tensión máxima en el condensador de almacenamiento.

2.8.1.1 Pasos a seguir para la generación de los ábacos de diseño.

La limitación del contenido armónico impuesta en la normativa debe ser cumplida cuando los convertidores diseñados trabajen a la tensión de red nominal y a plena carga. Por esta razón, el primer cálculo que debe realizarse es determinar la tensión en el condensador de almacenamiento cuando el convertidor funciona en estas condiciones. A continuación, se obtendrán las “corrientes base” para las diferentes relaciones de transformación (N_1/N_3) seleccionadas. Cada una de las relaciones de transformación seleccionadas, podrá cumplir la normativa en Clase A hasta una determinada potencia. Finalmente se obtendrá la máxima potencia admisible para cumplir la norma para cada diferente relación de transformación mediante la obtención de KLF.

A continuación se mostrarán los resultados obtenidos para los valores indicados anteriormente y para un número de relaciones de transformación (N_1/N_3). Estos cálculos han sido realizados utilizando las características deducidas en el anexo 1 y mediante los programas correspondientes.

Cada topología estudiada ofrece soluciones de diseño para un amplio margen de potencias. Para optimizar el rendimiento del convertidor CA/CC se recomienda trabajar con la relación de transformación máxima. Así se procesará la menor energía posible en la RAI y se reducirá el estrés de corriente sobre el convertidor principal y se conseguirá reducir el valor máximo de la tensión en el condensador de almacenamiento. Sin embargo, si el diseñador pretende realizar un diseño más conservador desde el punto de vista del contenido armónico, podrá valerse de los “valores base” facilitados como se verá en los ejemplos correspondientes a cada topología.

La información aportada por las gráficas obtenidas se comentará a continuación.

Tensión nominal en el condensador.

Tensión en el condensador de almacenamiento a plena carga y tensión de red nominal. Es utilizada para calcular el contenido armónico de la corriente de entrada, ya que la norma debe cumplirse a plena carga y tensión de red nominal.

Tensión mínima en el condensador.

Tensión en el condensador de almacenamiento a plena carga y tensión de red mínima. Será necesaria para determinar la relación de transformación del convertidor CC/CC. A este valor de tensión le corresponderá el ciclo de trabajo máximo seleccionado para el diseño.

Tensión máxima en el condensador.

Corresponderá al valor máximo de la tensión en el condensador de almacenamiento. Como se ha indicado se dará a la tensión de red máxima y en el límite entre el modo de conducción continuo y discontinuo.

Potencia base.

Máxima potencia que puede manejar el convertidor cuando el producto “ $f_s \times L$ ” es igual a la unidad. Dividiendo el valor de esta potencia por el producto “ $f_s \times L$ ” (KLF) se obtiene el valor de la potencia nominal del convertidor. Como todos los parámetros base, la potencia base está calculada con $f_s=1$ y $L=1$ ($L_R=1$ o $L_F=1$ dependiendo del caso).

KLF mínima.

Esta gráfica da el valor más pequeño que puede tener esta constante (KLF) para mantener el contenido armónico de la corriente de entrada por debajo de los límites establecidos por la normativa. Cada relación de transformación dará lugar a convertidores de diferentes potencias, sin más que modificar el valor de KLF

Potencia máxima.

Potencia máxima asociada a cada relación de transformación para cumplir la norma. Puede obtenerse fácilmente como el cociente entre la potencia base y KLF mínima. Sin embargo, se incluye como gráfica de diseño ya que será el punto de partida para la selección del transformador adecuado.

Intensidad de pico base.

Corresponde a la corriente máxima de entrada calculada en condiciones de mínima tensión de red y máxima potencia, con $f_s=1$ y $L=1$. Dividiendo este valor por el valor de KLF correspondiente al diseño se obtendrá el valor de la corriente máxima de entrada al convertidor.

Intensidad de pico máxima.

Corriente de pico a la entrada del convertidor para el diseño recomendado, es decir, cuando se selecciona el valor de relación de transformación máximo para cumplir la normativa a la potencia deseada.

2.8.1.2 Método de diseño utilizando los ábacos.

Los parámetros que deben ser calculados para el diseño de un RAA son:

- Relación de transformación N_1/N_3 . Este es el principal parámetro de diseño, el resto de las variables a determinar dependerán de su valor.
- Mínima tensión en el condensador de almacenamiento. Este valor es necesario para determinar la relación de transformación del convertidor CC/CC.
- Máxima tensión en el condensador de almacenamiento. Este valor es necesario para seleccionar los semiconductores y el propio condensador.
- Valor de las bobinas de la RAI así como la corriente que por ellas circula.

Las gráficas incluidas en cada una de las topologías estudiadas permiten obtener estos parámetros siguiendo dos métodos de diseño diferentes que han sido llamados “diseño óptimo” y “diseño base”

El “diseño óptimo” será aquel que utilice la relación de transformación (N_1/N_3) más grande posible que permita al convertidor cumplir la norma. Se le ha calificado de óptimo, porque en estas condiciones la energía que es procesada dos veces por el convertidor es mínima. Además, en este diseño se consigue el menor estrés de corriente y tensión sobre el convertidor CC/CC. Sin embargo, este tipo de diseños tiene un inconveniente: no dejan ningún tipo de libertad al diseñador. Las restricciones que puede imponer el mundo de la industria son múltiples y el diseñador debe disponer de una herramienta flexible que le permita solucionar el problema. Por ejemplo, supongamos que un fabricante solicita un RAA de una determinada potencia que debe cumplir la norma IEC-1000-3-2 en Clase A y que además su corriente de entrada no pueda superar un determinado valor. Utilizando el “diseño óptimo” el convertidor cumplirá la norma pero no podrá

controlarse el valor de la corriente de pico. Para solucionar un problema de este tipo se utilizará el “diseño base”.

Por regla general, la gráfica que relaciona la potencia máxima para cumplir la norma en Clase A en función de la relación de transformación seleccionada es monótona decreciente. Esto significará que cualquier relación de transformación inferior a la “óptima” también hará posible que el convertidor diseñado cumpla la norma. Esta forma de trabajo permite al diseñador controlar en “ángulo de conducción” de la corriente de entrada.

A continuación se expondrán los pasos a seguir en cada uno de los métodos de diseño.

Diseño óptimo.

- Relación de transformación máxima. En la gráfica “potencia máxima para cumplir en Clase A” entrando por el eje de ordenadas con el valor de la potencia nominal del diseño se obtendrá la relación de transformación máxima. Esta relación de transformación, junto a la bobina calculada a partir de KLF mínima, dará como resultado una forma de onda de corriente donde los armónicos se encuentran por debajo de los límites impuestos por la norma excepto el más desfavorable que coincide con el valor de la norma.
- Cálculo de las bobinas de la RAI. La potencia de entrada al convertidor depende del valor de la constante KLF. Utilizando la relación de transformación calculada en el apartado anterior puede obtenerse el valor de KLF mínimo en la gráfica del mismo nombre. El valor de esta constante es el producto de la bobina, bien retrasadora, bien de filtro (depende de la topología) multiplicada por la frecuencia de conmutación. Por tanto, conocido el valor de esta constante y la frecuencia de conmutación es inmediato obtener el valor de la bobina buscada.
- Corriente de pico. Para el diseño de las bobinas así como para la selección de los semiconductores es necesario conocer el valor máximo de la corriente que circula por ellos. En este tipo de diseño bastará con seleccionar de la gráfica “Intensidad de pico máxima” el valor correspondiente a la relación de transformación máxima (óptima). Se ha denominado máxima porque si con esa relación de transformación la corriente supera este valor no se cumpliría la norma. Este apartado suele incluirse en el anterior ya que es indispensable para el diseño de la bobina.
- Máxima tensión en el condensador de almacenamiento. Podrá obtenerse de la gráfica de su mismo nombre. Este valor será necesario para determinar la bobina del convertidor CC/CC de manera que se cumpla el límite entre el MCC y MCD previsto. Para los ejemplos se ha considerado que este límite se encuentra a un tercio de la potencia nominal.
- Mínima tensión en el condensador de almacenamiento. En las topologías con bobina retrasadora vendrá impuesta por la tensión de pico de red mínima. En las RAI sin bobina retrasadora podrá obtenerse de la gráfica “ V_C mínima” o bien aplicando la ecuación (2.2). Este valor será imprescindible para calcular la relación de transformación del convertidor CC/CC.

Diseño Base.

- En primer lugar será seleccionada una relación de transformación en la gráfica “Potencia máxima para cumplir en Clase A” que asegure el cumplimiento de la norma.
- Cálculo de las bobinas de la RAI. Utilizando la relación de transformación seleccionada se obtendrá el valor de la potencia base correspondiente. Para ello se utilizará la gráfica del mismo nombre (“Potencia Base”). El valor de la constante KLF podrá determinarse como el cociente entre la potencia base y la potencia nominal del diseño (2.11). Finalmente con esta constante se obtendrá el valor de la bobina deseada de igual forma que en el diseño anterior.
- Corriente de pico. De acuerdo con la expresión (2.10) el valor de la corriente de pico puede ser obtenido como el cociente entre la corriente de pico base y la constante KLF. La constante ha sido calculada en el apartado anterior y la corriente de pico base aparece en la gráfica del mismo nombre.

- Los valores de tensión en el condensador de almacenamiento solo dependen de la relación de transformación seleccionada y del límite entre el MCC y el MCD por lo que pueden ser calculados de igual forma que en el diseño anterior.

2.8.2 Ábacos para la RAI con rectificador de media onda ($K=0$, $K=1$, $L_R=0$).

En este apartado se mostrarán los ábacos de diseño correspondientes a la RAI con rectificador de media onda. Se han considerado dos casos dependiendo de la naturaleza del convertidor CC/CC.

2.8.2.1 Convertidor principal directo.

Los resultados que a continuación serán mostrados han sido obtenidos utilizando como parámetros de diseño los indicados al inicio de este apartado. Se ha considerado que el devanado de desmagnetización tiene el mismo número de vueltas que el primario del transformador del convertidor CC/CC.

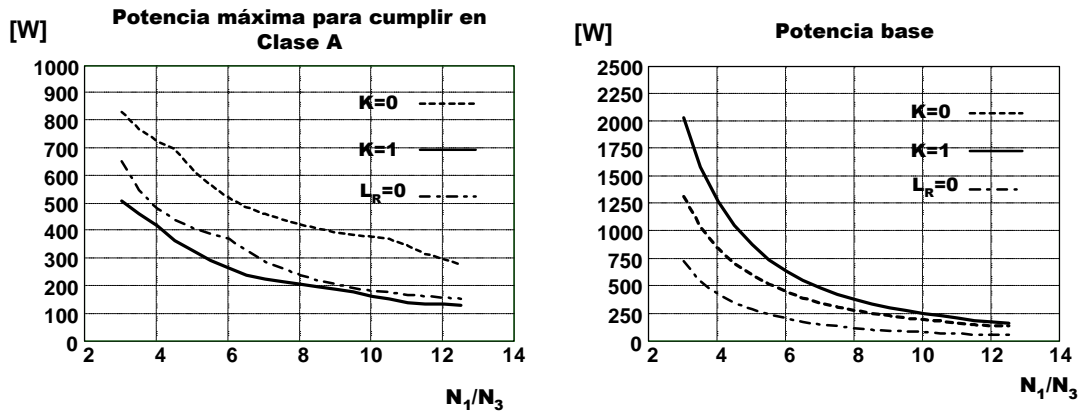


Fig. 2-18. Potencia máxima y potencia base para convertidor directo.

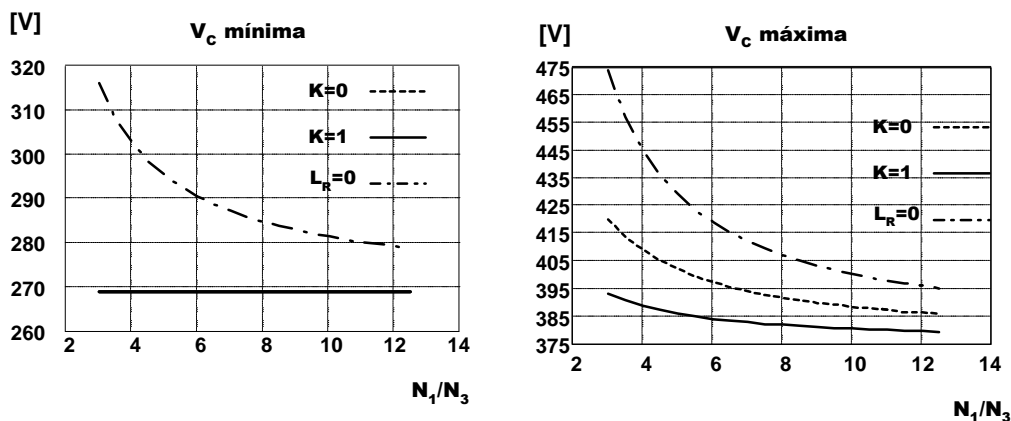


Fig. 2-19. Tensión en el condensador mínima y máxima para convertidor directo.

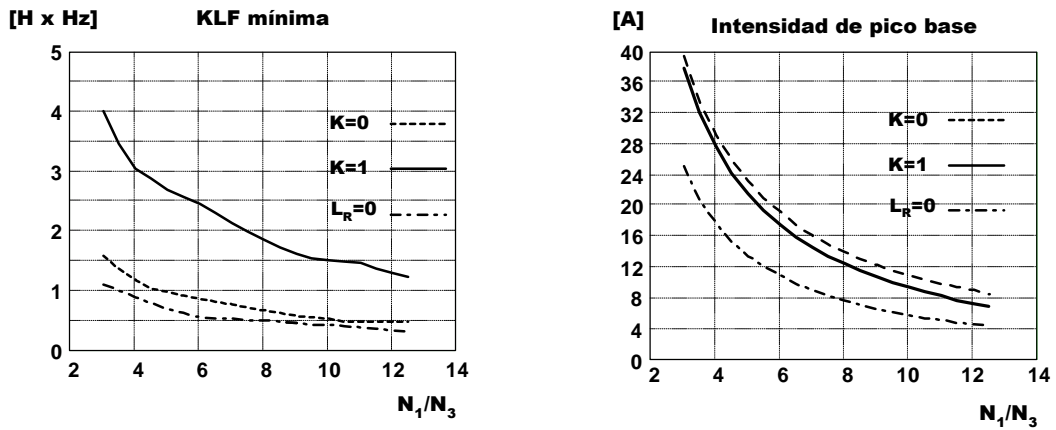


Fig. 2-20. KLF mínima e Intensidad de pico base para convertidor directo.

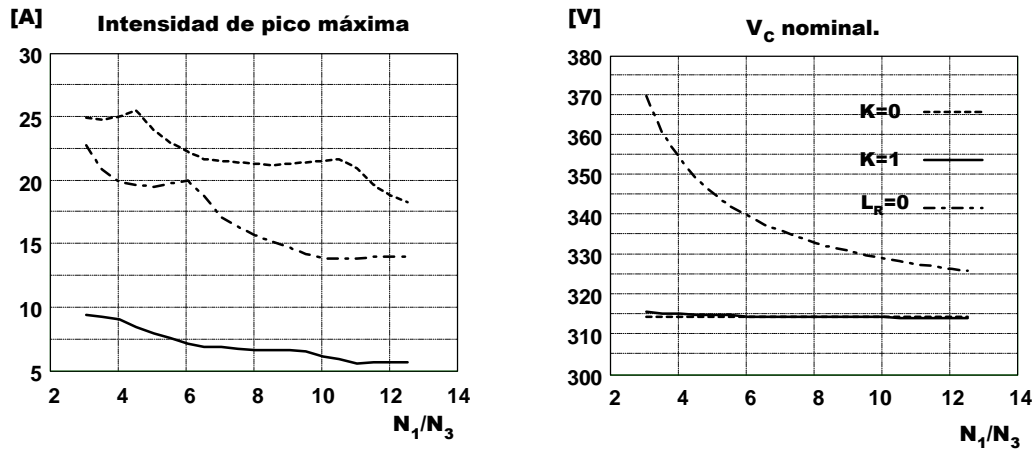


Fig. 2-21. Intensidad de pico máxima y tensión nominal en el condensador de almacenamiento para convertidor directo.

2.8.2.2 Convertidor principal de retroceso.

Si la topología del convertidor CC/CC es un convertidor de retroceso la característica tensión corriente de la RAI no varía apreciablemente. Sin embargo, su evolución en función de la tensión en el condensador de almacenamiento sí.

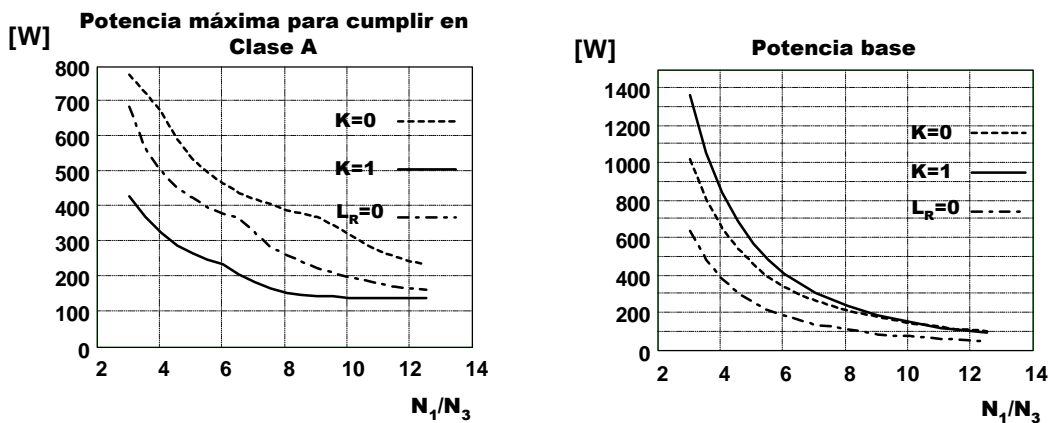


Fig. 2-22. Máxima potencia para cumplir en Clase A y potencia base para convertidor de retroceso.

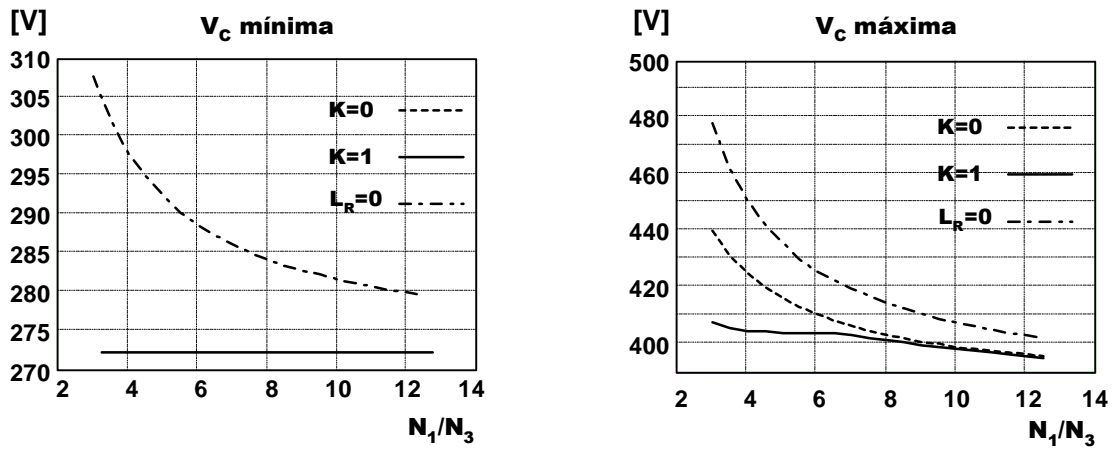


Fig. 2-23. Tensión en el condensador mínima y máxima para convertidor de retroceso.

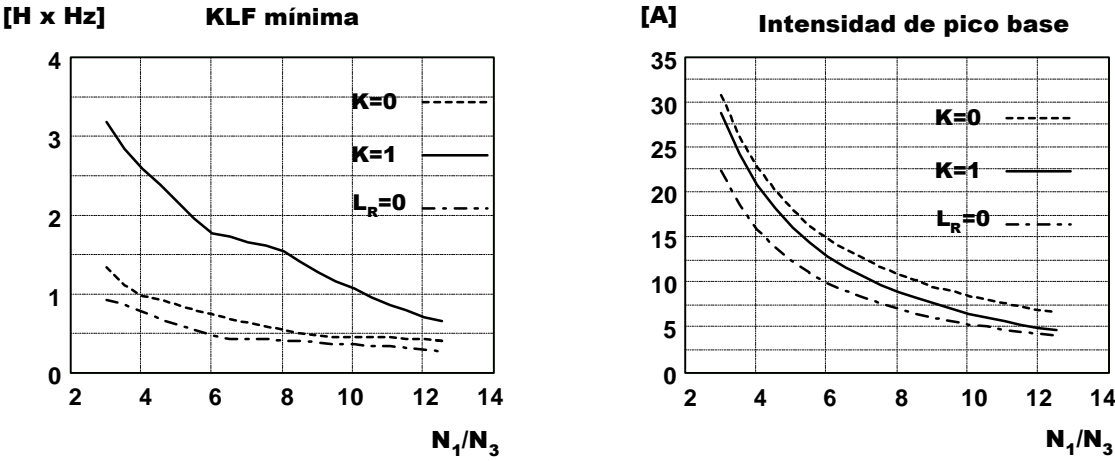


Fig. 2-24. KLF mínima e Intensidad de pico base para convertidor de retroceso.

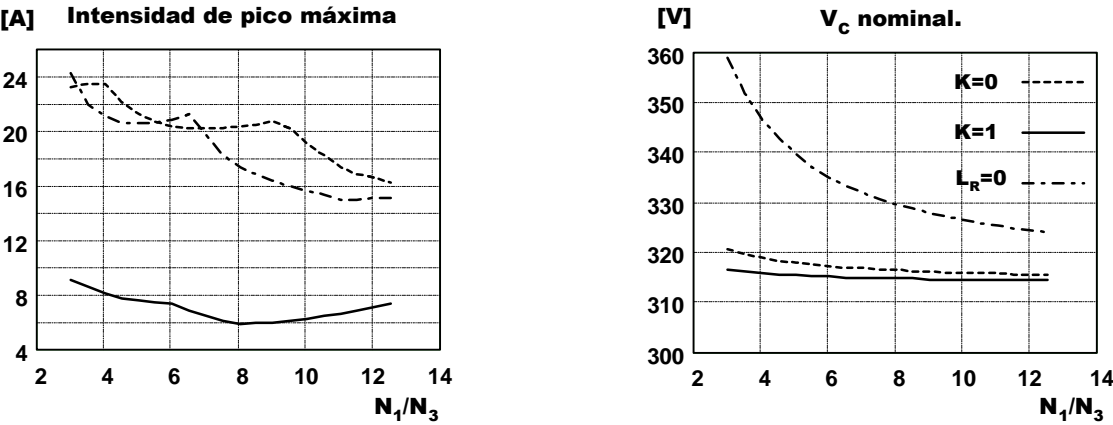


Fig. 2-25. Intensidad de pico máxima y tensión nominal en el condensador de almacenamiento para convertidor de retroceso.

2.8.2.3 Ejemplo de diseño (1).

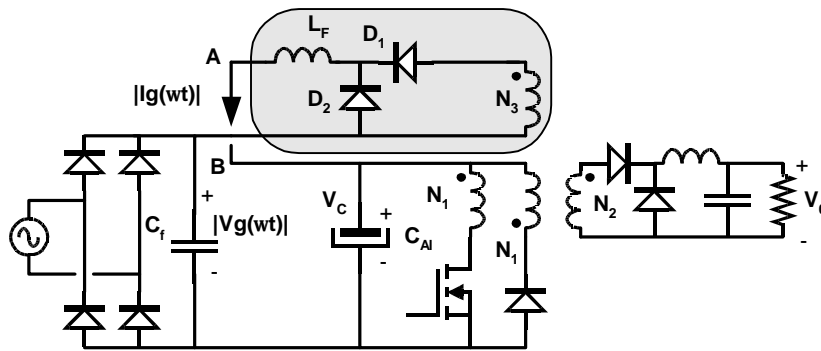


Fig. 2-26. Topología utilizada en el ejemplo 1.

Para mostrar la utilidad de las gráficas que acompañan a cada una de las topologías se realizarán diferentes ejemplos. Este primer ejemplo consistirá en diseñar un reductor activo de armónicos “óptimo” con la topología mostrada en la Fig. 2-26. Este diseño deberá cumplir las condiciones mostradas en la Tabla 2-4. Las gráficas que acompañan este tema han sido obtenidas con las mismas restricciones que las mostradas en la tabla, por lo que pueden ser utilizadas para este diseño.

Tabla 2-4. Datos del ejemplo 1.

PARÁMETRO	VALOR
Potencia nominal	280W
Frecuencia de conmutación	100kHz
Ciclo de trabajo máximo	0,45
Tensión de red mínima	190 V _{RMS}
Tensión de red nominal	220 V _{RMS}
Tensión de red máxima	265 V _{RMS}
Límite para MCD (en tanto por uno de la Pot. Nominal)	1/3
Normativa	IEC-61000-3-2 Clase A
Tipo de RAI	Rectificador de media onda sin bobina retrasadora

Relación de transformación máxima.

De la Fig. 2-18 se obtiene que para una potencia de 280W se necesita una relación de transformación “ N_1/N_3 ” de 7,5 ó inferior.

Cálculo de L_F

De la Fig. 2-20, conocida la relación de transformación se obtiene la constante $K_{LF_{\min}}=0,6$. Como la frecuencia de conmutación es de 100kHz el valor de la bobina es de 6μH.

Para diseñar la bobina será necesario conocer la corriente de pico que por ella circulará, para ello puede utilizarse la Fig. 2-21 donde se obtiene un valor de 15 A.

Máxima tensión en el condensador de almacenamiento.

De la Fig. 2-19, puede deducirse que tendrá un valor inferior a 410V.

Mínima tensión en el condensador de almacenamiento.

Este parámetro será necesario para diseñar el transformador del convertidor principal y puede calcularse a partir de la ecuación (2.2). Para este caso $V_{Cmin}=285,87V$.

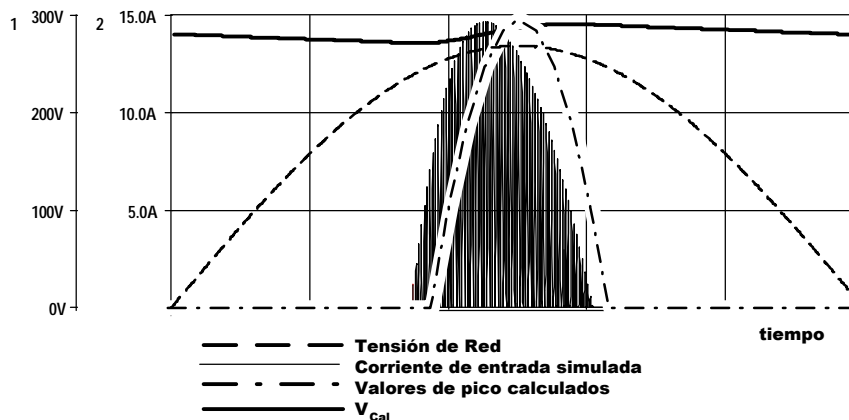


Fig. 2-27. Simulación del ejemplo 1 a plena carga y tensión de red mínima.

Con objeto de comprobar los resultados anteriores el convertidor diseñado ha sido simulado en *Pspice*. La simulación ha sido realizada a una frecuencia menor a la planteada en el ejemplo. Por lo tanto, el valor de la bobina ha sido recalculado manteniendo el valor del producto KLF_{min} .

Para comprobar el valor de la corriente de pico, se ha calculado la corriente de entrada para la potencia máxima y la tensión de red mínima. Como puede verse en la Fig. 2-27 los resultados de la simulación se ajustan satisfactoriamente a los calculados. El pequeño desfase existente entre dichos valores es consecuencia del rizado de tensión en el condensador.

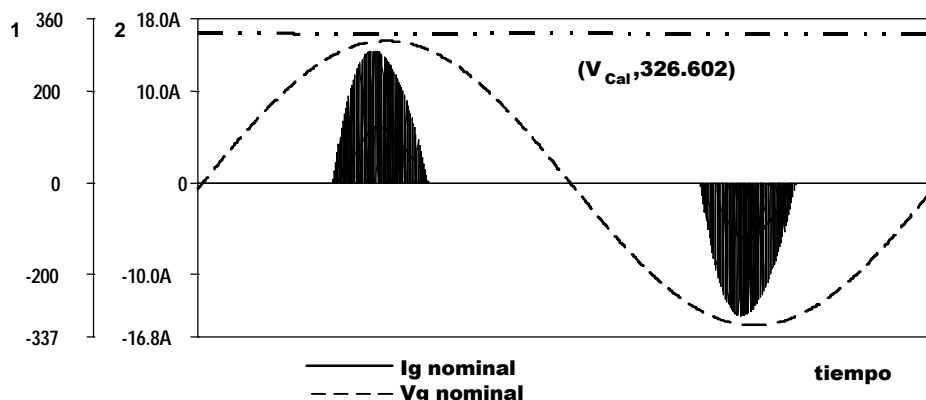


Fig. 2-28. Corriente de entrada (simulada) a tensión nominal para el ejemplo 1.

Simulando el circuito a tensión de red nominal y plena carga se ha obtenido la corriente mostrada en la Fig. 2-28. El contenido armónico de baja frecuencia de esta corriente ha sido calculado y comparado con el previsto (Fig. 2-29). Puede comprobarse que las diferencias son pequeñas y que en todo caso, son beneficiosas desde el punto de vista del contenido armónico de baja frecuencia. La tensión en el condensador de almacenamiento y la potencia concuerdan con los cálculos realizados.

2.8.2.4 Ejemplo de diseño (2).

Para comprobar las ventajas que ofrece el disponer de los valores base de potencia y corriente de pico para cada topología se plantea el siguiente ejemplo. Supongamos que por diferentes causas utilizamos una relación de transformación (N_1/N_3) diferente a la considerada como optima. Es decir, no tomamos la mayor relación de transformación que permita cumplir la norma sino una más pequeña. Algunas causas que pueden justificar esta forma de trabajo son por

ejemplo realizar un diseño más conservador desde el punto de vista de los armónicos, puede ser imposible obtener la relación de vueltas exacta, se quiere reducir la corriente de pico que entra al convertidor, etc.

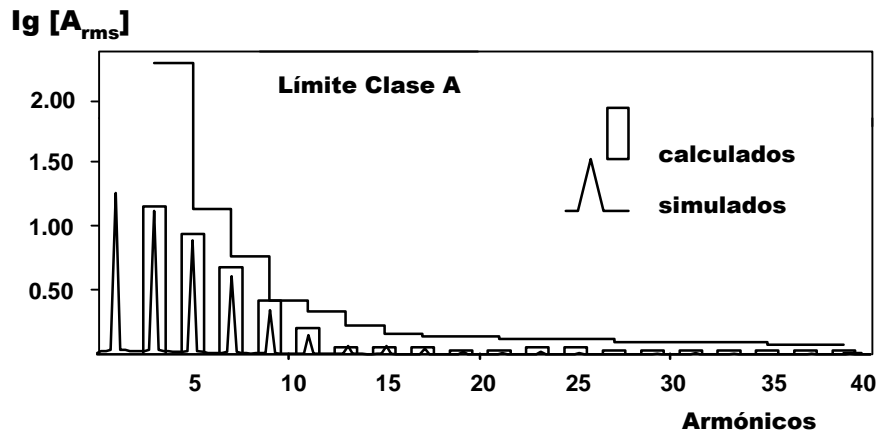


Fig. 2-29. Armónicos calculados y simulados del ejemplo 1.

Sobre las condiciones de diseño del ejemplo anterior, donde la norma en Clase A era cumplida mediante una relación de transformación (N_1/N_3) igual a 7,5, se impone la utilización de una relación menor, en concreto $N_1/N_3=5$. Bajo estas condiciones, no pueden ser utilizados los valores de $KLF_{mínima}$ ni la intensidad de pico máxima, ya que estos valores han sido calculados en todo momento para el valor máximo de relación de transformación. Este diseño deberá realizarse mediante la utilización de los valores “base”.

Relación de transformación.

Ha sido impuesta por diseño. Sin embargo, hay que destacar que su valor es inferior a 7,5 y que por tanto cumplirá la normativa de armónicos de baja frecuencia sin ningún problema.

Cálculo de L_F .

Utilizando el valor de la Potencia Base (Fig. 2-18) correspondiente a una relación de transformación $N_1/N_3=5$ se obtiene un valor para esta de 334,48 (Fig. 2-19). Mediante la ecuación (2.11) puede calcularse el valor de la constante KLF que será obtenida como el cociente entre la potencia base y la potencia del diseño ($KLF=1,195$). Dado que la frecuencia de conmutación son 100kHz se tendrá un valor de $L_F=1,195/10^5=11,95\mu H$. La Fig. 2-30 muestra un detalle de cómo puede ser obtenido el valor de la potencia base.

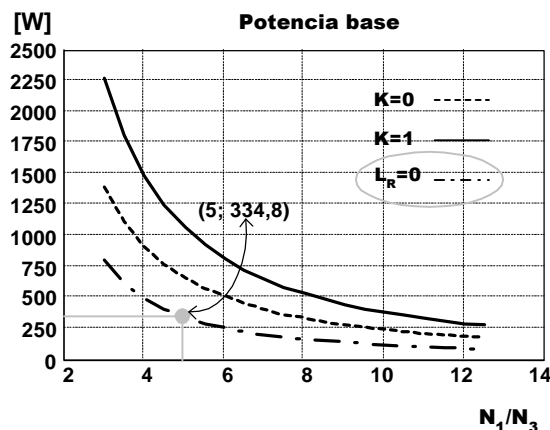


Fig. 2-30. Detalle de la obtención de la potencia base a partir de la Fig. 2-18.

Máxima tensión en el condensador de almacenamiento.

El valor de este parámetro sólo dependerá de la relación de transformación seleccionada y del límite entre el MCC y el MCD. Utilizando la gráfica “ V_C máxima” como se muestra en la Fig. 2-31 puede obtenerse que su valor es 430V.

Mínima tensión en el condensador de almacenamiento.

Esta tensión será necesaria para obtener la relación de transformación del convertidor principal. Puede calcularse a partir de la ecuación (2.2) o de la Fig. 2-19 ya que está calculada para este caso. La Fig. 2-31 muestra en detalle como se obtiene este parámetro que en este caso vale 295 V.

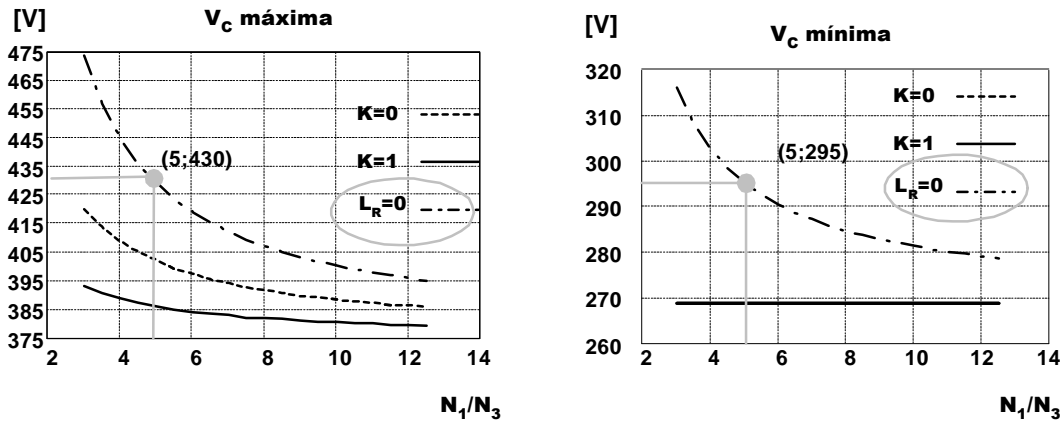


Fig. 2-31. Máxima y mínima tensión en el condensador de almacenamiento para el ejemplo (2)

De igual forma que en el ejemplo anterior, los resultados obtenidos han sido comprobados mediante simulaciones en *Pspice*. En la Fig. 2-32 han sido representados los valores de corriente de pico calculados (línea gris gruesa) y simulados (línea continua fina) junto a la tensión de red y la tensión en el condensador de almacenamiento. La correlación entre los resultados es muy buena tanto en la tensión en el condensador de almacenamiento como en la corriente de entrada. En este ejemplo se ha aumentado el tamaño del condensador de almacenamiento de manera que permita una mejor comparación entre los resultados de la simulación y los calculados.

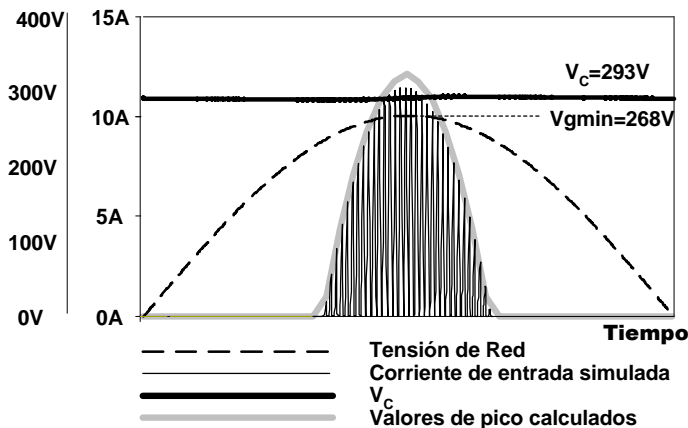


Fig. 2-32. Simulación del ejemplo (2) a plena carga y tensión de red mínima.

El circuito también ha sido simulado a tensión de red nominal y plena carga, para comprobar el contenido armónico. Los resultados obtenidos son mostrados en la Fig. 2-33, donde puede comprobarse en (a) que el contenido armónico calculado y simulado es muy parecido. Debe recordarse que el contenido armónico es calculado suponiendo la tensión en el condensador constante y esto no es totalmente cierto en la simulación.

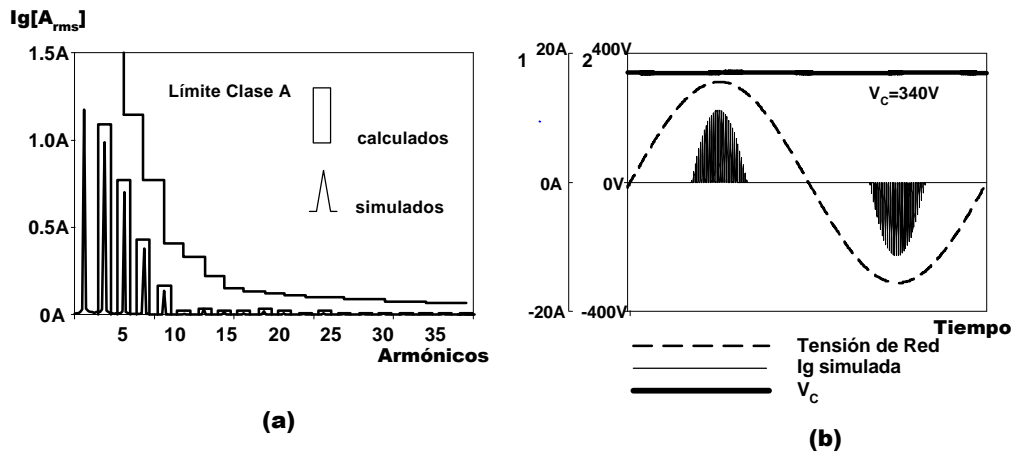


Fig. 2-33. (a) Armónicos simulados y calculados (b) corriente de entrada a tensión nominal y plena carga.

2.8.3 Ábacos para la RAI con rectificador de onda completa tipo (1) ($K=0$, $K=1$).

Aunque han sido calculadas (anexo 1) en esta topología no se incluirán las gráficas correspondientes a la topología donde no existe bobina retrasadora. Su “Factor de Utilización” (2.4.1) es muy bajo, por lo que sólo podrían utilizarse para bajas potencias (menos de 200 vatios) y con una penalización de tensión muy grande.

La gráfica de tensión mínima no ha sido incluida. Para las topologías estudiadas este parámetro coincidirá en cualquier configuración con la tensión de pico de red cuando esta es mínima (V_{gmin}).

2.8.3.1 Rectificador de onda completa con alimentación simétrica.

Las gráficas aquí expuestas han sido obtenidas para una topología en puente completo. Para ser aplicadas a un medio puente se realizará el diseño como si fuera un puente completo y al finalizar se seleccionará una relación de transformación (N_1/N_3) que sea la mitad.

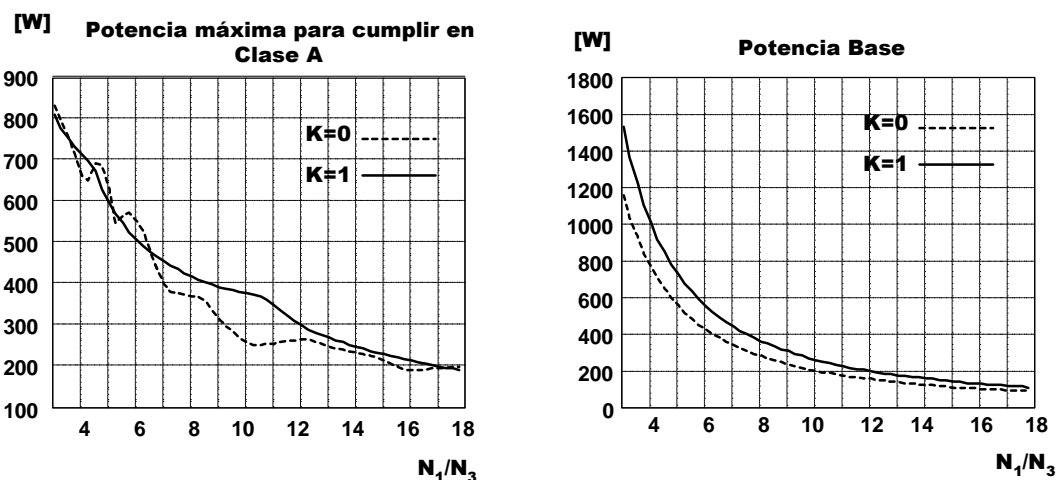


Fig. 2-34. Potencia máxima y potencia base para convertidor de puente completo.

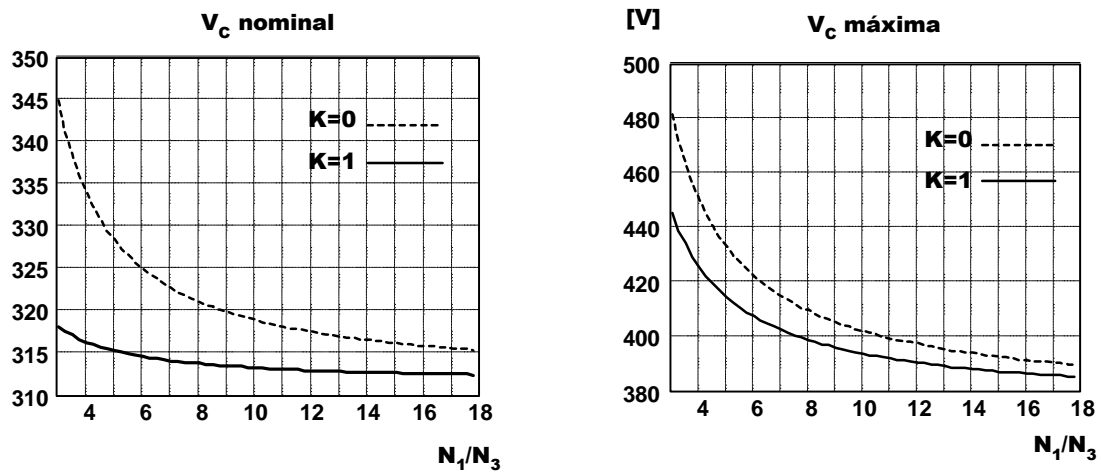


Fig. 2-35. Tensión en el condensador nominal y máxima para el convertidor de puente completo.

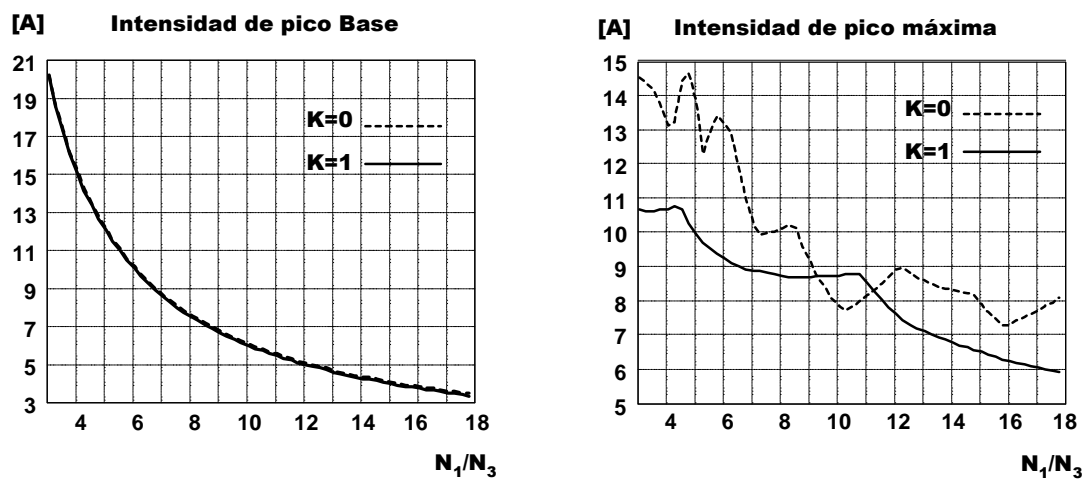


Fig. 2-36. Intensidad de pico base e intensidad de pico máxima para convertidor de puente completo.

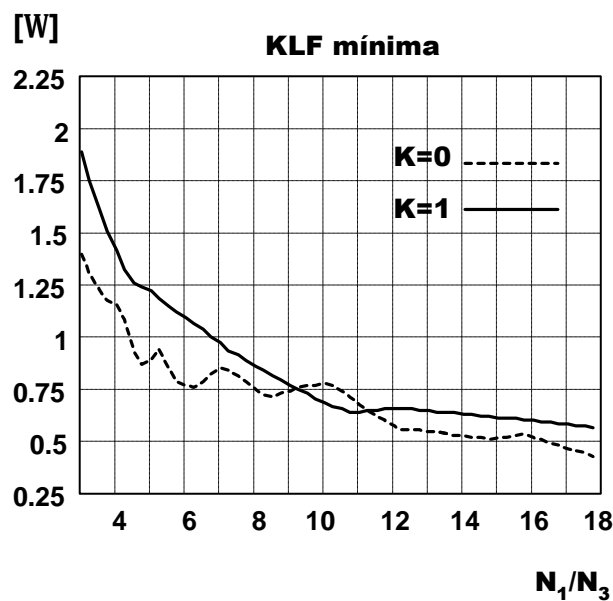


Fig. 2-37. KLF mínima para convertidor de puente completo.

En la topología anterior, las gráficas de potencia siempre eran monótonas decrecientes, por lo que seleccionando una relación de transformación menor siempre podría lograrse cumplir la Norma IEC-61000-3-2 de una forma más holgada. Sin embargo, en este tipo de RAI cuando $K=0$, puede comprobarse como al disminuir la relación de transformación no siempre aumenta la potencia máxima para cumplir en Clase A (Fig. 2-34). Con una relación de transformación igual a 10 se cumplirá la norma hasta 250W, mientras que con una relación de transformación de 12 se cumplirá hasta 275W. La forma de trabajar con valores base seguirá siendo válida, aunque ahora no será siempre cierto que siempre que N_1/N_3 sea inferior se seguirá cumpliendo la norma.

2.8.3.2 Ejemplo de diseño (3).

Utilizando los ábacos de correspondientes a la RAI con rectificador de onda completa tipo (1) debe diseñarse un reductor activo de armónicos con la topología mostrada en la Fig. 2-38. Las características del diseño son las mostradas en la Tabla 2-5.

Tabla 2-5. Datos del ejemplo 3.

PARÁMETRO	VALOR
Potencia nominal	300W
Tensión de salida	100V
Frecuencia de conmutación	100kHz
Ciclo de trabajo máximo	0,45
Tensión de red mínima	190 V _{RMS}
Tensión de red nominal	220 V _{RMS}
Tensión de red máxima	265 V _{RMS}
Límite para MCD (en tanto por uno de la Pot. Nominal)	1/3
Normativa	IEC-61000-3-2 Clase A
Tipo de RAI	Tipo (1) con $K=1$

Relación de transformación máxima.

Según muestra la Fig. 2-34, con una relación de transformación igual a 11 un puente completo puede cumplir en Clase A hasta una potencia de 341W. Como la topología del ejemplo es un convertidor de medio puente la relación de transformación que se utilizará en el prototipo será “5,5”, aunque en los cálculos se usará el valor 11. La obtención de este dato puede verse de forma más detallada en la Fig. 2-39 (a).

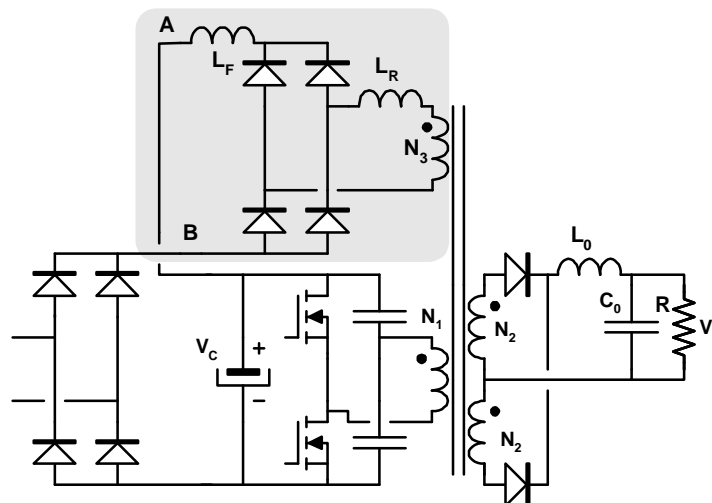


Fig. 2-38. Topología utilizada en el ejemplo 3.

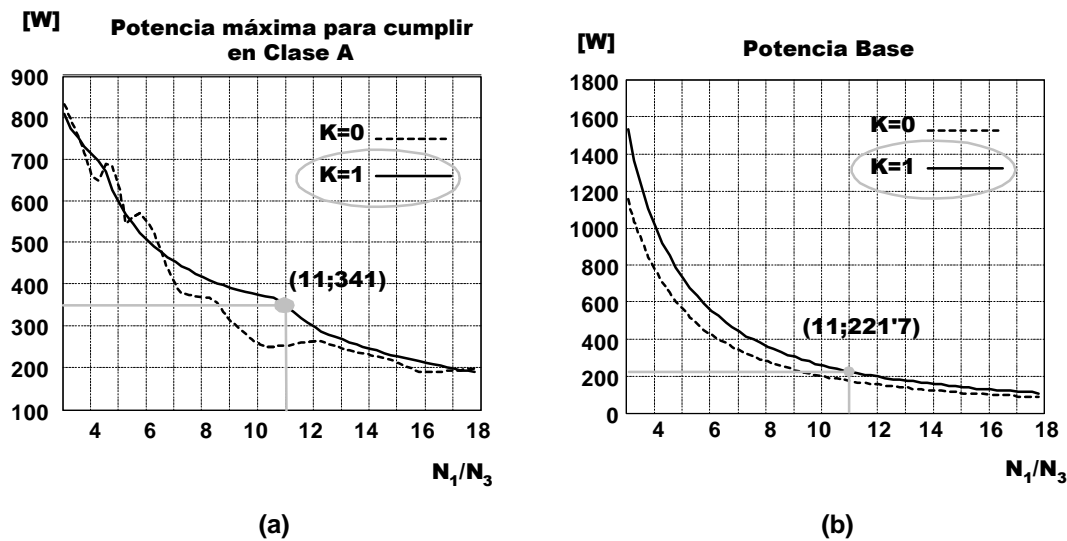


Fig. 2-39. (a) Obtención de la relación de transformación a utilizar (b) Potencia base de la relación de transformación seleccionada.

Cálculo de L_R .

Aunque la relación de transformación que será utilizada en el diseño del medio puente es 5,5, no debe olvidarse que las gráficas han sido obtenidas para un puente completo y que por lo tanto deberá seguir utilizándose la relación de transformación inicial (11) para la obtención de los demás parámetros de diseño. Así, de la forma indicada en la Fig. 2-39 (b) se obtiene un valor de potencia base de 221,7 W. Utilizando la expresión (2.11) se obtiene un valor de KLF de 0,739. Como la frecuencia de conmutación es 100kHz, la bobina retrasadora (y la de filtro ya que son iguales) valdrá $7,39\mu\text{H}$.

Como siempre, para diseñar la bobina será necesario conocer la corriente de pico que por ella circula. Al utilizar una relación de transformación diferente de la óptima deberá utilizarse el valor de la corriente de pico base (Fig. 2-40). Dividiendo este valor por la constante KLF se obtiene un valor de 7,45 A.

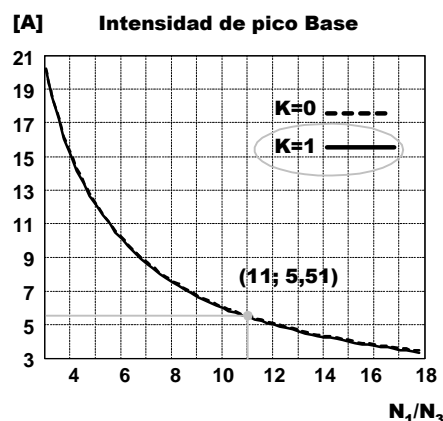


Fig. 2-40. Obtención de la corriente de pico Base en el ejemplo (3).

Máxima tensión en el condensador de almacenamiento.

Trabajando con la Fig. 2-35 de igual forma que se ha hecho en los apartados anteriores se obtiene un valor de tensión máxima el condensador de 392V.

Mínima tensión en el condensador de almacenamiento.

Para esta configuración la tensión mínima en el condensador no depende de la relación de transformación seleccionada, siempre valdrá 268V ($190\sqrt{2}$). Este valor es imprescindible para determinar la relación de transformación N_2/N_1 .

En la Fig. 2-41 se muestran los resultados obtenidos en la simulación de un circuito con las características deducidas en este apartado. Como puede observarse la correspondencia entre los valores de pico calculados (línea gris gruesa) y la simulación es muy buena.

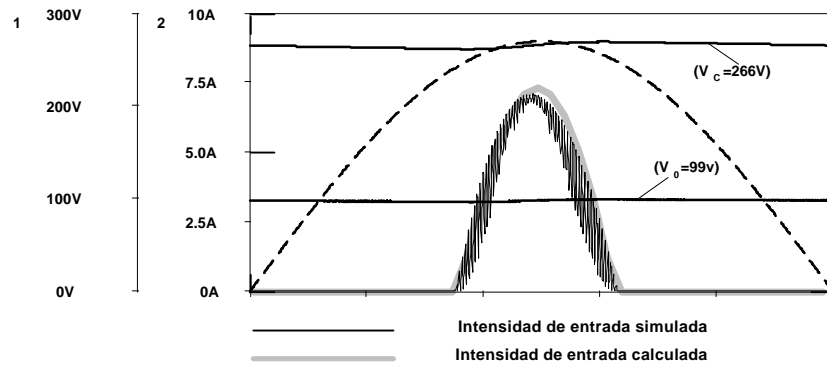


Fig. 2-41. Simulación del ejemplo (3) a plena carga y tensión de red mínima.

Para comprobar que el diseño se comporta de la forma esperada y cumple la normativa se ha simulado a plena carga y tensión de red nominal. Los resultados (Fig. 2-42 (a)) se corresponden con los esperados, por lo que este diseño cumpliría en Clase A sin ningún problema.

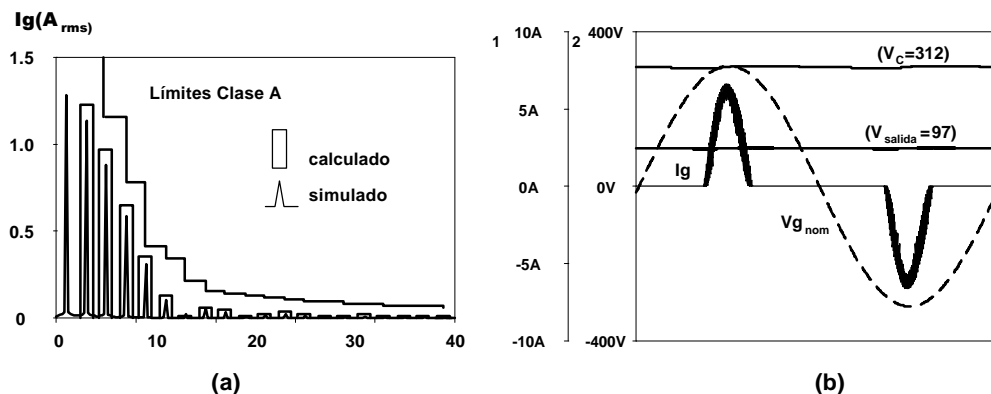


Fig. 2-42. (a) Contenido armónico y (b) formas de onda temporales a tensión nominal y plena carga para el ejemplo (3).

El comportamiento de esta topología que hasta el momento es excelente, sufrirá uno de los funcionamientos “anómalos” descritos en el Anexo 2. Cuando el convertidor trabaje a baja carga, la corriente mínima en la bobina de filtrado del convertidor CC/CC (L_0) será inferior que la corriente de entrada reflejada en el secundario y por tanto parte de la tensión de entrada aparecerá en la salida. Los circuitos simulados están en lazo abierto, por lo que este efecto aparecerá sin ninguna modificación en la salida. La simulación mostrada ha sido hecha en el límite entre el MCC y el MCD Fig. 2-43).

El incremento de tensión a la salida del convertidor CC/CC mostrado en la Fig. 2-43 no es reflejo del rizado de tensión en el condensador de almacenamiento, sino un efecto provocado por la salida de conducción de los diodos del rectificador del convertidor CC/CC. Este efecto puede reducirse aumentando la bobina de filtro del convertidor CC/CC o reduciendo la el valor de la

suma de la inductancia retrasadora y de filtro ($L_R + L_F$). Este efecto se “agravará” cuando se aumente el ángulo de conducción y con ello el valor de la bobina retrasadora.

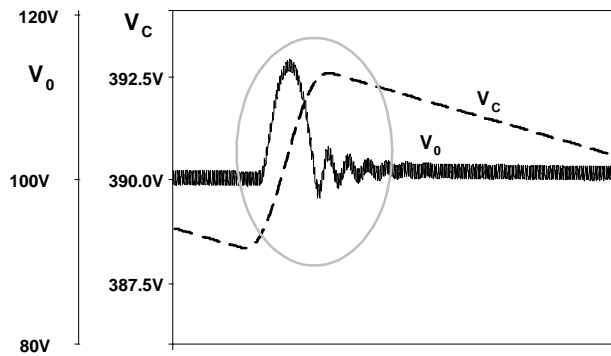


Fig. 2-43. “Rizado” consecuencia del funcionamiento anómalo.

2.8.3.3 Rectificador de onda completa con alimentación asimétrica.

Las gráficas aquí mostradas han sido obtenidas para un convertidor CC/CC de retroceso.

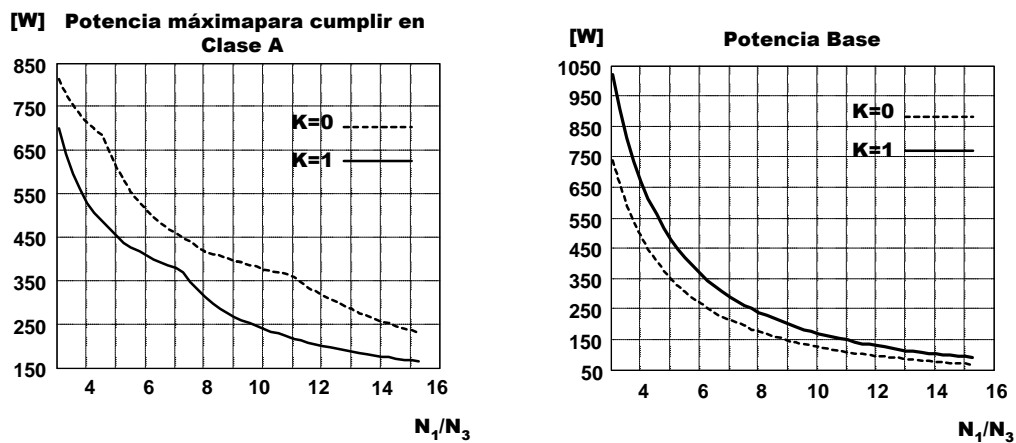


Fig. 2-44. Potencia máxima y potencia base para un convertidor de retroceso.

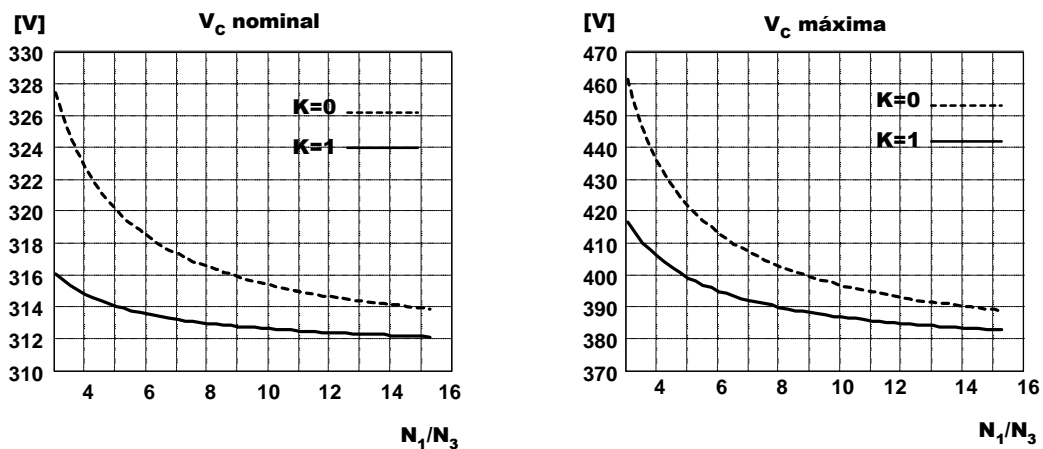


Fig. 2-45. Tensión en el condensador nominal y máxima para convertidor de retroceso.

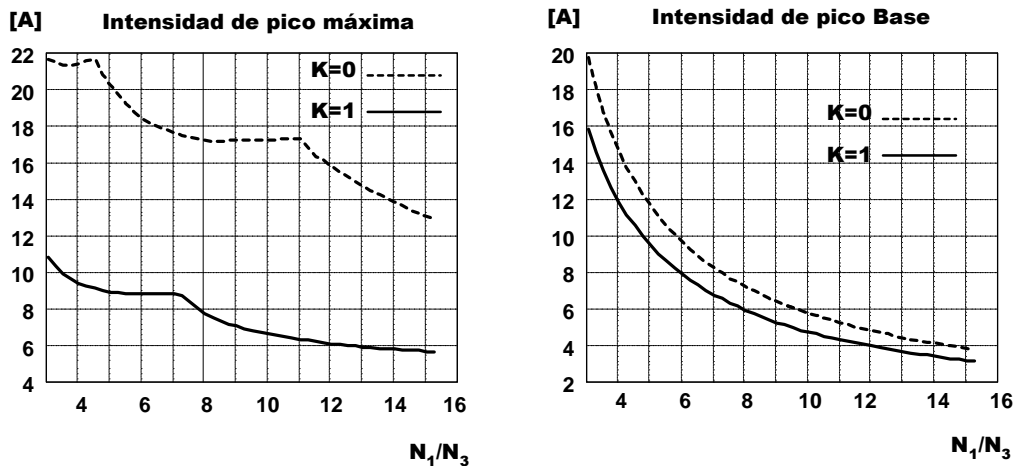


Fig. 2-46. Intensidad de pico máxima y de Base para un convertidor de retroceso.

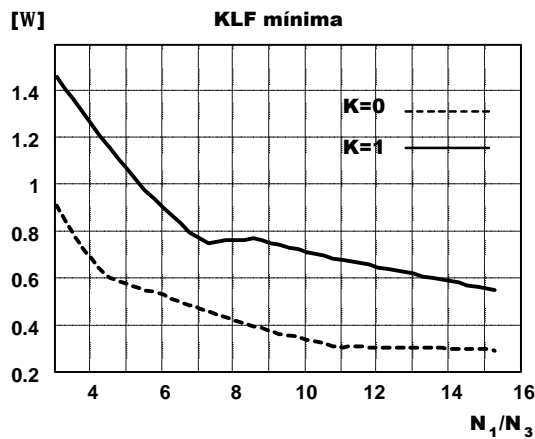


Fig. 2-47. KLF mínima para un convertidor de retroceso.

2.8.3.4 Ejemplo de diseño (4).

Utilizando las gráficas mostradas en el apartado anterior se diseñará un reductor activo de armónicos según el esquema mostrado en la Fig. 2-48 (donde L_F y L_R son iguales, es decir, $K=1$) y con las características mostradas en la Tabla 2-6.

Relación de transformación máxima.

De acuerdo con la información mostrada en la gráfica "Potencia máxima para cumplir en Clase A" correspondiente a esta topología (Fig. 2-44) para una potencia de 200W será necesaria una relación de transformación máxima de 12. Como en el ejemplo anterior (3) será seleccionada una relación de transformación menor $N_1/N_3=8$. De esta forma se asegura el cumplimiento de la norma y se reduce el valor de pico de la corriente de entrada.

Calculo de L_R .

El valor de KLF vendrá dado por el cociente entre la potencia base (237,81W obtenido en la Fig. 2-44) y la potencia nominal de diseño (200W). Dado que la constante KLF (en este caso 1,189) es el producto de la frecuencia de conmutación por el valor de la bobina buscada, para una frecuencia de 100kHz se tendrá un valor de L_R igual a 11,9 μ H.

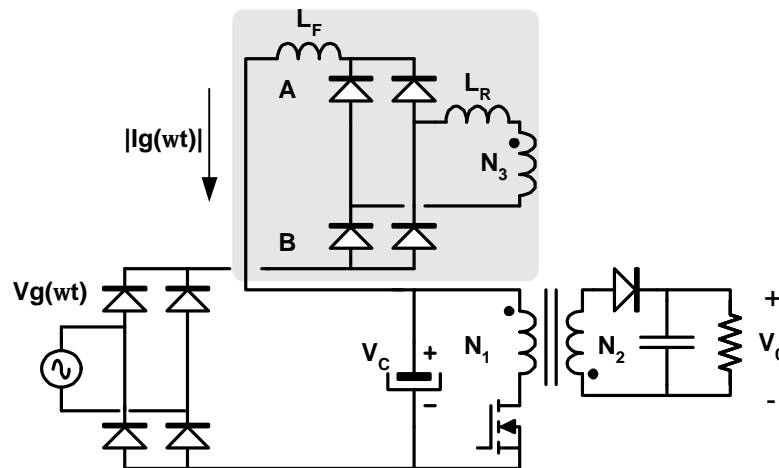


Fig. 2-48. Topología del ejemplo (4)

Tabla 2-6. Datos del ejemplo 4.

PARÁMETRO	VALOR
Potencia nominal	200W
Tensión de salida	50V
Frecuencia de conmutación	100kHz
Ciclo de trabajo máximo	0,35
Tensión de red mínima	190 V _{RMS}
Tensión de red nominal	220 V _{RMS}
Tensión de red máxima	265 V _{RMS}
Límite para MCD a la tensión máxima (en tanto por uno de la Pot. nominal)	1/3
Normativa	IEC-61000-3-2 Clase A
Tipo de RAI	Tipo (1) con K=1

El valor de la corriente de pico que circula por las bobinas (L_R y L_F) deberá ser obtenido a partir de su valor base (5,89 obtenido en la Fig. 2-46). Dividiendo el valor base por la constante KLF se obtiene una corriente de pico máxima para esta topología de 4,95A.

Máxima tensión en el condensador de almacenamiento.

Utilizando la gráfica correspondiente mostrada en la Fig. 2-45 se ha obtenido una tensión máxima en el condensador de almacenamiento de 390V.

Mínima tensión en el condensador de almacenamiento.

Al igual que todos los diseños que tienen bobina retrasadora esta tensión coincide con el valor de pico de la tensión de red cuando esta es mínima (V_{gmin} de pico).

El convertidor así diseñado ha sido simulado en Pspice para comprobar la bondad de los cálculos realizados. Como podrá comprobarse en las figuras que se comentarán a continuación los resultados de las simulaciones y los calculados a priori se ajustan satisfactoriamente.

La Fig. 2-49 muestra los resultados obtenidos para una simulación a tensión de red mínima y potencia nominal. Los resultados de la simulación en Pspice y los valores calculados muestran

una correlación muy buena. En esta ocasión han sido dibujados todos los valores de la corriente de entrada calculada y no sólo los de pico como en casos anteriores.

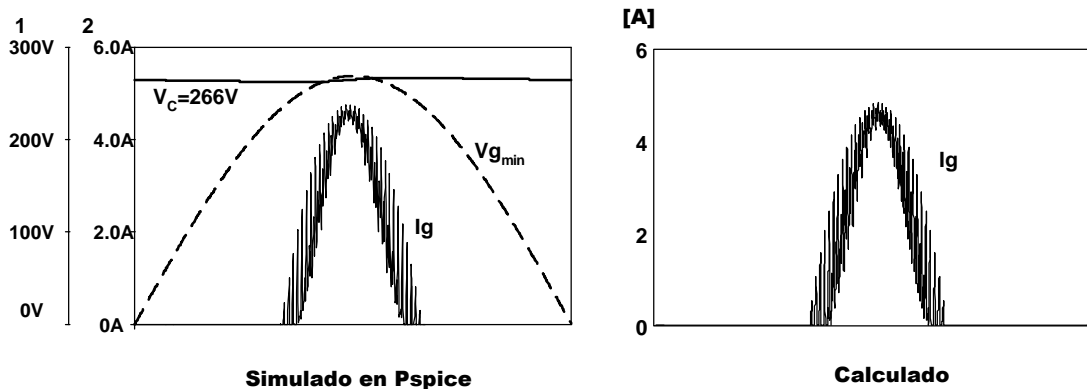


Fig. 2-49. Simulación a plena carga y tensión mínima de red para el ejemplo (4).

Para comprobar que el contenido armónico también coincide con el calculado, se ha realizado otra simulación a tensión de red nominal y plena carga. La Fig. 2-50 muestra el valor de los armónicos del convertidor simulado y los valores calculados. Como era de esperar, al utilizar una relación de transformación inferior a la máxima, los límites impuestos por la norma quedan muy alejados de los valores calculados.

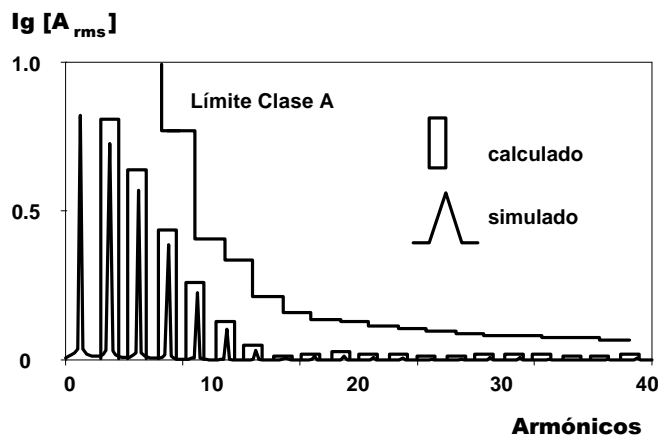


Fig. 2-50. Armónicos simulados y calculados para el ejemplo (4)

2.8.4 Ábacos para la RAI con rectificador de onda completa tipo (2) ($K=0$, $K=1$).

Por las mismas razones expuestas en la RAI anterior no se estudiarán las topologías donde no existan bobinas retradoras. Aunque los resultados varían poco con el valor de “K” se han incluido al menos dos tipos de diseños para que este hecho pueda ser comprobado. Como todas las topologías que tienen bobinas retradoras la tensión mínima en el condensador de almacenamiento es un parámetro impuesto en el diseño.

2.8.4.1 Alimentación simétrica.

Las gráficas aquí expuestas han sido obtenidas para una topología en puente completo. Para ser utilizadas en un medio puente se realizará el diseño como si fuera un puente completo y al finalizar sería seleccionada una relación de transformación (N_1/N_3) que fuera la mitad.

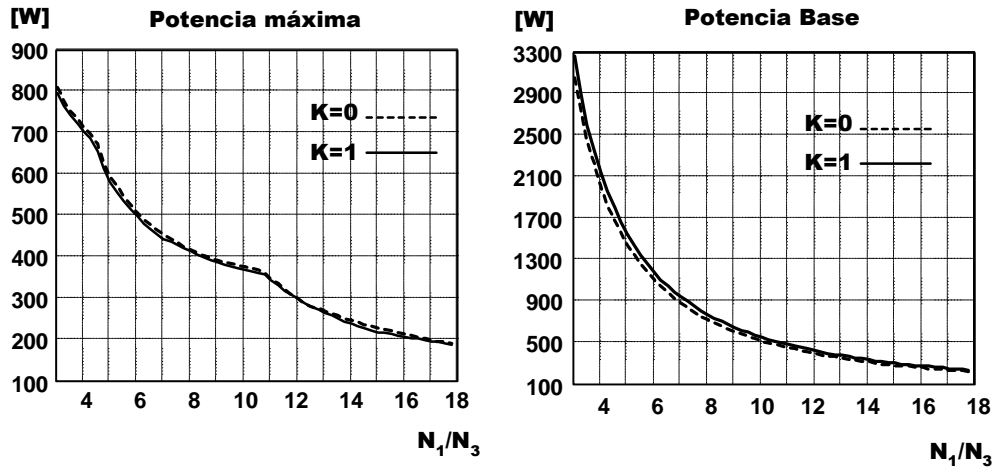


Fig. 2-51. Potencia máxima y potencia base para un convertidor en puente completo.

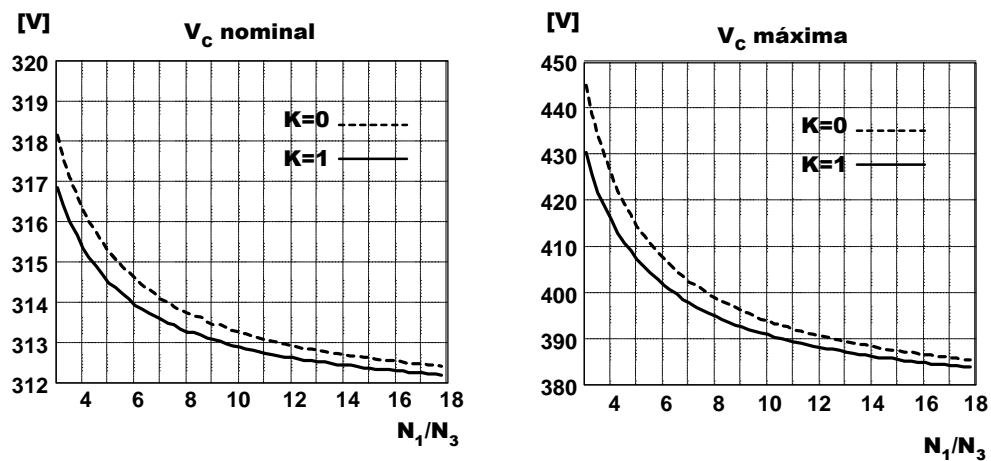


Fig. 2-52. Tensión nominal y máxima en el condensador de almacenamiento para un convertidor en puente completo.

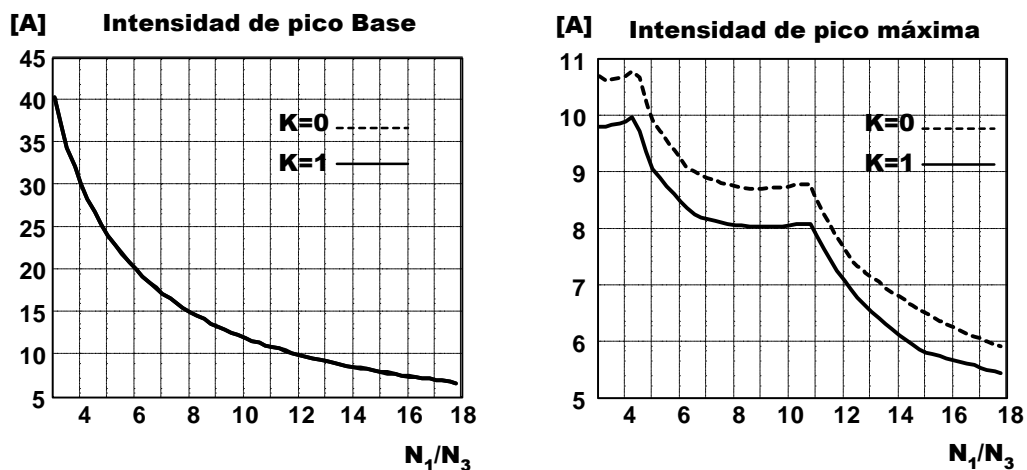


Fig. 2-53. Intensidad de pico base e intensidad de pico máxima para un convertidor en puente completo.

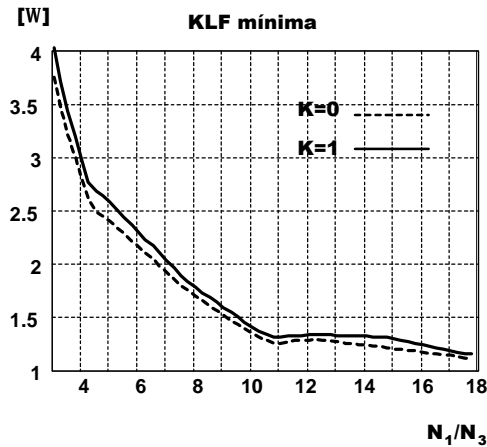


Fig. 2-54. KLF mínima para un puente completo.

2.8.4.2 Ejemplo de diseño (5)

Diseño de un RAA para la topología mostrada en la Fig. 2-55 con las mismas características que el ejemplo de diseño (3) (Tabla 2-5), salvo que el tipo de RAI es en este caso Tipo (2) con $K=0$.

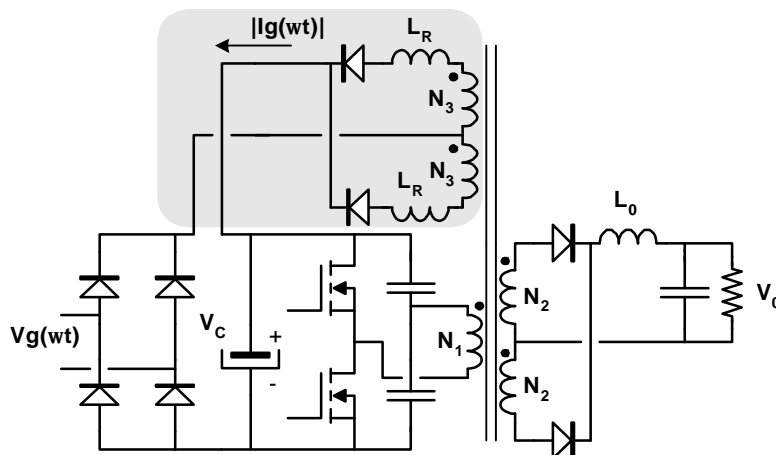


Fig. 2-55. Topología utilizada en el ejemplo de diseño (5)

Relación de transformación máxima.

De la Fig. 2-51 se obtiene que con una relación de transformación (N_1/N_3) igual a 11 un convertidor en puente completo cumplirá la norma hasta 343W. Estos datos pueden extrapolarse a un convertidor en medio puente con una relación de transformación que sea la mitad de la calculada. Así el valor de N_1/N_3 utilizado finalmente en el prototipo (no en los cálculos) será 5,5.

Cálculo de L_R .

La relación de transformación seleccionada es levemente superior a la máxima. Para realizar el diseño correctamente deberán utilizarse los valores base de potencia y corriente. De la Fig. 2-51 se obtiene una potencia base de 443,41W. El valor de la constante KLF podrá obtenerse mediante el cociente entre la potencia base y la potencia nominal del diseño. Para este ejemplo KLF valdrá 1,478. Sabiendo que la frecuencia de conmutación son 100kHz se obtiene un valor de L_R de 14,78μH.

De la Fig. 2-53 se ha obtenido un valor de corriente de pico base de 10,85A. Dividiendo el valor de corriente base por la constante KLF se obtiene un valor de corriente de pico en este convertidor de 7,34A.

Tensión en el condensador de almacenamiento.

La tensión en el condensador de almacenamiento variará desde un valor mínimo igual a la tensión de pico de red ($V_{g_{min}}$ de pico=268) hasta un valor máximo de 392V (Fig. 2-52).

Simulaciones.

Al igual que los ejemplos anteriores se ha simulado un convertidor con los parámetros aquí obtenidos. En la Fig. 2-56 han sido representados los resultados de la simulación así como los valores de la corriente de pico calculados para la tensión de entrada mínima y plena carga. Como puede comprobarse los resultados son correctos.

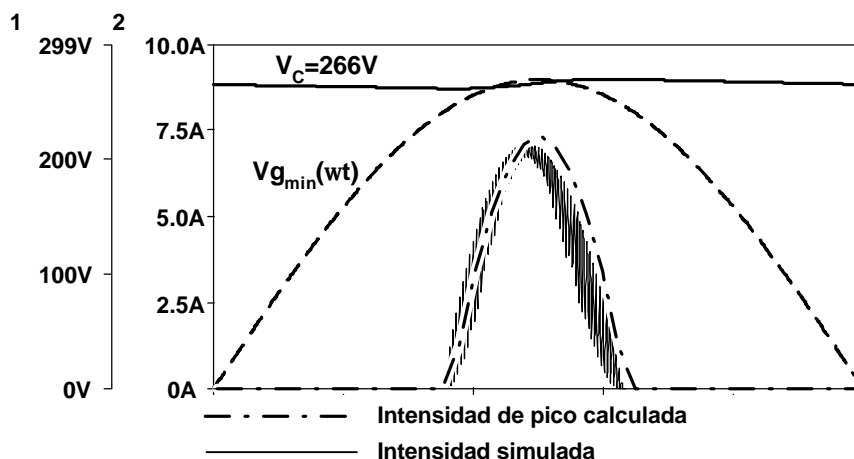


Fig. 2-56. Intensidad de pico calculada y simulada para tensión de red mínima y plena carga.

Para comprobar que el contenido armónico está dentro de la norma y que se corresponde con el calculado se ha realizado otra simulación a la tensión de red nominal y plena carga. En la Fig. 2-57 aparecen el contenido armónico de la simulación, el calculado y los valores límite para el cumplimiento de la norma.

Finalmente, se ha realizado una tercera simulación a la tensión máxima de red y un tercio de la carga. De los resultados obtenidos ha podido comprobarse que el convertidor CC/CC se encontraba en el límite entre el MCC y MCD. A estos niveles de carga, aparece rizado a la salida consecuencia de la corriente de carga. Sin embargo, su valor es inferior al 10 por ciento de la tensión de salida y el lazo de control podrá corregirlo sin problemas.

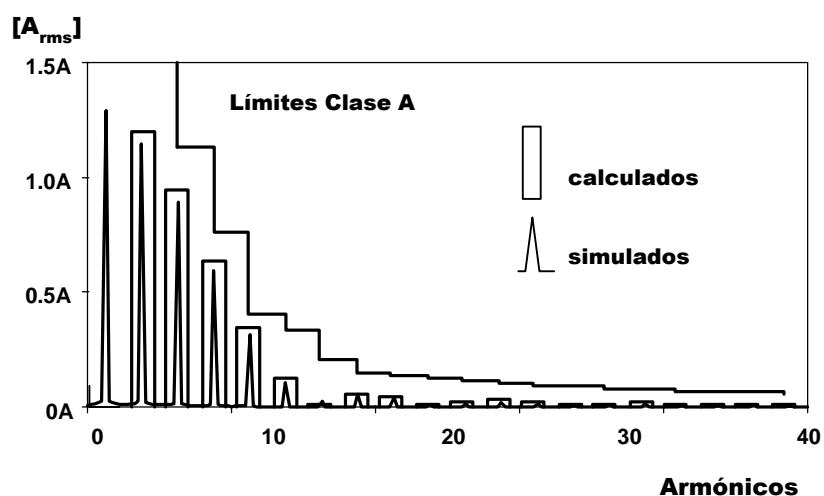


Fig. 2-57. Armónicos simulados y calculados a tensión de red nominal y plena carga.

2.8.4.3 Alimentación asimétrica.

Estas gráficas serán aplicables cuando el convertidor CC/CC sea un convertidor de retroceso.

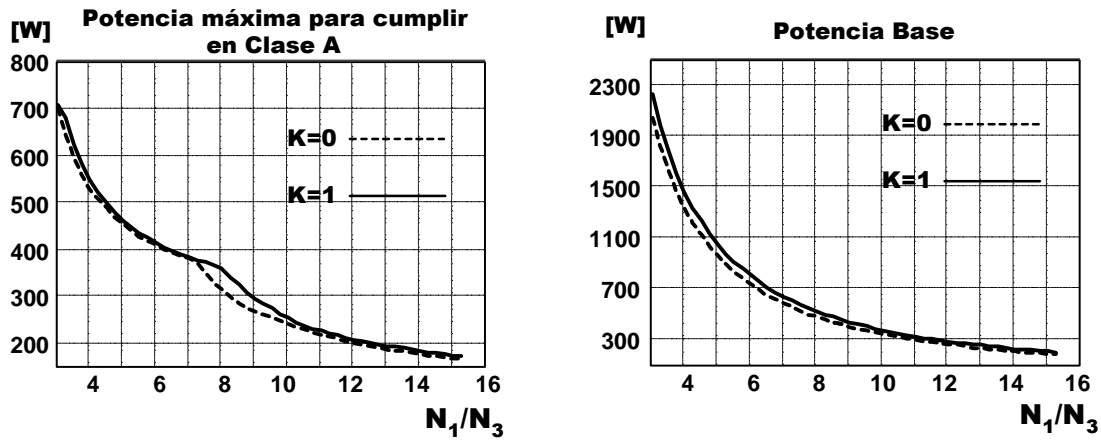


Fig. 2-58. Potencia máxima para cumplir en clase A y potencia base para un convertidor de retroceso.

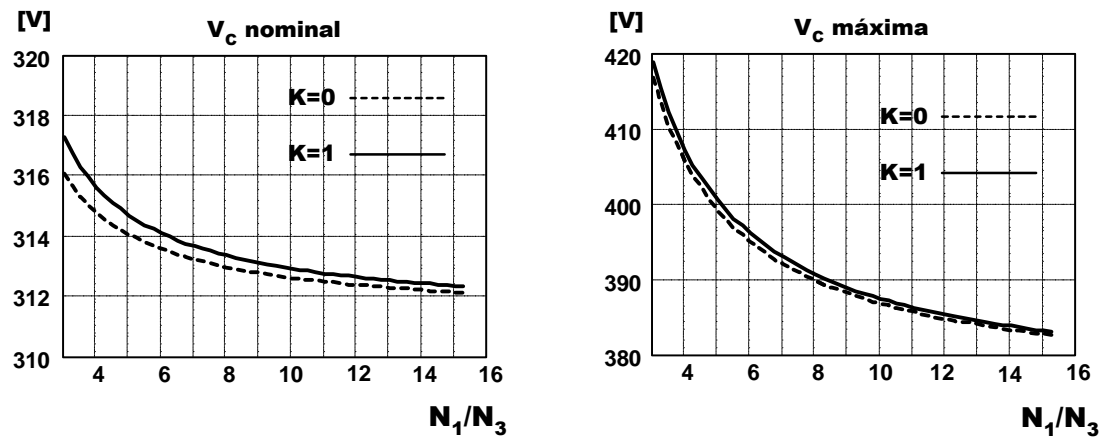


Fig. 2-59. Tensión nominal y máxima en el condensador de almacenamiento para un convertidor de retroceso.

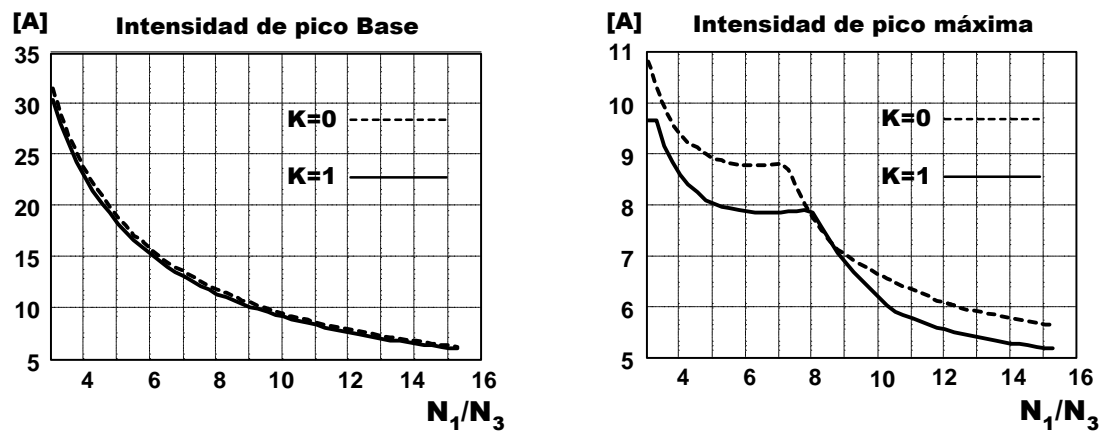


Fig. 2-60. Intensidad de pico Base y máxima para un convertidor de retroceso.

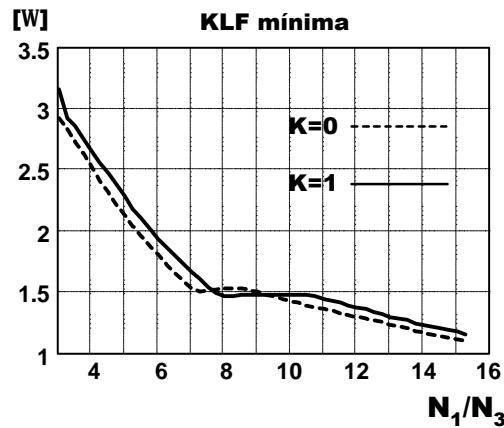


Fig. 2-61. KLF mínima para un convertidor de retroceso.

2.8.4.4 Ejemplo de diseño (6).

Se diseñará un reductor activo de armónicos para la topología mostrada en la Fig. 2-62 y con las características descritas en la Tabla 2-6 (correspondiente también al diseño (4)).

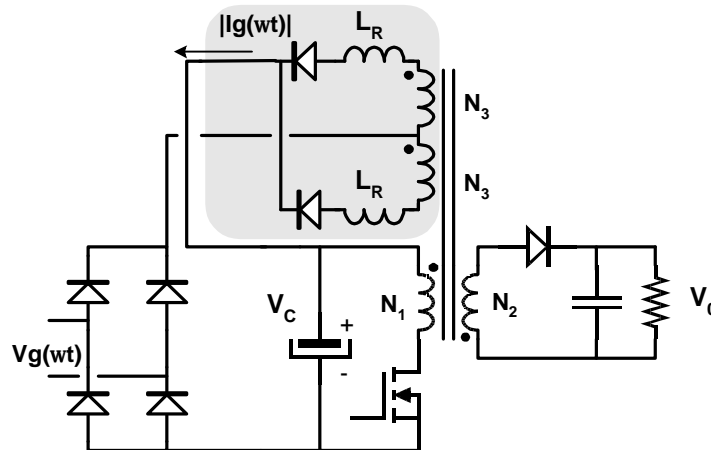


Fig. 2-62. Topología del ejemplo de diseño (6).

Relación de transformación máxima.

De la Fig. 2-58 se obtiene que con una relación de transformación N_1/N_3 inferior a 12 la topología diseñada cumplirá la norma en Clase A para una potencia de 200 W. Al igual que en ejemplos anteriores se tomará un valor inferior ($N_1/N_3=8$). Con la relación de transformación seleccionada podría realizarse un convertidor que cumpliera en Clase A hasta una potencia de 312W.

Cálculo de L_R .

El valor de la constante KLF puede calcularse como el cociente entre la potencia base correspondiente a la relación de transformación seleccionada y la potencia nominal del diseño. Utilizando el valor de potencia base obtenido en la Fig. 2-58 para la relación de transformación seleccionada (475,74W) y conocida la potencia de diseño (200W) se obtiene que KLF es 2,379. Para una frecuencia de conmutación de 100kHz la bobina retrasadora valdrá 23,79μH.

La corriente máxima que circulará por esta bobina podrá determinarse mediante su valor base (11,79 A) obtenido en la Fig. 2-60. Dividiendo el valor base por la constante KLF la corriente de pico que circula por la bobina es de 4,95 A.

Tensión en el condensador de almacenamiento.

El valor de la tensión mínima en el condensador de almacenamiento vendrá impuesto por diseño.

Al igual que el resto de los diseños el valor máximo de tensión se dará cuando el convertidor trabaje con un tercio de la carga nominal (por diseño) y esté alimentado a la tensión máxima de red. De la Fig. 2-59 se obtiene un valor de 390V.

Simulaciones.

Para comprobar la bondad de los valores calculados se han realizado tres simulaciones a diferentes condiciones de carga y tensión de red.

Para comprobar la corriente de pico se ha realizado una simulación a tensión de red mínima y plena carga. En la Fig. 2-63 son comparados los resultados obtenidos en la simulación y los calculados mediante la característica tensión-corriente de pico (línea de punto y raya). Como puede observarse la correlación entre los valores de pico calculados y los mostrados en la simulación puede considerarse como muy buena.

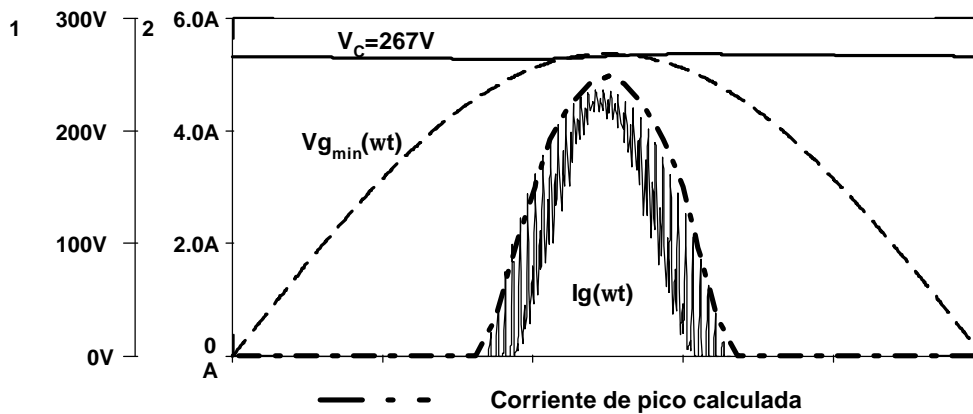


Fig. 2-63. Corriente de pico máxima (simulada y calculada) para el ejemplo (6).

Para comprobar que el contenido armónico coincide con el calculado y que además éste permite que el convertidor diseñado cumpla la norma se ha realizado otra simulación también a plena carga pero con tensión de alimentación nominal. El contenido armónico de la señal obtenida en la simulación así como el calculado son mostrados en la Fig. 2-64. Como puede apreciarse el contenido armónico está muy por debajo de los límites impuestos por la norma gracias al diseño conservador utilizado (debe recordarse que se ha utilizado una relación de transformación 8 cuando era suficiente con una relación de transformación 12).

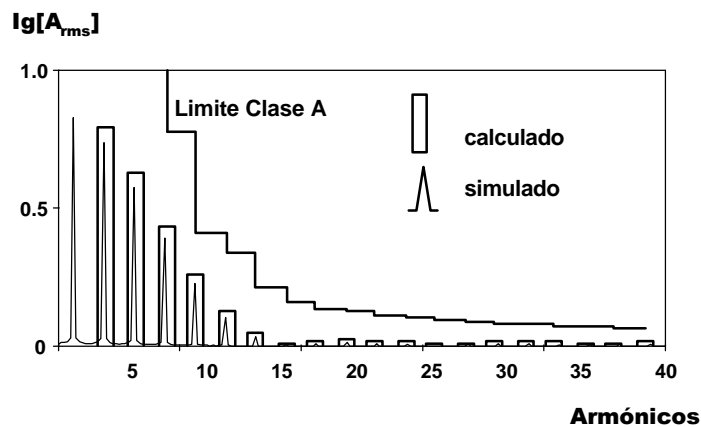


Fig. 2-64. Contenido armónico de la corriente de entrada calculado y simulado para el ejemplo (6) para tensión de entrada nominal y plena carga.

2.9 Diseño en Clase D.

Dado que los límites impuestos por la normativa en esta clase no son absolutos sino relativos no existirá un diseño diferente para cada potencia. Una vez calculada la corriente y la potencia base para una determinada combinación de relación de transformación, ciclo de trabajo y relación entre bobinas (K) podrá diseñarse fácilmente un RAA de cualquier potencia.

Igual que sucedía para la Clase A, no existe una única solución para este problema. Se considerará como óptima aquella solución que minimice el estrés de tensión y corriente sobre el convertidor, por lo que seleccionaremos aquellas donde N_1/N_3 sea máximo. Mediante esta selección también se asegura que el procesamiento de energía a través de la salida auxiliar sea mínimo.

Las condiciones de funcionamiento para la RAI utilizada son las mismas que para la Clase A, es decir, deberá presentar alta impedancia a todas las tensiones de red procesando la mínima energía posible.

Si en Clase A se desea realizar un diseño con un margen de seguridad determinado, se selecciona una relación de transformación inferior a la máxima. Esto asegura que el contenido armónico del diseño estará por debajo de los límites establecidos. Por norma general, esto también se cumplirá para la Clase D. Sin embargo, al tratarse de límites relativos se ha preferido maximizar el contenido armónico impuesto por la norma en un 5%.

Los datos utilizados como parámetros de diseño serán los mismos que para la Clase A. Como resultado se obtendrán:

- Relación de transformación máxima N_1/N_3 .
- Potencia base a la relación de transformación calculada.
- Mínima tensión en el condensador de almacenamiento.
- Corriente de pico por vatio. La corriente de pico del diseño se obtendrá multiplicando este parámetro por la potencia del convertidor.
- Máxima tensión en el condensador de almacenamiento.

En un diseño no puede obtenerse cualquier relación de transformación, por lo que puede que en ocasiones sea difícil fabricar un transformador con las espiras necesarias para obtener exactamente la relación de transformación calculada para el RAA. En estas situaciones debe seleccionarse un valor inferior de N_1/N_3 y calcular para él la potencia base, corriente de pico y las tensiones necesarias. Estos valores pueden obtenerse de igual forma que fueron calculados para la Clase A.

A continuación se facilitarán los resultados obtenidos para las topologías más habituales.

2.9.1 Rectificador de media onda ($K=0$, $K=1$, $L_R=0$).

2.9.1.1 Convertidor principal directo.

PARÁMETRO	$K=0$	$K=1$	$L_R=0$
N_1/N_3 máxima	4,28	2,16	2,71
Potencia Base [W]	820	3672	941
V_{Cmin} [V]	269	269	322
I_{gpico}/W [A/W]	0,034	0,015	0,031
V_{Cmax} [V]	414	405	497

2.9.1.2 Convertidor principal de retroceso.

PARÁMETRO	K=0	K=1	L _R =0
N ₁ /N ₃ máxima	3,72	1,88	2,8
Potencia Base [W]	794	3128	778
V _{Cmin} [V]	269	269	307
I _g pico/W [A/W]	0,032	0,016	0,032
V _{Cmax} [V]	414	413	484

2.9.1.3 Ejemplo de diseño (7).

Diseño de un RAA basado en un convertidor directo que utilice una RAI de media onda sin bobina de filtro con las mismas características que el mostrado en la Tabla 2-4, pero cumpliendo la normativa en Clase D y con una RAI de media onda con K=0.

Relación de transformación máxima.

Para todas las potencias será igual a 4,28.

Cálculo de L_R

Para una relación de transformación 4,28 la potencia base es de 820W, por lo que el valor de KLF puede obtenerse como el cociente entre las dos potencias $(820/280)=2,929$. Como la frecuencia es de 100kHz el valor de L_R=29,3μH.

La corriente de pico a la entrada del convertidor tendrá un valor $0,034 \times 280 = 9,52$ A.

Máxima tensión en el condensador de almacenamiento.

La tensión máxima en el condensador de almacenamiento será de 414V.

Mínima tensión en el condensador de almacenamiento.

Como tiene bobina retrasadora la tensión mínima en el condensador de almacenamiento coincidirá con el valor de pico de la tensión mínima de red (269V).

Simulaciones.

Los resultados obtenidos en las simulaciones se ajustan a los calculados mediante las RAI. La Fig. 2-65 (a) muestra el contenido armónico a tensión de red nominal. Como puede observarse, el convertidor cumplirá la normativa en Clase D. La corriente de pico a la entrada coincide con la calculada (Fig. 2-65 (b)).

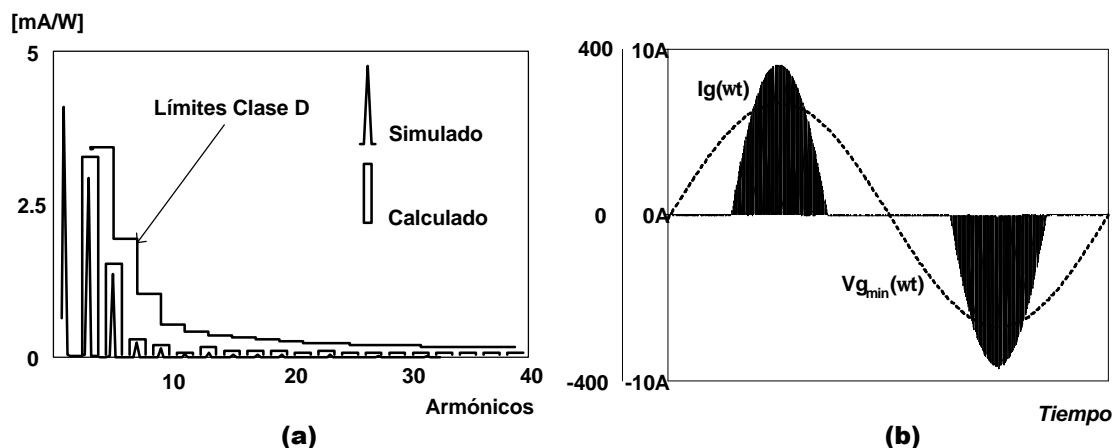


Fig. 2-65. (a) Contenido armónico simulado y calculado (b) Máxima corriente de entrada.

2.9.2 Rectificador de onda completa (1) (K=0, K=1).

Las topologías sin bobina retrasadora no tienen aplicación posible a este tipo de diseños, ya que los ángulos de conducción que son necesarios no son alcanzables con estas topologías. Los resultados aquí planteados han sido obtenidos para las topologías sin bobina de filtro (K=0) ó cuando la bobina de filtro es igual a la retrasadora (K=1).

Para los diseños cuya topología principal sea un convertidor de varios interruptores (medio puente, puente completo, convertidor simétrico) se ha considerado un ciclo de trabajo máximo del 45% y para las topologías basadas en el convertidor de retroceso un 35%.

2.9.2.1 Alimentación simétrica.

Los datos aquí expuestos han sido obtenidos para una topología en puente completo, para una topología en medio puente la relación de transformación será la mitad. El resto de valores serán iguales.

PARÁMETRO	K=0	K=1
N_1/N_3 máxima	3,17	4
Potencia Base [W]	1007	1001
V_{Cmin} [V]	269	269
I_{gpico}/W [A/W]	0,018	0,015
V_{Cmax} [V]	474	425

2.9.2.2 Ejemplo de diseño (8).

Diseño de un convertidor con las características mostradas en la Tabla 2-7 y con la topología mostrada en la Fig. 2-38 pero sin bobina de filtro (K=0). Es decir un convertidor en medio puente con una RAI de onda completa del tipo (1) sin bobina de filtro.

Tabla 2-7. Datos del ejemplo 8.

PARÁMETRO	VALOR
Potencia nominal	100W
Tensión de salida	50V
Frecuencia de conmutación	100kHz
Ciclo de trabajo máximo	0,45
Tensión de red mínima	190 V_{RMS}
Tensión de red nominal	220 V_{RMS}
Tensión de red máxima	265 V_{RMS}
Límite para MCD a la tensión máxima (en tanto por uno de la Pot. nominal)	1/3
Normativa	IEC-61000-3-2 Clase D
Tipo de RAI	Tipo (1) K=0

Relación de transformación máxima.

Para todas las potencias será igual a 3,17. Aunque como el diseño es para un medio puente el valor utilizado será la mitad.

Cálculo de L_R

Para una relación de transformación 3,17 la potencia base es de 1007W, por lo que el valor de KLF puede obtenerse como el cociente entre las dos potencias $(1007/100)=10,07$. Como la frecuencia es de 100kHz el valor de $L_R=100,7\mu\text{H}$.

La corriente de pico a la entrada del convertidor tendrá un valor $0,018 \times 100 = 1,8 \text{ A}$.

Máxima tensión en el condensador de almacenamiento.

La tensión máxima en el condensador de almacenamiento será de 474V.

Mínima tensión en el condensador de almacenamiento.

Como tiene bobina retrasadora la tensión mínima en el condensador de almacenamiento coincidirá con el valor de pico de la tensión mínima de red (269V).

Simulaciones.

La Fig. 2-66 muestra la corriente de entrada simulada y la calculada. La corriente calculada se aleja de la calculada porque aparece uno de los funcionamientos descritos en el anexo 2. La corriente que circula por la bobina retrasadora reflejada en el secundario es superior a la corriente que circula por la bobina de filtro (L_0) del convertidor CC/CC. Esto hace que uno de los diodos del rectificador del convertidor CC/CC se abra y se aplique una tensión “extra” a la salida. Como puede apreciarse este efecto es poco significativo (menos de un 10% de la tensión de salida) gracias a que en esta topología la corriente en la bobina retrasadora desciende de forma muy rápida. Este efecto puede ser corregido por el lazo de control del convertidor CC/CC.

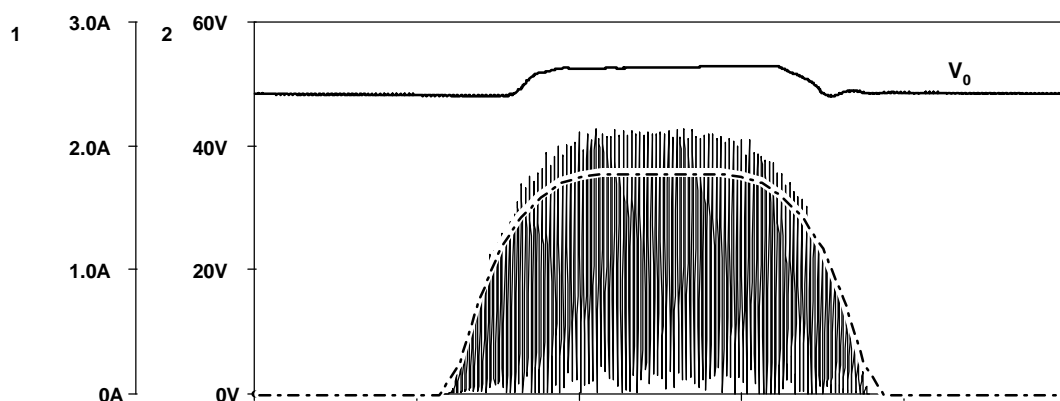


Fig. 2-66. Corriente de pico calculada (puntos y rayas) y simulada. Tensión a la salida del convertidor CC/CC.

Los cambios provocados sobre la corriente de entrada alejan los cálculos del diseño real. Sin embargo, dado que el efecto no es muy acusado pueden ser lo suficientemente aproximados para conseguir un diseño válido. No debe olvidarse que el controlador reducirá el ciclo de trabajo en las zonas donde aparezca el efecto para que la tensión a la salida permanezca constante. Este hecho reducirá la corriente de entrada aproximándola al diseño inicial.

Para comprobar que este funcionamiento no afecta “gravemente” al diseño se ha realizado una simulación a tensión de red nominal y plena carga. Como puede comprobarse en la Fig. 2-67 aún sin el efecto del controlador, el diseño puede cumplir la norma en Clase D.

El efecto mostrado en este ejemplo también aparece en el diseño con $K=1$. En ambos casos el rizado que aparece en la salida es similar. Si la relación de transformación no se reduce en exceso este efecto puede ser corregido por el controlador.

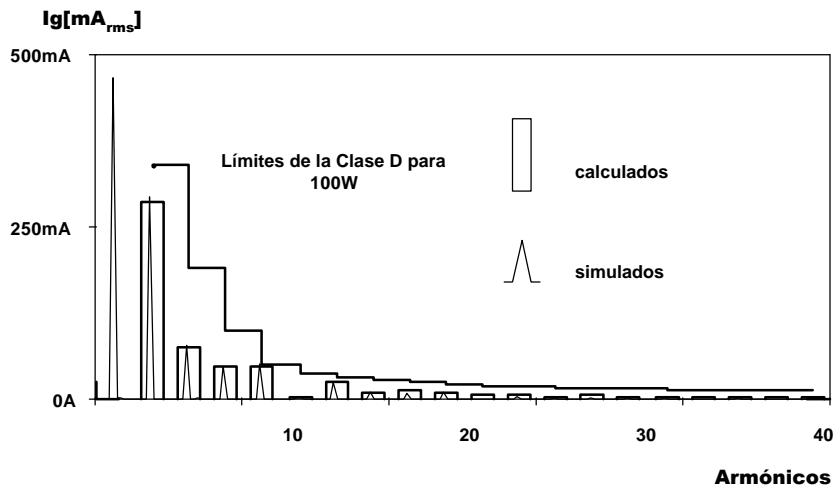


Fig. 2-67. Contenido armónico simulado y calculado para el ejemplo (7).

2.9.2.3 Alimentación asimétrica.

Debe recordarse que para estas topologías ha sido seleccionado un ciclo de trabajo máximo del 35%.

PARÁMETRO	K=0	K=1
N_1/N_3 máxima	4	2.89
Potencia Base [W]	470	1074
V_{Cmin} [V]	269	269
I_{gpico}/W [A/W]	0,027	0,015
V_{Cmax} [V]	437	418

2.9.2.4 Ejemplo de diseño (9).

El convertidor diseñado en este apartado deberá cumplir las características mostradas en la Tabla 2-7 (excepto el ciclo de trabajo máximo que aquí será del 35%) y con la topología mostrada en la Fig. 2-48 y K=0. Es decir, un convertidor de retroceso con una RAI de onda completa del tipo (1) sin bobina de filtro.

Siguiendo un método de cálculo idéntico al de los apartados anteriores se ha obtenido una bobina retrasadora de 47μH y una corriente de pico de 2,7 A. La tensión máxima y mínima así como la relación de transformación N_1/N_3 coinciden con los mostrados en 2.9.2.3.

Para comprobar estos resultados se han realizado varias simulaciones. La Fig. 2-68 muestra los resultados de una simulación a tensión de red mínima y plena carga. Como puede apreciarse los valores calculados y los simulados se aproximan con gran exactitud.

Para comprobar que el diseño está por debajo de los límites impuestos por la Clase D se ha realizado otra simulación a tensión de red nominal y plena carga. Los resultados obtenidos son mostrados en la Fig. 2-69 donde puede comprobarse que el diseño cumplirá la norma y que se ajusta con bastante precisión a los valores inicialmente calculados.

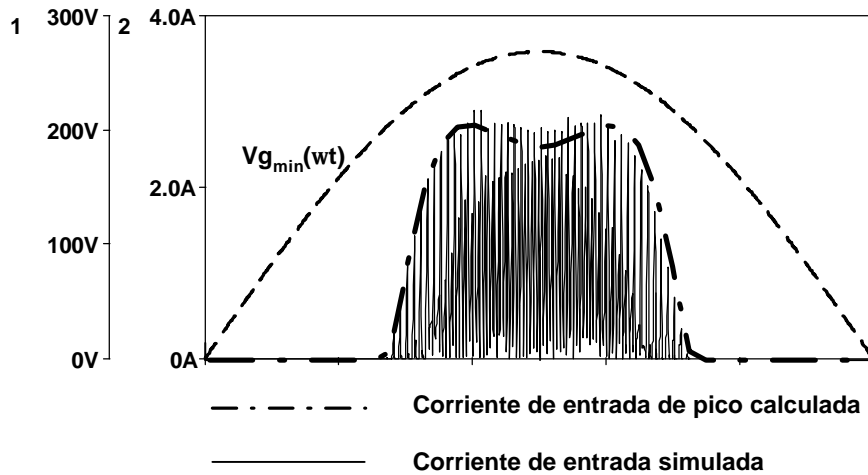


Fig. 2-68. Corriente de entrada simulada y calculada a tensión de entrada mínima y plena carga. Ejemplo (9).

2.9.3 Rectificador de onda completa tipo (2) ($K=0$, $K=1$).

En esta topología de RAI se han incluido dos posibles diseños ($K=0$ y $K=1$). Sin embargo, el diseño con tres bobinas ($K=1$) no representa ninguna ventaja con respecto al de dos bobinas ($K=0$). Como puede comprobarse en las tablas de diseño, las diferencias entre las diferentes configuraciones son mínimas.

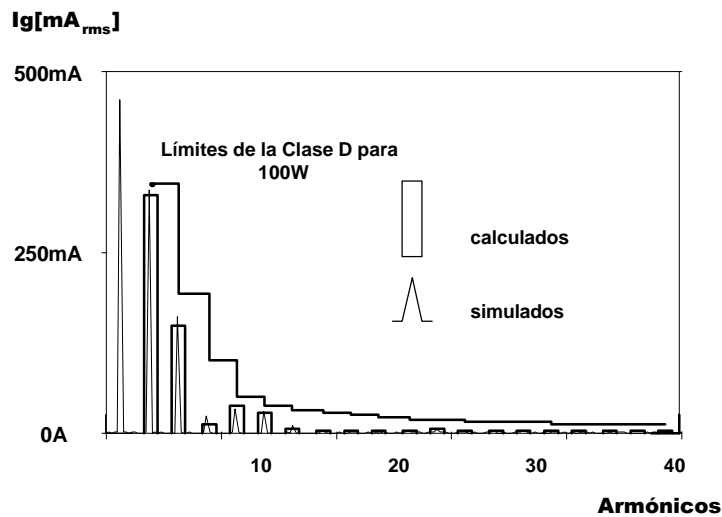


Fig. 2-69. Contenido armónico simulado y calculado para el ejemplo (9)

2.9.3.1 Alimentación simétrica.

Los datos aquí expuestos han sido obtenidos para una topología en puente completo, para una topología en medio puente la relación de transformación será la mitad. El resto de valores serán iguales.

PARÁMETRO	K=0	K=1
N_1/N_3 máxima	4	3,92
Potencia Base [W]	2002	2213
V_{Cmin} [V]	269	269
I_{gpico}/W [A/W]	0,015	0,014
V_{Cmax} [V]	425	416

2.9.3.2 Alimentación asimétrica.

PARÁMETRO	K=0	K=1
N_1/N_3 máxima	3,45	3,63
Potencia Base [W]	2383	2418
V_{Cmin} [V]	269	269
I_{gpico}/W [A/W]	0,015	0,014
V_{Cmax} [V]	423	424

2.10 Conclusiones.

En este capítulo se ha mostrado una metodología para el diseño de RAA basados en RAI. Para ello se han dado unos criterios de diseño y una herramienta: los ábacos. Los ábacos mostrados en este capítulo han sido obtenidos con los programas incluidos dentro del apartado “Programas de MathCad”. Todos los resultados han sido comprobados mediante simulaciones en Pspice dado el elevado número de diseños propuestos. Algunos de estos resultados también han sido comprobados mediante prototipos como puede comprobarse en el apartado de resultados experimentales.

Sin embargo, a pesar de facilitar un método general de diseño falta por responder una pregunta “¿Cuál de las RAI es la más aconsejable?”. Para solucionar esta incógnita deberán solucionarse cuestiones como:

- ¿Cuáles deben ser los criterios para la selección de la mejor topología?
- ¿Afecta el tipo del RAI al EMI conducido generado por el convertidor?
- ¿Pueden los lazos de control corregir los efectos provocados por los funcionamientos anómalos?
- ¿Trabajan correctamente estos convertidores con tensión universal?

La respuesta a estas preguntas será facilitada de forma resumida en el capítulo siguiente. Habiéndose dedicado diferentes anexos a tratar en profundidad dichos temas.

Bibliografía

- [2.1] H. Watanabe, Y. Kobayashi, Y. Sekine. “ The suppressing harmonic current, MS (Magnetic-switch) power supply”. INTELEC, pág. 783-786. 1995

- [2.2] J. Sebastián, M. Hernando, P. Villegas, J. Díaz y A. Fontán. “Input Current Shaper based on the Series Connection of a Voltage Source and a Loss-Free Resistor”. IEEE Applied Power-Electronics Conference and Exposition, pág. 461-467. 1998.

- [2.3] R. Redl, L. Balogh. “Design considerations for single-stage isolated Power-Factor-Corrected power supplies with Fast-Regulation of the Output Voltage”. Applied Power-Electronics Conference and Exposition, pág. 454-458. 1995.

- [2.4] J. Sebastián, A. Fernández, P. Villegas, M. Hernando y M.J. Prieto. “New topologies of Active Input Current Shapers to Allow AC-to-DC converters to comply with IEC-1000-3-2”. IEEE Trans. On Industry Applications. Marzo-Abril 2001.