

## **Selección de la mejor RAI y optimización de los diseños**

*En este capítulo se determinará cual de las RAI estudiadas es más aconsejable utilizar. Para tomar esta decisión serán propuestos unos parámetros de calidad donde se ha prestado especial atención al contenido armónico de alta frecuencia y al tamaño de las bobinas de la RAI. Además, para mejorar las condiciones de trabajo de los RAA basados en RAI que trabajan con tensión universal, se proponen diferentes topologías que puedan trabajar con el rectificador como doblador de tensión.*

### **3.1 Introducción.**

De todas las RAI estudiadas “¿Cual es la mejor?”. Esta pregunta tiene difícil respuesta y además no es única. La valoración de una topología pasará por plantear unos criterios de calidad que permitan discernir la bondad de un diseño más allá del mero cumplimiento de la normativa. Los parámetros de calidad estudiados deberán contemplar al convertidor CA/CC de un modo general desde el punto de vista de la calidad. Es decir, de nada sirve mejorar una determinada característica de la RAI si empeora el funcionamiento del convertidor. En esta línea se ha incluido el estudio del contenido armónico de alta frecuencia en la corriente de entrada al convertidor CA/CC. De poco servirá reducir el tamaño de las bobinas de la RAI si debe incrementarse el tamaño de las bobinas del filtro EMI.

Al fijar unos criterios de calidad aparece siempre un factor subjetivo, que se intentará reducir al máximo. Cada parámetro de calidad podrá ser comparado inequívocamente entre todas las topologías. Sin embargo, la combinación de diferentes parámetros de calidad queda a la valoración final de cada diseñador. Por tanto, la valoración realizada sobre un conjunto de parámetros de calidad dependerá del criterio personal.

Los diseños propuestos en el capítulo 2, tenían un margen de tensiones de entrada comprendido entre 190V y 265V. Si se pretende realizar un diseño donde el margen de tensiones sea universal (85-265V) la calidad de los mismos se verá fuertemente afectada. Para solucionar este problema se plantean las soluciones con doblador de tensión y RAI. Esas soluciones permitirán cumplir la norma en dos diferentes rangos de tensiones manteniendo las condiciones de funcionamiento del convertidor CC/CC dentro de unos márgenes de variación menores.

Así la selección de la topología optima se enfocará siguiendo los puntos anteriormente mencionados y que se resumen en:

- Parámetros de calidad
- Funcionamiento con tensión universal.

Estos criterios sólo podrán ser aplicados sobre las RAI “posibles” según la topología del convertidor principal. Por ejemplo, de acuerdo con el Anexo 2, no tiene sentido considerar las soluciones de onda completa para el convertidor directo. Sin embargo, si tiene sentido valorar el tamaño de la bobina de filtro utilizada.

## **3.2 Parámetros de calidad.**

Muchos de los parámetros que puedan citarse estarán relacionados. Por ejemplo, el rendimiento del convertidor y el estrés en los componentes están relacionados. Sin embargo, pueden tratarse de forma independiente ya que por sí mismos tienen entidad “como problema”.

Sobre estos convertidores se podrán aplicar los criterios de calidad aceptados por todos, como pueden ser: rendimiento, complejidad de la topología o complejidad del control. Sin embargo, como se verá a continuación estos parámetros son más indicativos del funcionamiento como conjunto que como indicativo de la calidad de la RAI.

El efecto que una RAI (funcionando correctamente) puede tener sobre el rendimiento del conjunto RAI y convertidor CC/CC estará fuertemente relacionado con la fracción de potencia procesada por esta. Debe recordarse, que la energía procesada por la RAI procede del propio convertidor CC/CC. Hablar aquí de un doble procesamiento de la energía sería incorrecto, ya que en unos casos, la energía se toma y devuelve al condensador de almacenamiento, pero en otros casos esto no sucede así (ver modelos promediados del Anexo 2). Cuando se plantearon las condiciones de diseño este parámetro (rendimiento) ya fue tomado en cuenta. El diseño debería cumplir que a la menor tensión de red y la potencia máxima la tensión en el condensador de almacenamiento debería ser mínima, consiguiendo así que el procesamiento de energía “extra” fuera también mínimo. Así, la energía procesada depende más de las condiciones de diseño (normativa y rango de tensiones de entrada) que de la topología seleccionada. De ahí que el rendimiento del convertidor principal no sea considerado como un factor de calidad de la RAI aunque sí sea un factor de calidad del convertidor.

Respecto a la complejidad de las topologías, no requiere un análisis detallado ya que el limitado número de componentes “extra” puede ser valorado a simple vista por el diseñador. Este parámetro será especialmente importante en las topologías con doblador de tensión ya que en estos casos si se complica la topología del convertidor aunque se mantiene la misma filosofía de funcionamiento.

Una de las ventajas atribuidas a los RAA basados en RAI es la posibilidad de disponer de un lazo de control rápido de manera que pueda ser eliminado el rizado de baja frecuencia

consecuencia de la tensión de red [3.1][3.2][3.3]. En la mayor parte de las topologías aquí estudiadas es imprescindible la utilización de un lazo de control rápido, ya que la RAI influye en el comportamiento del convertidor CC/CC (Ver Anexo 2). Este tema es ampliamente tratado en el Anexo 5 donde se propone un control de corriente promediado para estos sistemas. Aunque este tipo de control requiera una medida de corriente no complica en exceso un diseño real, en él que de todas formas la corriente tiene que ser medida para implementar las protecciones. Debido a que salvo los RAA cuyo convertidor CC/CC es un convertidor directo, todos los demás precisan de un control “relativamente complejo”, tampoco servirá este parámetro como indicativo de la calidad de la RAI, aunque si es un factor en contra de la mayor parte de ellas.

Para encontrar los parámetros de calidad adecuados se deberá seguir el planteamiento “histórico” mostrado en el Capítulo 1. No puede faltar como factor de calidad la *tensión máxima en el condensador de almacenamiento*. Si recordamos, la aparición de las soluciones con un contenido armónico limitado encuentran su origen en la búsqueda de acotar la tensión en el condensador de almacenamiento en los convertidores basados en dos etapas integradas. Una de las primeras soluciones fue hacer trabajar ambas etapas en MCD y como consecuencia de esto se aumentó el estrés de corriente sobre los componentes de los convertidores. Esto lleva a la selección de un segundo parámetro de calidad el *“estrés de corriente ocasionado como consecuencia de la utilización de las RAI”*.

Las soluciones propuestas en [3.5][3.6] además de los parámetros ya planteados (estrés de corriente y tensión) utilizan el tamaño de las bobinas de la RAI como factor de calidad. Así, cuanto menor sea el tamaño de éstas, sin perjudicar ningún otro parámetro de calidad, mejor será la RAI. El tamaño de las bobinas que forman parte de la RAI no pueden reducirse o aumentarse a voluntad. Si sólo existe una bobina (bien retrasadora, bien de filtro) su valor dependerá de la potencia del diseño. Si por el contrario, la RAI tiene bobina retrasadora y bobina de filtro sólo estará fijado el valor de una de ellas, el de la retrasadora, siendo el tamaño de la otra (filtro) una variable del diseño. Si se reduce el tamaño de la bobina de filtro, aparece un efecto que no puede valorarse mediante los parámetros ya considerados: la corriente de alta frecuencia inyectada en la red. Esta corriente está limitada por diferentes normativas (Anexo 4) por lo que será necesario la inclusión de un filtro “EMI”. Estas corrientes inyectadas a la red pueden ser en modo común o en modo diferencial. En este trabajo sólo serán evaluadas las segundas (modo diferencial) ya que plantear un modelo que permita valorar las interferencias en modo común es muy difícil. La valoración de este “ruido” se hará mediante el tamaño de la bobina que será necesario incluir para eliminarlo.

La Tabla 3-1 muestra de forma resumida los parámetros que serán estudiados para facilitar la selección de la RAI más adecuada a cada topología de convertidor CC/CC.

---

### PARÁMETROS DE CALIDAD

---

Tensión máxima en el condensador de almacenamiento
Incremento de la corriente en los semiconductores como consecuencia de introducir la RAI
Tamaño de los magnéticos utilizados en la RAI
Tamaño del filtro EMI

---

**Tabla 3-1. Parámetros de calidad para evaluar una RAI.**

Estos parámetros de calidad serán evaluados en una primera aproximación de forma cualitativa para posteriormente confirmar de forma cuantitativa (mediante un ejemplo) las conclusiones obtenidas en la primera evaluación.

### **3.2.1 Evaluación cualitativa de los parámetros de calidad.**

#### **3.2.1.1 Tensión máxima en el condensador de almacenamiento.**

De forma general, el contenido armónico de baja frecuencia de la corriente de entrada será menor cuanto mayor sea el ángulo de conducción de los diodos del puente rectificador. Por tanto la tensión en circuito abierto de la RAI estará estrechamente relacionada con la potencia y la Clase en la que se pretenda cumplir la Norma IEC-61000-3-2. Así, sólo quedan dos parámetros para controlar el valor de la tensión máxima en el condensador: la topología y el límite entre el MCC y MCD. Las RAI sin bobina retrasadora (Capítulo 2) siempre tendrán una tensión máxima en el condensador de almacenamiento mayor. Si el convertidor CC/CC entra en MCD a potencias elevadas, la tensión en el condensador de almacenamiento será reducida. En general para relaciones de transformación  $N_1/N_3$  superiores a 5 y para el rango de tensiones estudiadas la tensión en el condensador de almacenamiento no superará los 450V (máxima tensión que puede soportar un condensador electrolítico estándar de los utilizados en fuentes de alimentación).

*Las topologías con bobina retrasadora siempre soportarán menores tensiones que las topologías sin bobina retrasadora.*

#### **3.2.1.2 Corriente extra como consecuencia de la utilización de la RAI.**

La corriente que circula por la RAI dividida por la relación de transformación  $N_1/N_3$  se sumará a la corriente que debe tomar el convertidor CC/CC del condensador de almacenamiento. Las RAI con rectificadores de onda completa consiguen iguales ángulos de conducción que las de media onda con relaciones de transformación mayores, por lo que las topologías con rectificadores de onda completa provocarán un estrés de corriente inferior que las de media onda sobre el convertidor CC/CC.

Otro factor que influye sobre el estrés de corriente es el número de bobinas de la RAI. Cómo puede comprobarse en las características tensión corriente mostradas en el Capítulo 2, las RAI con dos bobinas presentan valores de pico similares a los valores medios, es decir, el rizado de corriente en la RAI es pequeño. Por tanto, estas topologías penalizarán menos en corriente al convertidor principal.

Por último, durante los periodos de tiempo que funciona la RAI se suavizan las entradas en conducción de los transistores del convertidor principal, llegándose en casos extremos a producir conmutaciones a corriente nula (Ver Anexo 2).

*Las RAI de onda completa con varias bobinas son las que menos estrés de corriente ocasionan sobre el convertidor principal.*

#### **3.2.1.3 Tamaño y número de los magnéticos utilizados en la RAI.**

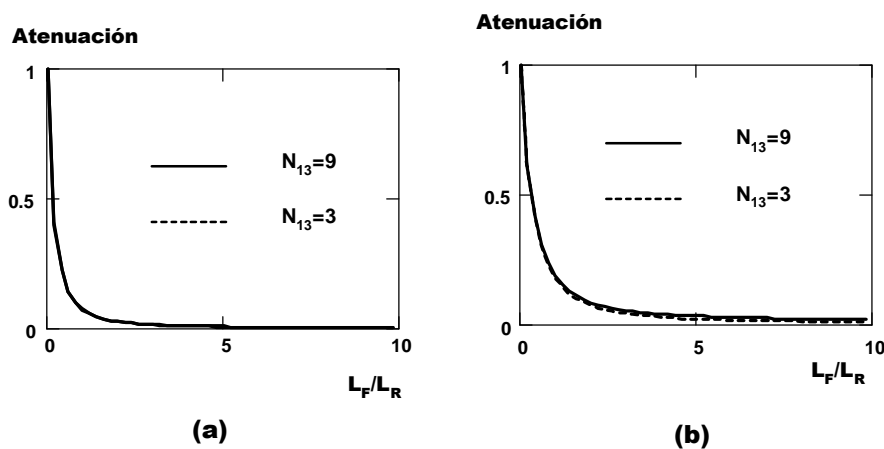
Aquí aparece una pregunta difícil de contestar. Aunque sí pueden ser descartados algunos diseños gracias a temas ya tratados con anterioridad. Por ejemplo, los diseños con tres bobinas no añaden ninguna ventaja y si una bobina extra, por lo que puede prescindirse de la bobina de filtro en ellos. Dentro de las topologías con transformador de toma media existe la posibilidad de acoplar las bobinas retrasadoras, en esta situación no podrá eliminarse la bobina de filtro ya que el circuito se comportaría como una RAI del tipo (1) es decir con 4 diodos. Así, siempre que se utilice una RAI con transformador de toma media se utilizarán solamente dos bobinas (a no ser que se trate del caso de las bobinas acopladas donde existirán 2 núcleos). Sin embargo, queda en el aire una pregunta más difícil de responder: “¿Que es preferible, utilizar topologías con dos bobinas o topologías con solo bobina retrasadora?”. Los efectos de la utilización de una o varias bobinas influirán sobre el estrés de corriente, sobre el filtro EMI y como no, sobre el número de magnéticos y su tamaño.

Para intentar dar solución al problema anteriormente planteado se desdoblará en varios más sencillos para que finalmente el diseñador pueda aplicar su criterio personal. Por una parte, se comprobará que existen diferentes topologías que aprovechan en mejor o peor medida los

magnéticos en ellos utilizados. A continuación, se comprobará cómo afecta la reducción de la bobina de filtro de la RAI al tamaño del filtro EMI y al estrés de corriente. Finalmente, aunque deberá ser de forma cuantitativa en ejemplos posteriores, se valorará el tamaño de los magnéticos utilizando como parámetro de calidad la energía en ellos almacenada.

Bien de la observación de las características tensión corriente, bien utilizando el modelo resistencia sin pérdidas, puede comprobarse que el tamaño de la bobina retrasadora para un mismo diseño es máximo en una topología con rectificador de media onda, la mitad con una RAI con transformador de toma media y la cuarta parte con una RAI de cuatro diodos. Por tanto, es claro, que las RAI con rectificadores de onda completa y cuatro diodos son las que mejor aprovechan los magnéticos en ellas utilizados. Este hecho puede ampliarse también al uso del devanado auxiliar utilizado para alimentar la RAI cuyo factor de utilización es más elevado para este tipo de RAI.

Por otra parte la reducción del tamaño de la bobina de filtro no debe ser confundida con su eliminación. Las bobinas de filtro utilizadas en estas topologías (antes de este trabajo) eran de un tamaño elevado, diferentes autores [3.7] han defendido tamaños de bobinas varias veces (3 ó 4) superiores a la bobina retrasadora. Este método de diseño se traduce en convertidores con unas bobinas de filtro voluminosas que como se comprobará en este trabajo no son necesarias. Dos son los factores que deben evaluarse para demostrar que estas bobinas de filtro pueden ser reducidas sin penalizar la calidad del RAA: el estrés de corriente sobre el convertidor CC/CC y la penalización en tamaño del filtro EMI. De nuevo, basta una simple mirada a las características tensión corriente mostradas en el Capítulo 2 (o en los anexos correspondientes a cada topología) para comprobar que utilizando bobinas de filtro con un tamaño similar a la retrasadora, e incluso inferior (se han realizado ejemplos con  $K=0,5$ ) la corriente de pico de entrada no es apreciablemente superior a topologías con bobinas muy superiores. Por tanto, el tamaño de la bobina de filtro puede reducirse a valores tan pequeños como la mitad de la bobina retrasadora sin penalizar en corriente al convertidor principal.



**Fig. 3-1. Atenuación sufrida por los armónicos cercanos a la frecuencia de conmutación para (a) una RAI con cuatro diodos y (b) con transformador de toma media.**

La valoración de cómo afecta el tamaño de la bobina de filtro de la RAI ( $L_F$ ) al tamaño del filtro EMI no es inmediata. En el Anexo 4 se ha comprobado como un filtro EMI sencillo puede reducir los armónicos de alta frecuencia con una pendiente de 60dB/dec. En ausencia de este filtro los armónicos de alta frecuencia del RAA sólo se verán reducidos por la bobina de filtro de la RAI y el condensador de filtro colocado a la salida del rectificador de entrada (Anexo 4). El condensador de filtro ( $C_F$ ) proporcionará una atenuación de 20dB/dec. Además el tamaño del mismo no podrá ser aumentado por limitaciones de fabricación (los condensadores de gran capacidad que respondan a altas frecuencias son costosos y voluminosos) y funcionamiento (si se eleva en exceso este condensador puede modificarse la corriente de entrada y por tanto los armónicos de baja frecuencia). Así, en ausencia del filtro EMI, el contenido armónico de alta frecuencia deberá ser eliminado por la bobina de filtro de la RAI.

Para valorar cómo la bobina de filtro de la RAI ( $L_F$ ) afecta a los armónicos de alta frecuencia se ha calculado la variación del valor eficaz de los armónicos en el entorno de la frecuencia de conmutación (y sus múltiplos) con el tamaño de la bobina de filtro ( $L_F$ ) a plena carga y tensión nominal.

La Fig. 3-1 muestra la atenuación sufrida por el armónico correspondiente a la frecuencia de conmutación en dos diferentes RAI. En cada uno de los casos se ha realizado el estudio para dos diferentes relaciones de transformación ( $N_1/N_3$ ) y se ha comprobado que la atenuación es independiente de esta relación de transformación. Del comportamiento mostrado en la figura puede deducirse que introducir una pequeña bobina de filtro ( $K=1$  por ejemplo) reduce apreciablemente el valor de los armónicos de alta frecuencia. Sin embargo, aumentar el valor de la bobina de filtro por encima de este valor no afecta apreciablemente al contenido armónico y sí al tamaño de la bobina.

A simple vista, parece que será más fácil reducir el contenido armónico de alta frecuencia (EMI) aumentando el tamaño del filtro EMI que aumentando el tamaño de la bobina de filtro de la RAI. Sin embargo, este efecto deberá ser comprobado sobre el ejemplo cuantitativo que se realizará a continuación.

### 3.2.2 Valoración cuantitativa de los parámetros de calidad.

En este apartado se realizarán diferentes diseños de RAI para un convertidor de retroceso de 100 W y una frecuencia de conmutación de 100kHz de manera que cumpla la normativa IEC-61000-3-2 sobre armónicos de baja frecuencia y la CISPR 11 sobre interferencias conducidas. Así quedará reflejado tanto el tamaño de las bobinas de la RAI y el tamaño de filtro EMI.

El diseño del filtro EMI será muy simple, ya que en ningún caso se pretende su fabricación sino la valoración de su tamaño. Además, solamente se han estimado las interferencias conducidas en modo diferencial por lo que el filtro EMI calculado se ha simplificado como un filtro en “ $\pi$ ” tal y como puede observarse en la Fig. 3-2 (para más información consultar el Anexo 4). Los condensadores mostrados en la figura ( $C_1$  y  $C_2$ ) serán de igual tamaño y tendrán un valor de 470nF en el ejemplo. El valor de “ $L_1$ ” deberá ser calculado en cada caso.

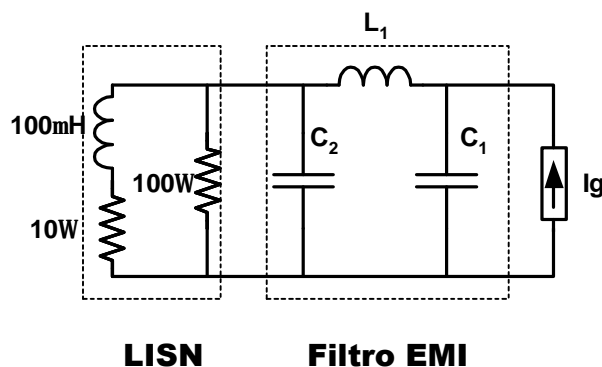
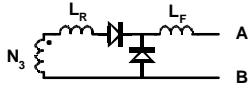
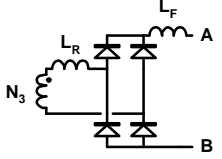
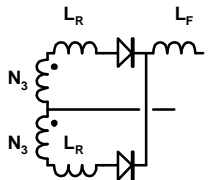


Fig. 3-2. Filtro EMI simplificado.

El cálculo de los parámetros relacionados con la RAI (corrientes, inductancias y tensiones) se realizará utilizando los ábacos del Capítulo 2. El diseño de filtro EMI se realizará de acuerdo con la versión simplificada del mismo incluida en el Anexo 4. Se calculará la EMI conducida en modo diferencial cuando sólo existe el condensador  $C_2$  y posteriormente se determinará la frecuencia de corte del filtro “ $L_1C_1$ ” para conseguir la atenuación necesaria que permita al convertidor cumplir la normativa CISPR 11.

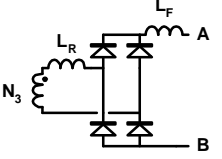
El tamaño total de los magnéticos, incluido “ $L_1$ ”, se valorará mediante la suma de la energía de pico manejada por los mismos.

En los datos mostrados en la Tabla 3-2 se puede apreciar cómo para diseños similares, la tensión máxima y la corriente adicional que deben soportar el transistor principal ( $\Delta I_{Spico}$ ) son poco representativos. Sin embargo, el tamaño de la bobina del filtro EMI sí afecta apreciablemente al parámetro de calidad relacionado con el tamaño de las bobinas, nos referimos al término  $\sum I_x^2 L_x$ .

$K=L_F/L_D$		0	0,5	1	10
	N1/N3	3,72	1,7	<b>1,88</b>	1,7
	$L_R$ ( $\mu H$ )	76	345	<b>312</b>	459
	$L_F$ ( $\mu H$ )	0	172	<b>312</b>	4590
	$I_{RAIpico}$ (A)	3,2	1,6	<b>1,6</b>	1,5
	$\Delta I_{Spico}$ (A)	0,86	0,94	<b>0,85</b>	0,88
	VcMax (V)	423	437	<b>413</b>	413
	$L_1$ ( $\mu H$ )	2700	770	<b>477</b>	63
	$\sum I_x^2 L_x$ ( $\mu J$ )	7708	3294	<b>2820</b>	11500
$K=L_F/L_D$		0	0,5	1	10
	N1/N3	4	3,17	<b>2,9</b>	3
	$L_R$ ( $\mu H$ )	47	87	<b>107</b>	116
	$L_F$ ( $\mu H$ )	0	44	<b>107</b>	1160
	$I_{RAIpico}$ (A)	2,7	1,7	<b>1,5</b>	1,4
	$\Delta I_{Spico}$ (A)	0,65	0,53	<b>0,51</b>	0,47
	VcMax (V)	434	426	<b>418</b>	416
	$L_1$ ( $\mu H$ )	1860	980	<b>560</b>	57
	$\sum I_x^2 L_x$ ( $\mu J$ )	5718	2343	<b>1741</b>	2613
$K=L_F/L_D$		0	0,5	1	10
	N1/N3	2,89	<b>2,89</b>	2,99	2,89
	$L_R$ ( $\mu H$ )	215	<b>228</b>	224	245
	$L_F$ ( $\mu H$ )	0	<b>114</b>	224	2450
	$I_{RAIpico}$ (A)	1,5	<b>1,4</b>	1,4	1,3
	$I_{Spico}$ (A)	0,5	<b>0,48</b>	0,47	0,45
	VcMax (V)	418	<b>419</b>	419	421
	$L_1$ ( $\mu H$ )	555	<b>290</b>	190	28
	$\sum I_x^2 L_x$ ( $\mu J$ )	2217	<b>1687</b>	1937	6678

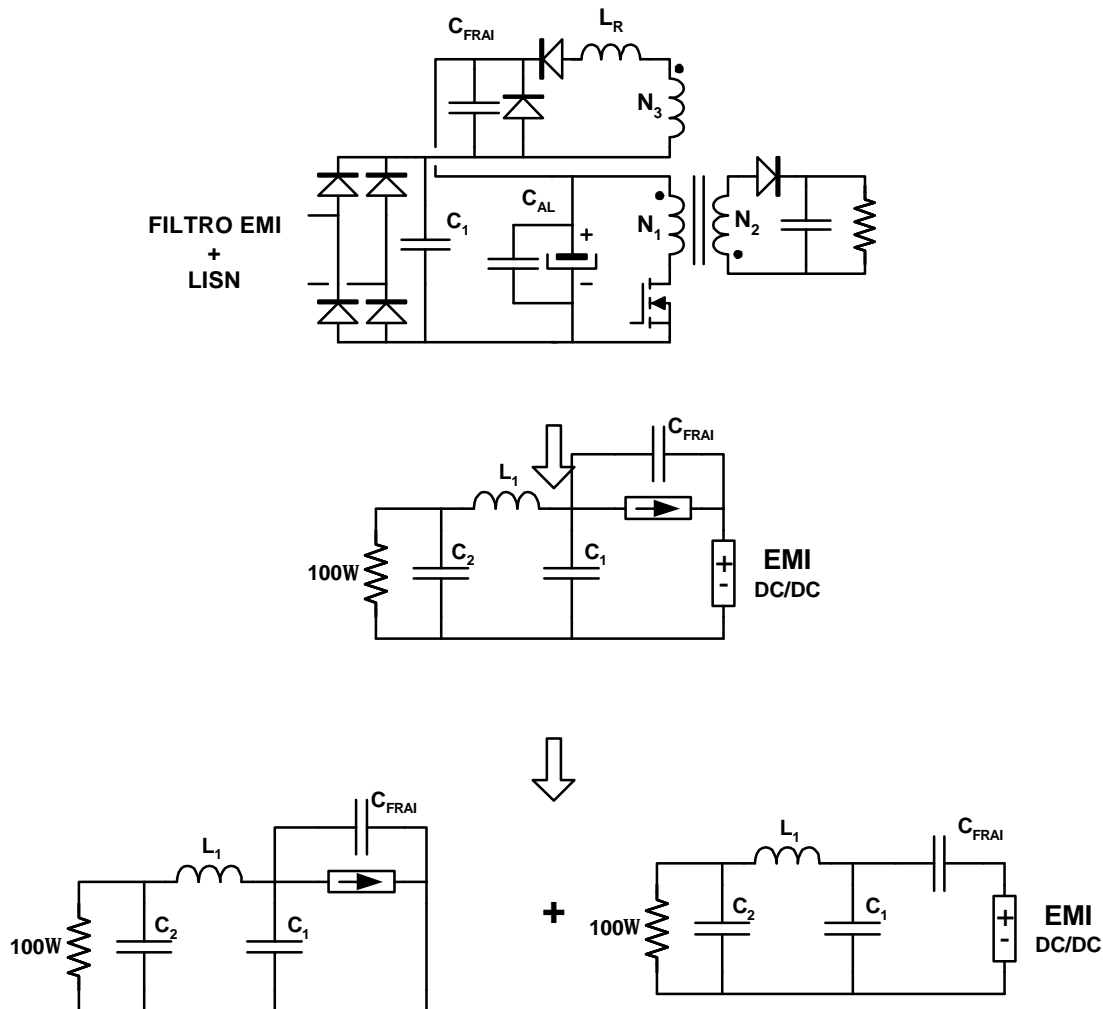
**Tabla 3-2. Parámetros de calidad para los diferentes diseños.**

Como puede comprobarse en la Tabla 3-2, las topologías con rectificadores de onda completa almacenan menor energía en sus bobinas, por lo que su tamaño será menor. De acuerdo con los datos de energía de pico almacenada (medida por el parámetro  $\sum I_x^2 L_x$ ) que aparecen en la tabla, las configuraciones más ventajosas son: la RAI del tipo (1) (onda completa y 4 diodos) con  $K=1$  y la RAI del tipo (2) (Transformador de toma media) con  $K=0,5$ . La topología de 4 diodos debe su tamaño principalmente a la bobina del filtro EMI. Por tanto, aumentado el tamaño de los condensadores del filtro EMI se reducirá el tamaño de la bobina “ $L_1$ ” y con ello la energía almacenada en los magnéticos de la topología. Esta misma solución puede ser aplicada a la segunda topología (transformador con toma media), pero no mejorará el parámetro de calidad ya que las bobinas de la RAI son más grandes que la del filtro EMI.

$K=L_F/L_D$		0,75	1,5	2	3
	N1/N3	2,99	2,89	<b>2,89</b>	2,89
	$L_R$ ( $\mu H$ )	99	116	<b>114</b>	114
	$L_F$ ( $\mu H$ )	75	174	<b>228</b>	342
	$I_{RAIpico}$ (A)	1,6	1,5	<b>1,4</b>	1,4
	$\Delta I_{Spico}$ (A)	0,53	0,52	<b>0,48</b>	0,48
	VcMax (V)	421	418	<b>419</b>	419
	$L_1$ ( $\mu H$ )	710	350	<b>290</b>	200
	$\sum I_x^2 L_x$ ( $\mu J$ )	1987	1446	<b>1423</b>	1476

**Tabla 3-3. Parámetros de calidad para la opción con menor tamaño de bobinas.**

La solución de menor tamaño sin modificar los condensadores del filtro EMI supuestos (470nF) se obtiene para la RAI de 4 diodos con  $K=2$  (Tabla 3-3). En la topología con  $K=1$  simplemente con hacer el condensador  $C_2$  el doble (840nF) se puede reducir el valor del factor de calidad hasta 1000 $\mu$ J. El tamaño del condensador propuesto es muy razonable y permite reducir mucho el tamaño de la bobina del filtro EMI (pasa de 560 $\mu$ H a 260 $\mu$ H).



**Fig. 3-3. Filtrado alternativo para RAI sin bobina de filtro.**

Reduciendo el tamaño del filtro EMI podrá mejorarse la calidad del RAA diseñado. Por lo que se propone el estudio de topologías de filtrado diferentes. Estas nuevos diseños podrán ser especialmente útiles en las RAI sin bobina de filtro, donde el tamaño del filtro EMI es muy grande. Como una alternativa de filtrado se propone la mostrada en la Fig. 3-3, el condensador  $C_{FRAI}$  soportará una tensión menor que el condensador  $C_1$ , por lo que podrá ser de mayor capacidad y así reducir el efecto de la corriente que circula por  $L_R$ . El tamaño de este condensador no afecta a la forma de la corriente de entrada ya que la característica tensión-corriente de la RAI no se ve modificada. Sin embargo, las interferencias conducidas procedentes del convertidor CC/CC ya no encuentran a su paso una impedancia elevada (aportada por una bobina) sino una impedancia baja (menor cuanto mayor sea el tamaño de  $C_{FRAI}$ ). Así, aunque el filtrado de la corriente de la RAI es más eficaz aumenta la importancia de las interferencias introducidas por el convertidor CC/CC. La



---

EMI conducida deberá calcularse por superposición tal y como muestra la Fig. 3-3. Debe recordarse, que los métodos propuestos para estimar el EMI conducido son aproximados.

### **3.3 RAI para tensión universal. Doblador.**

Cuando la variación de la tensión de red es moderada (por ejemplo entre 190 y 265V como se ha supuesto en los diseños) las prestaciones de los RAA tratados en este trabajo son buenas. Estas topologías proporcionan en una sola etapa corrección de armónicos y permiten un lazo de control rápido. Sin embargo, si estos convertidores son diseñados para trabajar con tensión de red universal (85-265 Vac) aparecen diferentes problemas principalmente causados por la gran variación de la tensión en bornes del condensador de almacenamiento. Esta variación causará principalmente dos efectos negativos:

- Se reducirá el rendimiento, ya que la tensión en bornes del condensador de almacenamiento es la tensión de entrada al convertidor CC/CC.
- El condensador de almacenamiento deberá ser de un tamaño mayor, ya que deberá cumplir los requisitos de “tiempo de mantenimiento” de la tensión ante fallos de red tanto para la tensión de red máxima como mínima (85V).

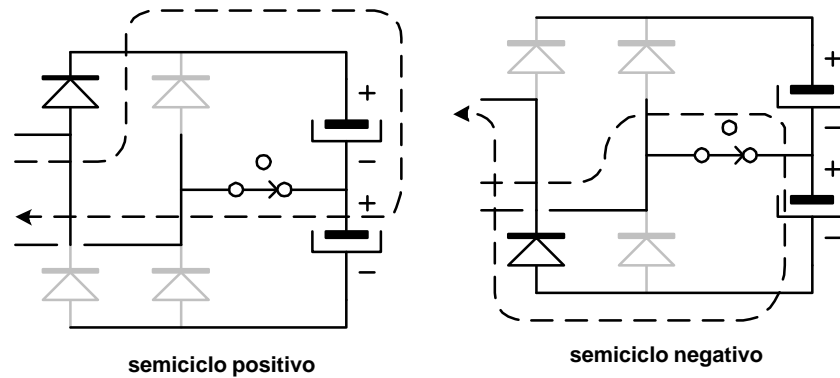
Estos inconvenientes pueden ser parcialmente solucionados realizando ciertas modificaciones sobre las topologías que utilizan un rectificador convencional cuando trabajan en el rango de tensión Europea y un rectificador doblador cuando trabajan en el rango de tensión Americana. Esta opción fue presentada en [3.8] para ser aplicada a las soluciones estudiadas en [3.5][3.7]. En [3.9] también se presenta una solución para los correctores de factor de potencia en una sola etapa con doblador. En este trabajo se presenta una solución con las siguientes ventajas:

- Sólo hay conectados dos diodos en serie entre la red y el condensador de almacenamiento. En las topologías previas [3.6][3.9] hay dos diodos conduciendo al mismo tiempo para el rango de tensión Americano y cuatro para el rango de tensión Europeo. En la solución propuesta el número de diodos en conducción es reducido a la mitad en las dos soluciones.
- Al estar desarrollado bajo el concepto de RAI todas las ventajas deducidas en esta trabajo pueden ser aplicadas a esta solución. Por ejemplo, la reducción del tamaño de la bobina de filtro (incluso su eliminación), la posibilidad de trabajar bien con topologías de varios interruptores bien con topologías de un solo interruptor, etc. Así, la solución propuesta trabajará con un tamaño optimizado de bobinas y semiconductores.

Utilizando un circuito rectificador de entrada que pueda trabajar como doblador, se mantendrá la tensión en el condensador de almacenamiento en un valor similar sea cual sea el rango de tensión en la red. Así podrá optimizarse el diseño del convertidor CC/CC. A continuación se mostrará cómo introducir las RAI en las topologías con doblador.

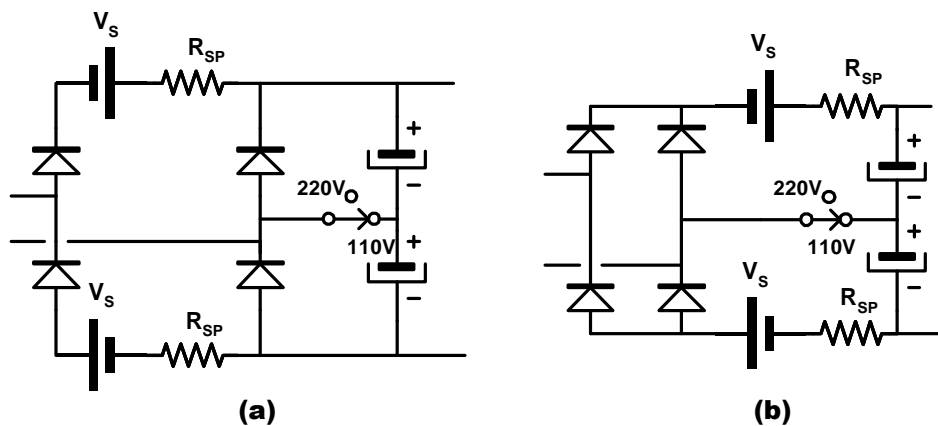
#### **3.3.1 Introducción de las RAI en las topologías con doblador. Integración de diodos de alta frecuencia y rectificadores.**

En el capítulo 1 se vio que intercalando entre el rectificador de red y el condensador de almacenamiento una red de alta impedancia (por ejemplo una fuente de tensión con una resistencia sin pérdidas) podía corregirse el contenido armónico de baja frecuencia de la corriente de entrada. Si el rectificador utilizado dispone de doblador para trabajar en el rango de tensión Americana los caminos seguidos por la corriente serán diferentes y por tanto la ubicación de la RAI también deberá ser modificada.



**Fig. 3-4. Caminos seguidos por la corriente en el doblador.**

Como puede comprobarse en la Fig. 3-4 el camino seguido por la corriente depende del semiciclo de la tensión de red en que nos encontremos. Si la RAI fuera colocada de igual forma que en las topologías sin doblador sólo existiría corrección de armónicos en uno de los semiciclos de red. Así, la RAI deberá ser colocada de manera que sea cual sea el semiciclo de red, la corriente circulante pase por un elemento de alta impedancia. La Fig. 3-5 muestra las dos ubicaciones posibles para la RAI. Las dos soluciones son válidas pero no son equivalentes, la solución (a) propuesta en este trabajo aporta como mayor ventaja poder integrar las dos RAI mostradas en el esquema y por tanto simplificar la topología. Por otra parte, la topología (b) mantiene el ángulo de conducción sea cual sea la posición del conmutador (110V ó 220V) (en la topología (a) el ángulo de conducción es mayor cuando el conmutador está en posición 110V).

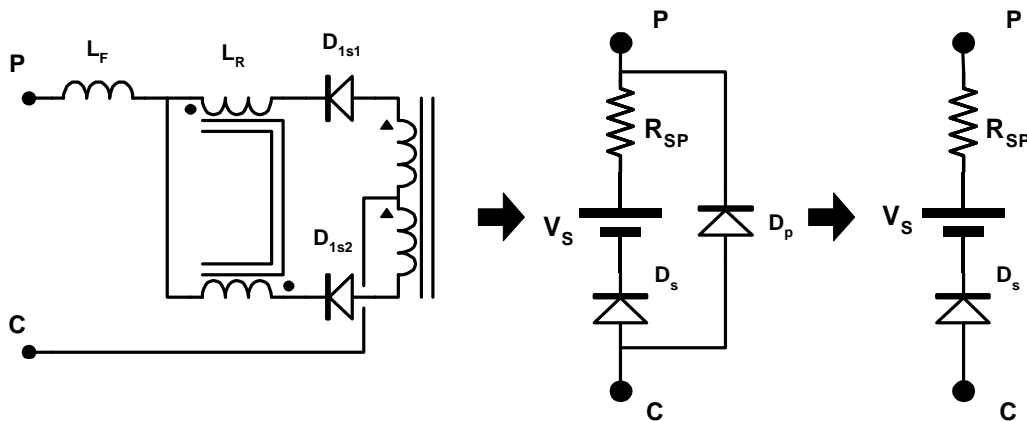


**Fig. 3-5. (a) solución propuesta en este trabajo y (b) solución propuesta en [3.9]**

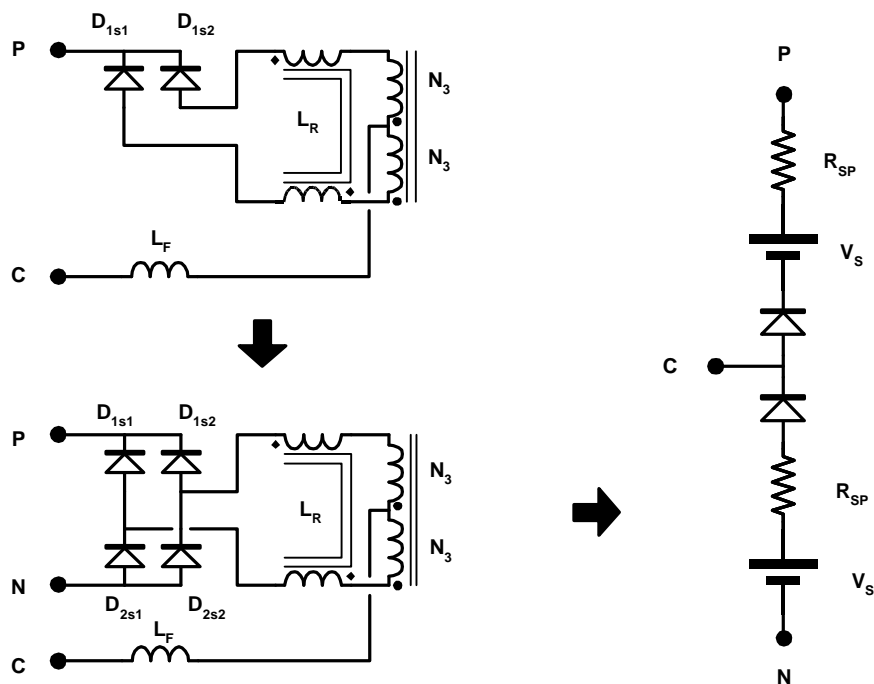
Los RAA con doblador que siguen el esquema mostrado en la Fig. 3-5 (b) son más complejas. Estas soluciones son aceptablemente “fabricables” gracias a la integración magnética que permite reducir el número de núcleos. La Fig. 3-6 muestra la solución propuesta en [3.9] la cual sólo es válida para convertidores CC/CC convencionales. La Fig. 3-7 muestra la misma solución para convertidores con varios interruptores (medio puente, puente completo, etc). Esta solución es la mejor para los RAA que necesiten ángulos de conducción grandes, como pueden ser convertidores con potencias superiores a 400W que deban cumplir la norma IEC-61000-3-2 en Clase A o cualquier potencia en Clase D. Para topologías que deban cumplir la norma en Clase A pero con potencias menores, la solución (a) es más aconsejable por ser más sencilla. Los ángulos de conducción grandes pueden provocar funcionamientos anómalos tal y como se demuestra en el Anexo 2. Además, el trabajar con ángulos de conducción excesivamente grandes obligará al convertidor a procesar una mayor cantidad de energía en cada ciclo de red.



que no se ha incluido en el modelo final. Para enfatizar el único sentido de circulación existente para la corriente los terminales han sido denominados como común (C) y positivo (P).



**Fig. 3-8. Obtención del circuito equivalente según el modelo “Fuente de tensión y Resistencia sin pérdidas”.**



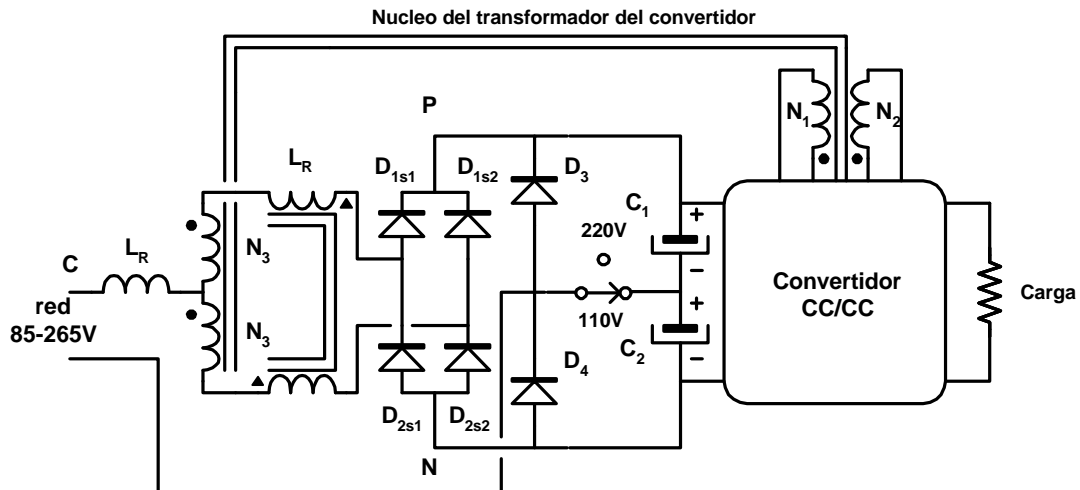
**Fig. 3-9. Proceso para obtener la rama que integre el rectificador de red y el rectificador de la RAI.**

Para implementar la rama izquierda del rectificador mostrado en la Fig. 3-5 (a) siempre se pueden duplicar todos los componentes de la RAI para obtener los dos conjuntos de  $R_{SP}$ ,  $V_S$  y  $D_S$  necesarios. Sin embargo, existe una solución más atractiva. En esta solución se integrarán diodos rectificadores con diodos de alta frecuencia y así se logrará que la corriente circule por un menor número de diodos. La Fig. 3-9 muestra los pasos seguidos:

- Trasladar la bobina de filtro ( $L_F$ ) desde el terminal positivo al terminal común.
- Obtener dos salidas, una positiva (P) y otra negativa (N). Para ello se añadirá una pareja de diodos con ánodo común ( $D_{2s1}$  y  $D_{2s2}$ ) que darán como resultado la salida negativa.

Cuando la corriente circula a través del terminal positivo (P) y el común (C) los diodos con el ánodo común estarán polarizados inversamente y no conducirán. De igual forma, cuando esté circulando corriente a través del terminal negativo (N) y el común (C) los diodos con los cátodos comunes ( $D_{1s1}$  y  $D_{1s2}$ ) estarán polarizados inversamente. Así, tanto la bobina retrasadora como la de filtro estarán conectadas alternativamente a uno de los dos rectificadores, por lo que los elementos  $V_S$  y  $R_{SP}$  pueden verse conectados alternativamente entre los terminales P y C o entre los terminales N y C. Este es exactamente el efecto deseado.

- Finalmente, la rama izquierda del rectificador mostrado en la Fig. 3-5 (a) puede ser sustituida por la de la Fig. 3-9 para obtener el circuito deseado mostrado en la Fig. 3-10.



**Fig. 3-10. Topología propuesta con integración de diodos.**

Observando los posibles caminos que seguirá la corriente en el circuito de la Fig. 3-10, se puede comprobar cómo en la posición dibujada (conmutador en 110V) la corriente circulará bien por  $D_{1s1}$  y  $D_{1s2}$  o por  $D_{2s1}$  y  $D_{2s2}$ . Es decir, la corriente sólo encontrará un diodo en su recorrido hacia el condensador de almacenamiento. Como ventaja añadida, este hecho se dará en la situación con mayor corriente de entrada, el rango de tensiones Americano.

### 3.3.2 Diseño de RAA con doblador.

El circuito mostrado en la Fig. 3-10 tendrá dos modos de funcionamiento diferentes dependiendo de la posición del conmutador (110V ó 220V). Como podrá comprobarse a continuación, el ángulo de conducción no es el mismo en los dos casos, por lo que se estudiarán las dos posiciones por separado. Para simplificar el diseño y dada la buena aproximación con ella conseguida se utilizará el modelo “fuente de tensión y resistencia sin pérdidas”.

#### 3.3.2.1 Funcionamiento como doblador.

El conmutador de la Fig. 3-10 se encontrará en la posición “110V” lo que hará que el rectificador funcione como un doblador. Los diodos  $D_3$  y  $D_4$  nunca conducirán, ya que están polarizados inversamente por  $C_1$  y  $C_2$ . El condensador de almacenamiento  $C_1$  se cargará durante el periodo de red positivo a través de los diodos  $D_{1s}$ , las bobinas y los devanados auxiliares. Durante el periodo de red negativo el condensador de almacenamiento que recibirá la corriente será  $C_2$ . Este caso la corriente circulará a través de los diodos  $D_{2s}$ . Dadas la simetría del circuito, los dos condensadores se encontrarán cargados a la misma tensión, por lo que la tensión de entrada al convertidor CC/CC será el doble de la tensión en uno de los condensadores de almacenamiento.

Finalmente, aunque ya ha sido mencionado, debe comprobarse como sólo hay un diodo en el camino entre la entrada y el condensador de almacenamiento correspondiente en cada caso.

De acuerdo con el circuito equivalente mostrado en la Fig. 3-11, puede comprobarse cómo el ángulo de conducción ( $\phi$ ) debe calcularse con la tensión de uno de los condensadores y no con la suma de los dos. Sin embargo, la tensión de entrada al convertidor CC/CC si será la suma de los dos condensadores.

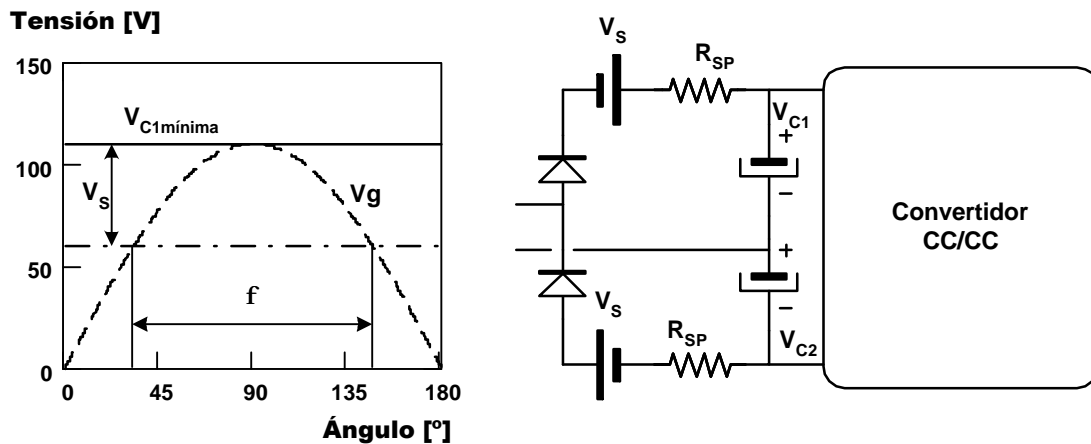


Fig. 3-11. Circuito equivalente funcionando como doblador y modo de obtener el ángulo de conducción máximo.

### 3.3.2.2 Funcionamiento como rectificador.

Al igual que sucedía en el caso anterior, la corriente atraviesa solo una de las dos redes de alta impedancia incluidas en el circuito equivalente mostrado en la Fig. 3-12. Sin embargo, los parámetros utilizados para determinar el ángulo de conducción cambian. En este caso, la corriente circula a través de los dos condensadores conectados en serie. Bajo este modo de funcionamiento aunque las tensiones de trabajo varían, el valor de la RAI que debe atravesar la corriente se mantiene. Esto se traduce en una reducción del ángulo de conducción como puede apreciarse si se comparan las gráficas que aparecen en la Fig. 3-11 y la Fig. 3-12.

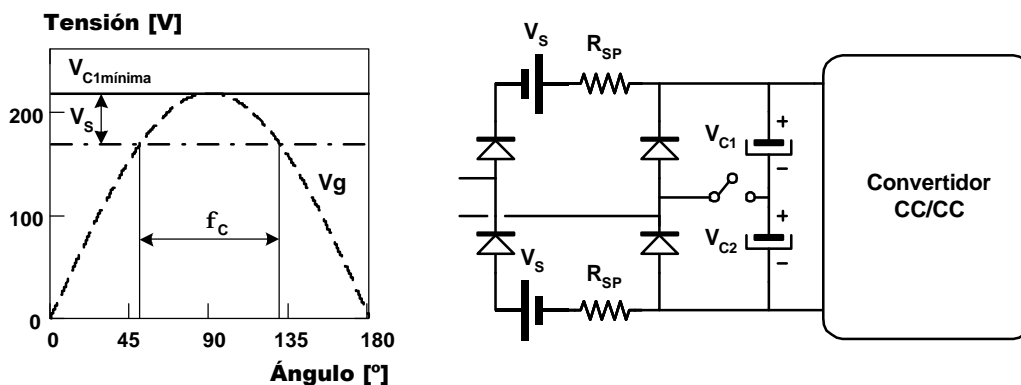
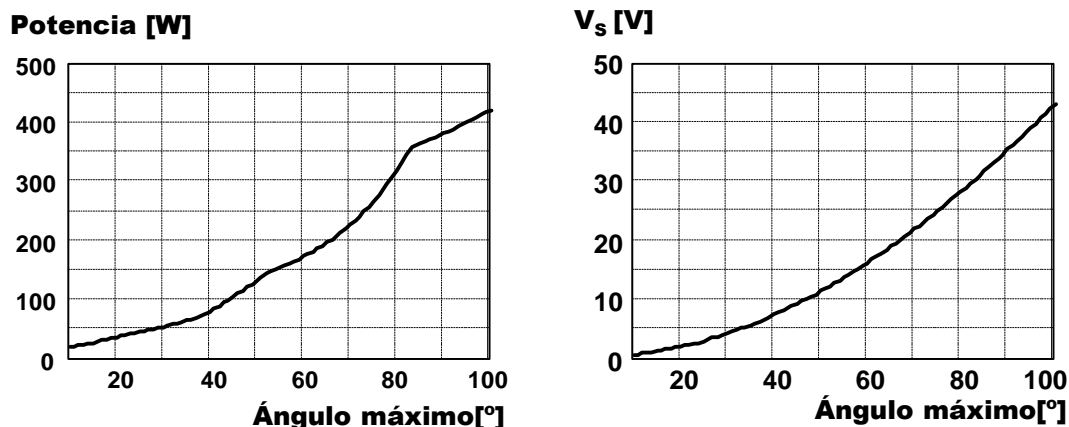


Fig. 3-12. Funcionamiento sin doblador y modo de obtener el ángulo de conducción máximo.

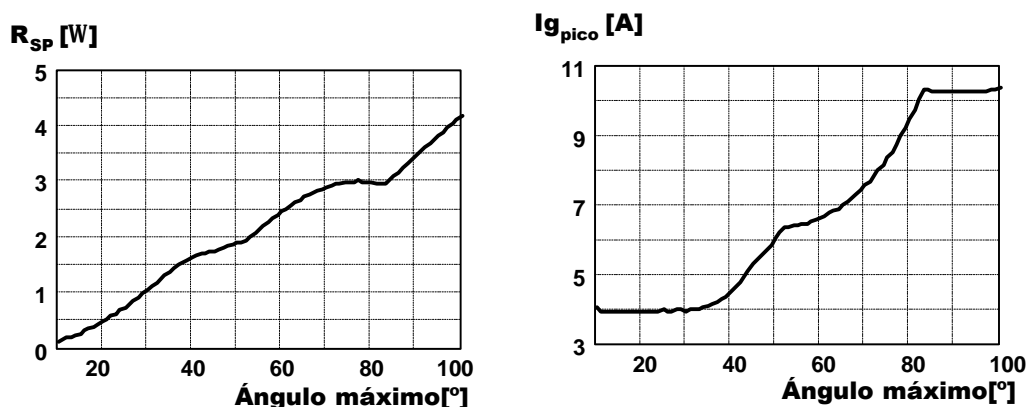
### 3.3.2.3 Método de cálculo.

Si el rectificador de entrada trabaja como doblador, el ángulo de conducción será mayor que si trabaja simplemente como rectificador. El contenido armónico relativo (los límites de la norma están escalados según la relación de tensiones) será mayor para ángulos de conducciones menores. Así, las restricciones sobre el contenido armónico deberán ser cumplidas en el rango de tensión europeo (RTE) (220V).

Por otra parte, la potencia máxima que puede dar el convertidor trabajando con el doblador es menor que la potencia que puede dar sin él. Por tanto, las limitaciones de potencia deberán ser impuestas a la mínima tensión de red del rango de tensiones americano (RTA).



**Fig. 3-13. Potencia máxima para cumplir en Clase A con un determinado ángulo de conducción máximo y la tensión  $V_s$  necesaria para obtener ese ángulo de conducción.**



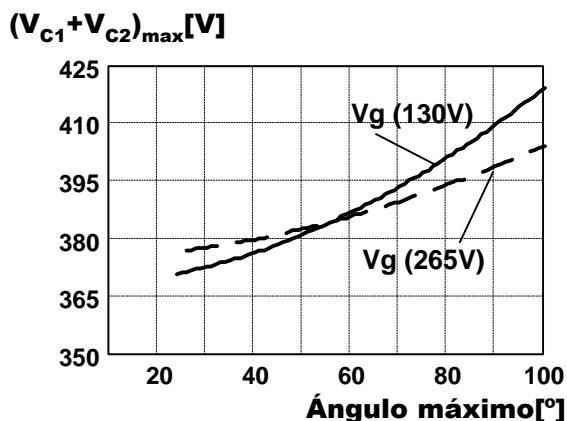
**Fig. 3-14. Resistencia sin pérdidas y corriente de pico máxima para los diseños en Clase A.**

A continuación se planteará un método para el diseño de RAA para tensión universal que cumplan la normativa IEC-61000-3-2 en Clase A. Las gráficas de diseño facilitadas llegan hasta una potencia de 400W ya que se desaconseja el uso de esta solución (doblador) para potencias mayores. La causa de esta limitación es el elevado ángulo de conducción que se obtiene cuando el convertidor trabaja como doblador. Este ángulo puede llegar a ser tan grande que modifique seriamente el funcionamiento del convertidor CC/CC utilizado, especialmente si se trata de una topología con varios transistores (medio puente, puente completo, etc). Este hecho puede ser también extendido a los convertidores que deban cumplir la norma en Clase D. En este caso el ángulo de conducción también es grande, por lo que el convertidor se puede ver seriamente

afectado por el funcionamiento de la RAI como puede verse en el capítulo de resultados experimentales. (Para más información consulte el Anexo 2).

Igual que sucedía con las topologías ya estudiadas y como consecuencia de los límites absolutos que presenta la Clase A, es difícil abordar estos diseños mediante ecuaciones. Por tanto, se mostrarán los pasos seguidos para obtener los ábacos de diseño mostrados. En la obtención de estos ábacos se ha utilizado la aproximación “Fuente de tensión y resistencia sin pérdidas”. Esta aproximación permite simplificar el diseño y acelerar los cálculos y además, se ha comprobado su validez para la mayor parte de las topologías estudiadas.

Las gráficas obtenidas (Fig. 3-13, Fig. 3-14 y Fig. 3-15) son equivalentes a las mostradas en el capítulo 2. Sin embargo, al utilizar el modelo “Resistencia sin pérdidas” los valores se presentan en función del ángulo de conducción máximo a la mínima tensión de red en el RTA. Para cada ángulo de conducción máximo estudiado se obtiene la tensión  $V_s$  correspondiente. Posteriormente, utilizando el valor de  $V_s$  calculado, se obtiene el ángulo de conducción que existirá a la tensión de red nominal en el RTE que permita la entrada al convertidor de una potencia igual a la obtenida para el ángulo de conducción máximo y tensión mínima en el RTA. Con este ángulo de conducción se determina la resistencia sin pérdidas ( $R_{sp}$ ) que cumpliendo la norma permita obtener la máxima potencia posible.



**Fig. 3-15. Tensión máxima a la entrada del convertidor CC/CC. Línea continua con doblador y línea discontinua sin doblador.**

Las tensiones utilizadas para los cálculos mostrados en las gráficas son las mostradas en la Tabla 3-4. La tensión máxima ha sido obtenida suponiendo que el límite entre el MCC y el MCD para el convertidor CC/CC se alcanza con un 33% de la carga.

TENSIÓN EN $V_{EFICACES}$	MÍNIMA	NOMINAL	MÁXIMA
RANGO EUROPEO	85	110	130
RANGO AMERICANO	190	220	265

**Tabla 3-4. Tensiones utilizadas para los cálculos.**



### 3.3.3 Ejemplo de diseño.

Las características del convertidor a diseñar son las mostradas en la Tabla 3-5.

CARACTERÍSTICA	VALOR
Topología del convertidor CC/CC	Medio Puente
Potencia	300W
Tensión de salida	48V
Frecuencia de conmutación	100kHz
Tensiones de funcionamiento	Tabla 3-4
Cumple IEC-61000-3-2	Clase A
Ciclo de trabajo máximo	0,45

**Tabla 3-5. Características del ejemplo.**

#### **Ángulo de conducción.**

De la gráfica “Potencia” incluida en la Fig. 3-13, se obtiene que para una potencia de 300W es necesario un ángulo de conducción máximo de 77°, para asegurar que la Norma se cumplirá holgadamente se tomará un ángulo de 80° que permitiría cumplir la norma hasta 350W.

#### **Configuración e la RAI ( $V_S$ y $R_{SP}$ ).**

De la gráfica “ $V_S$ ” mostrada en la Fig. 3-13, se obtiene para un ángulo de conducción máximo de 80° se necesita una tensión serie ( $V_S$ ) de 28V. Si se utiliza el valor de  $R_{SP}$  mostrado en la Fig. 3-14 para un ángulo de conducción de 80° (2,7 $\Omega$ ) se obtendrá una potencia de 350W (como fue indicado en el apartado anterior). Para obtener el valor de  $R_{SP}$  necesario se procederá igual que en el capítulo 2, el lugar de la constante KLF será ocupado por  $R_{SP}$ . El valor de  $R_{SP}$  puede ser calculado mediante la expresión (3.1). El valor obtenido para  $R_{SP}$  en el ejemplo es de 3,15 $\Omega$ .

El valor de la bobina retrasadora ( $L_R$ ) se obtendrá mediante la expresión (3.2). El valor de la bobina utilizada en el ejemplo es de 7,9 $\mu$ H (si se considera la inductancia entre los extremos de las dos bobinas acopladas será 4 veces mayor).

$$\frac{P_1}{R_{SP2}} = \frac{P_2}{R_{SP1}} \quad (3.1)$$

$$R_{SP} = 4 \cdot f_s \cdot L_R \quad (3.2)$$

La relación de transformación “ $N_1/N_3$ ” podrá determinarse a partir de la tensión  $V_S$  y el ciclo de trabajo máximo. La tensión en cada condensador será igual a la tensión de pico de red (120V), por lo que la tensión a la entrada del convertidor CC/CC será de 240V. Como la topología es un convertidor en medio puente y en estas condiciones se tendrá el ciclo de trabajo máximo se obtiene un valor para la relación de transformación de 1,93.

#### **Corriente de pico que circulará por la RAI.**

La corriente máxima puede calcularse utilizando las gráficas incluidas o simplemente como cociente entre el valor de  $V_S$  y  $R_{SP}$ . Para el ejemplo se obtiene una corriente de pico de 8,9A.

#### **Simulación en Pspice.**

La Fig. 3-1 muestra los resultados obtenidos mediante la simulación del circuito calculado a plena carga (300W) y para los dos rangos de tensiones (110V y 220V). Como puede comprobarse

la correlación con los resultados esperados es buena, no se ajusta tanto como cuando se utilizan las características tensión corriente pero es totalmente válida para el diseño.

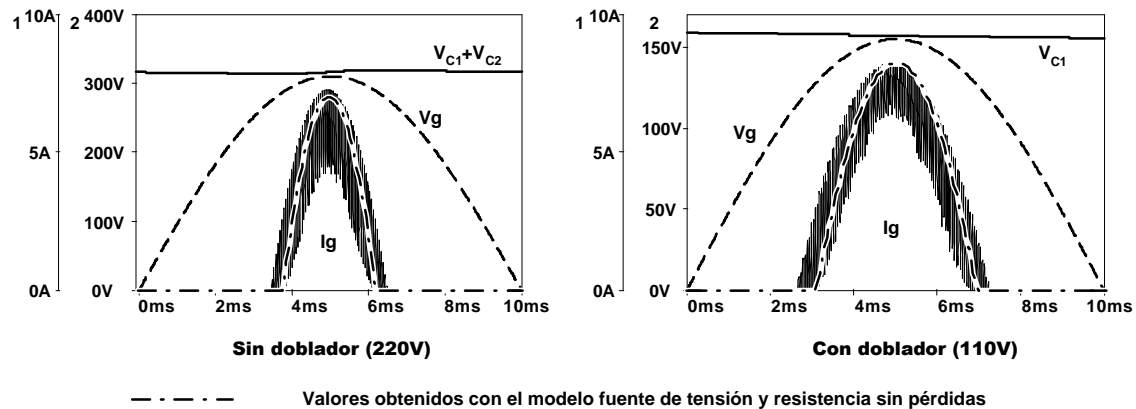


Fig. 3-16. Simulaciones en Pspice del ejemplo de diseño.

### 3.4 Conclusiones sobre la optimización de los RAA que utilizan RAI.

A la vista de los razonamientos realizados y los resultados expuestos en los apartados anteriores pueden obtenerse las siguientes conclusiones sobre el tamaño y número de las bobinas utilizadas en los RAA:

- Aumentando el tamaño de la bobina de filtro de la RAI no puede eliminarse el filtro EMI (aún sin tener en cuenta las interferencias en modo común). Aunque se han realizados cálculos con bobinas de filtro muy grandes ( $K=10$ ) no se ha podido eliminar la bobina del filtro EMI.
- Utilizar una pequeña bobina de filtro en la RAI ( $K=1$  ó  $2$ ) permite reducir el estrés de corriente y reduce el tamaño del filtro EMI. Sin embargo, tamaños mayores no aportan mejoras al RAA. *Es preferible aumentar el tamaño de la bobina del filtro EMI que aumentar el tamaño de la bobina de filtro de la RAI.*
- Las RAI con transformador de toma media (Tipo (2)) no necesitan bobina de filtro. Este hecho reduce el número de bobinas a utilizar y abre una puerta a la integración magnética. Además, este tipo de topologías aunque necesitan un tamaño de bobinas relativamente elevado para la RAI no penaliza en exceso el filtro EMI (Tabla 3-2. Parámetros de calidad para los diferentes diseños.).
- Las RAI con sólo una bobina pueden ser muy interesantes si no importa el estrés de corriente en los diodos de la propia RAI y no importa aumentar el número de condensadores de filtrado.

## Bibliografía

- [3.1] F. S. Tsai, P. Markowski y E. Whitcomb “Off-Line Flyback converter with Input Harmonic Current Correction”, IEEE International Telecommunications Energy Conference”, pág. 120-124, 1996.
- [3.2] L. Hubber y M. M. Jovanovic, “Single-Stage, Single-Switch, Isolated Power Supli Technique with Input-Current Shaping and Fast Output-Voltage Regulation for Universal Input-Voltage-Range Applications”, IEEE Applied Power Electronics Conference an Exposition, pág. 272-280, 1997.
- [3.3] J. Qian, Q. Zhao y F. C. Lee, “Single-Stage Single-Switch Power Factor Corrections (S4-PFC) AC/DC Converter with DC Bus Voltaje Feedback for Universal Line Applications”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pág. 223-229, 1998.
- [3.4] A. Fernández, J. Sebastián, P. Villegas y M. M. Hernando, “One Stage, Fast Response, Buck Based AC/DC Converter with Active Input Current Shaping”. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 1. pág. 99-104, 1999.
- [3.5] J. Sebastián, A. Fernández, P. Villegas, M. M. Hernando, J. M. Lopera, “Improved Active Input Current Shaper for converters with Symmetrically Driven Transformers”. IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 3. N° 2, pág. 592-600, 2001.
- [3.6] J. Zhang, F. C. Lee y M. M. Jovanovic, “ A Novel Interleaved Discontinuous-Current-Mode Single-Stage Power-Factor-Correction Technique with Universal-Line Input”. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2001.
- [3.7] J. Sebastián, M. M. Hernando, P. Villegas, J. Díaz y A. Fontán, “Input Current Shaper based on the Series Connectionof a Voltage Source and a Loss-Free Resistor”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, pág. 461-467, 1998.
- [3.8] J. Sebastián, A. Fernández, M. M. Hernando, J. A. Villarejo y M. Rascón. “New implementations of Single-Stage Power-Factor-Corrector with Voltage-Doubler Line Rectifier”. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2002.
- [3.9] J. Zhang, F. C. Lee y M. M. Jovanovic, “Design and evaluation of a 450W Single-Stage Power-Factor-Corrector converter with universal-line input”, IEEE Applied Power Electronics Conference, pág. 357-362, 2001.