

Capítulo 1

Corrección del Factor de Potencia en sistemas de alimentación monofásicos

En este capítulo se realiza un breve repaso sobre la situación actual existente en circuitos encargados de reducir el contenido armónico de baja frecuencia a la entrada de los sistemas de alimentación conectados a redes monofásicas. Este tipo de circuitos se suele designar con la denominación genérica de “Circuitos Correctores de Factor de Potencia”, denominación que no se ajusta muchas veces al objetivo final de dichos circuitos. Además se describe la normativa actual sobre armónicos de baja frecuencia y se realiza una clasificación básica de los circuitos Correctores de Factor de Potencia, con su principales ventajas y limitaciones, para dar paso en el siguiente capítulo a las soluciones propuestas en esta Tesis para la mejora de las características dinámicas de dichos circuitos.

1.1 INTRODUCCIÓN

El tipo de carga conectada a redes de distribución de energía eléctrica de baja tensión ha experimentado un notable cambio en las últimas décadas. Las cargas lineales, tanto resistivas (alumbrado incandescente, calefacción, etc.) como inductivas (motores, alumbrado fluorescente, etc.) han cedido un significativo porcentaje de su presencia a favor de otras cargas, que genéricamente pueden ser denominadas como “cargas electrónicas” y que presentan un comportamiento claramente no lineal (se afirma que en los países más desarrollados el 50% de la energía eléctrica consumida sufre algún proceso electrónico). Ejemplos de estas cargas electrónicas son los llamados “electrodomésticos de línea marrón” (televisores, videos, etc.), los ordenadores y sus periféricos, diversos equipos de presencia habitual en centros de trabajo (fotocopiadoras, faxes, etc.), los sistemas de telecomunicaciones, los distintos tipos de

“reactancias” o “balastos” electrónicos utilizados en iluminación y un sin fin de nuevos equipos electrónicos.

Todos ellos tienen un denominador común: sus circuitos electrónicos, alimentados en continua, obtienen la energía eléctrica desde la red de distribución de alterna de baja tensión a través de un sistema de alimentación en el que ha de realizarse una primera conversión CA/CC. Tradicionalmente se realizaba esta conversión acudiendo al uso de un puente de diodos y un condensador de filtrado, estructura extremadamente sencilla, barata y fiable. Es bien conocido, sin embargo, que la demanda de corriente eléctrica de la red de distribución de alterna que esta estructura ocasiona dista mucho de ser senoidal. En realidad está formada por cortos e intensos picos de corriente, que al circular por la impedancia inherente a la red de distribución, ocasionan caídas de tensión en ella que afectan a la calidad de la forma de onda de tensión recibida por otros usuarios de la misma red [59 (Redl R.)]. Además, otros muchos problemas han sido detectados, todos ellos causados por cargas electrónicas. Destacaremos entre ellos los derivados de la circulación por el neutro de las distribuciones trifásicas de los armónicos 3º 9º y 15º que, lejos de cancelarse, se suman en dicho terminal. Estos armónicos son causados por las anteriormente mencionadas cargas electrónicas (rectificador monofásico + filtro por condensador) y pueden llegar a conseguir circulaciones de corriente por el neutro extraordinariamente altas, que incluso en algunas ocasiones superan las corrientes de fase. Otros efectos indeseados producidos son sobrecalentamientos en transformadores y generadores y aumento del ruido de audiofrecuencia. Por otra parte, la distorsión producida en la tensión de red causa oscilaciones mecánicas en motores y generadores y puede originar picos de tensión por resonancia que lleguen a causar fallos en condensadores y en otros dispositivos. Resulta evidente que la gravedad del problema que plantea la presencia de cargas electrónicas es directamente proporcional al porcentaje que dichas cargas representan frente al consumo total, aún dominado en muchos casos por las cargas lineales. El auge creciente de las cargas electrónicas ha encendido la alarma en los organismos electrotécnicos internacionales, si bien el interés por los problemas producidos en baja frecuencia es más reciente que el interés por los producidos en radiofrecuencia. Estos últimos empezaron a ser regulados al principio de los años treinta a través del Comité Internacional Especial de Perturbaciones Radioeléctricas “Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques”(CISPR), mientras que el interés por los primeros surge en los ochenta a través de la Comisión Electrotécnica Internacional “International Electrotechnical Commision” (IEC), (que redactó las tres partes de la norma IEC 555, cuya segunda parte está dedicada a limitar los armónicos) y del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos “Institute of Electrical and Electronics Engineers” (IEEE), que redactó la norma IEEE 519-1981.

Conviene, antes de seguir, puntualizar dónde se encuentra la frontera entre las normas de alta y de baja frecuencia. La máxima frecuencia a la que se refieren las normas de baja

frecuencia es 40 veces superior que la frecuencia de red (por tanto 2-2,4 kHz), mientras que la frecuencia más baja a la que se refieren las normas sobre armónicos de alta frecuencia es 10 kHz. En todo el trabajo se tratarán exclusivamente de los métodos para reducir los armónicos de baja frecuencia, mientras que los métodos para reducir los armónicos de alta frecuencia entran dentro del ámbito clásico de la Compatibilidad Electromagnética (EMC) no se tratarán en este trabajo.

Hasta el momento nos hemos referido al “contenido armónico de baja frecuencia” y no al “factor de potencia” (tal y como figura en el título de este capítulo) ni a la “distorsión armónica total”. En realidad, ni el “factor de potencia” ni la “distorsión armónica total” son cuantificados en las normas, en las que sólo se hace mención a los valores relativos o absolutos de las componentes armónicas. Sin embargo, el término “corrección del factor de potencia” se utiliza,

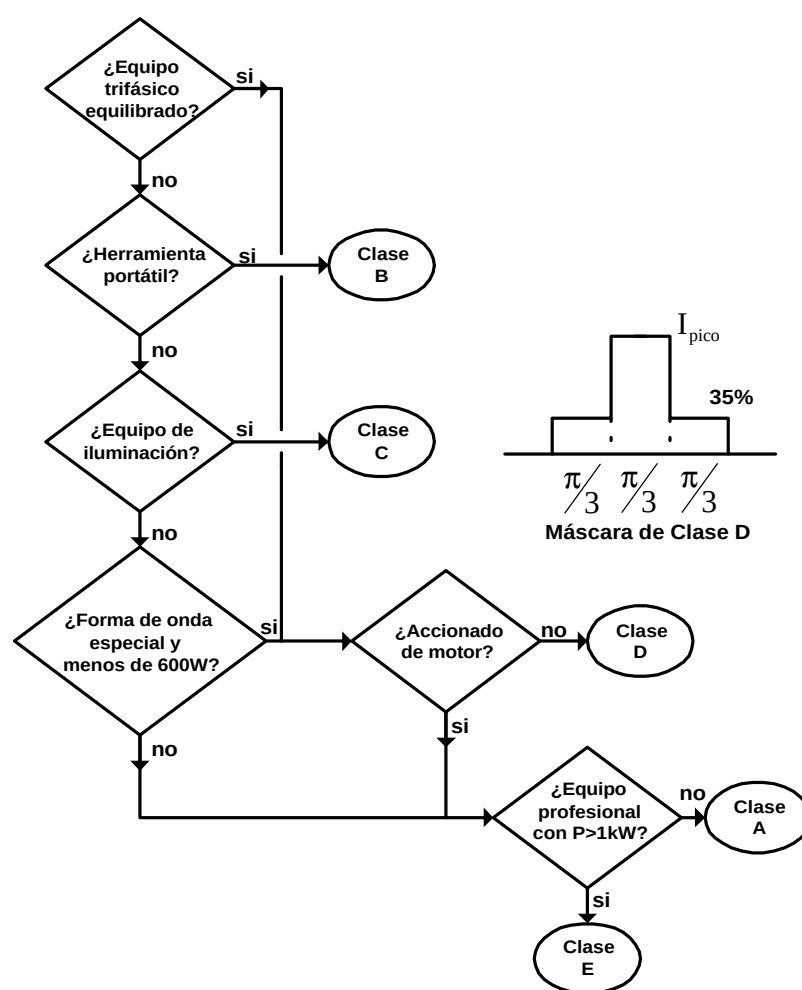


Figura 1.1 Clasificación de los equipos electrónicos según la norma IEC 1000-3-2.

en cierta medida equívocamente, para englobar el conjunto de actividades conducentes a la postre a la verificación de la normativa de armónicos de baja frecuencia. En este sentido debe entenderse el uso de dicho término en este trabajo.

1.2 LA NORMA IEC 1000-3-2

La norma IEC 1000-3-2 es, en la actualidad, la norma tomada como referencia. El Comité Europeo de Normalización Electrotécnica (CENELEC) la ha convertido en una norma de obligatorio cumplimiento en Europa (norma EN 61000-3-2), siendo una norma recomendada (no obligatoria) en Japón, donde los valores máximos admisibles para cada uno de los armónicos deben modificarse multiplicándose por el cociente entre los valores de la tensión de red en Europa y en Japón (típicamente 2,3).

La norma IEC 1000-3-2 es aplicable a equipos con corrientes demandadas por fase menores o iguales a 16 amperios. Esta norma clasifica los equipos electrónicos conectados a la red en cuatro clases (de A a D, ver figura 1.1). Así, las herramientas portátiles pertenecen a la Clase B, mientras que los equipos de iluminación se encasillan en la Clase C, todo ello siempre que no

Clase	A	B	C	D
Orden del armónico, n	Amperios	Amperios	% de la corriente de entrada fundamental	mA/W
Impares				
3	2.30	3.45	30 x Factor de Potencia	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1.0
9	0.40	0.60	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	0.296
$15 \leq n \leq 39$	$2.25/n$	$3.375/n$	3	$3.85/n$
Pares				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq n \leq 40$	$1.84/n$	$2.76/n$	-	-

TABLA 1.1 Límites en el contenido de armónicos según la norma IEC 1000-3-2.

estén conectadas a una red trifásica (rara vez se conectan a este tipo de red). Todos los equipos que trabajan con consumos equilibrados desde redes trifásicas y todos los accionadores de motores eléctricos (por supuesto, con corrientes menores de 16 amperios) pertenecen a la Clase A. También pertenecen a la Clase A el resto de los equipos no nombrados hasta ahora, al menos que la forma de onda de corriente demandada por ellos quede incluida en más de un 95% del semiperiodo en la máscara que aparece en la figura 1.1, en cuyo caso el equipo pertenecería a la Clase D. En la Tabla 1 puede verse el contenido armónico máximo para cada una de las clases.

Nótese que los tipos de equipos que definen las Clases B y C están unívocamente encasillados en estas clases, pero, sin embargo, muchos equipos de uso habitual pueden ser incluidos en la Clase A o en la Clase D, sólo dependiendo de la forma de onda de corriente que demandan. A la vista de los contenidos armónicos listados en la Tabla 1.1, se observa que, para potencias menores de 600 vatios, los límites en el contenido armónico impuesto al equipo si éste es Clase A (límite absoluto e invariante) son más amplios que si éste entra dentro de la Clase D (límites relativos referidos a la potencia de entrada del equipo). Cuanto más pequeña sea la potencia del equipo (siempre que ésta sea mayor que 75 vatios), más ventajoso es que el equipo sea Clase A y no Clase D. Ésto es digno de ser tenido en cuenta a la hora de buscar maneras sencillas de verificar la norma en equipos de potencias relativamente bajas (75-200 vatios).

1.3 CIRCUITOS PARA REDUCIR LA GENERACIÓN DE ARMÓNICOS DE CORRIENTE DE BAJA FRECUENCIA

Puesto que las normas se refieren a contenido armónico y no a factor de potencia, resulta más conveniente hablar de “circuitos para reducir la generación de armónicos de corriente de baja frecuencia” que de “circuitos para la corrección del factor de potencia”. Sin embargo, esta denominación se ha impuesto a la primera, por lo que se ha utilizado en el título de este capítulo.

Al margen de estas consideraciones, vamos a establecer una clasificación de estos circuitos atendiendo a un doble criterio:

- Utilización o no de dispositivos electrónicos activos para la obtención de un contenido armónico que verifique las normas. Así, hablaremos de “soluciones pasivas” cuando sólo se utilicen elementos reactivos (pasivos) para este fin, y de “soluciones activas”

cuando además de elementos pasivos se utilicen circuitos o partes de circuitos en los que existan dispositivos activos.

- Fin perseguido con los circuitos utilizados. De esta forma habrá circuitos con los que se perseguirá “corriente demandada senoidal” (o cuasi-senoidal) y otros con los que se buscará tener un “contenido armónico limitado”, con el único objetivo de satisfacer las exigencias de una determinada norma.

Combinando ambos criterios se obtienen los cuatro tipos de circuitos que aparecen en la Tabla 1.2.

Soluciones pasivas de corriente senoidal	Soluciones activas de corriente senoidal
Soluciones pasivas de contenido armónico limitado	Soluciones activas de contenido armónico limitado

Tabla 1.2. Tipos de soluciones propuestas para verificar la normativa sobre armónicos de baja frecuencia.

La comparación entre “soluciones pasivas” y “soluciones activas” muestra que las ventajas de las primeras frente a las segundas son el precio, la robustez y la ausencia de generación de armónicos de alta frecuencia (antes bien, en muchas ocasiones contribuyen a disminuir los generados por otros convertidores conectados en cascada a los que nos ocupan), mientras que las segundas aventajan a las primeras en tamaño, peso y en poseer su salida regulada frente a variaciones en la tensión de entrada y en la carga. En general, las soluciones activas se prestan mejor a obtener corriente senoidales o cuasi-senoidales, mientras que las pasivas son más adecuadas para limitar el contenido armónico, aunque los otros casos son también posibles.

En cuanto a la obtención de corriente senoidal (o cuasi-senoidal) o la obtención de un contenido armónico limitado que permita satisfacer una determinada norma, se puede afirmar que la primera posibilidad es siempre más compleja, conduciendo a mayores tamaños, pesos y costes, así como a peores rendimientos. Sin embargo, también presenta las ventajas de no depender de la evolución de la normativa, de ser válidas para amplios márgenes de potencia y de optimizar el uso de la instalación eléctrica (en este caso se hace una verdadera corrección del factor de potencia).

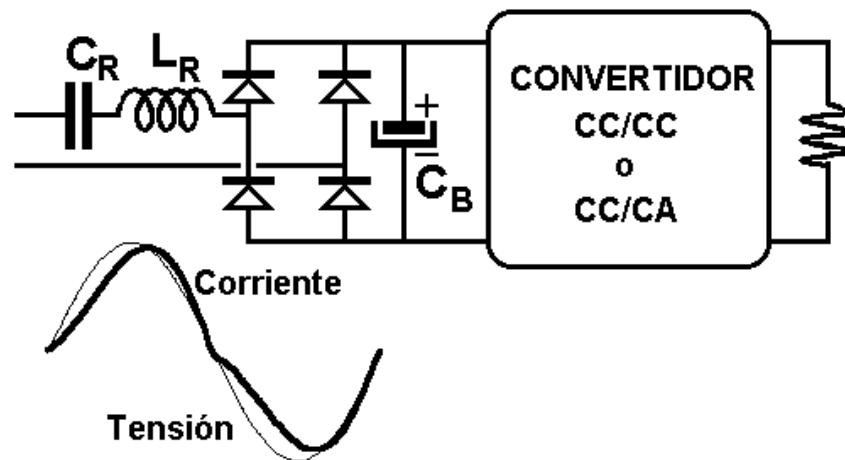


Figura 1.2 Solución pasiva resonante (50-60 Hz) descrita en la referencia [89 (Vorperian V.)].

1.3.1 Soluciones pasivas de corriente senoidal

A base de utilizar circuitos resonantes trabajando en resonancia a la frecuencia de red, es posible conseguir rectificadores monofásicos con demanda de corriente senoidal o cuasi-senoidal. El circuito de la figura 1.2 es un ejemplo de esta clase de circuitos. El problema de este tipo de solución es que no basta con que la bobina y el condensador estén en resonancia (situación que debe ocurrir), sino que la bobina debe ser relativamente grande para que los diodos del puente rectificador conduzcan en todo momento. En este caso, el factor de potencia es alto, aunque también lo son los valores de tensión que soportan los componentes reactivos. En la práctica, el tamaño de la inductancia determina que esta solución sea impracticable en redes de distribución de energía a 50-60 Hz. Por contra, resulta ser una solución interesante para ser usada a frecuencias mucho más altas (20 kHz, en aplicaciones espaciales).

1.3.2 Soluciones pasivas de contenido armónico limitado

Las soluciones pasivas son realmente efectivas a las frecuencias de 50-60 Hz si se enfocan con el objetivo de que el contenido armónico de la corriente de entrada sea inferior al especificado por las normas para unas determinadas condiciones de trabajo. Un buen ejemplo de esta forma de enfocar el problema se encuentra en [34 (Jovanovic M. M.)], donde se estudia el cálculo óptimo de la inductancia de un filtro LC (ver figura 1.3) para conseguir satisfacer la norma IEC 1000-3-2. En este estudio se concluye que la bobina calculada es más pequeña si se diseña de tal manera que la forma de onda de corriente clasifique al circuito dentro de la clase D. Cabe también la posibilidad de diseñar el circuito para operar en Clase A en todo momento,

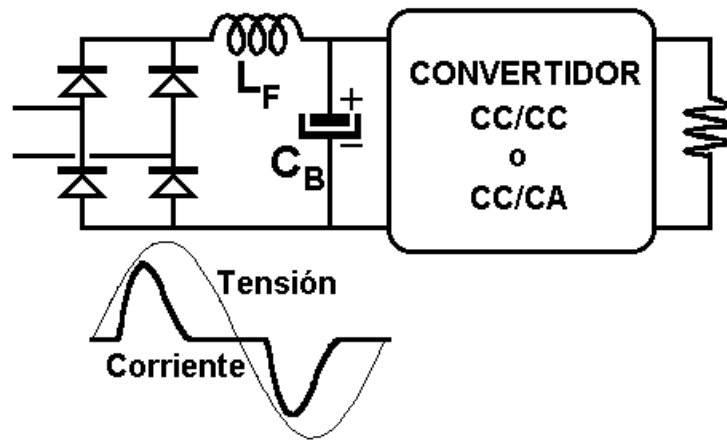


Figura 1.3. Solución mediante filtro LC propuesta en la referencia [34 (Jovanovic M. M.)].

pero esto aumenta el valor de la bobina a utilizar. Con una bobina calculada para operar en Clase D, el factor de potencia es ligeramente mayor que 0,7 y la distorsión armónica total es del orden del 60%. Por razones de tamaño y peso, esta solución es interesante sólo hasta potencias del orden de 300 vatios.

Por el contrario, en otros circuitos es más interesante buscar desde el principio una modificación de la clase de operación, de tal forma que el circuito siempre opere en Clase A, clase en la que resulta fácil verificar la normativa si la potencia manejada es pequeña. Con esta filosofía, en [46 (Maset E.)] se describe un estudio de diversas topologías de filtros pasivos que permiten verificar la norma IEC 1000-3-2 hasta potencias del orden de 200 vatios con tamaños de bobinas y de condensadores razonables. Algunas topologías que presentan excelentes características para ser usadas en este tipo de aplicación en lo que se refiere a su punto más crítico (el tamaño de la bobina), presentan, sin embargo, otras características que hacen que sean poco prácticas (por ejemplo, la tensión en el condensador de salida C_B y por tanto, en la entrada del convertidor, varía mucho con la corriente de carga). Sin embargo, otras como la representada en la figura 1.4 no presentan dicho problema. El factor de potencia y la distorsión armónica total alcanzan en este circuito valores del orden de 0.85 y del 50%, respectivamente.

En general, se puede afirmar que las soluciones pasivas de contenido armónico limitado resultan interesantes en productos muy sensibles al coste (por ejemplo, fuentes de alimentación para ordenadores personales) y con potencias máximas de hasta 200-300 vatios. Sus grandes ventajas son el coste, la robustez y la falta de generación de armónicos de alta frecuencia. Sin embargo, este tipo de soluciones no solucionan los problemas de pico de conexión a la red (hacen falta circuitos específicos para ello), no generan tensiones constantes a la entrada del

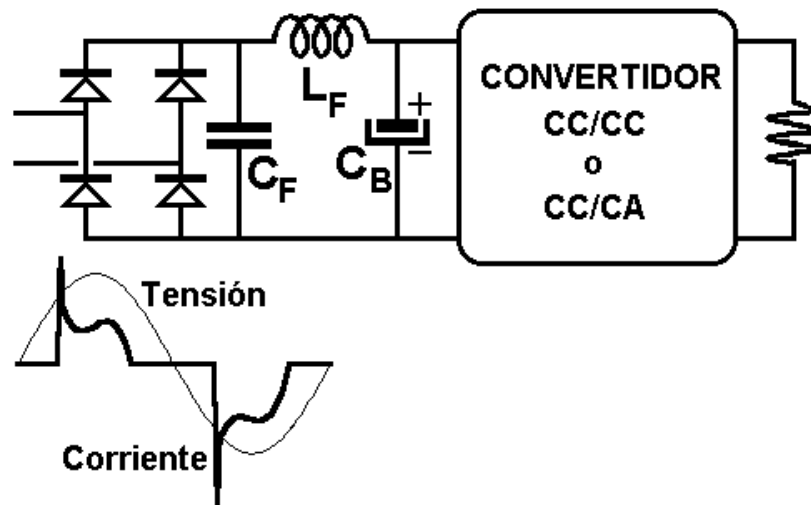


Figura 1.4. Solución utilizada para modificar la clase de operación propuesta en la referencia [46 (Maset E.)].

convertidor CC/CC o CC/CA (lo que no permite optimizar su diseño, especialmente si el margen de tensiones de entrada es el universal, 85-265V) y la utilización de este circuito queda supeditada a la duración de la norma que satisface (una modificación en la norma haciéndola más estricta invalidaría algunos de estos circuitos).

1.3.3 Soluciones activas de corriente senoidal

Este tipo de soluciones [39 (Kocher M. J.)] permiten obtener los mejores resultados en lo que se refiere a calidad de corriente demandada por la entrada, aunque son más costosas y menos robustas que las pasivas. El principio básico de este tipo de soluciones se fundamenta en el concepto de Emulador de Resistencia (ER) que pasamos a describir a continuación.

1.3.3.1 Principios básicos del Emulador de Resistencia

En el convertidor alterna/continua de la figura 1.5 se ha interpuesto un convertidor continua/continua entre la salida del puente de diodos y el condensador de filtrado. Este convertidor continua/continua debe estar concebido para que sea visto por el puente de diodos como una carga resistiva. Por esta razón, algunos autores [10 (Dixon Ll. H.), 72 (Sebastian J.)] denominan a este convertidor “Emulador de Resistencia”, denominación que seguiremos aquí.

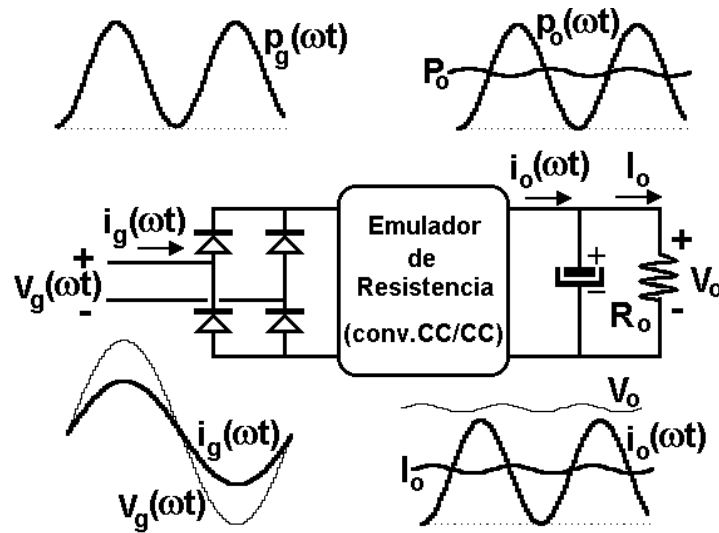


Figura 1.5. Concepto de emulador de resistencia.

Conviene hacer un par de consideraciones importantes sobre la propia naturaleza de emulador de resistencia. En primer lugar, es un convertidor conmutado y, por tanto, en condiciones ideales no presenta pérdidas. En segundo lugar conviene hacer constar que su frecuencia de conmutación es mucho más alta que la frecuencia de red. Esta última será de 50 ó 60 Hz (con lo que la frecuencia de variación de la tensión en su entrada será justo del doble), mientras que la de conmutación estará comprendida (típicamente) entre 50 y 200 kHz. Por tanto, habrá unas tres décadas de diferencia entre la frecuencia de variación de la tensión a la entrada del emulador y la frecuencia de variación de todas las señales eléctricas de tensión y corriente en el interior del emulador. Por esta razón será razonable admitir la hipótesis llamada “cuasiestatismo” a la hora de analizar el funcionamiento de un emulador de resistencia. Esta hipótesis consiste en considerar que la tensión de entrada no varía prácticamente en un ciclo de conmutación.

Es preciso también hacer la consideración de que los elementos reactivos del emulador se calculan en función de la frecuencia de conmutación y, por tanto, son capaces de almacenar energía eléctrica sólo en períodos del orden del de conmutación, sin ser capaces de hacerlo en períodos tan largos como los de red. Con estas consideraciones, la potencia instantánea de entrada al emulador será una función del tipo “seno elevado al cuadrado”, lo mismo que la potencia a la salida del ER y, por tanto, pulsante a frecuencia doble de la de la red. Como el objetivo final es generar un bus de continua, debe haber un elemento adicional que sea capaz de conseguir que la tensión en el bus sea más o menos constante. Este elemento es el condensador C_B , al que llamaremos “condensador de almacenamiento”. Admitiendo que el valor de este condensador es suficientemente grande como para que su tensión sea prácticamente constante,

entonces toda la corriente alterna presente a la salida del ER circulará por él, mientras que por la carga sólo circulará la componente de continua.

Vamos a definir como “resistencia vista por el ER”, $r(t)$, al cociente entre la tensión a su salida (constante) y la corriente que entrega (del tipo “seno cuadrado”). Se puede demostrar [72 (Sebastian J.)] que se cumple:

$$r(\omega \cdot t) = \frac{R_o}{2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t)} \quad (1.1)$$

donde R_o es la resistencia de carga o el cociente entre V_o y I_o si se hubiera conectado otro convertidor en cascada en vez de la carga. Esta ecuación representa una conclusión importantísima: el emulador de resistencia ve a su salida una resistencia de carga que es distinta a la resistencia R_o . Ambas están relacionadas por la ecuación (1.1), de tal forma que el ER ve valores muy variables de carga, comprendidos entre un mínimo de $R_o/2$ y un máximo de infinito.

Por otra parte, considerando la relación de transformación del ER, $m(t)$, definida como el cociente entre la tensión constante de salida V_o y la tensión variable de entrada $v_g(\omega t)$, se cumple:

$$m(\omega t) = \frac{V_o}{v_g(\omega t)} = \frac{M}{|\sin(\omega t)|} \quad (1.2)$$

donde M es el cociente entre la tensión de salida V_o y el valor de pico de la de entrada, $v_g(\omega t)$. De la observación de la ecuación (1.2) se deduce que la relación de transformación de un ER varía constantemente, presentando un valor mínimo M y un máximo infinito.

Las ecuaciones (1.1) y (1.2) acotan perfectamente el funcionamiento de un ER dentro del conjunto de los convertidores continua/continua. Para trabajar como ER no vale cualquier convertidor continua/continua. Sólo aquellos que puedan satisfacer simultáneamente las ecuaciones (1.1) y (1.2) serán aptos para ser usados como ER ideales (por ejemplo, el convertidor Reductor o convertidor *Buck* no cumple esta condición, pues no satisface la ecuación (1.2) para todo t). Además, las ecuaciones (1.1) y (1.2) sirven para estudiar algunos aspectos del funcionamiento interno de los emuladores de resistencia. Por ejemplo, las tensiones y las corrientes en sus componentes (como se puede ver en [72 (Sebastian J.)] aplicado al SEPIC), la variación de ciertos parámetros internos del emulador (como se puede encontrar en [68 (Sebastian J.)] con relación a la frecuencia de conmutación) o las condiciones para garantizar modo de conducción continuo (MCC) o discontinuo (MCD) en el convertidor (como aparece en [67 (Sebastian J.)]).

1.3.3.2 Lazos de control de un emulador de resistencia

El control de un emulador de resistencia debe ser tal que satisfaga las siguientes necesidades:

1. Forzar a que la tensión continua de salida sea la deseada. Esto se consigue siempre de la misma manera: con un lazo de realimentación de la tensión de salida que obligue a que ésta sea constante.

2. Forzar a que la corriente de entrada del emulador sea una senoide rectificada, lo que se consigue de dos maneras distintas:

a) Mediante la realización física de un lazo de realimentación de la corriente de entrada cuya referencia sea una senoide rectificada. Este sistema no exige ninguna característica especial a la topología de potencia.

b) En ciertas topologías de potencia operando en determinados modos (por ejemplo, en MCD) es perfectamente posible conseguir que la corriente de entrada al emulador tenga la misma (o casi la misma) forma de onda que la tensión. Al ser esta última una senoide rectificada, también lo será la segunda, sin necesidad de ningún lazo de realimentación de corriente.

Por tanto, existen dos formas de realizar físicamente el control de un emulador de resistencia:

- Control con lazo de corriente y lazo de tensión, también llamado “control con multiplicador”.
- Control con lazo de tensión y modo de operación especial, también llamado “control como seguidor de tensión”.

1.3.3.2.1 Control con multiplicador

El esquema básico de este tipo de control puede verse en la figura 1.6. Como puede apreciarse en ella, existe un lazo de realimentación de corriente que fuerza a que la modulación de ancho de pulso del transistor del ER sea tal que la corriente en la entrada siga a una referencia v_{ri} . Esta referencia se obtiene como resultado de la multiplicación de una señal senoidal rectificada (obtenida fácilmente de la tensión de entrada $v_g(\omega t)$ mediante un divisor resistivo conectado a la salida del puente rectificador) y de una tensión constante v_e . Por lo tanto, la corriente de entrada es una senoide rectificada, cuya amplitud depende de v_e . Así, v_e

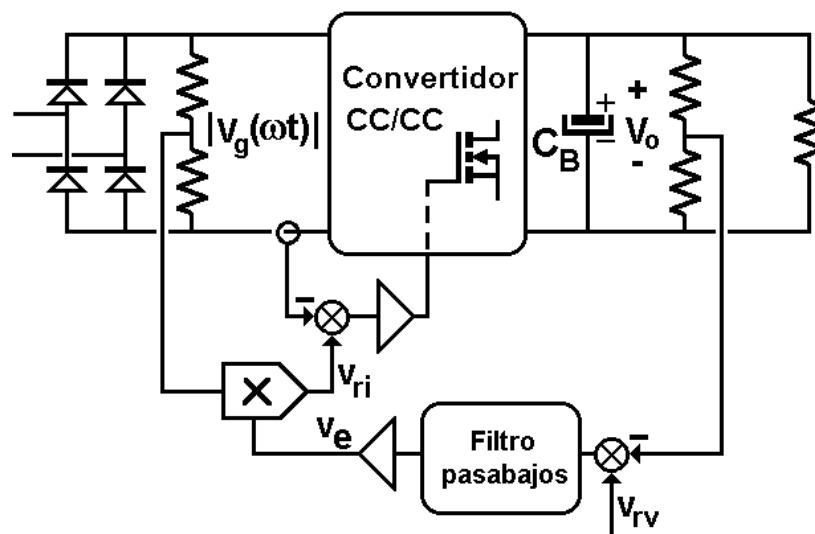


Figura 1.6. Control con multiplicador.

determina la potencia extraída de la red y, puesto que el emulador es un convertidor no disipativo, la potencia entregada a la carga. Esto último equivale a decir que, para una carga dada, v_e determina la tensión que se le aplica. De esta forma, disponiendo un lazo de realimentación de la tensión de salida cuya señal de error sea precisamente v_e , se puede conseguir que la tensión de salida sea perfectamente constante.

Es preciso hacer notar que la señal v_e debe ser perfectamente constante, puesto que, si no fuera así, la corriente de entrada al emulador no sería una senoide rectificada y no sería tampoco, pues, senoidal la corriente extraída de la red. Para conseguirlo es preciso colocar un filtro pasabajos que elimine el rizado de la tensión de salida, puesto que en caso contrario dicho rizado aparecería en la tensión v_e y no sería, por tanto, constante. La presencia de un filtro pasabajos en el lazo de tensión ocasiona que este lazo sea lento. En cuanto al lazo de corriente, la implementación que mejores características presenta se basa en el llamado “control modo corriente promediada” [11 (Dixon Ll. H.)].

1.3.3.2.2 Control como seguidor de tensión

Ciertas topologías de convertidores continua/continua presentan una interesante propiedad: cuando trabajan en MCD en unos casos, o en la frontera entre el MCD y el MCC, el valor medio de la corriente en su entrada es proporcional a la tensión de entrada, siempre que se mantenga el tiempo de conducción del transistor constante [10 (Dixon Ll. H.), 72 (Sebastian J.), 77 (Simonetti D.S.L.), 43 (Liu K. H.), 3 (Brkovic M.)]. Ejemplos típicos son los Convertidores

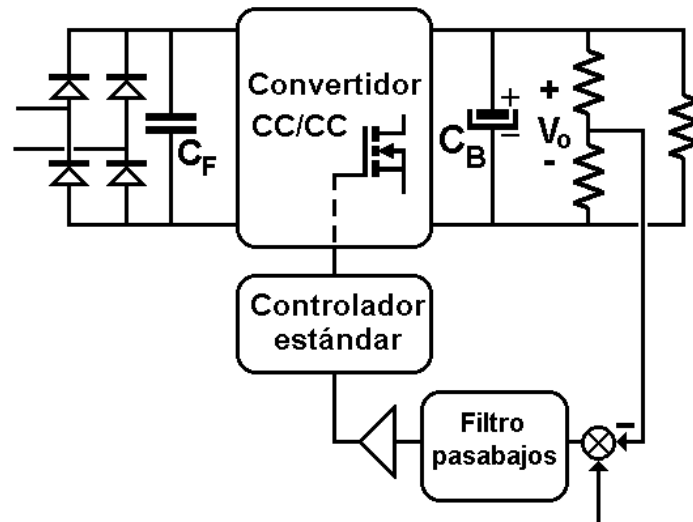


Figura 1.7. Control como seguidor de tensión.

Reductor-Elevador (*Buck-Boost*), de Retroceso (*Flyback*), SEPIC y Cuk en MCD y el convertidor Elevador (*Boost*) en la frontera entre ambos modos (en este último caso, la frecuencia de conmutación se ve obligada a variar a lo largo del período de red). Este último convertidor demanda una corriente de entrada “casi proporcional a la tensión” cuando trabaja en MCD a frecuencia constante.

Esta propiedad determina que estas topologías sean “emuladores de resistencia naturales”. En efecto: si la tensión de entrada varía siguiendo una senoide rectificada, la corriente media en la entrada (obtenida filtrando componentes de la frecuencia de conmutación mediante el condensador C_F) seguirá también una evolución de senoide rectificada.

A la vista de todo lo anterior, resulta evidente que realizar un emulador de resistencia con este tipo de topologías es muy sencillo. La figura 1.7 muestra el esquema final, donde se observa la existencia de un único lazo de tensión que determinará el valor del parámetro de control (ciclo de trabajo, tiempo de conducción o frecuencia de conmutación, según los casos). Lo mismo que ocurría en el control con multiplicador, resulta necesario disponer un filtro pasabajos en el lazo de realimentación, lo que lo hace muy lento.

Por último señalar que el nombre de “control como seguidor de tensión” asignado se justifica plenamente ya que la corriente de entrada “sigue a la tensión” en la entrada de una forma natural.

El control como seguidor de tensión presenta ventajas y desventajas con relación al control por multiplicador. Entre las primeras, la más destacable es la simplicidad del modo de control,

que permite evitar el sensado de la corriente de entrada y todo su tratamiento posterior. Al no ser necesario realizar operaciones analógicas (multiplicaciones y divisiones), el emulador podrá funcionar en redes de distribución de frecuencias más altas que las de red típicas (por ejemplo, en redes de distribución de 400 Hz como las usadas en aviónica). También habrá un importante ahorro en el coste del circuito de mando, ya que para este fin podrá usarse cualquier circuito normal de control de convertidores continua/continua conmutados.

Por el contrario, las desventajas derivan del hecho de tener que trabajar en modos especiales (en MCD o en la frontera entre modos): alto valor de los picos de corriente, altas pérdidas en la salida de conducción del transistor y en la entrada en conducción del diodo (aunque bajas pérdidas en las situaciones contrarias) y necesidad de mayores filtros en la entrada en algunas topologías. Además, en el caso del convertidor Elevador trabajando en la frontera entre modos, la variación de la frecuencia de conmutación es otro inconveniente.

1.3.3.3. Topologías de potencia

Pueden emplearse como ER ideales aquellos convertidores que son capaces de trabajar cumpliendo las ecuaciones (1.1) y (1.2). Por ejemplo, convertidores tan populares como el convertidor Reductor (*Buck*) o el convertidor Directo (*Forward*) no son aptos para trabajar como ER ideales, ya que incumplen la ecuación (1.2) que exige una relación de transformación que no esté acotada. En efecto, la relación de transformación que debe tener un ER tiene que crecer indefinidamente en las proximidades de los pasos por cero de la tensión para que el convertidor sea capaz de transferir energía desde la tensión de entrada, baja en esos momentos, a la de salida, fija y mucho más alta. Esto implica que el convertidor a utilizar debe poseer una relación de transformación que pueda crecer indefinidamente al hacerlo el parámetro de control (que habitualmente es el ciclo de trabajo). Esto no ocurre en los convertidores de la familia del Reductor.

1.3.3.3.1 Topologías básicas de ER con un único transistor

En las figuras 1.8 y 1.9 se pueden ver las topologías básicas de ER, mientras que sus propiedades más representativas pueden observarse en la Tabla 1.3. De entre ellas, el convertidor Elevador es quizás la más popular por su simplicidad y robustez. Sin embargo, si la potencia a manejar no es muy alta y si se requiere aislamiento galvánico, las topologías de Retroceso (*Flyback*), SEPIC y Cuk presentan buenas características, reforzadas por su buen comportamiento como seguidores de tensión.

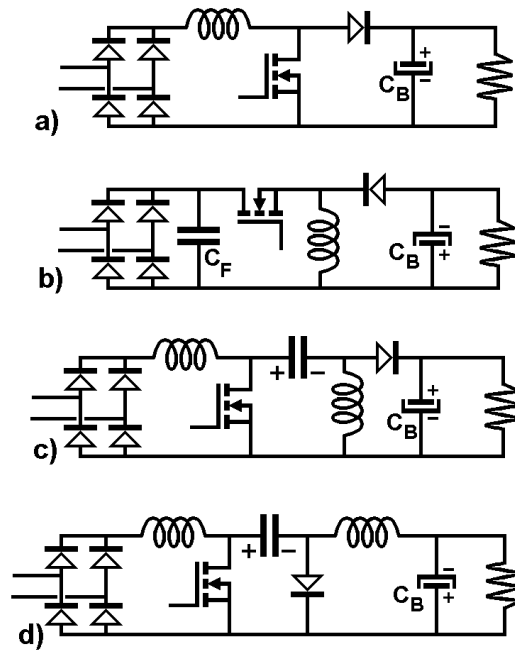


Figura 1.8. Topologías con un único interruptor de potencia y sin aislamiento galvánico: a) Elevador, b) Reductor-Elevador, c) SEPIC y d) Cuk.

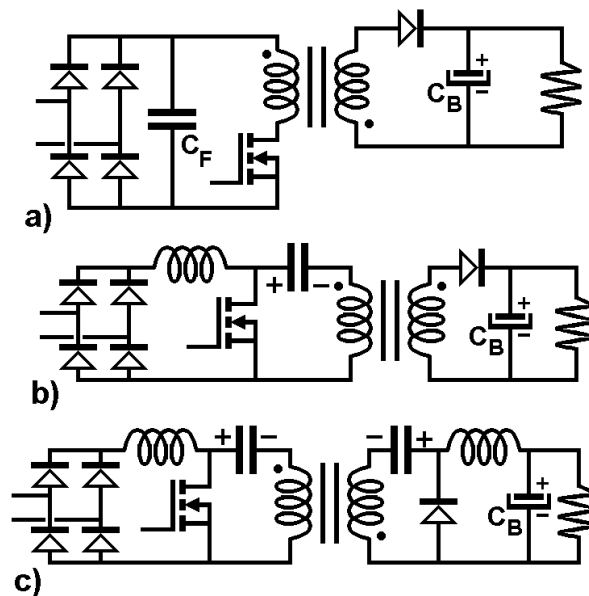


Figura 1.9. Topologías con un único interruptor de potencia y con aislamiento galvánico: a) convertidor de Retroceso, b) SEPIC y c) Cuk

	Esfuerzos en semi- conductores	Bobina de entrada	Interruptor a masa	Tensión de salida	Posibilidad de aislamiento	Protecciones
Elevador	Bajos	Sí	Sí	Alta	No	No
Reductor- Elevador	Altos	No	No	Alta/Baja	Sí	Sí
Sepic y Cuk	Altos	Sí	Sí	Alta/Baja	Sí	Sí

TABLA 1.3. Tabla comparativa de convertidores con un único interruptor y sin aislamiento galvánico.

1.3.3.3.2 Topologías con varios transistores

En la figura 1.10a se muestra una topología de potencia en la que dos transistores trabajan en zonas distintas de la tensión de entrada. Siempre que dicha tensión sea mayor que la de salida, el transistor S_1 y el diodo D_1 trabajan en conmutación, permaneciendo el transistor S_2 siempre en bloqueo y el diodo D_2 constantemente en conducción. La topología de potencia trabaja globalmente como un convertidor reductor en esos momentos. Por el contrario, cuando

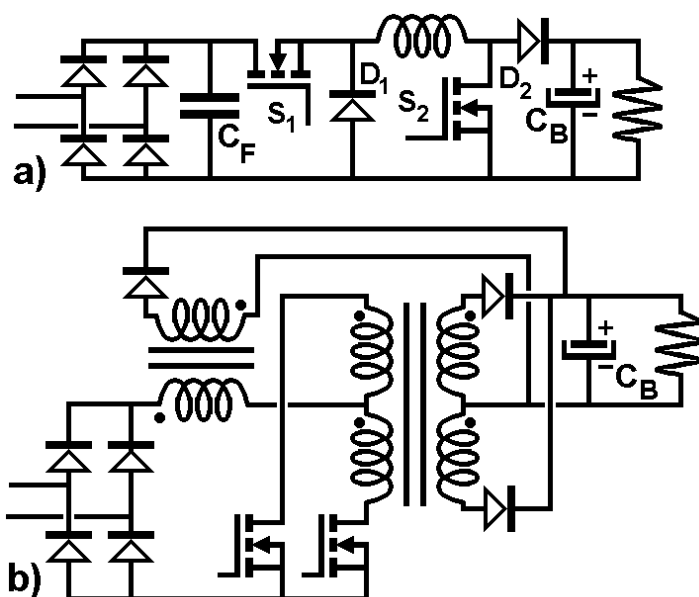


Figura 1.10. Topologías con varios interruptores: a) Conexión en cascada de Reductor y Elevador y b) Convertidor Simétrico alimentado en corriente.

la tensión de entrada baja por debajo de la de salida, el transistor S_1 permanece constantemente en conducción y el diodo D_1 constantemente en bloqueo, trabajando en conmutación S_2 y D_2 . De esta manera, la topología trabaja globalmente como si se tratara de un convertidor elevador.

Otras alternativas consisten en utilizar topologías típicas de inversores, pero alimentadas desde una fuente de corriente (una bobina) en vez de desde una de tensión (un condensador). En la figura 1.10b se muestra un convertidor Simétrico (*Push-Pull*) alimentado en corriente. Como el comportamiento de este convertidor corresponde al de un convertidor Elevador con transformador, se le suele asignar la denominación de “convertidor Elevador Aislado”.

1.3.3.3 Topologías de conmutación suave

Algunas de las topologías tradicionales de inversores resonantes, que posteriormente fueron adaptadas para su uso en convertidores continua/continua [79 (Steigerwald R. L.)] también han sido experimentadas para realizar corrección del factor de potencia [66 (Schutten M. J.)]. En particular, el Convertidor Resonante Cargado en Paralelo, PRC, (ver figura 1.11a) presenta excelentes características para esta función. La característica intrínsecamente elevadora de esta topología hace que se consigan altos factores de potencia (mayores que 0,9) sin necesidad de utilizar lazo de realimentación de corriente de entrada en el control, aunque, por supuesto, se pueden mejorar estos resultados con su uso. Por otra parte, al tratarse de un convertidor con varios transistores, resulta adecuado para aplicaciones de potencias relativamente altas.

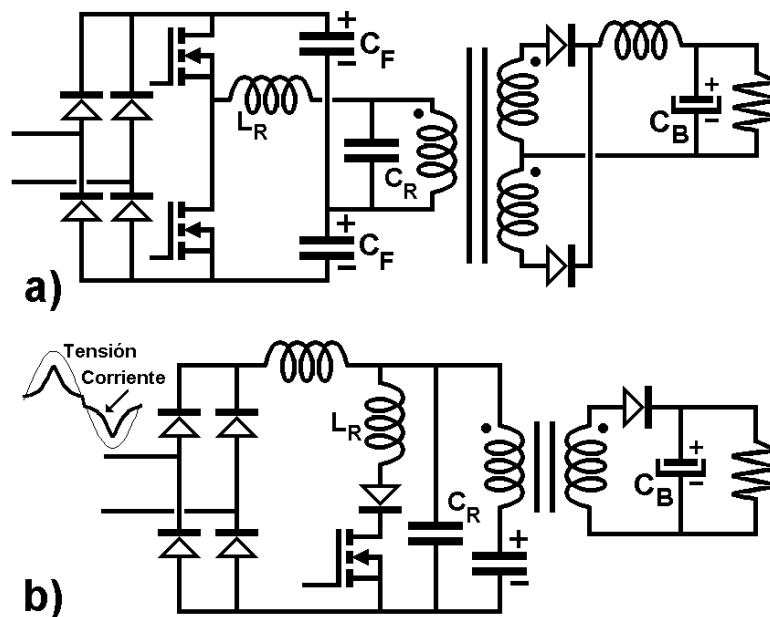


Figura 1.11. Convertidores resonantes: a) Convertidor Resonante cargado en Paralelo (PRC) y b) SEPIC cuasirresonante conmutado a corriente cero y con interruptor de media onda..

También los convertidores cuasirresonantes [41 (Lee F.C.)] han sido planteados como posibles emuladores de resistencia. En la referencia [1 (Barbi I.)] se puede ver el estudio de la aplicabilidad de un convertidor Elevador Conmutado a Corriente Cero a la corrección del factor de potencia, mientras que en [71 (Sebastián J)] se estudia la versión SEPIC de este tipo de convertidores para dicha aplicación, extendiéndose dicho estudio a otras versiones en [69 (Sebastián J)]. Conviene recalcar que estos convertidores son apropiados para ser controlados como seguidores de tensión.

De especial interés para su uso como emuladores de resistencia son los circuitos de conmutación suave no resonantes representados en la figura 1.12 [26 (Hua G.C.),33 (Jiang Y.)]. El primero de ellos (figura 1.12a) corresponde al convertidor PWM de transiciones a tensión cero (ZVT-PWM). Las conmutaciones del transistor y diodo principales (S_1 y D_1) se realizan a tensión cero, aprovechándose las capacidades parásitas de ambos (C_p) para formar parte del circuito resonante. Las tensiones máximas en todos los semiconductores están acotadas por la tensión de salida, mientras que la corriente máxima lo está por el valor de la corriente de entrada en cada instante. La corriente media manejada por el transistor y los diodos auxiliares (S_2 y D_2) es mucho menor. El inconveniente de esta topología es el gobierno del transistor auxiliar S_2 , que requiere la generación de un corto pulso de conducción antes de que el transistor principal S_1 se ponga en conducción.

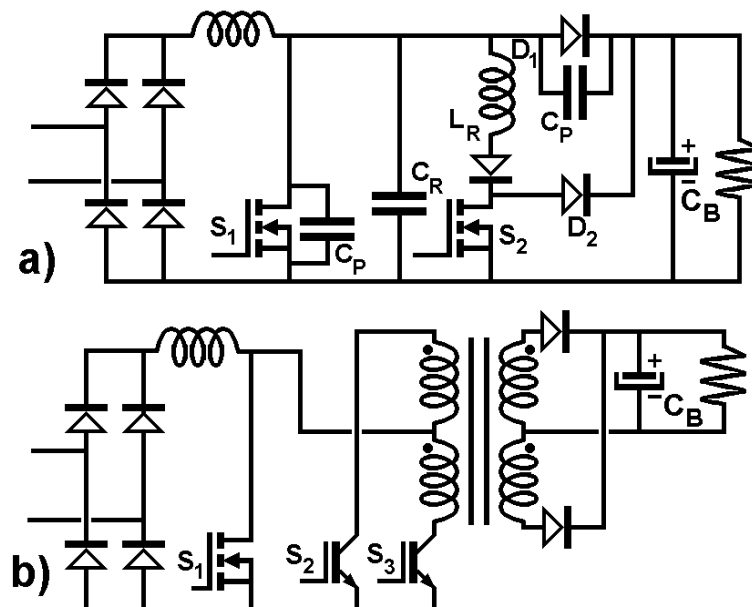


Figura 1.12. Convertidores de conmutación suave no resonante: a) convertidor Elevador con conmutaciones a tensión cero y b) convertidor Simétrico Alimentado en Corriente con dos IGBT conmutados a tensión cero con la ayuda de un MOSFET.

El segundo de los circuitos (figura 1.12b) representa un convertidor Simétrico (*Push-Pull*) alimentado en corriente con un elemento adicional: el transistor S₁. La filosofía de diseño de este convertidor consiste en que dicho transistor sea muy rápido (por ejemplo un MOSFET que tenga bajas capacidades, aunque sea a costa de que su resistencia de canal en conducción sea no muy baja), mientras que los transistores S₂ y S₃ sean muy robustos y de bajas pérdidas en conducción (por ejemplo, transistores bipolares o IGBT). El transistor S₁ se gobierna para que conduzca en las transiciones de S₂ y S₃, consiguiéndose que cualquier transición en estos últimos transistores se realice a tensión cero y, por tanto, sin pérdidas.

1.3.3.4 El problema dinámico de los ER

Tal como se ha comentado con anterioridad, la presencia de un filtro pasabajos en el lazo de regulación de tensión de salida de un ER ocasiona una mala respuesta dinámica de este convertidor. Se puede intentar mejorar dicha respuesta a base de aumentar el ancho de banda del filtro pasabajos (debiendo aceptar entonces un cierto grado de distorsión en la corriente de entrada y un aumento en el rizado de la tensión de salida), pero los resultados obtenidos por este procedimiento no son suficientemente buenos como para ser la solución final al problema dinámico planteado, de tal forma que únicamente un ER no basta para configurar un convertidor CA/CC que satisfaga las especificaciones dinámicas habituales en muchos casos, como por ejemplo en el de las fuentes de alimentación conmutadas, los cuales precisan un rizado mínimo y una buena respuesta dinámica .

Por esta razón es preciso acudir a la conexión en cascada de dos convertidores (un ER como primera etapa + un convertidor CC/CC convencional como segunda, ver figura 1.13a) para obtener una respuesta dinámica satisfactoria. Sin embargo, esta estructura es demasiado cara y compleja, por lo que sólo se justifica su uso cuando la potencia manejada es suficientemente grande (más de 500 vatios). Cuando se utiliza esta estructura es habitual usar un convertidor elevador como ER y convertidor de conmutación suave (por ejemplo, un Puente Completo con Control de Fase Desplazada, *Phase-Shifted Control*, [54 (Mweene H. L.),62 (Redl R.)]) como segunda etapa.

Para potencias más pequeñas (unos pocos centenares de vatios) la conexión en cascada de dos etapas significa un alto coste. Además, si la segunda etapa no es una topología de alto rendimiento como la nombrada (y por tanto, bastante compleja), el rendimiento global se ve bastante deteriorado. Ambos problemas han generado un gran esfuerzo en desarrollo de nuevas topologías de convertidores en dos líneas distintas:

- Convertidores con dos etapas integradas.
- Convertidores con procesamiento energético menor que doble.

1.3.3.5 Convertidores con dos etapas integradas

La idea básica es integrar en una única topología (con un único interruptor de potencia y con un único circuito de mando) las funciones de ER y de convertidor CC/CC (ver figura 1.13b). El ER siempre se implementa partiendo de una parte de la topología que se controla como seguidor de tensión y, por tanto, trabaja en MCD. Esta topología carga el condensador de almacenamiento C_B del que obtiene energía eléctrica la otra parte de la topología, que trabaja como convertidor CC/CC. Su tensión de salida es la que se realimenta y la que, por tanto, acaba fijando el ciclo de trabajo (*duty cycle*) del convertidor. Este parámetro varía ligeramente al tener rizado de 100-120 Hz en el condensador C_B (entrada a la parte de la topología que opera como convertidor CC/CC), variaciones que introducen una ligera distorsión en la forma de onda de la corriente en la entrada del ER, ya que el ER y el convertidor CC/CC comparten el interruptor principal.

Este tipo de circuitos presentan la ventaja de la simplicidad y del bajo coste. Sin embargo, son circuitos sólo adecuados para márgenes de potencia pequeños por las elevadas sollicitaciones eléctricas (*stress*) a las que se ve sometido el interruptor. Esto es debido a varios factores:

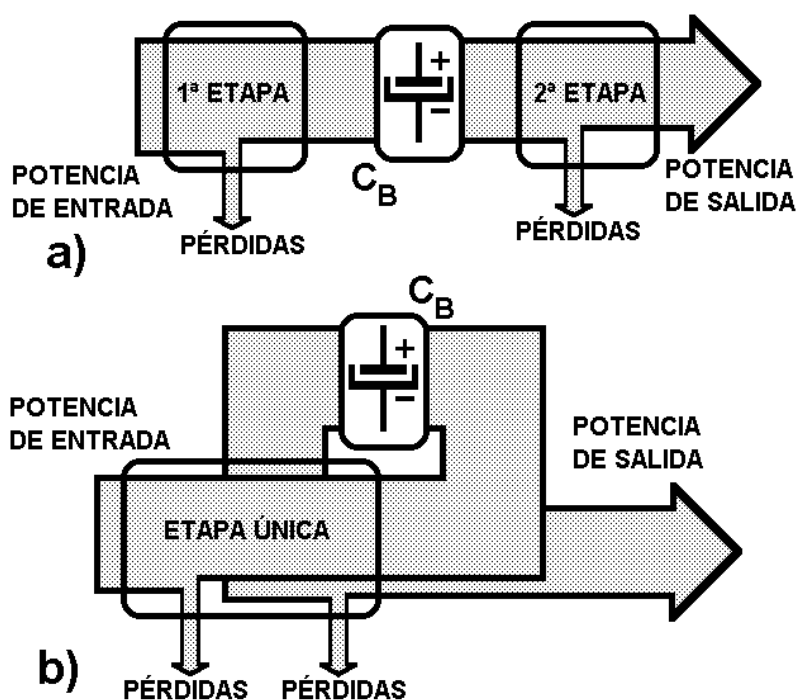


Figura 1.13. Procesado doble de potencia: a) con dos etapas en cascada y b) con dos etapas integradas.

- La potencia total del convertidor es procesada dos veces.
- Al no realimentarse la tensión en el condensador de almacenamiento C_B , la tensión sobre él fluctúa en gran medida, lo que a la larga determina grandes tensiones de pico sobre el interruptor.
- Para disminuir las fluctuaciones de tensión sobre C_B se acude a hacer trabajar a la parte de la topología que ejerce las funciones de convertidor CC/CC en MCD. Por tanto, tanto esta parte como la correspondiente al ER trabajan en MCD, lo que penaliza la corriente de pico por el interruptor.

El tipo de implementación práctica en el que mejor se comprende la filosofía de los convertidores con dos etapas integradas es el descrito en [61 (Redl R.)], donde dos convertidores ER y CC/CC de origen deben tener su interruptor conectado al terminal de referencia para poder ser reducidos a uno único. Por lo tanto, los convertidores origen deben ser del tipo Elevador (Boost), de Retroceso (Flyback), SEPIC o Cuk. En la figura 1.14 se

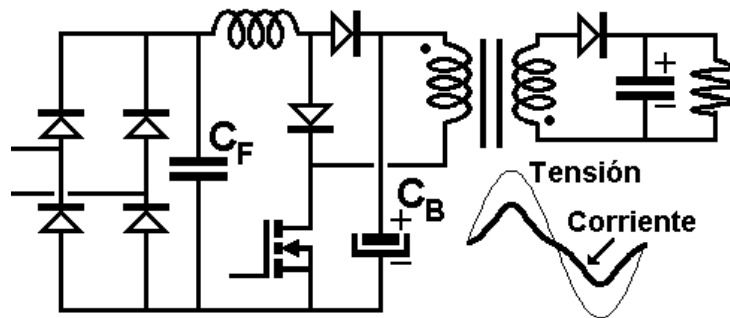


Figura 1.14. Solución formada por un elevador y un convertidor de retroceso propuesta en la referencia [61 (Redl R.)].

muestra un ejemplo compuesto por un elevador y un convertidor de retroceso.

Sin embargo, los primeros circuitos desarrollados siguiendo esta filosofía son los descritos

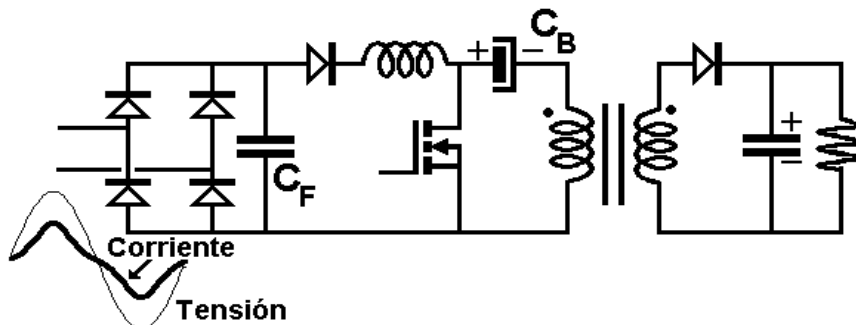


Figura 1.15. Solución mejorada formada por un elevador y un convertidor de retroceso propuesta en la referencia [44 (Madigan M.)].

en [81 (Takahashi I), 44 (Madigan M.)] (ver figura 1.15), este último mejorado en [64 (Schenk K.)] para solventar su principal problema: la excesiva tensión en el condensador de almacenamiento C_B al descargarse el circuito.

Por último comentar que la filosofía de las dos etapas integradas puede también extenderse

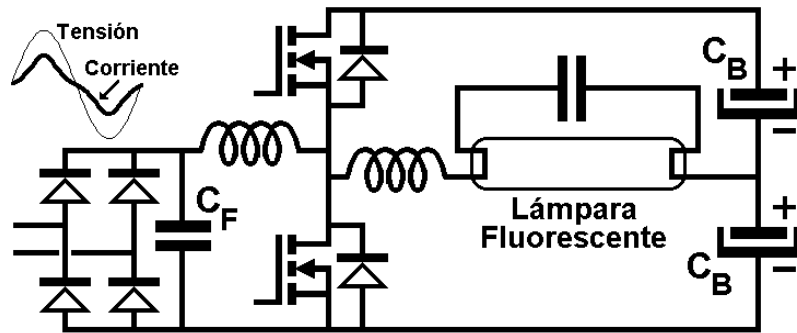


Figura 1.16. Solución utilizada en reactancias electrónicas propuesta en la referencia [53 (Nilssen O.K.)].

a convertidores CA/CA, tales como los utilizados en las reactancias o balastos electrónicos. La figura 1.16 muestra un ejemplo [53 (Nilssen O.K.)].

1.3.3.6 Convertidores con procesamiento energético menor que doble

Las soluciones basadas en dos etapas integradas son interesantes para equipos de bajo coste y potencia reducida, siendo poco aconsejables cuando el rendimiento del equipo es un parámetro importante. Con la idea de obtener buenos rendimientos se han ido desarrollando una serie de topologías, todas ellas más complejas que las anteriores, en las que el énfasis se ha puesto en conseguir que la potencia procesada sufra menos transformaciones energéticas que las dos a las que nos hemos referido hasta ahora (las correspondientes al ER y al convertidor CC/CC), conservando, sin embargo, las propiedades de corriente senoidal en la entrada (propia del ER) y de respuesta dinámica rápida en la salida (propia del convertidor CC/CC). En esta línea se identifican al menos dos tipos de soluciones:

- Circuitos basados en “bomba de carga controlada”.
- Circuitos con “procesado paralelo”.

1.3.3.6.1 Circuitos basados en bomba de carga controlada

La primera realización física de esta idea se puede encontrar en [37 (Kheraluwala M.H.)]. La idea básica de este tipo de circuitos se comprende fácilmente al ver la figura 1.17: el

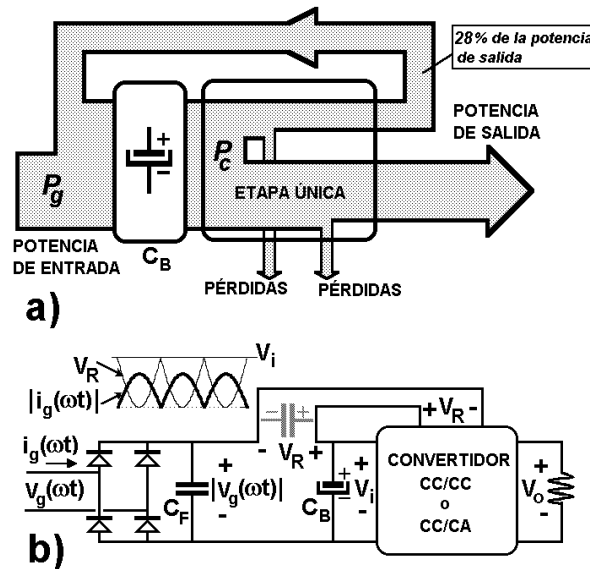


Figura 1.17. Circuitos basados en bomba de carga controlada: a) procesado de potencia y b) implementación general.

convertidor CC/CC de dicha figura se alimenta desde el condensador de almacenamiento C_B y genera dos tensiones de salida distintas, teóricamente controladas por dos parámetros de control distintos de dicho convertidor (por ejemplo, el ciclo de trabajo de alguno o algunos de los interruptores del convertidor y la frecuencia de conmutación de los mismos). Una salida se controla para que su tensión sea completamente constante (esta será la salida del convertidor si éste debe entregar CC a la salida), mientras que la otra salida se controla de forma que la tensión en ella sea tal que mantenga siempre en conducción a los diodos del puente rectificador de entrada y que la corriente circulante sea lo más senoidal posible.

En un caso ideal, la tensión en el condensador de almacenamiento se puede fijar al valor de pico de la tensión de entrada. En este caso, la tensión v_R en la salida “realimentada” y la corriente por la misma serán como las representadas en la figura 1.17b, de tal forma que si llamamos P_C a la potencia manejada por el convertidor y P_g a la potencia entregada por el generador de entrada y suponiendo rendimiento unidad, entonces ambas magnitudes se relacionan por la expresión $P_C = P_g \cdot 4/\pi$, lo que quiere decir que la potencia de entrada es manejada “1,27 veces” por el convertidor.

La implementación práctica de este tipo de circuitos requiere, como se ha dicho, convertidores con dos parámetros de control. Aunque son posibles soluciones basadas en “Convertidores Dobles” [70 (Sebastián J.)], ver figura 1.18, (en este caso la tensión en C_B debe ser mayor que el pico de la tensión de entrada), las más habituales se basan en el uso de circuitos resonantes, tal como ocurre en el circuito original de la referencia [37 (Kheraluwala M.H.)], (ver figura 1.19).

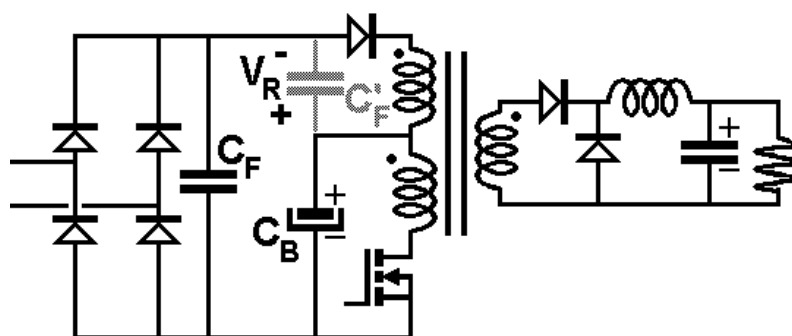


Figura 1.18. Circuito del tipo “bomba de carga controlada” basado en un convertidor doble Directo-Retroceso.

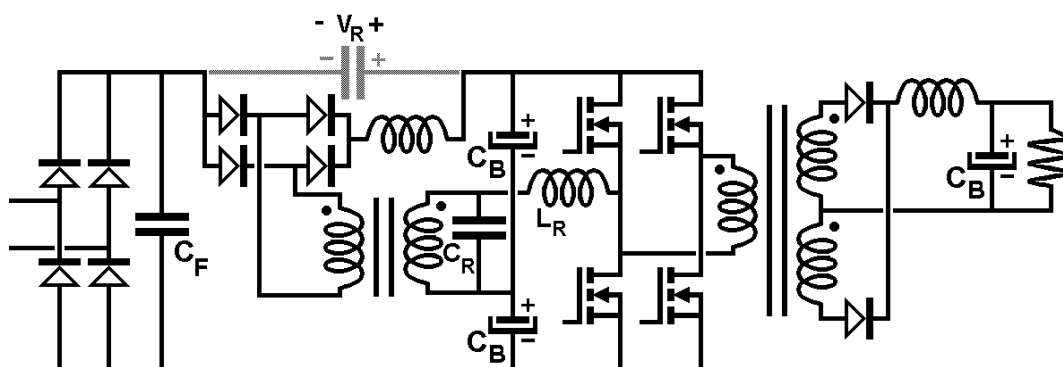


Figura 1.19. Solución resonante propuesta en la referencia [37 (Kheraluwala M.H.)].

Las bombas de carga se pueden también plantear sin que se efectúe control alguno sobre la “tensión realimentada” V_R . En este caso se requiere que la salida correspondiente a dicha tensión tenga una impedancia de salida elevada, lo que se consigue diseñando de la manera adecuada el circuito resonante que determina la característica de salida.

Un gran interés se detecta en los últimos años por el uso de circuitos basados en el principio de la bomba de carga en balastros electrónicos de tubos fluorescentes. En las referencias [6 (Chen W.), 57 (Quian J.), 58 (Quian J.)] se describen algunos de estos circuitos, en los que se consigue una excelente calidad de la forma de onda de corriente de entrada sin realizar ningún control específico para ello.

1.3.3.6.2 Circuitos con procesamiento paralelo

La idea básica de estos circuitos se comprende fácilmente observando la figura 1.20. La potencia instantánea de entrada varía con una función senoidal elevada al cuadrado, ya que el circuito está trabajando como un ER a su entrada. Por el contrario, la potencia de salida es constante, debido a que la carga es de continua. Por tanto, en ciertos instantes la potencia de entrada es mayor que la de salida y en otros menor. Cuando es mayor, una parte de ella

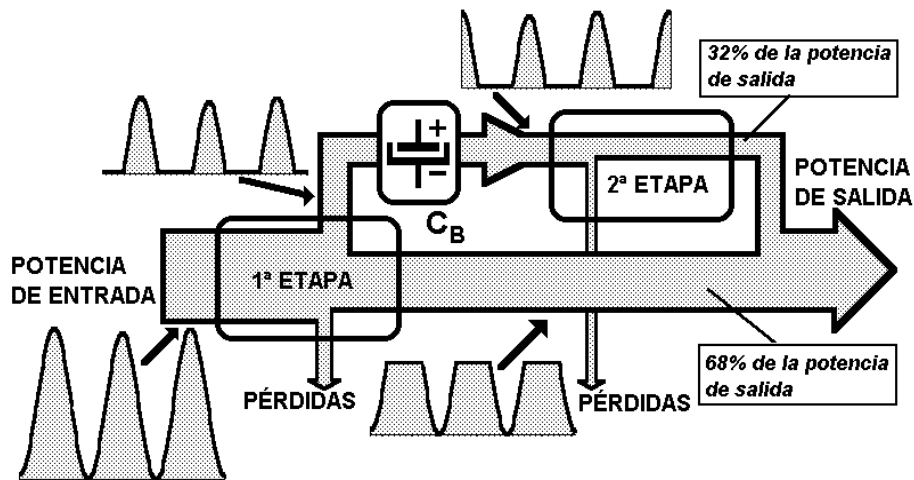


Figura 1.20. Evolución de la potencia en circuitos con procesamiento paralelo.

(justamente la que es igual que la de salida) es transformada sufriendo una única conversión energética. La parte sobrante sufre otra conversión hasta almacenarse en forma de energía eléctrica en un condensador de almacenamiento C_B . Esta energía es utilizada en otros instantes (cuando la potencia de entrada es menor que la de salida) para mantener la potencia constante en la salida, lo que implica una segunda transformación. De esta forma, un 32% de la potencia total es procesada dos veces, mientras que el 68% restante sólo sufre una transformación. Con esta filosofía se han propuesto varias realizaciones prácticas [33,93] (ver figura 1.21). En todas

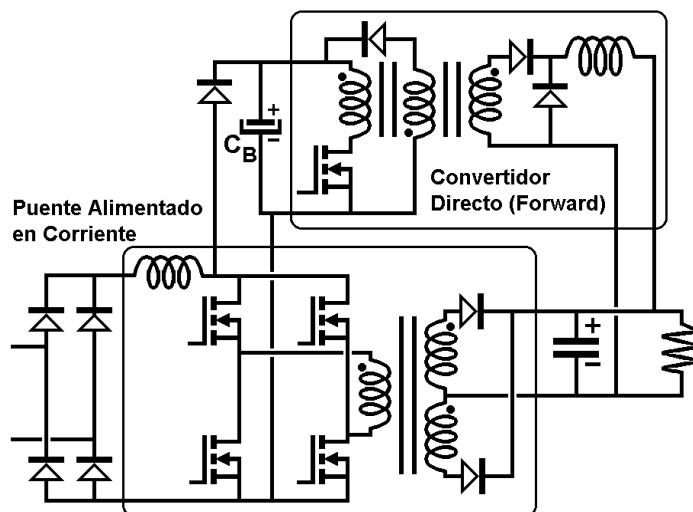


Figura 1.21. Circuito con procesamiento paralelo, solución propuesta en la referencia [33 (Jian Y.)].

ellas se consiguen buenos rendimientos, aunque las topologías son complejas, con varios interruptores (algunos de los cuales soportan altas tensiones) y de control complicado. Por estas razones son topologías interesantes en el margen de las altas potencias.

1.3.4 Soluciones activas de contenido armónico limitado

En este caso, el objetivo es conseguir satisfacer las normas sobre contenido armónico de baja frecuencia con topologías que sean esencialmente las clásicas utilizadas en las fuentes de alimentación conmutadas, topologías en las que se realizan sólo ligeras modificaciones. Estas modificaciones pueden ir en diferentes direcciones. Una posibilidad consiste en aplicar la filosofía de la bomba de carga, pero en este caso realimentando una tensión V_R sobre la que no se ejerce control y cuya única misión es aumentar el ángulo de conducción de los diodos del puente rectificador. Normalmente la tensión V_R se consigue desde una salida adicional del transformador principal, salida que normalmente opera en MCD. Esta salida puede tener la configuración típica de un convertidor Directo (*Forward*), de Retroceso (*Flyback*) u otras distintas.

En este tipo de circuitos hay que establecer una solución de compromiso entre rendimiento y contenido armónico. Cuanto más energía se realimente por la salida de tensión V_R , más tiempo conducen los diodos del puente rectificador y, por tanto, mejor contenido armónico se obtiene. Sin embargo, esta energía realimentada se recicla por el convertidor disminuyendo su rendimiento. Por tanto, resulta interesante establecer una solución de compromiso entre rendimiento y contenido armónico, que en función de la potencia manejada permita satisfacer las normas con una mínima disminución del rendimiento con relación a la situación existente cuando se usa la típica estructura “puente rectificador + condensador de almacenamiento”. En la figura 1.22 se muestra el circuito estudiado en [82 (Tsai F.S.)], pudiéndose encontrar en [27 (Huber L.)] otros circuitos que obedecen a esta misma filosofía.

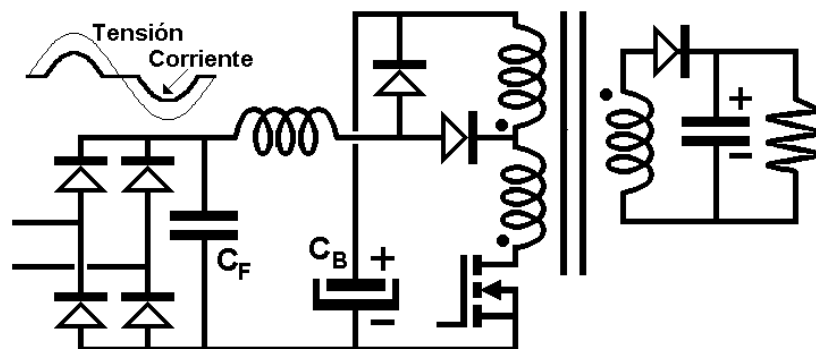


Figura 1.22. Solución propuesta en la referencia [82 (Tsai F.S.)].

1.4 CONCLUSIONES

La necesidad de cumplimiento de normas de inyección de armónicos de baja frecuencia ha impulsado el desarrollo y estudio de nuevas topologías de convertidores CA/CC y CA/CA que permitan satisfacer dichas normas a mínimo coste de rendimiento, fiabilidad, precio, dimensiones y peso. Existe un amplio abanico de soluciones propuestas que permiten escoger la más adecuada en función de cuál de los anteriores parámetros pese más en la decisión final. En este primer capítulo se han mostrado algunas de ellas , ensayando una clasificación de las mismas en función del objetivo perseguido (corriente senoidal o satisfacer la norma), el mecanismo de corrección (activo o pasivo) y el procesado de potencia (simple, doble o intermedio).