

# 1

## INTRODUCCIÓN A LA REDUCCIÓN DEL CONTENIDO ARMÓNICO DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

---

*En el presente trabajo se va a realizar un estudio detallado de una familia de convertidores cuyo objetivo es la reducción del contenido armónico de la corriente de entrada. El hecho de reducir el contenido armónico viene motivado por el constante aumento de cargas no lineales que se conectan a la red de baja tensión, con el consiguiente perjuicio que eso provoca en el resto de usuarios conectados a dicha red. En este Capítulo se va a llevar a cabo un breve repaso de los diversos problemas a los que puede dar lugar un contenido armónico excesivo. Además, se hará un estudio de la norma IEC 1000-3-2 sobre armónicos de corriente de baja frecuencia, de inminente entrada en vigor, que ha sido promovida con el fin de controlar el constante aumento de dichos armónicos. Por último, se hará un breve repaso del estado del arte de los diferentes tipos de topologías que pueden realizar la corrección del factor de potencia o, expresado con mayor precisión, la reducción del contenido armónico de la corriente de entrada.*

### 1.1 INTRODUCCIÓN

El constante progreso y evolución de la ciencia y la tecnología ha provocado en los últimos años un fuerte cambio en el tipo de cargas conectadas a la red eléctrica. Desde principios de los años 70, son cada vez más los equipos que utilizan como interfaz con la red eléctrica un sistema no lineal. El número de cargas lineales, ya sean resistivas como el tradicional alumbrado incandescente, sistemas de calefacción, etc. o bien inductivas como motores, alumbrado fluorescente, etc. ha ido decreciendo en favor de las cargas no lineales, también llamadas cargas

electrónicas. Esto es en parte debido a la mejora en las técnicas de conversión de potencia, ya que equipos que antiguamente se conectaban directamente a la red eléctrica, ahora son alimentados a través de convertidores electrónicos pues estos son de menor tamaño y mejor rendimiento. Es el caso de equipos cada vez más habituales tanto en los hogares como en los lugares de trabajo. Por ejemplo vídeos, televisores, fotocopiadoras, fax, PC's y sus periféricos, los distintos tipos de balastos electrónicos utilizados en sistemas de iluminación, etc.

El espectacular avance de las telecomunicaciones en los últimos años también ha contribuido en gran medida al aumento del número de equipos electrónicos conectados a la red de distribución eléctrica de baja tensión. Hay estudios que afirman que hasta un 50% de la energía eléctrica consumida hoy en día en los países más desarrollados sufre algún proceso electrónico.

En general, los circuitos electrónicos son alimentados con tensión continua pero por el contrario, los equipos suelen obtener la energía eléctrica de la red de distribución de baja tensión, por lo que en general siempre hay que hacer una primera conversión CA/CC.

Tradicionalmente, para hacer esta primera conversión se acudía a la típica estructura formada por un puente de diodos y un gran condensador de filtro, ya que es una estructura muy simple, barata y robusta. Las formas de onda de tensión y corriente obtenidas mediante este sistema son bien conocidas. En el condensador de filtro habrá una tensión continua de un valor cercano al valor de pico de la tensión de entrada y únicamente circulará corriente cuando el valor instantáneo de dicha tensión de entrada supere el valor de la tensión del condensador. Por tanto, la corriente de entrada obtenida al usar este sistema está compuesta por picos de corta duración y elevado valor, tanto positivos como negativos. Esta forma de onda dista mucho de ser senoidal y por tanto, su contenido armónico es bastante elevado.

## **1.2 EFECTOS DE LOS ARMÓNICOS EN LOS COMPONENTES DEL SISTEMA ELÉCTRICO**

El constante aumento de armónicos de baja frecuencia en la red de distribución, debidos a cargas no lineales, trae consigo una serie de problemas para el resto de equipos conectados a dicha red, produciendo daños para los equipos, mal funcionamiento u operación y aumento de los costes económicos de una instalación. Estos efectos pueden dividirse en tres apartados principales:

- Calentamientos
- Defectos sobre el aislamiento
- Fallos de operación

### 1.2.1 Calentamientos

El flujo de corrientes armónicas por los equipos eléctricos da lugar en general a un calentamiento adicional debido al aumento de pérdidas y por lo tanto, al envejecimiento prematuro de los aislamientos [1,2]. Entre los equipos que más sufren este tipo de efecto están lámparas de incandescencia, motores, generadores, transformadores, reactancias, condensadores y cables.

**Lámparas de incandescencia:** Este tipo de lámparas ve muy afectada su vida por tensiones distorsionadas que superen las condiciones nominales, dada la mayor temperatura a la que trabaja el filamento.

En lámparas de descarga, los únicos efectos que se conocen son la aparición en ciertos casos de un ligero ruido, y la posibilidad de resonancia del equipo de encendido con los armónicos, si bien ésta es poco probable, al encontrarse entre los 75-80Hz.

**Motores y generadores:** El incremento del calentamiento en motores y generadores se produce por dos efectos diferentes:

El primero es el producido por el aumento de la corriente que atraviesa los bobinados con respecto a una corriente perfectamente senoidal, y el reparto de esta corriente dentro de los conductores (a mayores frecuencias el efecto piel toma mayor importancia, concentrándose la corriente en el exterior de los conductores y aumentando las pérdidas por efecto Joule en estas zonas). Las pérdidas causantes de los calentamientos adicionales en este caso son las pérdidas por efecto Joule en rotor y estator, no influyendo apenas las pérdidas en el hierro.

El segundo está relacionado con el aumento de la resistencia del rotor a altas frecuencias. Dependiendo del tipo de componente de secuencia de armónico, éste se transmite al rotor con una frecuencia “ $n+1$ ” veces superior al valor del armónico “ $n$ ” al que pertenecen si son de secuencia negativa, y “ $n-1$ ” si son de secuencia positiva, dando lugar a un aumento de pérdidas

importantes en el rotor. Este efecto es comparable con el funcionamiento de este tipo de equipos en redes desequilibradas. En el caso de máquinas síncronas, el efecto puede ser aún más perjudicial al fluir parte de las corrientes del rotor por zonas no diseñadas para la circulación de intensidades de corriente alterna. De hecho, algunos autores proponen limitar el contenido de armónicos mediante una equivalencia entre éste y la limitación de corrientes de secuencia negativa permitidas para las máquinas rotativas.

Otro efecto adicional de la presencia de armónicos de tensión en la alimentación a motores, es la reducción del par eficaz generado por el motor, equivalente a una reducción en la amplitud de la componente fundamental de la tensión, como consecuencia de los armónicos de secuencia negativa que dan lugar a un campo magnético rotativo que gira en sentido contrario al campo rotativo creado por la componente fundamental.

De estudios realizados, se demuestra que para limitar estos efectos de armónicos sobre motores, no basta con limitar la distorsión total de la onda, ya que algunos armónicos (por ejemplo, el segundo), tienen efectos más perjudiciales que el resto. Asimismo, demuestran que los motores menores de 5 CV se ven más afectados que los grandes [3, 4, 5, 6].

En relación con la interacción entre armónicos y generadores síncronos, son de destacar los problemas potenciales que pueden aparecer en generadores que alimentan cargas no-lineales aislados de la red, como por ejemplo en instalaciones con SAI's alimentados desde grupos de emergencia.

Otro efecto perjudicial es la aparición de vibraciones torsionales debidas a los armónicos, que reducen la vida de los equipos por fatiga, y el aumento del ruido producido por el equipo [7].

**Condensadores:** Las pérdidas en los condensadores son en general pequeñas, y no hay gran información de cómo varían éstas con la frecuencia. El incremento de pérdidas en los condensadores y sus equipos asociados (resistencias de descarga, conexiones, etc..) es también pequeño, pero debido a su pequeño tamaño, éste puede dar lugar a un sustancial aumento de la temperatura y por lo tanto, a un acortamiento de la vida de este elemento.

Este efecto, así como las sobretensiones permanentes a las que se pueden ver sometidos los condensadores, se agravan con la posibilidad de resonancia entre estos y otras partes de la red. Es por ello por lo que el diseño e instalación de baterías de condensadores en redes con presencia de armónicos se menciona en todas las guías y tratados de diseño de instalaciones de compensación de energía reactiva mediante bancos de condensadores [8, 9, 10].

**Transformadores y reactancias:** En los transformadores, los armónicos causan un aumento de pérdidas en el cobre y adicionales, principalmente por el aumento de la circulación de corrientes parásitas y por el efecto piel. Del mismo modo, armónicos de secuencia homopolar pueden dar lugar a calentamientos excesivos en zonas no diseñadas para la circulación permanente de corrientes. El envejecimiento debido a estos calentamientos se trata en [11,1,12].

Dos son las soluciones al problema de utilización de transformadores en presencia de armónicos: sobredimensionamiento del transformador o un diseño especial, siendo ésta la medida más recomendada.

El primer método se trata en las diferentes normas de construcción de estas máquinas, como por ejemplo, en la IEEE C57.110. El segundo se basa en un diseño aparecido recientemente en EEUU y que cubre los requisitos de transformadores en presencia de armónicos y que se denominan transformadores *k-rated*. Estos se diseñan específicamente para operar a una temperatura concreta mientras suministra potencia a una carga que genera un nivel específico de armónicos. Los cambios en el diseño de estos transformadores, respecto del diseño de transformadores estándar incluyen: conductores de hilo múltiple en lugar de conductores sólidos, conductores de neutro más grandes, conductores paralelos para disminuir el efecto *Skin*, modificaciones en el diseño del circuito magnético y apantallamiento entre los devanados de primario y secundario. Actualmente, el coste de un transformador *k-rated* es aproximadamente el doble del coste de un transformador estándar.

Por otra parte, a los calentamientos adicionales que se producen, hay que añadir como efecto perjudicial de los armónicos, los sobreesfuerzos mecánicos que se pueden producir en los aislamientos de bobinados y chapas del núcleo, y el aumento del ruido.

### 1.2.2 Defectos de aislamiento

La presencia de armónicos en el sistema da lugar a sobretensiones y por lo tanto, a la posibilidad de aparición del efecto corona, degradación de los aislamientos y fallos en los mismos. Estos efectos se hacen notar principalmente en los bancos de condensadores, asociados a menudo con casos de resonancia, aunque también se han detectado en elementos de protección contra sobretensiones y en filtros utilizados en sistemas de comunicación de onda portadora.

### 1.2.3 Fallos de operación

Los fallos de operación abarcan un amplio campo de equipos. A continuación se enumeran algunos de los más representativos:

**Interruptores automáticos.** La capacidad de corte de corrientes de cortocircuito en interruptores automáticos puede verse afectada por la distorsión de la onda debido a aumentos en la variación de crecimiento de la onda de intensidad, lo cual puede dificultar el apagado del arco, así como a la capacidad de soplar el arco en los interruptores de soplado magnético.

**Fusibles.** Un contenido muy elevado de armónicos puede dar lugar a un calentamiento de los fusibles, que si bien difícilmente va a dar lugar a su fusión, si desplaza su curva de funcionamiento, dando lugar a operaciones no deseadas y fallo de coordinación con otros dispositivos, especialmente durante fallos de baja magnitud.

**Equipos de medida.** Los equipos modernos son relativamente inmunes a efectos producidos por los armónicos y tienen errores del orden de sólo un 1%. En cambio, los tradicionales medidores electrodinámicos no son capaces de medir el aumento de potencia aparente debida al contenido armónico y por tanto, indican un factor de potencia más alto del que realmente hay. En vatímetros de inducción, los errores pueden llegar a ser de hasta un 20%. Por otra parte, la presencia de armónicos puede afectar a la precisión de medida de la potencia real debido a la no-linealidad de los equipos de medida, por lo que se producirán pérdidas tanto para el proveedor como para el consumidor.

**Convertidores y equipos electrónicos.** Los equipos electrónicos, incluidos los convertidores, son causantes de la distorsión de la onda (operación del filtro de entrada, decrecimientos de señal durante el arranque, generación de EMI), pero a su vez padecen fallos debidos a la misma. A continuación se enumeran algunos:

- Los altos valores de la variación de tensión e intensidad en el tiempo dan lugar a fallos en los semiconductores que componen los convertidores.
- Pueden darse fallos en el comportamiento de las cargas alimentadas por convertidores debido a la transmisión de armónicos a través del filtro de salida (causados por el EMI, impulsos, muescas y distorsión de la tensión).
- Aparecen fallos en los equipos magnéticos y periféricos de los ordenadores.
- La lógica de control de muchos equipos electrónicos y de convertidores se basa en los pasos por cero de la tensión de entrada, por lo que la distorsión de la misma da lugar a fallos de operación.
- Algunos equipos electrónicos basan su alimentación en mantener cargado un condensador al valor de pico de la tensión de alimentación, por lo que armónicos que disminuyan el pico de tensión dan lugar a tensiones de alimentación a las tarjetas menores que la nominal.
- Se reduce el tiempo de mantenimiento (*hold-up time*) durante decrecimientos de la señal o por distorsiones de la forma de onda.
- Todos estos efectos llevan a un aumento de coste (debido a la necesidad de mayores condensadores de almacenamiento, filtros, apantallamiento, etc)

**Relés de protección.** Dada la variedad de tipos de relés y funciones que implementan, los fallos de operación a que puede dar lugar la distorsión armónica son muy variados, por lo que no se relacionan en este trabajo.

Otros posibles fallos debidos al efecto de los armónicos son los siguientes:

- Sistemas de comunicaciones de onda portadora pueden operar de forma errónea en presencia de armónicos.
- Transformadores de medida, principalmente los de tensión, pueden dar lugar a errores de medida [13].
- Los armónicos de secuencia homopolar pueden requerir un aumento de las secciones de los conductores de neutro y de tierra.
- Los televisores son muy sensibles a armónicos fraccionales, produciéndose distorsiones en las imágenes debidos a estos.
- Pueden darse aumentos de ruidos e incluso descargas en transductores de tensión de tipo capacitivo.
- El ruido electromagnético producido por los armónicos, puede dar lugar a fallos de operación en sistemas de control.
- Los armónicos en las líneas de potencia dan lugar a interferencias con las líneas de comunicaciones [14].
- La presencia de armónicos de tensión en el punto de conexión común puede causar problemas a otros usuarios. Por ejemplo, una forma de onda de tensión con muescas como la generada por muchos convertidores electrónicos puede crear interferencias con computadores u otros equipos electrónicos conectados al mismo punto.
- Aumenta el ruido de audiofrecuencia.

En la tabla 1.1 se muestran las perturbaciones más habituales [20,21], así como su descripción y sus causas.



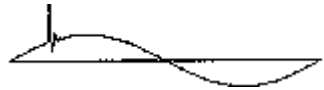
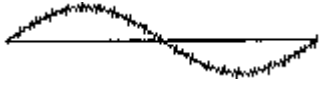
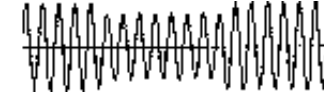


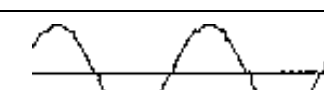
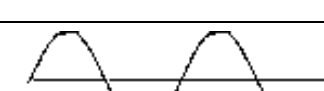
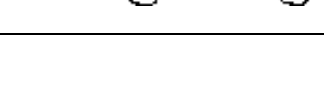
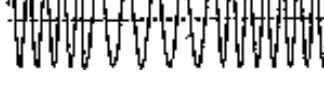
TIPO DE DISTORSIÓN	DESCRIPCIÓN	CAUSAS
	Pulso estrecho con subida rápida y bajada exponencial u oscilatoria. Amplitud: 50V – 6kV Duración: 0.5μs – 2ms	Conmutación de la carga, fusibles, conmutación de equipos, arcos de contacto, rayos
	Distorsiones repetitivas de baja energía en la banda de 10kHz hasta 1Ghz con amplitudes desde 100μV hasta 10V	Funcionamiento normal de equipos (fuentes conmutadas, controladores de velocidad de motores)
	Baja tensión (típicamente menor del 80%) durante más de un período	Arranque de un carga muy grande, conmutación de equipos, fallo de tierra
	Alta tensión (típicamente mayor del 110%) durante más de un período	Disminución de carga, conmutación de equipos
	Pequeñas variaciones repetitivas en el nivel de tensión	Carga pulsante
	Muecas repetitivas de corta duración en la tensión de línea	Conmutación de corriente en rectificadores trifásicos
	Desviaciones respecto a la forma senoidal debidas a la presencia de armónicos	Rectificadores, cargas no-lineales y/o cargas intermitentes
	Desviación de la frecuencia respecto al valor nominal	Equipamiento mal regulado, generadores de emergencia
	Caída de tensión a cero de una o varias fases durante más de un período	Fallo de la carga, fallo de tierra, fallo de equipos, accidentes, rayos

Tabla 1.1. Distorsiones en las formas de onda de la tensión, con sus definiciones y sus causas.

Por otra parte, el factor de potencia que se obtiene con la estructura tradicional rectificador+condensador oscila entre 0,5 y 0,6 dando lugar a un mal aprovechamiento energético. Idealmente, deberíamos poder obtener 2200 W de un enchufe de pared de 220 V y 10 A, pero desafortunadamente, un bajo factor de potencia, unido a otros factores limita la disponibilidad de esa potencia. Por razones de seguridad se impone un máximo de un 80% de la corriente nominal para la que se ha diseñado el circuito, por lo que sólo podemos obtener 8 A.

En condiciones de baja tensión de red (p.ej 190 V) y utilizando una fuente de alimentación con un rendimiento típico del 75%, la potencia disponible se reduce a 1140 W. Si la fuente de alimentación tiene un factor de potencia de 0,65, la potencia útil que nos queda es de 741 W. Por tanto, 400 W adicionales podrían estar disponibles con el simple hecho de aumentar el factor de potencia a la unidad.

Además, el consumo de electricidad todavía tiene una tendencia ascendente, y se espera que esta tendencia se mantenga en los próximos años debido a que la electrificación de los países subdesarrollados todavía no se ha completado y su población crece rápidamente. Este aumento del consumo global también tiene malas consecuencias para la calidad de las formas de onda de la red de distribución, ya que un mayor número de usuarios se ven afectados por las distorsiones, los equipos son cada vez más sensibles y cada vez el usuario interconecta más equipos a su sistema local de distribución de energía eléctrica.

Este aumento de cargas no lineales y por tanto, de los problemas que de su uso se derivan, han dado lugar a la aparición, tanto en Estados Unidos como en Europa, de normas que intentan preservar la naturaleza senoidal de la tensión de la red de distribución a la vez que protegen a otros equipos conectados a dicha red.

Las normas que regulan el contenido armónico de baja frecuencia contemplan valores de frecuencia hasta 40 veces superiores a la frecuencia de red, es decir, hasta 2 kHz para las redes de 50 Hz y 2,4 kHz para las de 60 Hz mientras que la frecuencia más baja a la que se refieren las normas sobre armónicos de alta frecuencia es de 10 kHz.

### **1.3 LA NORMA IEC-1000-3-2 Y SUS ANTECEDENTES**

La primera norma sobre armónicos de baja frecuencia nació en Europa. En 1969, el *European Committee for Electrotechnical Standardization* (CENELEC) y el *International Electrotechnical Commission* (IEC) formaron comités para investigar los efectos de los armónicos causados por circuitos conmutados de estado sólido usados en aplicaciones domésticas. La primera norma (EN50006) la publicó CENELEC en 1975 y fue adoptada por 14 países europeos. Más tarde, en 1982, Alemania Occidental promovió la sustitución de la norma por otra un poco más comprensiva, la IEC 555. En Diciembre de 1991, CENELEC aprobó la IEC 555-2 como estándar

européo (EN 60555-2). Esta norma sólo contemplaba cargas domésticas por lo que fue revisada en 1995 con la intención de abarcar todo tipo de cargas y hacerla incluso un poco más estricta. Es así como aparece la norma IEC 1000-3-2 [22], que entrará definitivamente en vigor a principios de 2001. También hay otros proyectos de CENELEC como el titulado “*Voltage Characteristics of Electrical Energy Supplied by Public System to Tariff Customers*” con la intención de limitar los armónicos de tensión e interarmónicos, así como otros tipos de condiciones intermitentes para todo tipo de usuarios finales [24].

En los Estados Unidos, la IEEE *Industry Applications Society* comenzó el desarrollo de un proyecto sobre armónicos de baja frecuencia en 1973 y publicó la primera IEEE 519 “*Guide*” [23] en 1981. La IEEE 519 limita tanto las distorsiones en la tensión de la red como las distorsiones del contenido armónico de la corriente en el punto de uso final. El IEEE tiene una jerarquía de documentos que va desde el menos prescriptivo (*Guide*), pasando por un nivel intermedio (*Recommended Practice*) hasta llegar al documento más prescriptivo (*Standard*). En 1986, la IEEE *Power Engineering Society* (PES) y la IEEE *Industry Applications Society* (IAS) decidieron elevar la IEEE 519 “*Guide*” a la categoría de “*Recommended Practice*”. Desde entonces, su contenido se ha expandido enormemente.

El estándar IEEE 519 limita el nivel de armónicos en el punto de acoplamiento común, es decir, en el punto de acometida de la red de cada usuario. Lo que intenta es limitar la distorsión de la corriente recibida por el usuario basándose en el tamaño relativo de la carga y la distorsión de la tensión que hay en su punto de acoplamiento según el nivel de tensión. Aunque están íntimamente relacionados, los motivos para limitar la distorsión de la corriente y la distorsión de la tensión son distintos. Esta norma no se aplica directamente a equipos individuales, pero estos influyen en la distorsión medida en el punto de acoplamiento.

La norma IEC 1000-3-2 es en la actualidad la norma con más potencial de aplicación en todo el mundo. CENELEC la ha convertido en una norma de obligado cumplimiento en Europa (norma EN61000-3-2) a partir de principios de 2001, siendo también recomendada aunque no obligatoria en Japón, donde los valores máximos admisibles para cada uno de los armónicos debe modificarse multiplicándose por el cociente entre los valores de la tensión de red en Europa y en Japón (típicamente 2.3). Su aceptación en EE.UU. va en aumento ya que no hay una norma

equivalente del IEEE y porque muchos fabricantes estadounidenses deben competir en mercados extranjeros, especialmente en la Unión Europea.

La sección 2 de la norma IEC 1000-3 se refiere a la limitación de armónicos de corriente inyectados en la red pública. Especifica límites de las componentes armónicas de la corriente de entrada de los diferentes tipos de equipos, y deben ser medidos bajo unas condiciones especiales detalladas en el texto de la norma.

La norma IEC 1000-3-2 es aplicable a equipos eléctricos y electrónicos que tengan una corriente de entrada por fase menor o igual a 16 A y que se conecten a la red pública de baja tensión. En la actualidad, se especifica una potencia mínima de 75 vatios a partir de la cual debe cumplirse la norma aunque en el futuro se prevé un descenso del límite a 50 W.

Esta norma clasifica a los diferentes equipos en 4 clases, A, B, C y D como puede verse en la figura 1.1.

*Clase A:* Equipos trifásicos equilibrados, accionadores de motores y todos aquellos equipos que no pertenezcan a cualquier otra clase y cuya forma de onda de corriente de entrada tenga más de un 5% fuera de la máscara de forma de onda especial de la figura 1.2

*Clase B:* Equipos portátiles (no trifásicos).

*Clase C:* Equipos de iluminación (no trifásicos).

*Clase D:* Equipos con una potencia menor de 600 vatios que no pertenezcan al resto de clases y con una forma de onda de corriente de entrada que quede incluida en más de un 95% dentro de la máscara de forma de onda especial. Formas de onda que tengan pequeños picos fuera de la máscara serán clasificadas por tanto como clase D. La línea central, M, coincide con el valor de pico de la forma de onda.

En la tabla 1.2 puede verse el contenido armónico máximo para cada una de las clases.

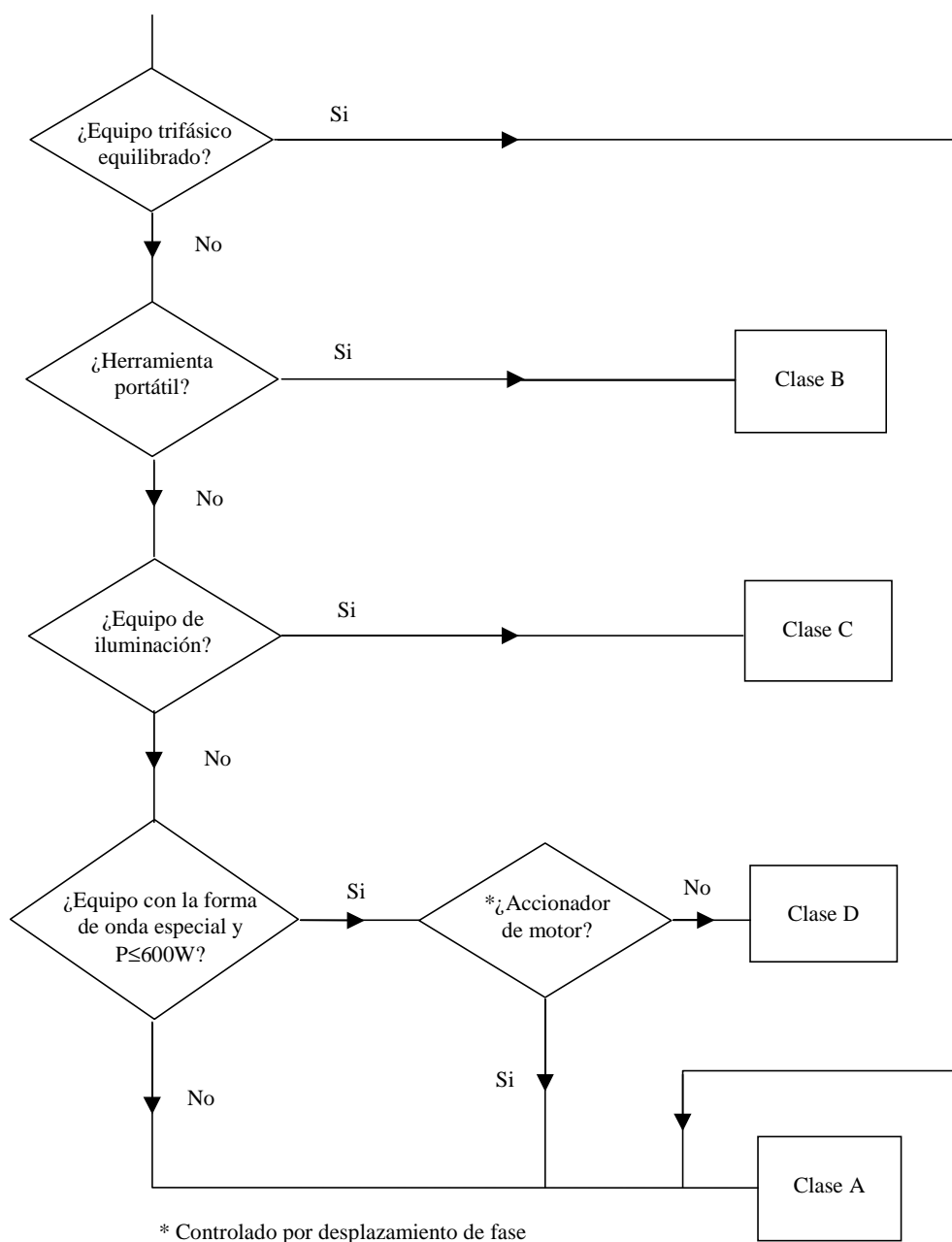


Fig. 1.1: Diagrama de flujo para la clasificación de equipos según la norma IEC 1000-3-2

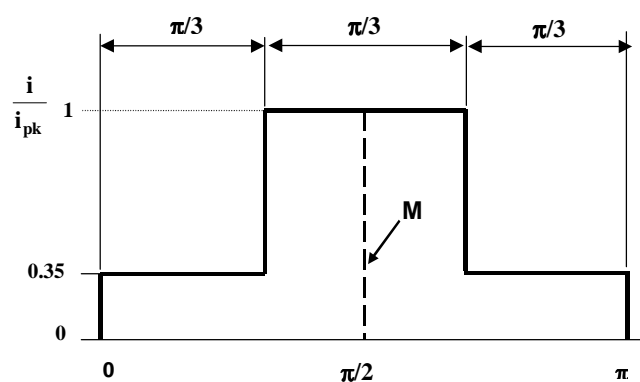


Fig. 1.2: Máscara de la corriente de entrada para clasificar los equipos como clase D o como Clase A

Clase	A	B	C	D
Orden del armónico, n	Amperios	Amperios	% de la corriente de entrada fundamental	mA/W
Impares				
3	2,3	3,45	30xFactor de Potencia	3,4
5	1,14	1,71	10	1,9
7	0,77	1,155	7	1,0
9	0,4	0,6	5	0,5
11	0,33	0,495	3	0,35
13	0,21	0,315	3	0,296
15<n<39	2,25/n	3,375/n	3	3,85/n
Pares				
2	1,08	1,62	2	-
4	0,43	0,645	-	-
6	0,3	0,45	-	-
8<n<40	1,84/n	2,76/n	-	-

Tabla 1.2: Límites del contenido armónico según la norma IEC 1000-3-2.

Analizando esta clasificación se puede observar que los tipos de equipos que definen las clases B y C están unívocamente encasillados en esas clases, pero, sin embargo, muchos equipos de uso habitual pueden ser incluidos en la clase A o en la clase D, dependiendo únicamente de la forma de onda de corriente que demandan.

Los límites de la clase D son relativos (están especificados en función de la potencia de entrada del equipo). A la vista de los límites impuestos por la norma, se observa que los límites de la clase A son más amplios que los de la clase D. Por tanto, cuanto más pequeña es la potencia de entrada del equipo más fácil es cumplir la norma si el equipo pertenece a la clase A, siendo pues más interesante que la clase D para pequeñas potencias.

Como se puede apreciar, la norma sólo impone un límite máximo para cada armónico según la Clase a la que pertenezca el equipo. Sólo se hace referencia al factor de potencia en el valor del tercer armónico de la clase C y en ningún momento se habla de la distorsión armónica.

Tradicionalmente estamos acostumbrados a utilizar el factor de potencia como parámetro cuantificador de la calidad de las formas de onda. Es bien conocida la definición de factor de potencia como la relación entre la potencia activa total consumida por la carga y la potencia aparente suministrada en voltamperios. Es decir:

$$FP = \frac{\text{Potencia Activa}}{\text{Potencia Aparente}} = \frac{\text{Potencia Activa}}{V_{\text{gef}} \cdot I_{\text{gef}}} \quad (1.1)$$

siendo  $V_{\text{gef}}$  el valor eficaz de la tensión de entrada e  $I_{\text{gef}}$  el valor eficaz de la corriente de entrada. También podemos escribirlo como:

$$FP = \frac{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_g(t) \cdot i_g(t) \cdot dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T v_g(t)^2 \cdot dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_g(t)^2 \cdot dt}} \quad (1.2)$$

donde  $T$  es el periodo de la tensión de red,  $v_g(t)$  la tensión de entrada e  $i_g(t)$  la corriente de entrada.

Si consideramos que tanto  $v_g(t)$  como  $i_g(t)$  conservan su carácter senoidal, esto nos conduce a la tradicional concepción electrotécnica del factor de potencia:

$$FP = \cos \phi \quad (1.3)$$

donde  $\phi$  es el desplazamiento de fase entre la corriente de entrada y la tensión de entrada.

Otro concepto habitualmente utilizado es el de Distorsión Armónica Total (en su denominación inglesa, *Total Harmonic Distorsion* o THD). Ésta se define como el cociente entre el valor

eficaz de la onda formada por el conjunto de armónicos y el valor eficaz de la componente fundamental. Designado como  $i_{ef1}$  el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente  $i$ , y como  $i_{ef2}$ ,  $i_{ef3}$ , ...,  $i_{efn}$  los valores de los distintos armónicos, la Distorsión Armónica Total (DAT) puede expresarse como:

$$DAT = \frac{\sqrt{i_{ef2}^2 + i_{ef3}^2 + \dots + i_{efn}^2}}{i_{ef1}} = \sqrt{\frac{i_{ef}^2}{i_{ef1}^2} - 1} \quad (1.4)$$

donde  $i_{ef}$  es el valor eficaz de la corriente total.

Con la proliferación de cargas no lineales, el concepto de factor de potencia deja de ser útil para evaluar correctamente la calidad de las formas de onda, siendo necesario un análisis del valor de cada uno de los armónicos. La forma de onda de la corriente de entrada deja de tener relevancia y lo importante pasa a ser el contenido armónico. Formas de onda como la mostrada en la figura 1.3, con un factor de potencia de 0,77 cumplen perfectamente la norma IEC 1000-3-2 en Clase D.

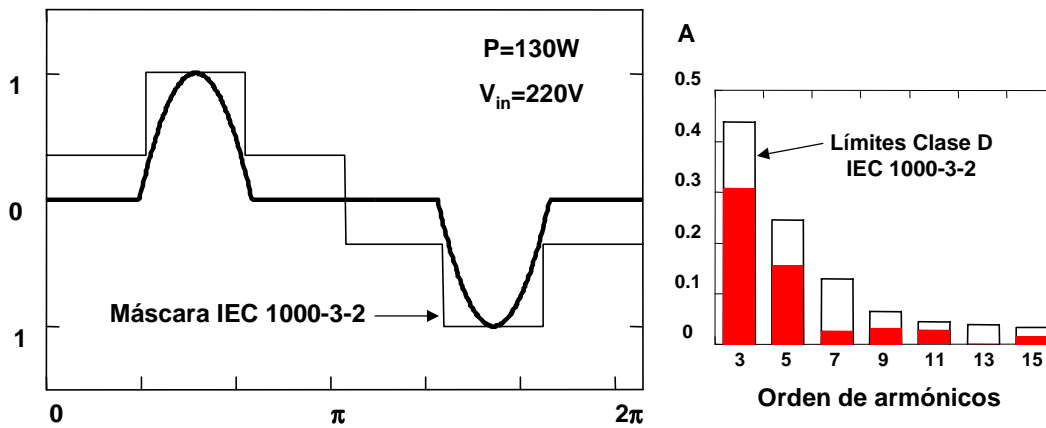


Fig. 1.3: Forma de onda de corriente de entrada y su contenido armónico

## 1.4 SOLUCIONES PARA LA REDUCCIÓN DEL CONTENIDO ARMÓNICO

Como se ha podido observar, la norma IEC 1000-3-2 no utiliza prácticamente para nada el concepto de corrección del factor de potencia. En realidad, habría que hablar de corrección del contenido armónico o de reducción de armónicos de corriente de baja frecuencia. Sin embargo, es la corrección de factor de potencia la denominación que se ha impuesto, quizá debido a la familiaridad de su uso.



En realidad, esta interpretación de la norma abre un nuevo camino a circuitos con criterios de diseño distintos de los tradicionales. Hasta ahora, el propósito de los circuitos de corrección del factor de potencia era obtener una forma de onda de corriente de entrada senoidal o casi senoidal. Son en general circuitos complejos, con un importante aumento de tamaño y coste, y con el inconveniente de que si se requiere una dinámica rápida, es necesario colocar otro convertidor en cascada y procesar de nuevo toda la potencia. Sin embargo, tienen la ventaja de no depender de la evolución de la normativa, pues al demandar una corriente senoidal, un eventual cambio en los límites permitidos no les afectaría en absoluto.

Por el contrario, si nos ceñimos a la interpretación de la norma e intentamos simplemente mantener el valor de los armónicos de corriente dentro de los límites permitidos, obtendremos circuitos de menor coste, menor peso y en general, con mejor rendimiento.

Según estos dos criterios, podremos hacer una primera clasificación de los circuitos en función del tipo de forma de onda que persiguen: senoidal o de contenido armónico limitado.

Por otra parte, también podemos dividir los circuitos atendiendo a otro criterio distinto, como es la utilización o no de dispositivos electrónicos activos. Así, hablaremos de soluciones pasivas cuando sólo utilicen elementos reactivos para la obtención de un contenido armónico que verifique las normas, y de soluciones activas cuando además de elementos pasivos, se utilicen circuitos o partes de circuitos en los que existan dispositivos activos.

Las soluciones pasivas son más baratas, más robustas y no generan armónicos de alta frecuencia, más bien todo lo contrario, ya que incluso en muchas ocasiones contribuyen a disminuir los generados por otros convertidores conectados a ellos.

Por otra parte, las soluciones activas son en general más pequeñas y su salida está regulada frente a variaciones de tensión de entrada y en la carga.

Atendiendo pues a los criterios expuestos, podemos hacer una clasificación de los circuitos correctores del factor de potencia atendiendo al uso de soluciones activas o pasivas y al tipo de

corriente de entrada que demanden (senoidal o no senoidal). Combinando ambos criterios obtenemos los cuatro tipos de circuitos que aparecen en la tabla 1.3.

		TIPO DE SOLUCIÓN	
		PASIVA	ACTIVA
CORRIENTE DEMANDADA	SENoidal	Soluciones pasivas de corriente senoidal	Soluciones activas de corriente senoidal
	NO SENoidal	Soluciones pasivas de contenido armónico limitado	Soluciones activas de contenido armónico limitado

Tabla 1.3: Tipos de soluciones propuestas para cumplir la normativa sobre armónicos de baja frecuencia.

#### 1.4.1 SOLUCIONES PASIVAS DE CORRIENTE SENOIDAL

Para conseguir rectificadores monofásicos que demanden corriente senoidal o casi senoidal utilizando simplemente elementos pasivos, es necesario construir circuitos resonantes y diseñarlos para que estén en resonancia a la frecuencia de red. En función de lo grande que sea la bobina, los diodos del rectificador estarán más o menos tiempo en conducción. Por tanto, para conseguir una demanda de corriente senoidal, la bobina del circuito resonante deberá ser muy grande. El tamaño de esta bobina hace que esta solución sea muy poco útil a frecuencias de red (50, 60 Hz). Un ejemplo es el circuito que se muestra en la figura 1.4, en el que para tener una corriente prácticamente senoidal sería necesario tener un valor de  $Q$  mayor que 2 ( $Q > 2$ ) siendo  $Q$ :

$$Q = \frac{Z_0}{R_L} \quad (1.5)$$

donde  $R_L$  es la carga y  $Z_0$ :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (1.6)$$

Incluso para obtener una corriente cuasi-senoidal, el valor de la bobina es muy elevado. Se ha simulado el comportamiento del circuito con una bobina de 500 mH y un condensador de

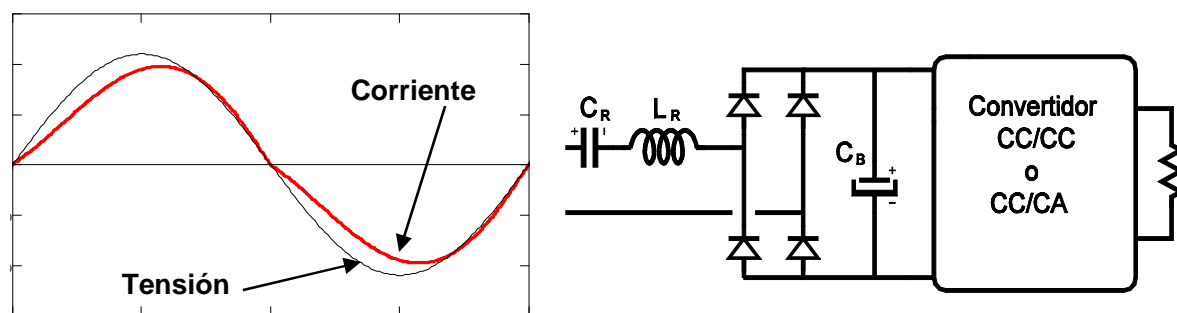


Fig. 1.4: Solución pasiva descrita en [29] y sus formas de onda

20,26 $\mu$ F ( $R_L=100$ ,  $Q=1,57$ ). El factor de potencia de la forma de onda obtenida es 0,9902. Los resultados obtenidos se muestran también en la figura 1.4.

Por el contrario, si la frecuencia es más alta, este tipo de circuitos puede llegar a convertirse en una buena solución de compromiso entre tamaño, coste y rendimiento (P.ej. con redes que trabajen a 20 kHz como en las aplicaciones espaciales).

## 1.4.2 SOLUCIONES PASIVAS DE CONTENIDO ARMÓNICO LIMITADO

Como se ha podido observar, el uso de soluciones pasivas para obtener corriente senoidal queda bastante limitado debido al gran tamaño de la bobina. Por el contrario, si las soluciones pasivas se diseñan con el objetivo de limitar el contenido armónico de forma que el convertidor cumpla la norma IEC 1000-3-2, este tipo de solución puede resultar bastante efectiva.

Para conseguir esto, podemos utilizar dos estrategias bien distintas:

La primera de ellas consiste en calcular la bobina del filtro LC para conseguir que el convertidor trabaje en clase D y su contenido armónico sea menor que el especificado por la norma. Esto se ha desarrollado en [30]. También podríamos diseñar la inductancia para clasificar el circuito dentro de la Clase A pero en este caso, la bobina es mucho mayor por lo que lo óptimo es trabajar en Clase D. El circuito es el mostrado en la figura 1.5. Utilizando una bobina de unos 16 mH, la forma de onda obtenida (Fig 1.5) clasifica al equipo en clase D. El factor de potencia es ligeramente mayor de 0,7 y la distorsión armónica total es del orden del 70%. De todas formas,

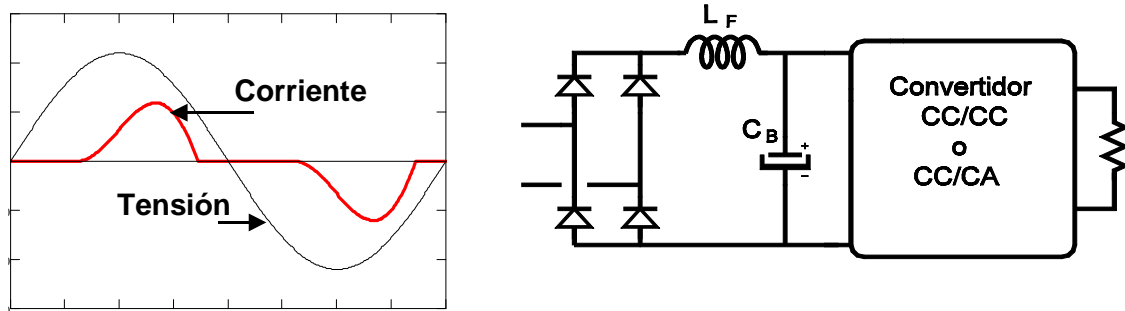


Fig. 1.5: Solución propuesta en la referencia [30] y sus formas de onda

esta solución sólo resulta efectiva si es usada para potencias no superiores a 300-400 vatios ya que en ese caso, la solución deja de ser interesante por razones de tamaño y peso.

La otra alternativa es utilizar el filtro LC para intentar obtener modificaciones en la tradicional forma de onda del rectificador de modo que más del 5% de dicha forma de onda esté fuera de la envoltura especial que clasifica a los equipos en la Clase D. De esta forma, si la potencia manejada es pequeña y el equipo se clasifica como Clase A, resultará fácil cumplir la normativa. Con esta filosofía, en [32] 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 condensadores razonables. En este estudio se trata de buscar una solución de compromiso entre factor de potencia, distorsión armónica total, tamaño y estrés de los componentes reactivos así como su regulación de tensión. Algunas topologías presentan excelentes características en cuanto a tamaño de los componentes pero por el contrario, la regulación de tensión es muy mala por lo que se obtienen valores muy elevados de tensión en el condensador. La topología más adecuada resulta ser la mostrada en la figura 1.6 ya que es una topología con la que se obtiene una forma de onda con un buen factor de potencia (86%), baja distorsión armónica (50%), tamaño razonable de los elementos reactivos ( $L_F=78$  mH,  $C_F=4,7$   $\mu$ F) y un bajo estrés en dichos componentes. La forma de onda de corriente de esta topología se puede observar en la figura 1.6.

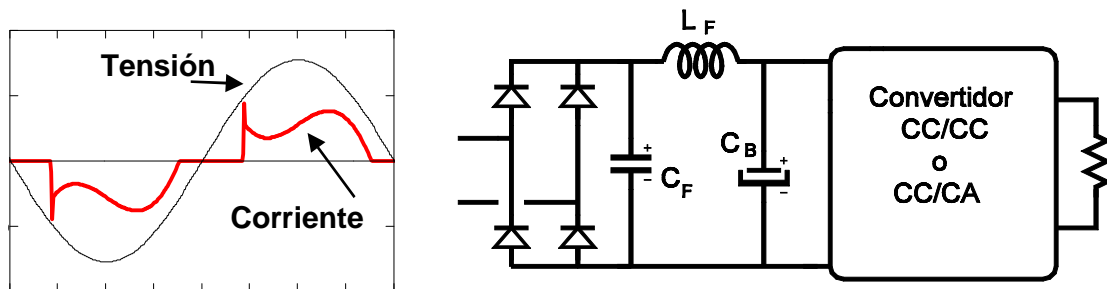


Fig. 1.6: Solución propuesta en la referencia [32] con sus formas de onda de tensión y corriente de entrada

Como conclusiones generales sobre las soluciones pasivas de contenido armónico limitado, se puede afirmar que resultan interesantes en aplicaciones muy sensibles al coste (por ejemplo, fuentes de alimentación de ordenadores personales) y con potencias máximas del orden de 200 o 300 vatios ya que en ese rango de valores, tanto el coste como el tamaño de los elementos reactivos necesarios es bastante bajo. Son soluciones muy robustas, no generan armónicos de alta frecuencia y además son baratas. Sin embargo, no presentan una buena regulación ante variaciones de la tensión de entrada y de la carga, por lo que no es posible optimizar al máximo el convertidor CC/CC con el que trabajan. Este problema se agrava aun más si se trata de un convertidor con rango de tensión de entrada universal (85-265 V). Además, en algunas topologías la corriente de entrada en el arranque puede ser bastante elevada, por lo que puede ser necesario el uso de circuitos específicos para limitarla.

### **1.4.3 SOLUCIONES ACTIVAS DE CORRIENTE SENOIDAL**

Este tipo de soluciones [33] permiten obtener los mejores resultados en lo que se refiere a calidad de corriente demandada por la entrada, ya que es posible obtener corrientes perfectamente senoidales. Sin embargo, este tipo de soluciones son más costosas y menos robustas que las soluciones pasivas. El principio básico de funcionamiento de este tipo de soluciones se fundamenta en el concepto de emulador de resistencia (ER).

#### **1.4.3.1 Principios básicos del emulador de resistencia**

El esquema básico de un emulador de resistencia se muestra en la figura 1.7. Consiste en interponer un convertidor CC/CC en el medio del clásico esquema CA/CC compuesto por un puente rectificador y un condensador de almacenamiento. Este convertidor debe comportarse de una forma tal que sea visto por el puente de diodos como una resistencia y de este modo conseguir que la corriente demandada tenga la misma forma que la tensión que aparece a la salida del rectificador, es decir, una senoide rectificada. Por esta razón, muchos autores [34, 35, 36] denominan a este convertidor “Emulador de Resistencia”.

Es necesario tener en cuenta una serie de características importantes con respecto al emulador de resistencia:

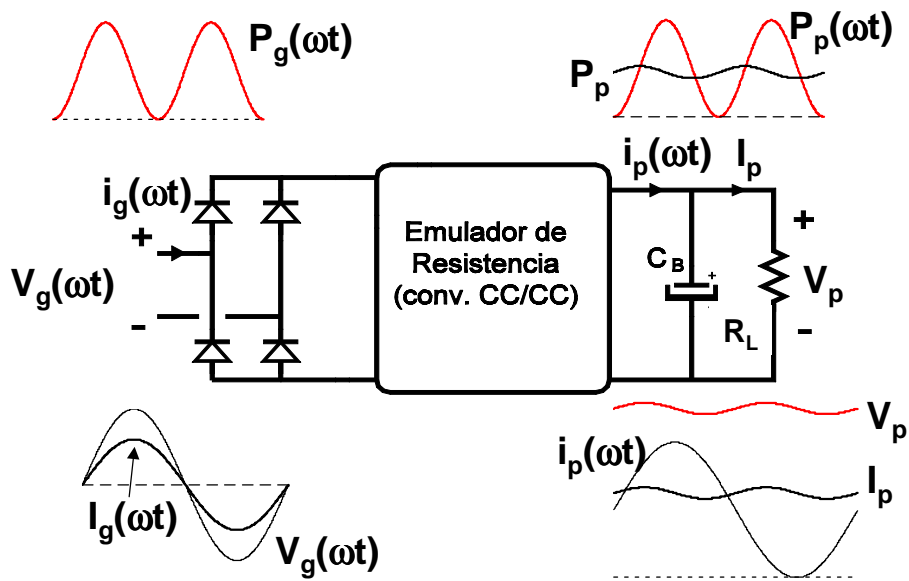


Fig. 1.7: Concepto de emulador de resistencia con las principales formas de onda

- Se trata de un convertidor conmutado y por tanto, en condiciones ideales no presenta pérdidas.
- Su frecuencia de conmutación es mucho más alta que la frecuencia de red. Esta última es siempre de 50 ó 60 Hz por lo que una vez rectificadas, la frecuencia de la tensión a la entrada del convertidor será de 100 ó 120 Hz. Sin embargo, la frecuencia de conmutación del convertidor estará típicamente comprendida entre 50 y 250 kHz. Por tanto, habrá del orden de tres décadas de diferencia entre la frecuencia de variación de tensión a la entrada del convertidor y la frecuencia de variación de todas las señales de tensión y corriente en el interior del emulador. Por esta razón, será razonable admitir la hipótesis de “cuasiestatismo” a la hora de analizar el funcionamiento de un emulador de resistencia. Esta hipótesis consiste en considerar que la tensión de entrada permanece constante durante un ciclo de conmutación.

Debemos también tener en cuenta que los elementos reactivos del convertidor se calculan para la frecuencia de conmutación y por tanto son capaces de almacenar energía sólo en periodos del orden del de conmutación, pero no pueden almacenar energía para periodos tan largos como el de red.

Teniendo en cuenta estas consideraciones, es fácil deducir que la potencia a la entrada del emulador será una función del tipo “seno elevado al cuadrado”, al igual que la potencia a la salida del convertidor y por tanto, de una frecuencia doble de la frecuencia de red. El objetivo final de esta conversión energética es obtener un bus de tensión continua, por lo que deberá haber algún 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”. Si admitimos que el valor de este condensador es suficientemente grande como para mantener la tensión de salida del convertidor prácticamente constante, entonces toda la componente de alterna de la corriente de salida circulará por él y la componente de continua circulará toda por la carga.

Definiremos como “resistencia vista por el ER”,  $r(\omega t)$ , al cociente entre la tensión a su salida, que es constante, y la corriente que entrega, que es del tipo “seno elevado al cuadrado”. Se puede demostrar [36] que se cumple:

$$r(\omega t) = \frac{R_L}{2\sin^2(\omega t)} \quad (1.7)$$

donde  $R_L$  es la resistencia de carga o el cociente entre  $V_p$  e  $I_p$  si se hubiera considerado otro convertidor en cascada como carga del emulador de resistencia.

De esta ecuación es posible extraer una conclusión importantísima: el emulador de resistencia ve a su salida una resistencia de carga que es distinta de  $R_L$ . Además, la carga que ve el emulador es muy variable, y los valores que toma están comprendidos entre  $R_L/2$  e infinito.

Podemos calcular también la relación de transformación del ER  $m(\omega t)$ , definida como el cociente entre la tensión de salida  $V_p$ , que es constante, y la tensión de entrada  $v_g(\omega t)$ , que es variable:

$$m(\omega t) = \frac{V_p}{|v_g(\omega t)|} = \frac{M}{|\sin(\omega t)|} \quad (1.8)$$

donde  $M$  es el cociente entre la tensión de salida  $V_p$  y el valor de pico de la tensión de entrada,  $V_g$ . Observando esta ecuación, podemos deducir que la relación de transformación de un ER es

variable, y los valores que toma están comprendidos entre  $M$  (valor mínimo) e infinito (valor máximo).

Por tanto, para que un convertidor continua/continua pueda operar como emulador de resistencia, debe cumplir estas 2 ecuaciones. No vale pues, cualquier convertidor para trabajar como ER. Sólo serán aptos para ser usados como emuladores de resistencia ideales aquellos convertidores que satisfagan simultáneamente ambas ecuaciones. Por ejemplo, el convertidor Reductor o convertidor *Buck* no satisface la ecuación (1.8) para todo ( $\omega t$ ) ya que cuando la tensión de entrada es menor que la de salida, este convertidor no puede funcionar correctamente, por lo que no puede trabajar como ER ideal.

Además, las ecuaciones (1.7) y (1.8) 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 [36,37] aplicado al SEPIC), la variación de ciertos parámetros internos del emulador (como se puede encontrar en [38] con relación a la frecuencia de conmutación) o condiciones para garantizar modo de conducción continuo (MCC) o modo de conducción discontinuo (MCD) en el convertidor, como aparece en [39].

#### **1.4.3.2 El control del emulador de resistencia**

El control de un emulador de resistencia tiene dos misiones fundamentales:

1. En primer lugar, fuerza a la tensión de salida a mantenerse constante en el valor deseado. Esto se consigue de la manera habitual, es decir, con un lazo de realimentación de la tensión de salida que obligue a que ésta sea constante.
2. Por otra parte, obliga a que la corriente de entrada del emulador sea una senoide rectificada, lo que se puede conseguir de dos formas distintas:
  - 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. El control con lazo de corriente y lazo de tensión es también conocido como “control con multiplicador”.



- En ciertas topologías de potencia operando en determinados modos (por ejemplo en MCD) es perfectamente posible conseguir que la corriente de entrada del emulador tenga la misma (o casi la misma) forma de onda que la tensión de entrada. Al ser esta última una senoide rectificada, también lo será la corriente de entrada, por lo que no es necesario implementar un lazo de realimentación de corriente. Esta forma de control mediante lazo de tensión y modo de operación especial también es llamado “control como seguidor de tensión”.

### 1.4.3.3 Control con multiplicador

El esquema básico de este tipo de control puede verse en la figura 1.8. Como puede apreciarse, existen dos lazos en este sistema de control. Por un lado, hay un lazo de realimentación de corriente que fuerza al modulador de ancho de pulso del ER a que la corriente demandada siga a una referencia  $v_{ri}$ . Esta referencia tiene una forma de senoide rectificada ya que se obtiene al multiplicar una señal senoidal rectificada, (obtenida a partir de la tensión de entrada  $v_g(\omega t)$  mediante un divisor resistivo conectado en la salida del puente rectificador), y una señal de valor constante  $v_e$ . Esta señal  $v_e$  se obtiene del otro lazo de realimentación (el lazo de tensión) siendo precisamente  $v_e$  la señal de error de dicho lazo. Por lo tanto, la corriente de entrada es una senoide rectificada cuyo valor de pico depende del valor de  $v_e$ . En el fondo,  $v_e$  determina la potencia extraída de la red y, dado que el emulador de resistencia es un convertidor idealmente no disipativo, la potencia entregada a la carga queda también determinada.

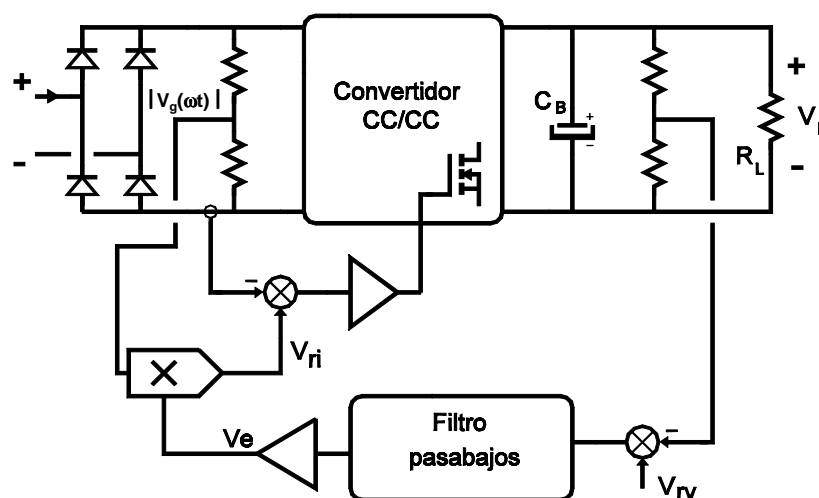


Fig. 1.8: Esquema básico del control con multiplicador

Mediante estos dos lazos podemos conseguir que la tensión de salida sea constante y además, demandar de la red una corriente senoidal. Es importante resaltar que la señal  $v_e$  debe ser perfectamente constante ya que si no lo fuese, la forma de onda de la corriente de entrada quedaría distorsionada y no sería una senoide rectificada. Para conseguirlo, es preciso colocar un filtro pasabajos que elimine el rizado de la tensión de salida para que dicho rizado no aparezca en la señal  $v_e$  y pueda por tanto distorsionar la forma de la corriente de entrada. La presencia de este filtro da lugar a uno de los principales inconvenientes de este sistema ya que al colocarlo en el lazo de realimentación, es imposible conseguir una dinámica rápida. En cuanto al lazo de corriente, es posible implementar diversos modos de control:

1. Control en modo corriente promediada
2. Control en modo corriente de pico con tiempo “off” constante
3. Control en modo corriente de pico a frecuencia fija

El que mejores características presenta es el control en modo corriente promediada [40].

#### **1.4.3.4 Control como seguidor de tensión**

Este modo de control se basa en una propiedad que presentan algunas topologías de convertidores: cuando estas topologías trabajan en MCD en unos casos, o en la frontera entre MCC y el MCD en otros, el valor medio de la corriente de entrada es proporcional a la tensión de entrada, siempre y cuando se mantenga el tiempo de conducción del transistor constante [34-36, 41-43]. Ejemplos típicos son los convertidores 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 cambiar a lo largo del periodo de red). Por otra parte, este convertidor demanda una corriente casi proporcional a la tensión de entrada cuando trabaja en MCD a frecuencia fija.

Esta propiedad determina que estas topologías sean “emuladores de resistencia naturales” y el nombre asignado de “control como seguidor de tensión” se justifica plenamente ya que la corriente media a la entrada sigue a la tensión de entrada de una forma natural.

La primera conclusión es evidente y es que resulta muy sencillo realizar un emulador de resistencia utilizando estas topologías. En la figura 1.9 se observa la existencia de un único lazo de realimentación de tensión que se encargará de determinar el único parámetro de control, que según los casos puede ser el ciclo de trabajo, tiempo de conducción o frecuencia de conmutación.

Con este tipo de control ocurre lo mismo que con el control con multiplicador, y es que se hace necesaria la presencia de un filtro pasabajos en el lazo de control para conseguir obtener la forma de onda de corriente de entrada deseada y por tanto, la dinámica del convertidor cuando se usa este modo de control también será lenta.

Si comparamos el control como seguidor de tensión con el control por multiplicador, podemos deducir las ventajas e inconvenientes del primero frente al segundo. Por una parte, el control como seguidor de tensión resulta mucho más sencillo de implementar ya que sólo utiliza un lazo de realimentación (no es necesario sensar la corriente ni tratar esta señal posteriormente). Esto a su vez conlleva un importante ahorro en el circuito de mando, ya que al no tener que hacer ninguna operación especial, podrá usarse un circuito de mando convencional. Además, al no tener que hacer ninguna operación analógica (multiplicaciones y divisiones), el emulador podría funcionar en redes de distribución de frecuencias más altas que las típicas de red de 50 ó 60 Hz (como por ejemplo, las redes de 400 Hz utilizadas en aviónica).

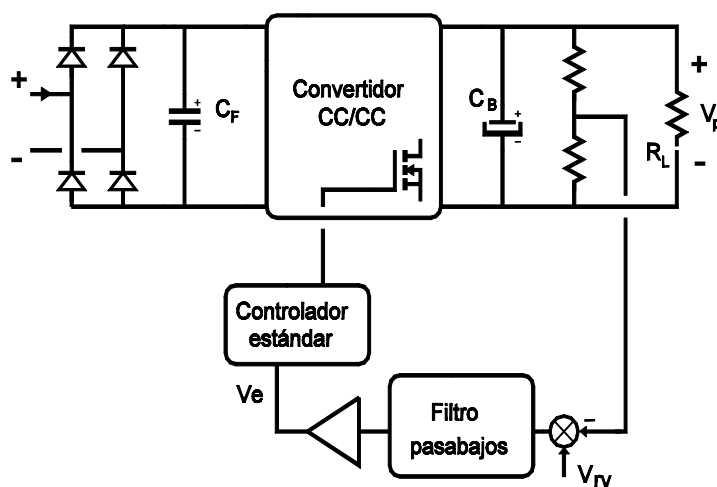


Fig. 1.9: Control del emulador de resistencia como seguidor de tensión

Por otra parte, el hecho de trabajar en modo de conducción discontinuo o en la frontera entre ambos modos da lugar a una serie de inconvenientes: al trabajar en MCD, los valores de las corrientes de pico son más elevados, al igual que las pérdidas en la salida de conducción del transistor o la entrada en conducción del diodo. En el caso concreto del convertidor Elevador (*Boost*) trabajando en la frontera del MCC y el MCD la variación de la frecuencia de conmutación a lo largo de todo el periodo de red es otro inconveniente.

#### **1.4.3.5 Topologías de potencia usadas para la corrección del factor de potencia**

Para que una topología pueda ser usada como emulador de resistencia ideal, debe cumplir las ecuaciones (1.7) y (1.8). La segunda ecuación en concreto, impone una importante restricción, ya que implica que la relación de transformación del convertidor no debe estar acotada. Al ser la tensión de entrada una senoide, el convertidor debe ser capaz de transferir energía de la entrada a la salida en todo el rango de valores que tome la tensión de entrada, es decir, entre cero y su valor de pico. Esto imposibilita a convertidores tan populares como el Reductor (*Buck*) y el Directo (*Forward*) para operar como ER ideales ya que su relación de transformación no puede crecer indefinidamente.

Sin embargo, dada la redacción de la norma IEC 1000-3-2, esto no implica que estos convertidores no puedan ser utilizados como “reductores del contenido armónico” en ciertos casos. Utilizando un control en modo corriente promediada y en aplicaciones con bajas tensiones de salida, el convertidor Reductor podría ser la mejor elección. Solo dejaría de funcionar en el intervalo de tiempo en el que la tensión de entrada fuese menor que la de salida. Si esta tensión es baja, esta interrupción sólo causaría un pequeño escalón en la corriente de entrada pudiendo alcanzarse valores de factor de potencia cercanos a 0,98 y con un contenido armónico tal que cumpliría perfectamente la norma.

Dentro de las topologías que cumplen ambas condiciones, podemos hacer la siguiente clasificación:

##### **1. Topologías básicas de ER con un único transistor.**

2. Topologías con varios transistores.

3. Topologías de conmutación suave.

#### 1.4.3.6 Topologías básicas de ER con un único transistor

Salvo el convertidor Reductor, el resto de topologías básicas con un único transistor pueden operar como emuladores de resistencia ideales, es decir, el convertidor Elevador, el Reductor-Elevador, el SEPIC y el Cuk (Fig.1.10).

Las características principales de estas topologías se pueden observar en la tabla 1.4. De todas estas topologías, la más usada es probablemente la del convertidor Elevador ya que es robusta y resulta bastante fácil de implementar al tener el interruptor referido a masa. Los únicos inconvenientes de esta topología son la imposibilidad de implementar protecciones y que sólo es válida para aplicaciones en las que la tensión de salida sea mayor que la de entrada. Uno de los usos más comunes de este convertidor es como primera etapa de la conexión en cascada de dos convertidores, consiguiendo así, además de corrección del factor de potencia, estabilizar la tensión de entrada del segundo convertidor.

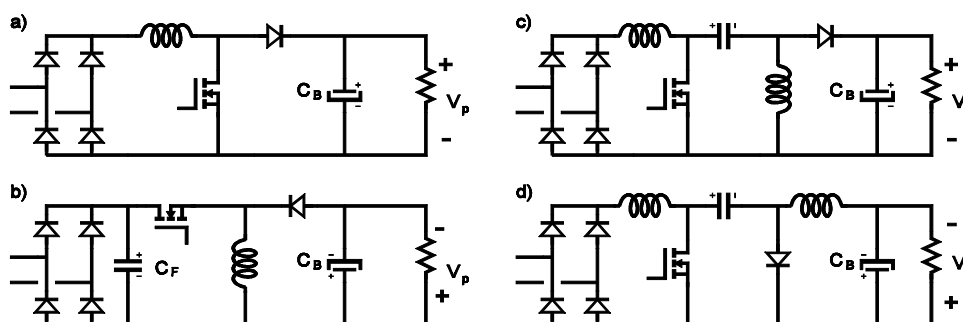


Fig. 1.10: Topologías con un único interruptor de potencia y sin aislamiento galvánico: a) Elevador, b) Reductor-Elevador, c) SEPIC, d) Cuk

	Esfuerzos en semiconductores	Bobina de entrada	Interruptor a masa	Tensión de salida	Posibilidad de aislamiento	Protecciones
<b>Elevador</b>	Bajos	Sí	Si	Alta	No	No
<b>Reductor-Elevador</b>	Altos	No	No	Alta/Baja	Sí	Sí
<b>SEPIC y Cuk</b>	Altos	Sí	Sí	Alta/Baja	Sí	Sí

Tabla 1.4: Características principales de las topologías Elevadora, Reductora-Elevadora, SEPIC y Cuk

Sin embargo, si la potencia no es muy alta y se requiere aislamiento galvánico, las topologías de Retroceso (*Flyback*), SEPIC y Cuk (Fig.1.11) presentan buenas características, más aun si tenemos en cuenta que pueden comportarse como seguidor de tensión.

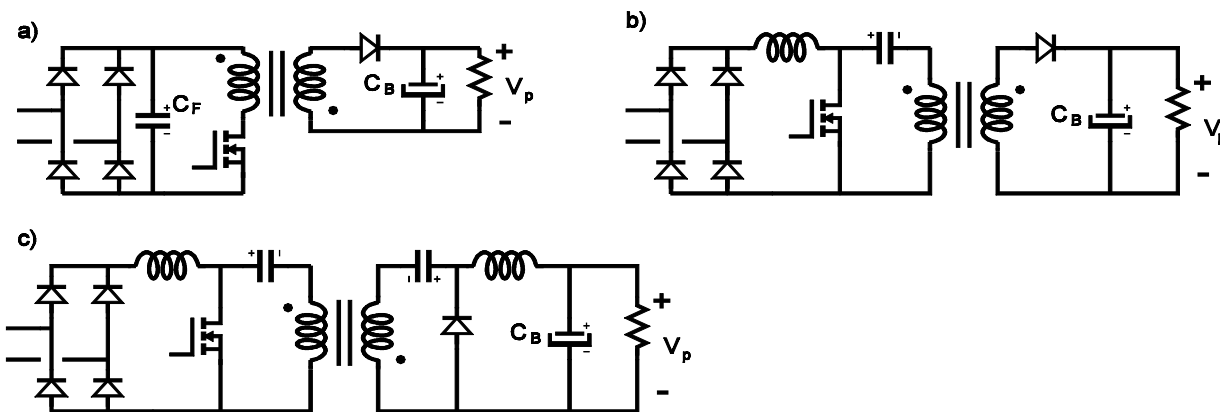


Fig. 1.11: Topologías con un único interruptor de potencia y aislamiento galvánico: a) *Flyback*, b) SEPIC, c) Cuk

#### 1.4.3.7 Topologías con varios transistores

Si en vez de un solo transistor, utilizamos varios, podemos solucionar algunos de los problemas que presentan las topologías anteriormente descritas, aunque para ello estamos complicando la topología.

En la figura 1.12a se muestra un convertidor que puede trabajar como si fuese un Reductor o como un Elevador, según el valor que tenga en cada instante la tensión de entrada. Cuando dicha tensión es mayor que la de salida, el convertidor funcionará en modo Reductor haciendo trabajar al transistor S1 y al diodo D1 en conmutación, mientras que el transistor S2 está permanentemente en corte y el diodo D2 permanentemente en conducción. Sin embargo, si la tensión de salida es mayor que la de entrada, el convertidor funcionará globalmente en modo Elevador. Para ello, el transistor S1 permanece constantemente en conducción y el diodo D1 constantemente en bloqueo, trabajando en conmutación S2 y D2. Con esta topología, conseguimos obtener tensiones de salida más bajas que con un Elevador y además, al tener el transistor S1 en serie con la salida, es posible implementar protecciones contra sobrecorriente. Es obvio que todo esto se consigue a costa de complicar la topología original.

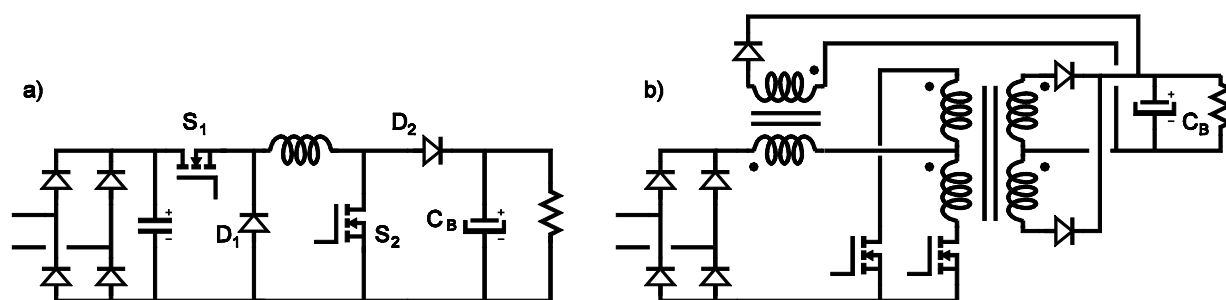


Fig. 1.12: Topologías con varios interruptores: a) Conexión en cascada de un convertidor Reductor y un Elevador, b) convertidor Simétrico Alimentado en Corriente

Existen otras alternativas con más de un interruptor que consisten en utilizar topologías tradicionales de inversores, pero alimentadas en corriente (a través de una bobina) en vez de en tensión desde un condensador como es habitual. En la figura 1.12b Se muestra un convertidor Simétrico (*Push-Pull*) alimentado en corriente. El comportamiento de este convertidor corresponde al de un convertidor Elevador con transformador, por lo que se le suele denominar “convertidor Elevador Aislado”.

#### 1.4.3.8 Topologías de conmutación suave

Algunas de las topologías tradicionales de inversores resonantes, que posteriormente fueron adaptadas para su uso en convertidores continua/continua [45] también han sido experimentadas para realizar corrección del factor de potencia [46]. Concretamente, el convertidor Resonante Cargado en Paralelo (PRC) que se muestra en la figura 1.13, presenta excelentes características para realizar esta función. Con esta topología se pueden conseguir factores de potencia del orden de 0.9 dada la característica intrínsecamente elevadora de esta topología. Además, para ello no hace falta utilizar un lazo de realimentación, aunque utilizándolo, se pueden mejorar aun más los resultados. Este convertidor es adecuado para ser utilizado en aplicaciones de potencias relativamente altas al ser una topología de dos transistores.

También los convertidores cuasiresonantes [47] han sido estudiados como posibles emuladores de resistencia. En [48], se puede ver el estudio de aplicabilidad de un convertidor Elevador Conmutado a Corriente Cero a la corrección del factor de potencia, mientras que en [49] se estudia la versión SEPIC de este tipo de convertidores para dicha aplicación, extendiéndose

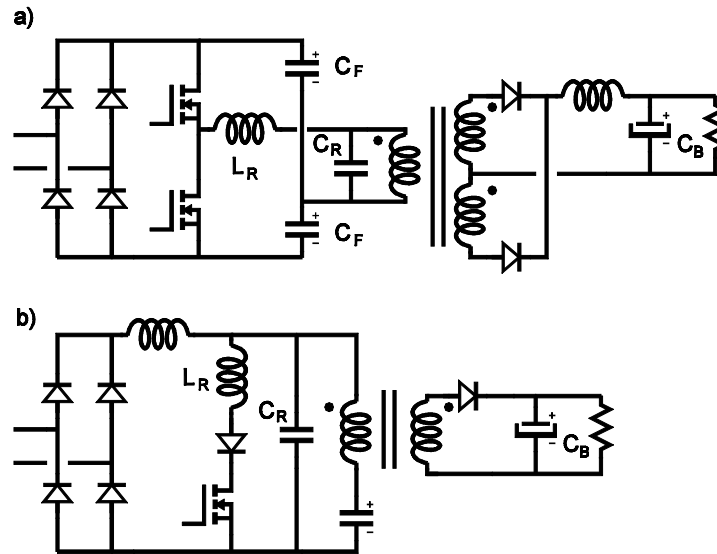


Fig. 1.13: Convertidores resonantes: a) Convertidor Resonante cargado en Paralelo (PRC), b) SEPIC cuasirresonante conmutado a corriente cero y con interruptor de media onda

dicho estudio a otras versiones en [50]. Es importante reseñar que todos estos convertidores son apropiados para ser controlados como seguidor de tensión, con la consiguiente simplicidad del circuito de mando.

Los circuitos de conmutación suave no resonantes representados en la figura 1.14 [52,54] tienen un especial interés para ser usados como emuladores de resistencia. El convertidor que se muestra en la figura 1.14a, es un convertidor PWM de Transiciones a Tensión Cero (ZVT-PWM). Las conmutaciones del transistor y diodo principales (S1 y D1) 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 lo está por el valor de la corriente de entrada en cada instante. La corriente media manejada por el transistor y los diodos auxiliares (S2 y D2) es mucho menor. Esta topología presenta el inconveniente de que el gobierno del transistor S2 requiere la generación de un corto pulso de conducción antes de que el transistor principal S1 se ponga en conducción. El convertidor que se muestra en la figura 1.14b representa un convertidor Simétrico (*Push-Pull*) alimentado en corriente con un elemento adicional: el transistor S1. Este transistor se gobierna de forma que esté conduciendo durante las transiciones de S2 y S3, con lo que las transiciones de estos dos interruptores se realizan a tensión cero y por tanto, sin pérdidas. S1 debe ser un transistor muy rápido (p.ej. un MOSFET), mientras que S2 y S3 deben ser muy robustos y con bajas pérdidas en conducción (p.ej IGBTs).



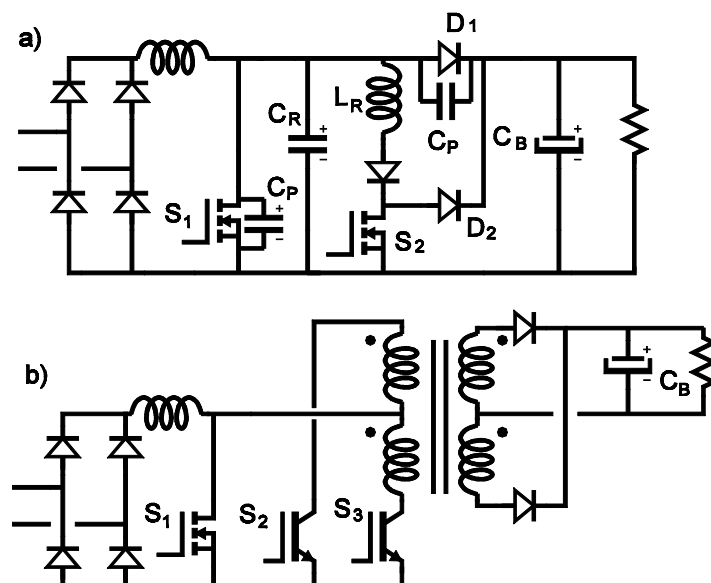


Fig. 1.14: Convertidores de conmutación suave no resonante: a) convertidor Elevador con conmutaciones a tensión cero, b) convertidor Simétrico Alimentado en Corriente con dos IGBT conmutados a tensión cero con la ayuda de un MOSFET

#### 1.4.3.9 El problema dinámico de los emuladores de resistencia

Como se ha comentado anteriormente, la presencia de un filtro pasabajos en el lazo de realimentación de tensión de un emulador de resistencia es la causa del mal comportamiento dinámico de estas topologías. El sistema es demasiado lento como para cumplir las especificaciones dinámicas de muchas aplicaciones por lo que es necesario buscar soluciones para este problema. Una de ellas sería intentar aumentar todo lo posible el ancho de banda del filtro, pero los resultados que se obtienen no son demasiado buenos. Además, hay que tener en cuenta que en la medida en que la señal realimentada deja de ser constante, se produce una distorsión en la forma de onda de la corriente de entrada.

Una de las soluciones típicas es conectar en cascada un convertidor CC/CC. De esta forma, la primera etapa (el emulador de resistencia) se encarga de demandar de la red de distribución una corriente senoidal y al mismo tiempo, genera una tensión continua bastante estable como tensión de entrada para el convertidor CC/CC que se conecta en cascada. La misión de este convertidor CC/CC es darle una buena dinámica al sistema global. Esta solución es cara y compleja, por lo que no resulta competitiva con potencias menores de 500 vatios. Además, al conectar los dos convertidores en cascada el rendimiento se ve bastante penalizado, con lo que es necesario utilizar como convertidor CC/CC uno de muy buen rendimiento. La estructura típica la

formarían un convertidor Elevador (*Boost*) como emulador de resistencia y un convertidor en Puente Completo con Control de Fase Desplazada (*Phase Shifted Control*) como segunda etapa [55,56].

Dadas las características de este sistema, cuando la aplicación es de unos pocos centenares de vatios, es necesario buscar otro tipo de soluciones más baratas y menos complejas, pero que a su vez tengan un buen rendimiento. Con este objetivo, se han venido desarrollando últimamente gran cantidad de nuevas topologías de convertidores que podríamos dividir en dos categorías:

1. Convertidores con dos etapas integradas
2. Convertidores con procesamiento energético menor que doble

#### **1.4.3.10 Convertidores con dos etapas integradas**

La idea básica es integrar en una sola etapa las dos del esquema tradicional, es decir, el emulador de resistencia y el convertidor CC/CC (Fig. 1.15b). La primera etapa es un convertidor Elevador operando en modo de conducción discontinuo (MCD), que como se ha visto anteriormente, en este modo de funcionamiento se comporta como un seguidor de tensión de forma natural. A la salida del Elevador se coloca el condensador de almacenamiento de energía y a continuación, el convertidor CC/CC. Ambos convertidores se hacen conmutar al unísono. El siguiente paso es integrar en uno solo los interruptores y diodos con funciones redundantes, de forma que se mantenga el modo de funcionamiento de las dos etapas que estamos integrando, aunque es posible que para ello sea necesario añadir algún diodo.

La tensión de salida del convertidor CC/CC es la que se realimenta y es por tanto la que fija el ciclo de trabajo del convertidor. Como en el condensador de almacenamiento siempre hay un pequeño rizado de 100-120 Hz, el ciclo de trabajo experimentará leves variaciones para mantener la tensión de salida constante, y como el interruptor del ER y del convertidor es el mismo, estas variaciones afectarán también a la forma de la corriente de entrada, que sufrirá alguna distorsión.

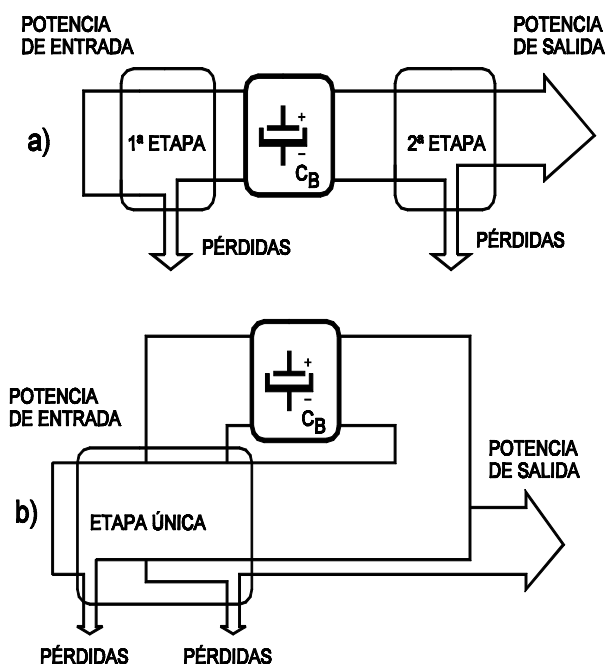


Fig. 1.15: Procesado doble de potencia: a) con dos etapas en cascada, b) con dos etapas integradas

Al integrar dos etapas en una se reduce el número de componentes, con lo que este tipo de circuitos son sencillos y de bajo coste. Sin embargo, este tipo de circuitos sólo es adecuado para rangos de bajas potencias, ya que las solicitaciones a las que se ve sometido el interruptor son muy elevadas. Esto se debe a varios factores:

- La potencia total del convertidor es procesada dos veces.
- La tensión en el condensador de almacenamiento  $C_B$  varía de manera muy acusada, por lo que se llegan a alcanzar grandes tensiones de pico en el interruptor.
- Para intentar acotar las fluctuaciones de tensión en  $C_B$  se acude a hacer trabajar la segunda etapa del convertidor (la que actúa como convertidor CC/CC) en MCD. Por tanto, al trabajar las dos etapas en MCD, la corriente de pico por el interruptor alcanza valores bastante elevados.

En [58,59] se describen los primeros circuitos desarrollados siguiendo esta filosofía. Los convertidores de esta familia mantienen dos cosas en común: la bobina de entrada opera en modo de conducción discontinuo y el convertidor tiene un condensador de almacenamiento de energía capaz de alimentar el convertidor cuando el valor instantáneo de la tensión de entrada

está próximo a cero. Además, para conseguir una buena dinámica, este condensador no puede estar directamente colocado en paralelo con la carga. Por otra parte, el convertidor conectado en cascada con el Elevador opera en modo de conducción continuo en la propuesta original de esta topología.

Hay seis convertidores en esta familia cuyas integraciones son válidas (se mantiene la independencia a baja frecuencia de la tensión en el condensador de almacenamiento y el modo de operación de los convertidores es el correcto), que se pueden dividir en dos grupos: por un lado, las que se obtienen de integrar un convertidor Elevador y un convertidor de Retroceso (*Boost Integrated with Flyback Rectifier / Energy storage / Dc-dc converter* o BIFRED), cuya representación se puede observar en la figura 1.16.

De la integración de un convertidor Elevador y un Reductor, obtenemos el otro grupo de convertidores (*Boost Integrated with Buck Rectifier / Energy storage / Dc-dc converter* o BIBRED) y cuya representación se muestra en la figura 1.17. A partir del BIBRED se obtienen cuatro convertidores más según se utilice un convertidor Directo tradicional, un convertidor Directo de dos interruptores, un Medio Puente o un Puente Completo.

Esta familia de convertidores presenta un importante inconveniente, que es la excesiva tensión en el condensador de almacenamiento cuando el convertidor trabaja con poca carga. Este problema se soluciona en [60] haciendo trabajar a la etapa de salida del BIFRED en MCD. Con esto se consiguen unas mejoras significativas: además de acotar la tensión en el condensador y reducir el rizado de baja frecuencia en la bobina, se consigue una significativa reducción de la distorsión armónica con el mismo estrés en los semiconductores y mejor regulación de la tensión de salida.

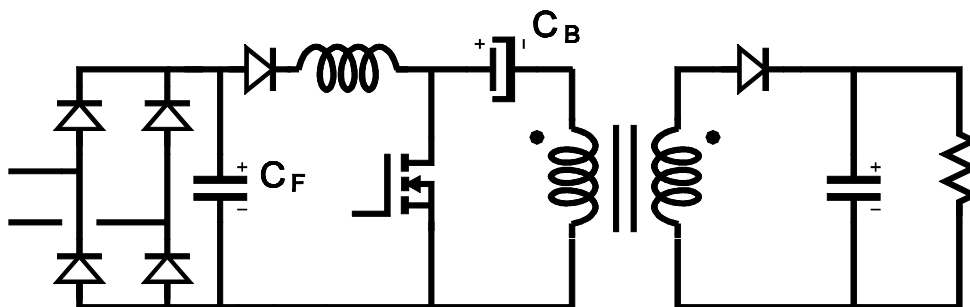


Fig. 1.16: Solución propuesta en la referencia [58,59] (BIFRED)

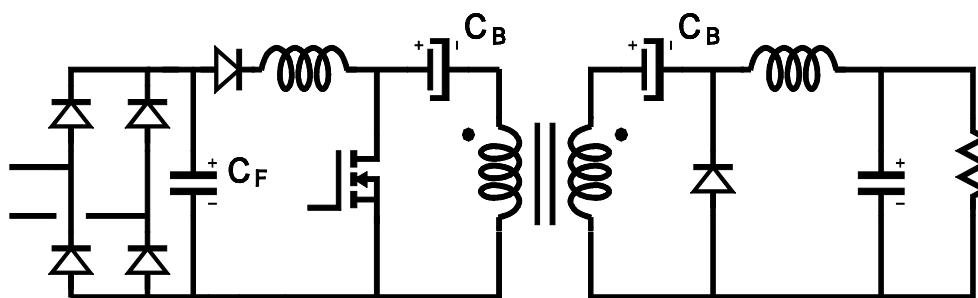


Fig. 1.17: Solución propuesta en [58,59] (BIBRED)

En [57] se desarrolla extensamente la forma de combinar 2 interruptores referidos a masa usando dos, uno o ningún diodo adicional en función de las tensiones que soportan los interruptores cuando están abiertos. En este caso, los convertidores de los que se parte son del tipo Elevador, de Retroceso, SEPIC o Cuk. En la figura 1.18 se muestra un ejemplo compuesto por un elevador y un convertidor de retroceso.

Esta filosofía también puede extenderse a convertidores CA/CA, tales como los utilizados en las reactancias electrónicas. En la figura 1.19 se muestra un ejemplo de este tipo de topologías [61].

#### 1.4.3.11 Convertidores con procesamiento energético menor que doble

La solución explicada anteriormente, basada en la integración de dos etapas en una sola, presenta en general unos rendimientos muy bajos debido al doble procesamiento de la potencia. Resulta por tanto útil en aplicaciones de poca potencia y bajo coste donde el rendimiento no sea primordial.

Sin embargo, este tipo de soluciones no resulta rentable para aplicaciones de más potencia. Para estos casos, se han ido desarrollando una serie de nuevas topologías cuyo objetivo es procesar la potencia manejada por el convertidor menos de dos veces (una vez para conseguir corrección del

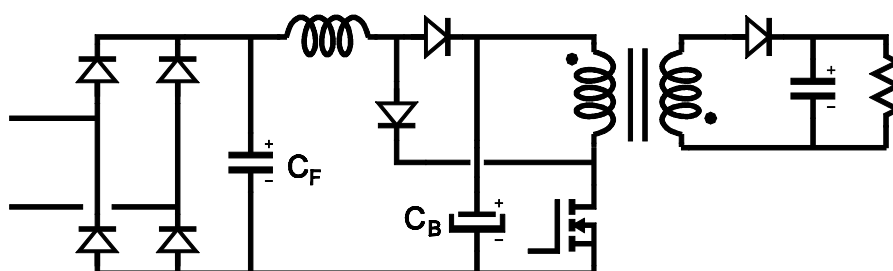


Fig. 1.18: Solución propuesta en la referencia [57].

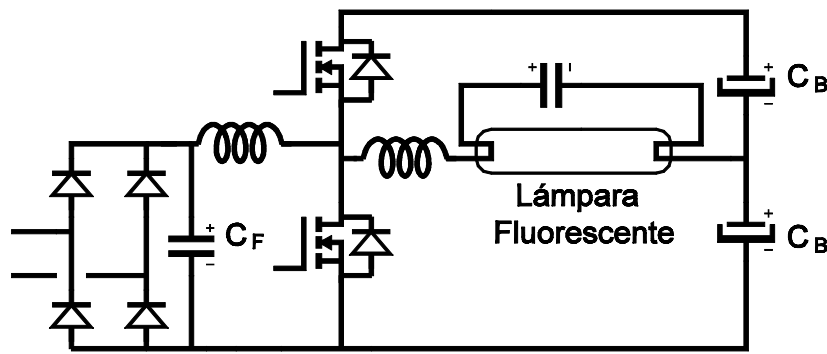


Fig. 1.19: Solución propuesta en la referencia [61]

factor de potencia gracias al ER y otra para tener regulación rápida gracias al convertidor CC/CC), intentando conseguir así una mejora del rendimiento, aunque para ello, la complejidad del convertidor aumente. Las características de la topología deben seguir siendo las mismas, es decir, se busca un convertidor que demande corriente senoidal a la entrada y que de una tensión constante a la salida con una buena regulación dinámica. En esta línea se han desarrollado tres tipos de soluciones:

- Circuitos basados en el sistema de “bomba de carga controlada”
- Circuitos con “procesado paralelo” de potencia.
- Circuitos basados en “posreguladores de alto rendimiento”

#### 1.4.3.12 Circuitos basados en bomba de carga controlada

La primera realización física de esta idea se puede encontrar en [62]. La idea básica de funcionamiento se puede observar en la figura 1.20. Se trata de un convertidor con dos salidas: una de ellas es una salida de tensión continua convencional, mientras que la otra es una salida de una etapa resonante que coloca una tensión en serie con el puente rectificador de entrada (salida “*boost*” o elevadora), ayudando a poner en conducción los diodos del mismo y obteniendo de esta forma un alto factor de potencia. Para controlar este convertidor son necesarios dos parámetros de control: la salida convencional de tensión continua se controla mediante la

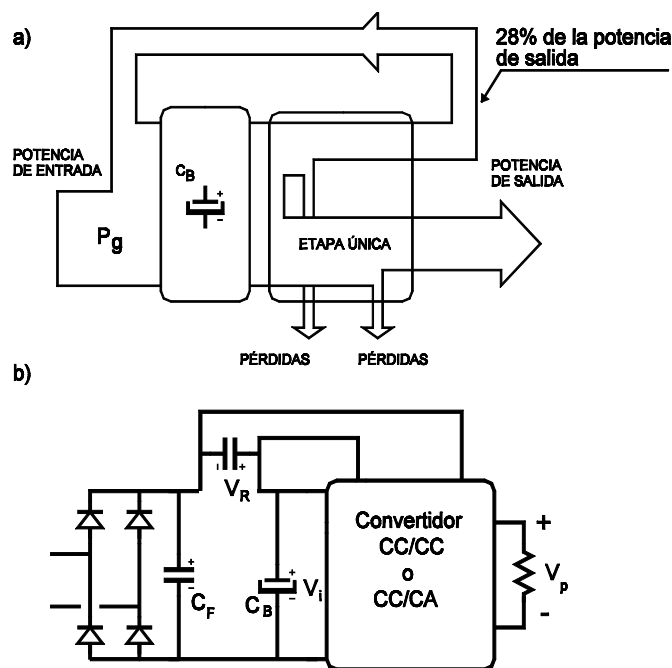


Fig. 1.20: Circuitos basados en bomba de carga controlada: a) procesamiento de potencia, b) implementación general

modulación del ciclo de trabajo de la forma habitual y la otra salida es controlada mediante la modulación de la frecuencia de conmutación. La topología ideal para la salida elevadora es un circuito resonante. En concreto, un circuito resonante serie cargado en paralelo ya que es con el que mejores resultados se obtienen. Dadas las características de ganancia de esta etapa de salida, es posible no utilizar un control específico para ella (diseñando el circuito resonante para que tenga una alta impedancia de salida) y controlar el convertidor con un solo parámetro de control, aunque se obtienen mejores resultados utilizando dos parámetros de control.

Un diseño típico supondría tener en el condensador de almacenamiento una tensión un 25% mayor que el valor de pico de la tensión de entrada. En este caso, la potencia media procesada por la salida elevadora es un 59% de la potencia total entregada. En un caso ideal, la tensión en el condensador de almacenamiento se podría fijar al valor de pico de la tensión de entrada. En este caso, la potencia total manejada por el convertidor es 1,27 veces mayor que la potencia entregada por el generador a la entrada.

En la figura 1.21 se muestra el circuito estudiado en la referencia [62], aunque también son posibles soluciones basadas en “Convertidores Dobles” [63] utilizando igualmente dos parámetros de control (Fig.1.22).

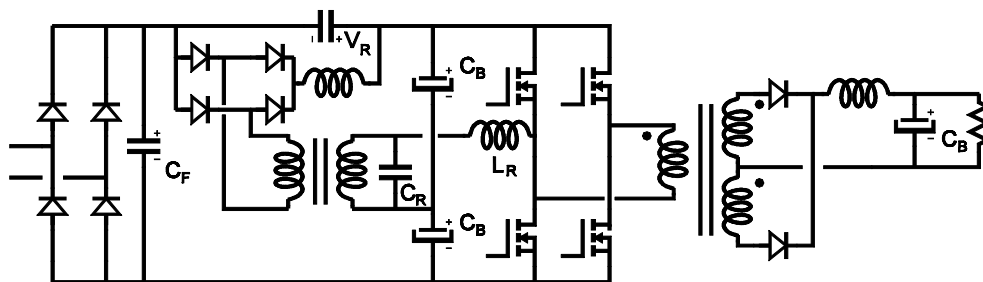


Fig. 1.21: Solución propuesta en la referencia [62].

Una aplicación en la que últimamente se ha extendido mucho el uso de circuitos basados en el principio de bomba de carga controlada son los balastos electrónicos de tubos fluorescentes. En [64-66] 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.

#### 1.4.3.13 Circuitos con procesamiento paralelo de potencia

Las potencias de entrada y salida de un circuito corrector del factor de potencia se muestran en la figura 1.23. La potencia de entrada  $P_{in}$  es una función seno cuadrado mientras que la potencia de salida es constante. Examinando esta relación, queda claro que no toda la potencia debe ser procesada dos veces para alcanzar la salida. El principio de funcionamiento del procesamiento paralelo de potencia se basa en que para conseguir corrección de factor de potencia con una regulación rápida de la tensión de salida, el 68% de la potencia media de entrada puede llegar a la salida con una sola conversión energética, mientras que el 32% restante de la potencia, que es la diferencia entre la potencia de entrada y la de salida en la mitad de un periodo, debe sufrir dos conversiones. La idea básica de funcionamiento de este tipo de circuitos se puede comprender fácilmente observando la figura 1.23. Cuando la potencia de entrada es mayor que la de salida,

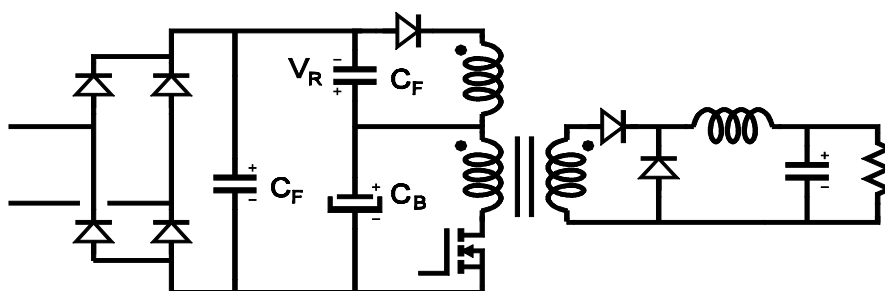


Fig. 1.22: Circuito del tipo “bomba de carga controlada” basado en un convertidor doble Directo-Retroceso.



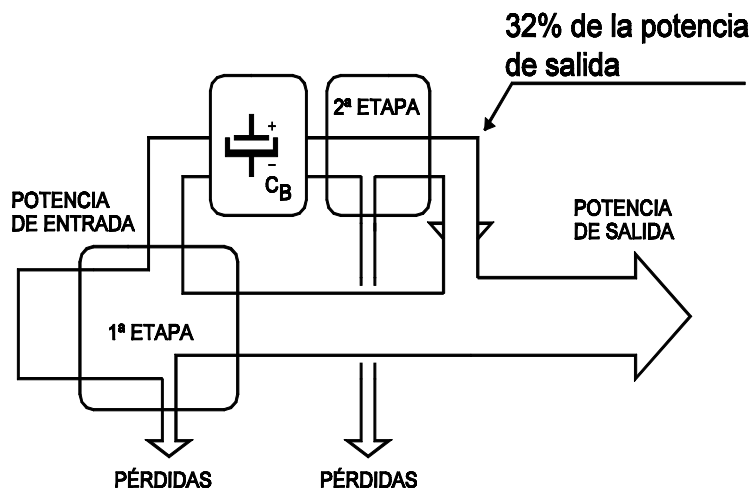


Fig. 1.23: Evolución de la potencia en circuitos con procesamiento paralelo

una parte de ella alcanza directamente la salida, sufriendo una única conversión energética. La parte sobrante sufre otra conversión hasta almacenarse en forma de energía eléctrica en el condensador de almacenamiento  $C_B$ . Esta energía es utilizada en los instantes en los que la potencia de salida es mayor que la de entrada.

Basándose en este principio, se han propuesto varias realizaciones prácticas [67,68]. En todas ellas se consiguen buenos rendimientos ya que no toda la potencia es procesada dos veces como ocurriría en el esquema de dos etapas en cascada. Sin embargo, la complejidad de estos circuitos es mayor que en casos anteriores ya que tienen varios interruptores y el control es complejo. En [67] se utiliza un esquema de dos transformadores (Fig. 1.24) lo cual lo hace inviable para potencias menores de unos 2 kW, que es el caso de la mayoría de las aplicaciones monofásicas.

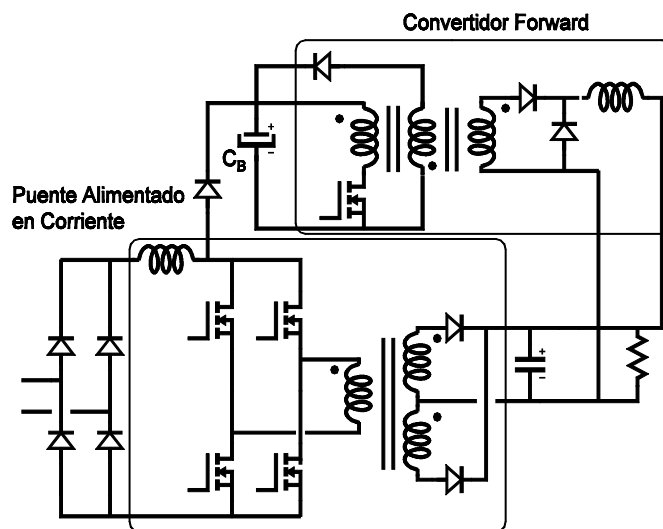


Fig. 1.24: Solución propuesta en la referencia [67]

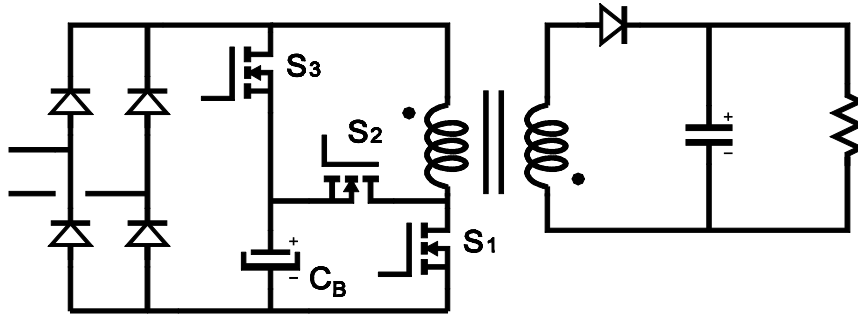


Fig. 1.25: Solución propuesta en la referencia [68]

En [68] se combinan las dos etapas en una sola, simplificando en gran medida el circuito como se puede observar en la figura 1.25. A pesar de que son necesarios tres interruptores, es posible usar esta topología en aplicaciones de entre 100 y 300 W. Con este esquema, el 32% de la potencia es procesada dos veces por la única etapa del convertidor, en vez de ser procesada por la segunda etapa como en el caso anterior.

Una idea parecida es propuesta en [69,91]. El sistema se basa en dividir en dos la tensión de salida de un circuito corrector del factor de potencia y conectar a una de esas subdivisiones un convertidor CC/CC auxiliar que se encarga de mantener la tensión aplicada a la carga constante (Fig. 1.26). La potencia procesada una vez es ligeramente menor que la que se procesa dos veces con lo que se pueden obtener buenos rendimientos. Además, el circuito es bastante simple con lo que el aumento de tamaño y coste no es excesivo. La figura 1.27 muestra la implementación propuesta en [69] para esta filosofía de actuación.

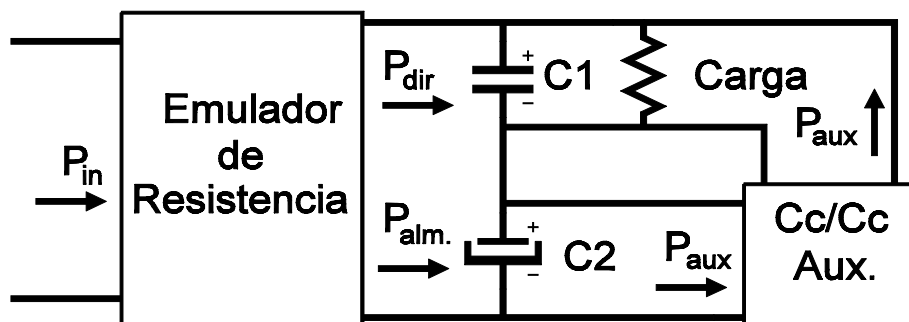


Fig. 1.26: Esquema de circulación de potencias propuesto en la referencia [69]

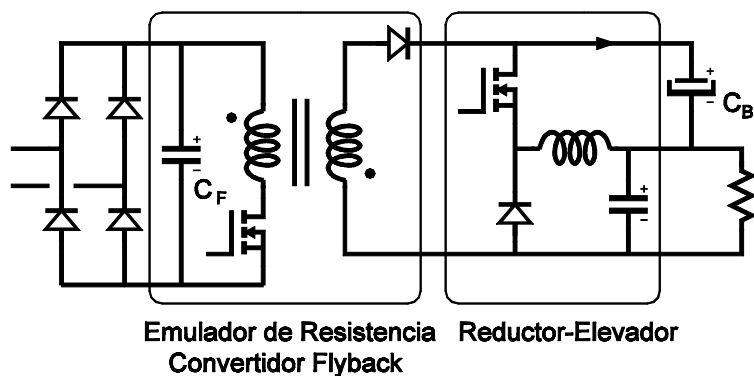


Fig. 1.27: Solución propuesta en la referencia [69]

#### 1.4.3.14 Circuitos basados en posreguladores de alto rendimiento

Este tipo de circuitos utilizan una nueva filosofía desarrollada recientemente [70-72]. Básicamente se podría asimilar a un esquema tradicional de dos etapas (Fig. 1.28):

- La primera es una etapa de corrección de factor de potencia clásica que procesa el 100% de la potencia.
- Sin embargo, la segunda etapa es bien distinta de las habituales. Su función es la de conseguir una buena regulación dinámica y mejorar la regulación estática del convertidor, pero para ello sólo procesa una pequeña parte de la potencia total con lo que es posible obtener al mismo tiempo muy buenos rendimientos.

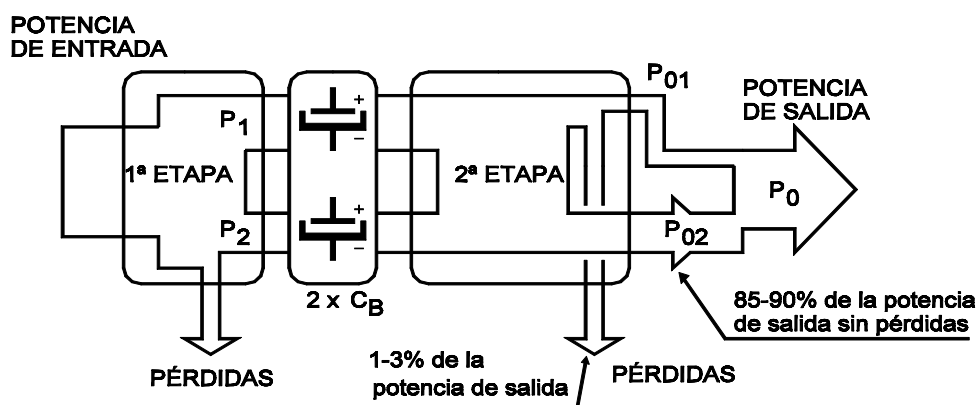


Fig. 1.28: Evolución de la potencia en circuitos con posreguladores de alto rendimiento

Básicamente, el posregulador se encarga de “añadir” a una tensión de salida “mal” regulada (correspondiente a la potencia que no sufre la segunda transformación energética) lo necesario para que ésta sea perfectamente constante. De esta forma es posible lograr que el convertidor CC/CC que actúa como posregulador tenga rendimientos extremadamente altos (96-98%), con lo que se penaliza mínimamente el rendimiento del convertidor completo.

En [70,71] se desarrolla un posregulador basado en esta filosofía, el Posregulador Reductor de Dos Entradas (*Two Input Buck*, TIBuck, en su denominación inglesa), con la particularidad de que este posregulador necesita que la etapa previa de corrección de factor de potencia tenga dos salidas (Fig.1.29). Esta condición puede cumplirse fácilmente con cualquier convertidor con transformador, e incluso pueden encontrarse soluciones con convertidores sin aislamiento galvánico (convertidores con bobinas acopladas, dos convertidores conectados en paralelo, etc.).

Se puede demostrar que si estas dos tensiones están muy próximas, la mayor parte de la potencia no sufre ninguna transformación energética y por tanto, es posible obtener unos rendimientos muy elevados. Sin embargo, ambas tensiones deben mantenerse suficientemente separadas, de forma que la tensión de salida del posregulador ( $V_0$ ) siempre esté comprendida entre las dos tensiones de entrada al mismo ( $V_1$  y  $V_2$ ), tanto en condiciones estáticas como dinámicas y teniendo en cuenta el rizado de tensión presente en ambas entradas. Las principales ventajas de este posregulador son las siguientes:

- El estrés de tensión en el transistor y en el diodo del posregulador son muy bajos (mucho más bajos que  $V_1$ ,  $V_2$  o  $V_0$ ).
- El posregulador se controla con circuitos integrados (CI) estándar ya que las dos etapas operan independientemente.
- Los elementos reactivos en el posregulador (bobina y condensador de salida) son muy pequeños.
- El rendimiento del posregulador es muy alto y dadas las características descritas anteriormente, el convertidor es pequeño y barato.

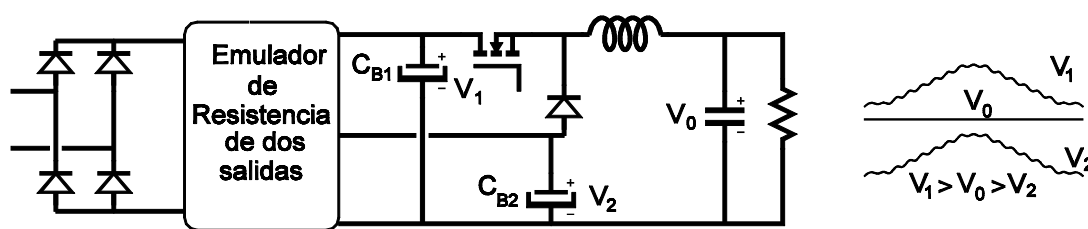


Fig. 1.29: Solución propuesta en [70]

Sin embargo, esta solución presenta dos desventajas principalmente:

- La primera etapa debe ser un convertidor que opere como ER y que tenga dos salidas.
- Además, cuando ocurre un cortocircuito, la energía almacenada en el condensador de almacenamiento de mayor tensión da lugar a un pico de corriente que circula a través del transistor del *TIBuck*.

En [72] se presenta otra solución que sigue esta misma filosofía y que no presenta los inconvenientes anteriormente mencionados. En este caso se trata de un Posregulador Conmutado Serie (*Series Switching Post-Regulator o SSPR*) y al igual que en el caso del *TIBuck*, la mayor parte de la potencia (típicamente el 85-90%) no sufre una segunda transformación energética, por lo que su rendimiento es 1, mientras que la potencia restante es procesada por un convertidor CC/CC (por ejemplo, un convertidor Directo) con un rendimiento típicamente entre el 85% y el 90%. Como consecuencia, el rendimiento global del SSPR alcanza valores del orden del 97-98% con lo que el rendimiento del conjunto de las dos etapas es muy parecido al de la primera etapa en solitario. Además, esta solución no requiere un ER de dos salidas y la corriente de cortocircuito puede ser desviada a través de un diodo de baja frecuencia  $D_{BF}$  en vez de tener que pasar a través de alguno de los semiconductores del convertidor. En la figura 1.30 se muestra un esquema del *SSPR*.

#### 1.4.4 SOLUCIONES ACTIVAS DE CONTENIDO ARMÓNICO LIMITADO

Desde la aparición de la norma IEC 1000-3-2, este tipo de soluciones ha experimentado un auge realmente espectacular.

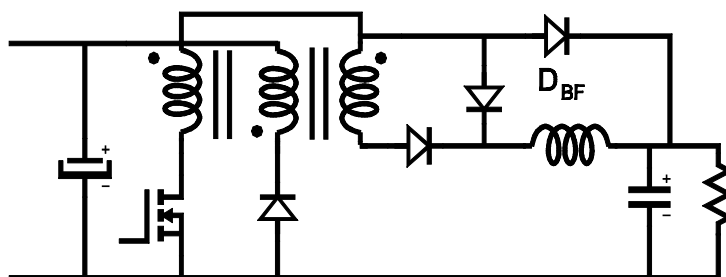


Fig. 1.30: Solución propuesta en [72]

Una de las principales razones es que un gran número de las fuentes de alimentación que se van a ver afectadas por la norma son utilizadas en productos muy sensibles al coste, por lo que es fundamental utilizar sistemas sencillos que no añadan demasiada complejidad, y por tanto coste, a la topología. Entre este tipo de productos se encuentran las fuentes de alimentación de los ordenadores personales y las de muchos electrodomésticos, que al ser productos con un gran volumen de ventas ha ayudado a que se desarrollen gran cantidad de nuevas soluciones. En concreto, las soluciones activas de corriente no senoidal tienen las características necesarias para adaptarse perfectamente a los requerimientos de estos productos.

Gran cantidad de autores [74-99] han desarrollado circuitos de este tipo en los últimos años, lo que viene a confirmar el interés por este sector. En concreto, en [99] se presenta un estudio comparativo de una gran cantidad de soluciones que siguen esta filosofía.

En este caso, el objetivo es conseguir satisfacer los requerimientos de la norma al menor coste posible. No se trata por tanto de obtener una forma de onda perfectamente senoidal ( $FP=1$ ) y con una distorsión armónica muy baja ( $THD=0$ ). El objetivo es que el valor de cada armónico de la corriente de entrada sea menor que el máximo especificado por la norma IEC 1000-3-2 para cada caso.

Dentro de este tipo de soluciones, se puede hacer una clasificación en función de la frecuencia de conmutación:

- Frecuencia de conmutación de red
- Alta frecuencia de conmutación



La distorsión armónica, el factor de desplazamiento y por tanto, el factor de potencia, aumentan en la solución activa y además, la mejora es más notable para los niveles de potencia más elevados.

La caída de tensión en la bobina puede ser compensada por la acción elevadora de la topología, permitiendo tensiones de salida más altas. Además, cambiando el intervalo de conducción del interruptor, se puede regular la tensión de salida hasta niveles de potencia del orden del 30% de la potencia nominal. Para niveles de potencia inferiores, el interruptor permanece abierto y la tensión de salida tiende al valor de pico de la tensión de entrada, como en un rectificador convencional.

El rizado de la tensión de salida se reduce entre 1,5 y 1,9 veces respecto a la solución pasiva. Por tanto, el valor del condensador puede ser reducido por el mismo factor para el mismo rizado de salida respecto a un rectificador convencional.

La solución puede ser usada por encima de 700 W, pero el aumento del valor de la bobina va haciendo menos interesante esta solución según aumenta la potencia.

En [75,76] se presentan otros circuitos (Fig. 1.32) que tratan de solucionar los problemas del anterior y lo hacen apropiado para altos niveles de potencia (hasta 1,2 kW), aunque aumentando la complejidad del circuito y añadiendo otra bobina más.

No debemos perder de vista que este tipo de soluciones mejoran las características de regulación de las soluciones pasivas pero no tienen regulación rápida.

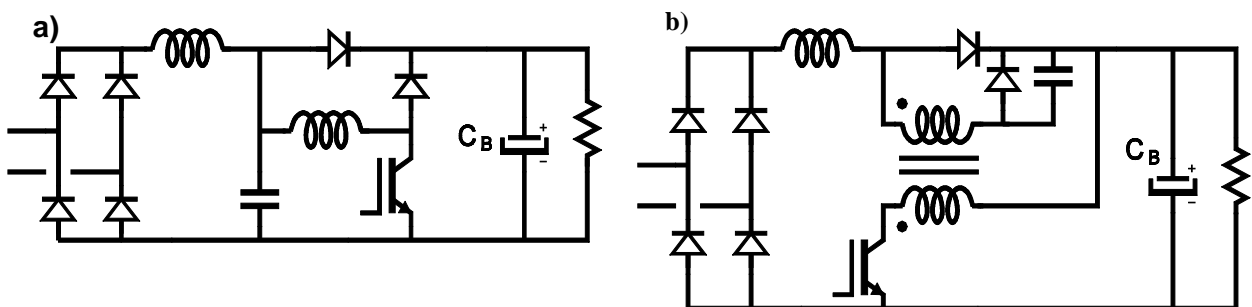


Fig. 1.32: Solución propuesta en las referencias a) [75], b) [76]



#### **1.4.4.2 Soluciones activas de contenido armónico limitado de alta frecuencia de conmutación**

Es en este tipo de circuitos en el que se va a centrar el presente trabajo. Esta opción fue presentada por primera vez en [77]. En este caso, el objetivo es satisfacer la norma IEC 1000-3-2 sobre contenido armónico de baja frecuencia con topologías que sean esencialmente las clásicas utilizadas en fuentes de alimentación, pero con pequeñas modificaciones

Estas modificaciones pueden ser de distintos tipos. Una posibilidad consiste en aplicar la filosofía de la bomba de carga, aunque en este caso, realimentando una cierta tensión sobre la que no se ejerce control y cuya única misión es aumentar el ángulo de conducción de los diodos del puente rectificador. Normalmente esta tensión se consigue desde una salida adicional del transformador principal, salida que habitualmente opera en modo de conducción discontinuo. Esta salida puede tener la configuración de un convertidor Directo, de un convertidor de Retroceso u otras distintas.

En este tipo de circuitos hay que establecer una solución de compromiso entre rendimiento y contenido armónico. Cuanta más energía se realimente por la salida adicional, 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 por lo que debe sufrir otro proceso de conversión energética con el consiguiente empeoramiento del rendimiento. Por tanto, debe establecerse una solución de compromiso y tratar de minimizar la energía que debe reciclarse para de esta forma, intentar cumplir la norma con el mayor rendimiento posible.

La mayor desventaja de este tipo de circuitos es el valor de la tensión en el condensador de almacenamiento. A pesar de no tener valores excesivamente elevados ni de presentar variaciones acusadas en función de la carga, los valores que se alcanzan hacen necesario recurrir en muchas ocasiones a colocar dos condensadores en serie ya que se sobrepasan los 450V que es, en estos momentos, el máximo valor comercial estándar que soportan los condensadores electrolíticos. Esto puede dar lugar a una penalización excesiva en tamaño y coste para un producto tan sensible a estos factores como lo son las fuentes de alimentación de los ordenadores personales o de los electrodomésticos.

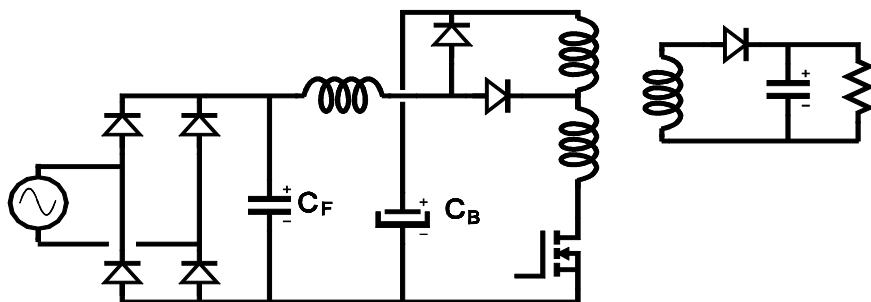


Fig. 1.33: Solución propuesta en la referencia [77]

Además, aunque las variaciones de tensión en dicho condensador no sean muy acusadas, sí se ven muy influenciadas por el valor de la tensión de entrada, por lo que resulta muy difícil optimizar el condensador, y en general el convertidor, para que opere con el rango de tensión universal (85-265 V<sub>eficaces</sub>). En este caso, la mejor solución es probablemente la que utiliza dos etapas en cascada [89]. Así, la primera etapa (habitualmente un convertidor Elevador funcionando como ER) se encarga de obtener una forma de onda perfectamente senoidal y de estabilizar la tensión de entrada del convertidor que se conecta en cascada, con lo que éste estará muy optimizado.

Por el contrario, las soluciones activas de corriente no senoidal son probablemente la mejor opción para rangos de tensión de entrada no universales (Rango Europeo: 220/230 V o Rango Americano: 100/110 V) ya que con ellas es posible obtener una buena solución de compromiso entre tamaño, coste, rendimiento y contenido armónico.

En la figura 1.33 se muestra el circuito estudiado en [77] y en la figura 1.34 se muestra el circuito presentado en [78]. Modificaciones a este circuito han sido profusamente estudiadas últimamente como se puede comprobar en las referencias [77-99].

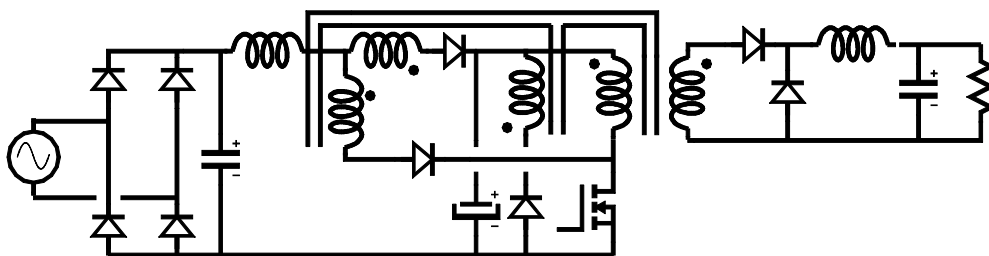


Fig. 1.34: Solución propuesta en la referencia [78]

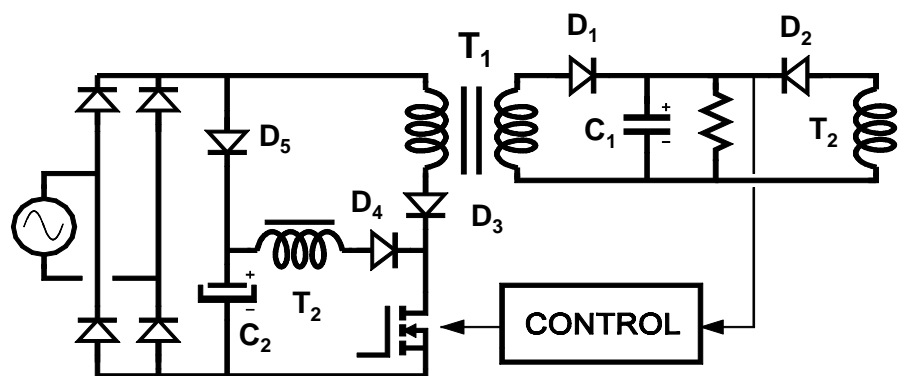


Fig. 1.35: Solución propuesta en la referencia [92]

Otra alternativa es la que se presenta en [92]. Esta topología presenta alguna diferencia importante respecto de las mencionadas anteriormente. Quizá la más importante sea que la tensión en el condensador de almacenamiento está limitada al valor de pico de la tensión de entrada y por tanto, no presenta muchos de los problemas que aparecen en otras topologías. La figura 1.35 muestra el circuito propuesto en [92]. Como se puede observar, básicamente se trata de dos convertidores de Retroceso operando en paralelo. Uno de ellos toma la energía directamente de la red. Además, esta rama es la que maneja la mayor parte de la energía del convertidor. Por otra parte, la otra rama toma la energía de un condensador cuya tensión está limitada al valor de pico de la tensión de entrada por el diodo  $D_5$ . Esta rama únicamente se encarga de suministrar energía cuando la tensión de entrada está próxima a cero y procesa aproximadamente una potencia del orden del 25% de la potencia total. Sin embargo, una de las ramas debe trabajar forzosamente en MCD, lo que implica que no es posible utilizar rectificación síncrona autoexcitada y en consecuencia, no será posible obtener buenos rendimientos cuando la tensión de salida sea baja.

El presente trabajo se va a centrar en el circuito Reductor del Contenido Armónico de la Corriente de Entrada presentado en [81] y cuyo funcionamiento se basa en realimentar la tensión de una salida auxiliar basada en un convertidor Directo con una bobina retrasadora adicional [100,101] (Fig. 1.36). En su denominación inglesa, este circuito se ha nombrado como *Active Input Current Shaper* (AICS) aunque en este trabajo nos referiremos a él como Reductor Activo de Armónicos ( $RA^2$ ). La filosofía de este circuito es conseguir cumplir la norma IEC 1000-3-2 utilizando un convertidor que es básicamente igual a un convertidor CC/CC convencional, pero sobre el que se han hecho unas pequeñas

modificaciones. De esta forma, podríamos partir de convertidores CC/CC ya desarrollados y convertirlos en convertidores CA/CC que cumplen la norma IEC 1000-3-2 con un esfuerzo de rediseño muy pequeño.

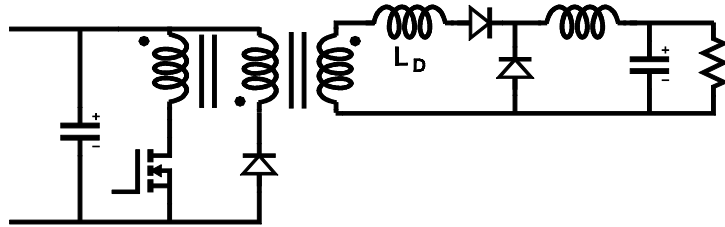


Fig. 1.36: Convertidor Directo con una bobina retrasadora adicional